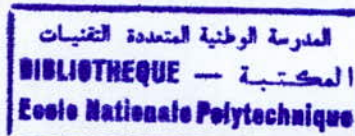


MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

D.E.R GENIE ELECTRIQUE ET INFORMATIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE



PROJET DE FIN D'ETUDES

THEME :

**APPLICATION DE LA LOGIQUE FLOUE
DANS LA COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE**

Proposé et dirigé par

Mr.C.LARBES
Mr. M.S.AÏT CHEIKH

Réalisé par

Mr.L.BENTABET
Mr.S.H.BAHA

Promotion : Juin 1998

E.N.P 10, Avenue, Hacène BADI -El Harrach- ALGER

République Algérienne Démocratique et Populaire

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

D.E.R GENIE ELECTRIQUE ET INFORMATIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

THEME :

**APPLICATION DE LA LOGIQUE FLOUE
DANS LA COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE**

Proposé et dirigé par

Mr.C.LARBES
Mr. M.S.AÏT CHEIKH

Réalisé par

Mr.L.BENTABET
Mr.S.H.BAHA

Promotion : Juin 1998

E.N.P 10, Avenue, Hacène BADI -El Harrach- ALGER

إهداء

إلى قتي، قطفت يد المنون زهرة شبابه في ربيعها . . . إلى روح أخي الطاهرة "عبد الحكيم".
إلى الذين شقالي دربا في هذه الحياة، وأنا راه بنبراس سهرهما، وتعبهما . . . أمحنون وأب رحيم، إلى والدي الكريمن.
إلى أنخ عطوف، وأستاذ قدير، بل أب كريم . . . إلى أخي "نذير".
إلى من أطلب له أن يشق أديم الحياة بمعول النجاح . . . إلى "بن يوسف".
إلى أخوات، كن لي كأهات رحيمات.
إلى أبناء عمومي، إلى أصحابي ورفقاء دربي، إلى جميع من عرفني.
إلى هؤلاء جميعا . . .

أهدي ثمرة عقدين من حياتي، هذا العمل المتواضع.

سيف الحق.

إلى من أنفتت من وقتها الكثير لأهنا، ومن جهدها الكثير لأرتاح . . . إليك والدي الحنون.
إلى الذي رأيته أبا عطوفا، وصاحبنا نصيحا . . . إليك والدي العزيز.
إلى رفيق الصبي، الذي أتمنى له أفقا رحيبا . . . إليك أخي "محمد الشريف".
إلى أخي "صلاح الدين"، آملا له خطوات أوسع على طريق النجاح.
إلى أخواتي، آملا لهن كل سعادة الدنيا وخيرها.
إلى جدتاي وإلى وردة العائلة التي تتفتح مرحا . . . الصغيرة "سارة".

إلى كل من جمعني بهم سفينة الحياة في لجتها.

إليكم جميعا . . . أهدي ثمرة جهدي المتواضع.

العياشي.



Remerciements

Nous tenons toutefois à remercier dieux tout puissant pour son aide à terminer ce modeste travail, et franchir toutes les difficultés durant nos études.

Et nous sommes heureux de remercier aussi nos promoteurs M.C.LARBES et M.S.AIT CHEIKH pour leurs conseils et encouragements pendant toute la durée de réalisation de ce travail.

ملخص: هدف العمل المقدم هو التحكم بواسطة المنطق المبهمة في سرعة آلة غير متواقة. نعرض نموذجاً رياضياً للآلة مغذاة بتيارات جيئية، بغرض تسهيل الدراسة بواسطة محاكاة عددية. استعمال التحكم الشعاعي سمح بتخطي صعوبات الاقتران بين العزم الكهرومغناطيسي والتدفق المغناطيسي في العنصر الدوار للآلة.

تقوم باختبار ثلاثة خوارزميات تحكم مبهمة وهي:



- خوارزمية التحكم النموذجية ل: Mamdani .

- خوارزمية التحكم المبهمة بمرح تحكم تأقلمي .

- خوارزمية التحكم المبهمة: Grossier-fin .

وتقوم بمقارنة بين هذه الخوارزميات وخوارزميات تحكم اصطلاحي (PI و IP) .

وسندرس أثر تغير مقاومة العنصر الدوار تحت تأثير الحرارة، كما نعرض خوارزمية تأقلم مبهمة خلال الزمن لهذه المقاومة لأجل تخطي هذه العقبة.

Résumé: L'objectif de ce présent travail est de commander par logique floue la vitesse d'une machine asynchrone. Un modèle mathématique de la machine alimentée en courant est établi afin de permettre une étude par simulation numérique. L'utilisation de la commande vectorielle a permis de réaliser le découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique de la machine.

Trois algorithmes de commande floue ont été testés à savoir :

- L'algorithme de commande floue typique de Mamdani.
- Le réglage flou à gain adaptatif.
- Le réglage grossier-fin.

Une comparaison entre ces régulateurs flous et des régulateurs conventionnels (PI et IP) a été faite. L'influence de la variation de la résistance rotorique sous l'effet de la température a été étudiée et un algorithme d'adaptation flou et en temps réel de cette résistance rotorique a été proposé pour remédier à ce problème.

Abstract: The aim of this work is to apply fuzzy logic techniques to control the speed of an asynchronous machine. A model of the machine fed by current inverter is given in order to simulate the behaviour of the system.

Vector control technique is used to decouple the motor flux and the electromagnetic torque.

Three fuzzy logic controllers are tested, these are:

- Mamdani's algorithm based fuzzy controllers.
- Fuzzy controllers with adaptive gains.
- Large-fine controllers.

Comparison between these fuzzy controllers and conventional PID controllers (PI and IP) is made.

The variation of rotor resistance due to temperature is investigated and a fuzzy adaptive algorithm in real time is proposed in order to remedy to this problem.

SOMMAIRE

Glossaire

Introduction générale

1

Chapitre I : Méthodologie de réglage par logique floue

I.1 Introduction	3
I.2 Rappel des principes de la logique floue :	4
I.2.1 Ensembles flous	4
I.2.2 Opérateurs de la logique floue	6
I.2.3 Fonctions d'appartenance	6
I.2.4 Variables linguistiques	7
I.2.5 Relations et compositions floues	8
I.2.6 Implications floues	9
I.2.7 Raisonnement flou et prise de décision	9
I.3 Régulateur flou :	10
I.3.1 Interface de fuzzification	11
I.3.2 Les règles	11
I.3.3 Justification des règles d'un régulateur flou	13
I.3.4 Moteur d'inférence	16
I.3.5 Défuzzification	16
I.4 Conception d'un régulateur flou	18
I.5 Conclusion	18

Chapitre II : Modélisation de l'association Onduleur-Machine asynchrone

II.1 Introduction	19
II.2 Modélisation de la machine asynchrone :	20
II.2.1 Morphologie	20
II.2.2 Hypothèses simplificatrices et conventions	20
II.2.3 Mise en équations	21
II.2.4 Transformation de Park	23
II.2.5 Mise en équations dans le repère de Park	25
II.2.6 Mise sous forme d'équations d'états	25
II.2.7 Choix du référentiel	26
II.2.8 Simulation numérique	28
II.3 Modélisation de l'association Onduleur de tension-MAS :	31
II.3.1 Modélisation du redresseur et du filtre	32
II.3.2 Modélisation de l'onduleur	33
II.3.3 Simulation numérique	36
II.4 Modèle de la machine alimentée en courant :	40
II.4.1 Simulation numérique	41
II.5 Conclusion	44



Chapitre III : Commande vectorielle de la machine asynchrone

III.1 Introduction	45
III.2 Principe de la commande vectorielle	46
III.3 Orientation du flux rotorique :	46
III.3.1 Méthode directe	48
III.3.2 Méthode indirecte	48
III.4 Bloc de commande du flux orienté (F.O.C)	48
III.5 Simulation numérique	50
III.6 Conclusion	53

Chapitre IV : Réglage classique de la vitesse

IV.1 Introduction	54
IV.2 Structure de commande :	55
IV.2.1 Fonction de transfert en boucle ouverte de la machine asynchrone	55
IV.2.2 Structure du régulateur	56
IV.3 Réglage de la vitesse avec un régulateur PI	57
IV.4 Réglage de la vitesse avec un régulateur IP	58
IV.5 Application du réglage classique au modèle de la machine	58
IV.6 Simulation numérique	59
IV.7 Conclusion	73

Chapitre V : Application du réglage par logique floue pour la commande de la vitesse de la machine asynchrone

V.1 Introduction	74
V.2 Description d'un régulateur flou typique	75
V.3 Loi de commande	75
V.4 Implémentation	76
V.5 Application de l'algorithme de commande floue de Mamdani pour commander la vitesse de la MAS :	76
V.5.1 Fonctions d'appartenance	76
V.5.2 Univers de discours	77
V.5.3 Choix de la table de décision	78
V.5.4 Choix de la méthode d'inférence	78
V.5.6 Simulation numérique	78
V.5.7 Influence de la distribution des ensembles flous	85
V.5.8 Influence du nombre d'ensembles flous associés à chaque variable	86
V.6 Utilisation d'un régulateur flou à gain adaptatif pour commander la vitesse de la machine asynchrone :	89
V.6.1 Développement de la table de décision	89
V.6.2 Simulation numérique	91
V.7 Application du réglage grossier-fin pour commander la vitesse de la machine asynchrone :	98
V.7.1 Simulation numérique	99
V.8 Conclusion	103



Chapitre VI : Adaptation de la résistance rotorique	
VI.1 Introduction	104
VI.2 Problématique	105
VI.3 Simulation numérique	108
VI.4 Adaptation de la résistance rotorique de la machine asynchrone	110
VI.5 Description de l'approche utilisée pour l'adaptation de R_r	110
VI.6 Puissance réactive associée au flux rotorique	111
VI.7 Relation entre Δq_r et ΔT_r	111
VI.8 Simulation numérique	112
VI.9 Algorithme de Chiping modifié	114
VI.10 Simulation numérique	114
VI.11 Conclusion	116
Conclusion générale	117
Annexes	
Annexe I	120
Annexe II	121
Annexe III	124
Annexe IV	126
Références Bibliographiques	129

GLOSSAIRE

FOC	Commande par flux orienté.
MAS	Machine asynchrone.
RLF	Régulateur par logique floue.
A, B	Ensembles flous.
U, V	Univers de discours.
μ_A	Fonction d'appartenance de l'ensemble flou A.
R	Relation floue.
max	Valeur maximale.
min	Valeur minimale.
e	L'erreur sur la vitesse de rotation.
Δe	La variation de l'erreur.
u	Signal de commande
Δu	Variation du signal de commande.
$G_e, G_{\Delta e}, G_{\Delta u}$	Gains de normalisation.
Fo	Fonction de transfert en boucle ouverte.
G_{BF}	Fonction de transfert globale en boucle fermée.
K_p, K_i	Paramètres du régulateur classique <i>PID</i> .
s, r	Indices correspondants au stator et au rotor.
a, b, c	Indices correspondants aux trois phases de la machine.
d, q	Indices correspondants aux axes du repère de Park .
L_s, L_r	Inductances cycliques statorique et rotorique par phase.
L_m	Inductance cyclique mutuelle.
R_s, R_r	Résistances d'enroulements statoriques et rotoriques par phase.
T_s, T_r	Constantes de temps statorique et rotorique.
σ	Coefficient de fuite totale.
p	Nombre de paires de pôles.
K_f	Coefficient de frottement visqueux.
J	Moment d'inertie de la partie tournante.
C_e	Couple électromagnétique développé par la machine.
C_r	Couple résistant.
X^*	Grandeur de référence.
X^n	Grandeur nominale.
θ_p	Angle électrique de la transformation de Park .
θ_s, θ_r	Angles électriques statorique et rotorique.
θ	Angle du rotation mécanique.
P	Matrice de Park .
ω_s, ω_n	Pulsations électriques statorique et rotorique.
ω_{gl}	Pulsation de glissement.
Ω	Vitesse mécanique du rotor.
Φ_s, Φ_r, Φ_m	Flux statorique, rotorique et magnétisant.
V	Tension.
I	Courant.

INTRODUCTION GENERALE



Durant ces dernières années, la commande par logique floue est devenue un domaine de recherche très actif dans l'application de la théorie des ensembles flous. Les travaux, initiés par Mamdani, dans le domaine de la commande par logique floue ont été motivés par les recherches du professeur L.A.Zadeh sur l'analyse des approches et des systèmes linguistiques, basée sur la théorie des ensembles flous [LEE 90].

Des applications récentes du réglage par logique floue dans des domaines aussi diversifiés [LEE 90][BUH 94], tel que, le traitement des eaux, le transport, la traction à vitesse variable, les systèmes de climatisation, etc..., ont montré que les régulateurs par logique floue, se prêtent particulièrement bien pour les applications où le processus est mal modélisable et/ou non-linéaire.

L'approche utilisée en réglage flou est basée sur l'imitation des aspects approximatifs et qualitatifs du raisonnement humain. Des citations conditionnelles linguistiques du type « Si ... Alors », sont utilisées pour résoudre des problèmes de décision, ou pour décrire le comportement dynamique d'un système inconnu ou mal défini. Ainsi, le régulateur par logique floue peut être vu comme un pas vers un rapprochement entre la commande mathématique précises et la prise de décision humaine.

L'application de la logique floue dans l'électronique de puissance est récente. Parmi les actionneurs utilisés, on trouve la machine asynchrone qui possède des avantages très attirants (simplicité de construction et de maintenance) [CHA 83]. Malheureusement, la machine asynchrone présente un inconvénient majeur, sa structure dynamique est fortement non-linéaire, et les variables internes de la machines, tel que le couple et le flux sont fortement couplées, ce qui complique sa 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 excitations séparées.

L'objectif du présent travail est d'étudier la commande par logique floue de la vitesse d'une machine asynchrone alimentée en courant, par un onduleur triphasé. Afin d'évaluer les performances requises par ce type de réglage, on compare les résultats obtenus avec ceux issus d'un réglage conventionnel.

Ce mémoire est donc organisé de la manière suivante:

- Dans le premier chapitre, nous commencerons par présenter la théorie des ensembles flous, et de la logique floue, ainsi, qu'un ensemble de méthodologies concernant la commande floue (*fuzzification, Règles et commande floue, inférences, défuzzification*).
- Dans le deuxième chapitre, on établit le modèle mathématique de l'association Onduleur-MAS adopté en vue de sa commande. Les simulations du comportement du système en boucle ouverte sont données en fin de chapitre avec les commentaires qui s'imposent.
- Le troisième chapitre, présente la technique de commande vectorielle indirecte, qui permet de réaliser le découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique de la machine.
- Le quatrième chapitre, concerne l'utilisation des régulateurs conventionnels (*PI et IP*), pour commander la vitesse de la machine. Enfin, une comparaison est effectuée pour montrer les performances de chacun des deux régulateurs, *PI* et *IP*.
- Le cinquième chapitre, traite de l'application d'un régulateur flou typique pour la régulation de la vitesse de la MAS, et présente l'influence du choix des paramètres des régulateurs sur les performances de la commande. En vue d'améliorer ces performances d'autres stratégies de commande par logique floue, à savoir :
 - Le réglage flou à gain de commande adaptatif,
 - Le réglage grossier-fin,seront exposées par la suite.
- Le sixième chapitre, est consacré à l'étude de l'influence de la variation de la résistance rotorique, sur la dynamique du système à réguler. Un algorithme d'adaptation en temps réel de la résistance rotorique est aussi proposé et étudié en fin de chapitre.
- Enfin, une conclusion générale terminera ce mémoire.

CHAPITRE I

METHODOLOGIE DE REGLAGE PAR LOGIQUE FLOUE

I.1 Introduction :

Un domaine d'application de la logique floue qui devient de plus en plus important, est celui de la commande des processus [BUH 94]. En effet, durant ces trois dernières décennies, la commande floue s'est révélée un domaine de recherche très attirant, faisant partie des applications de la théorie de la logique floue. S'appuyant sur les travaux de **L.Zadeh** [TUN 86]. Différentes synthèses de régulateurs flous ont été élaborées.

En 1975, **Mamdani** introduit le premier régulateur par logique floue [MAM 77]. A partir de 1985 environ, ce sont les japonais qui commencent à utiliser la logique floue dans les produits industriels pour résoudre des problèmes de réglage et de commande. Aujourd'hui, on trouve des applications de la commande en logique floue dans [MEN 95]:

- La transmission automatique (Nissan, Subaru).
- L'auto-stationnement d'une voiture (Tokyo Tech Univ).
- La commande du vol d'un avion (Rockwell Corp).

L'origine du développement de la théorie de réglage en logique floue a été la commande des processus basée sur la connaissance de l'opérateur [KET 92]. La stratégie de commande d'un tel opérateur est formée d'un ensemble de règles de décision dont la forme dépend essentiellement du processus commandé.

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

Dans ce chapitre nous allons en premier lieu introduire les concepts de la théorie des ensembles flous nécessaires pour la conception des régulateurs flous et par la suite, nous étudierons la structure de base d'un régulateur flou.

I.2 Rappel des principes de la logique floue:

Afin de mettre en évidence le principe fondamental de la logique floue, nous présenterons ci-dessous un exemple simple :

Considérons l'ensemble des fréquences variant des plus basses fréquences aux plus hautes fréquences. Soit les deux sous-ensembles BF et HF représentant les basses fréquences et les hautes fréquences respectivement.

Selon la logique classique (Logique de **BOOLE**), qui n'admet pour les variables que les deux valeurs (0,1), une fréquence f appartient soit à l'ensemble BF ou bien à l'ensemble HF (les deux ensembles sont mutuellement exclusifs). Cependant, une fréquence de 20 KHZ, ne peut être considérée ni comme haute fréquence, ni comme basse fréquence, ce fait est tenu en compte, si les limites des deux ensembles étaient progressives ou bien *floues*.

I.2.1 Ensembles flous :

1. Ensemble net :

Un ensemble A peut être défini en donnant la liste de ses éléments ou, en identifiant ces derniers à partir des caractéristiques les liant à cet ensemble, soit alors:

$$A = \{x / x \text{ verifier certaines conditions} \}$$

De même, on peut introduire une fonction d'appartenance binaire (0,1), notée $\mu_A(x)$ (Figure I.1), tel que :

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x \in A \\ 0 & \text{si } x \notin A \end{cases} \quad (I.1)$$

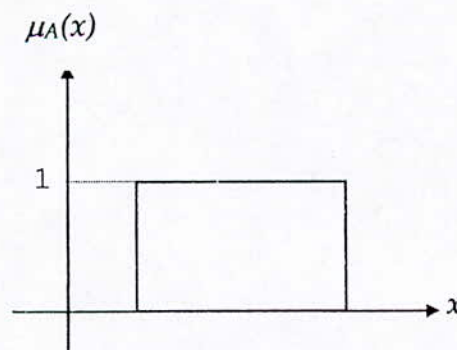


Figure I.1 Fonction d'appartenance de l'ensemble net A .

2. Ensemble flou:

Définition 1: Un ensemble flou peut être vu comme une généralisation du concept d'ensemble ordinaire [KET 92]. 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 $[0,1]$.

$$\begin{aligned} \mu_F: U &\rightarrow [0,1] \\ x &\rightarrow \mu_F(x) \end{aligned} \quad (I.2)$$

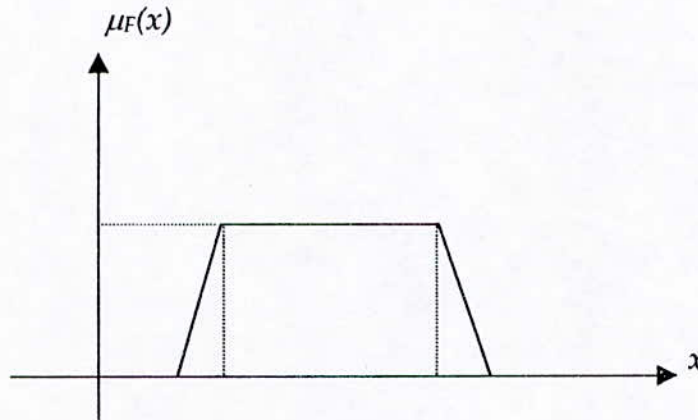


Figure I.2 Fonction d'appartenance de l'ensemble flou F

L'ensemble flou F peut être décrit par l'ensemble des paires $(x, \mu_F(x))$, et noté par :

- U continu:

$$F = \int_U \mu_F(x) / x \quad (I.3)$$

- U discret:

$$F = \sum_U \mu_F(x_i) / x_i \quad (I.4)$$

Définition 2: Un ensemble flou F peut être caractérisé par :

- Un support : C'est l'ensemble net $S = \{x / x \in U, \mu_F(x) \neq 0\}$.
- Un point de commutation : C'est l'élément x_0 appartenant à U pour lequel $\mu_F(x) = 0.5$.
- Une hauteur : C'est le maximum de la fonction d'appartenance sur son support :

$$h_F = \text{Sup}_{x \in U} \{\mu_F(x)\} \quad (I.5)$$

généralement $h_F = 1$.

- Un noyau : C'est l'ensemble des éléments appartenants à U pour lesquels $\mu_F(x) = 1$:

$$N_F = \{x / x \in U, \mu_F(x) = 1\}.$$

I.2.2 Opérateurs de la logique floue [LEE 90] :

Soit A, B deux ensembles flous représentés par leurs fonctions d'appartenance μ_A, μ_B respectivement, on définit :

- L'opérateur NON: l'ensemble complémentaire $\bar{A} = NON(A)$ est défini par sa fonction d'appartenance :

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (I.6)$$

- L'opérateur ET : Correspond à l'intersection des ensembles A et B , et on écrit :

$$C = A \cap B = A \text{ ET } B.$$

C , est défini par sa fonction d'appartenance :

$$\mu_C(x) = \mu_{A \cap B}(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (I.7)$$

- L'opérateur OU: Correspond à l'union des ensembles A et B , et on écrit :

$$C = A \cup B = A \text{ OU } B.$$

C est défini par sa fonction d'appartenance :

$$\mu_C(x) = \mu_{A \cup B}(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (I.8)$$

La réalisation des opérateurs ET et OU, par la formation du minimum ou du maximum, n'est pas la seule. D'autres réalisations à l'aide d'opérations arithmétiques existent tel que :

$$\mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) \cdot \mu_B(x) \quad (I.9)$$

$$\mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) + \mu_B(x) \quad (I.10)$$

I.2.3 Fonctions d'appartenance [MEN 95] :

Dans les applications de la logique floue, les fonctions d'appartenance sont associées avec les termes qui apparaissent dans les antécédents ou les conséquents des règles, comme on verra par la suite. Les formes les plus utilisées pour ces fonctions sont triangulaires, trapézoïdales linéaires par morceaux et Gaussiennes. Elles sont généralement normalisées entre 0 et 1 (Figure I.3).

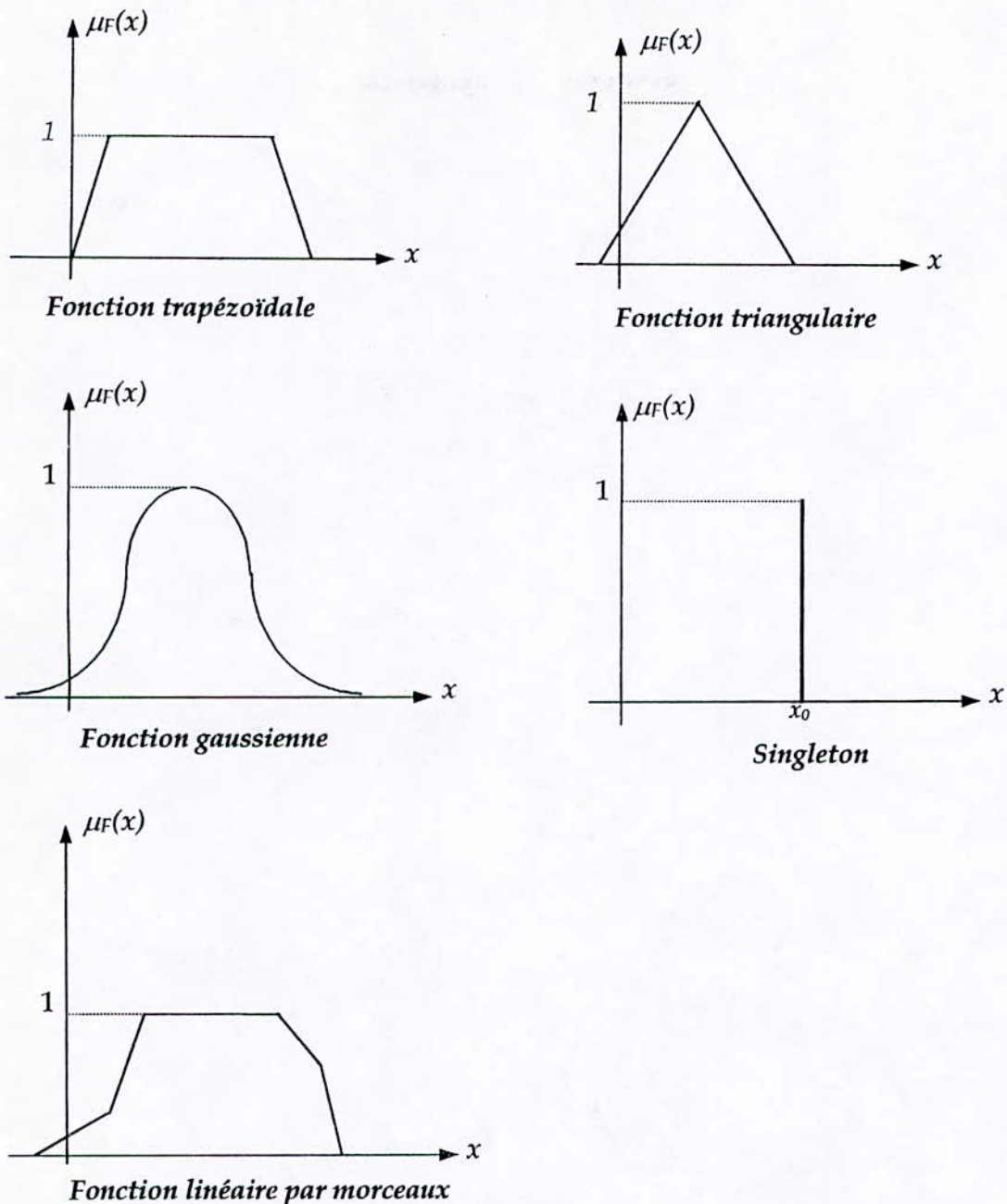


Figure I.3 Différentes formes des fonctions d'appartenance.

I.2.4 Variables linguistiques :

Ce sont des variables, dont les valeurs ne sont pas des nombres mais des mots ou des expressions exprimées en langage naturel, comme quelque, beaucoup, souvent, grand, petit... etc. La raison pour laquelle on utilise des expressions à la place des nombres est que le caractère linguistique est moins spécifique que le caractère numérique [KET 92].

Une variable linguistique est généralement décomposée en un ensemble de termes, qui couvrent tout son domaine de variation. Elle sera représentée par un triplet $(x, T(x), U)$, dans lequel :

x : est le nom de la variable linguistique .

$T(x)$: l'ensemble des termes de la variable linguistique.

U : l'univers de discours.

Exemple : Si la vitesse est interprétée comme une variable linguistique, alors son ensemble de termes $T(vitesse)$ peut être :

$T(vitesse) = \{ lente, moyenne, rapide \}$, où chaque terme dans $T(vitesse)$ est caractérisé par un ensemble flou dans un univers de discours $U=[0,100]$. Par exemple, on interprétera « lente » comme une vitesse inférieure ou égale à 40 km/h, et « 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 suivante : .

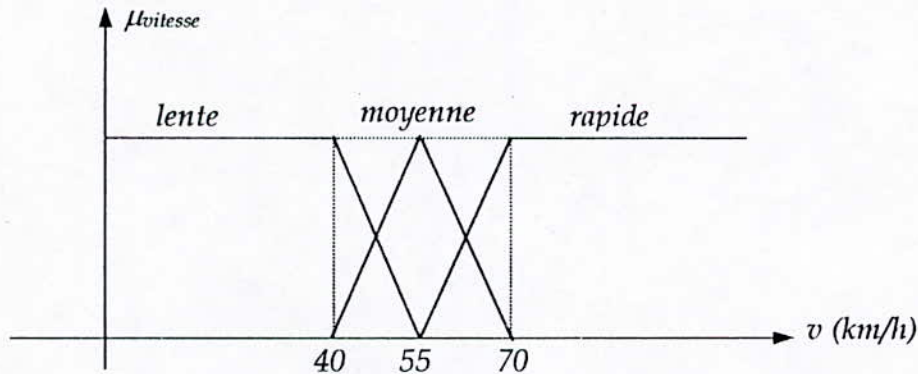


Figure I.4 Représentation graphique des fonctions d'appartenance de la vitesse.

I.2.5 Relations et compositions floues :

une relation floue mesure le degré de liaison entre les éléments de deux ou plusieurs ensembles flous. Ici, on limitera notre attention à deux ensembles U et V , et aux relations binaires $R(U, V)$. Une relation floue R est un sous ensemble flou R dans l'espace $U \times V$ donné par sa fonction d'appartenance $\mu_R(x, y)$ où $x \in U$ et $y \in V$, tel que :

$$R = \{(x, y); \mu_R(x, y) / (x, y) \in U \times V\}$$

La composition floue de deux relations floues R_1, R_2 définies sur $U \times V$ et $V \times W$ respectivement est notée par :

$$R(U, W) = R_1(U, V) \circ R_2(V, W) \tag{I.11}$$

et définie dans $U \times W$. Elle peut être schématisée sous forme de schéma bloc comme suit [MEN 95] :

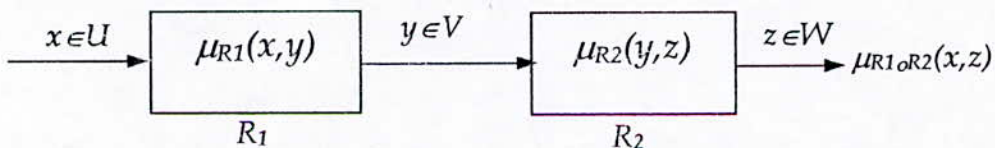


Figure I.5 Représentation schématique d'une composition floue.

Une formulation générale pour la composition de deux relations est la composition Sup-Star suivante :

$$\mu_{R_1 \circ R_2}(x, z) = \text{Sup}_{y \in V} [\mu_{R_1}(x, y) * \mu_{R_2}(y, z)] \quad (\text{I.12})$$

(*) est tout opérateur dans la classe des normes triangulaires (minimum, produit algébrique, ...).

I.2.6 Implications floues :

En général, une règle floue est une relation exprimée à l'aide d'une implication. Pour cela, considérons la règle floue : « Si x est A , Alors y est B », qui est une implication entre deux propositions de variables floues ($x, T(x), U$) et ($y, T(y), V$). La force de liaison entre la prémisse et la conséquence de cette règle est quantifiée par la fonction d'appartenance μ_R d'une relation floue R entre U et V :

$$\mu_R(x, y) = \Phi(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{I.13})$$

Les implications floues les plus utilisées dans les applications liées à la commande, sont : celle de **Mamdani** définie par :

$$\mu_R(x, y) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{I.14})$$

et celle de **Larsen** définie par :

$$\mu_R(x, y) = \mu_A(x) \cdot \mu_B(x) \quad (\text{I.15})$$

I.2.7 Raisonnement flou et prise de décision [LEE 90] :

En raisonnement approché, il y a deux règles d'inférence floues importantes proposées par **Zadeh** nommées le « *Modus Ponens Généralisé* » (MPG) et « *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 représentants 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 (déduction successive de faits) (cas de la commande), alors que le « *Modus Tollens* » est utilisé en chaînage arrière (Vérification d'hypothèses).

Bien que l'inférence *modus ponens* joue un rôle important dans les applications de la logique floue, l'inférence *modus tollens* n'est pas encore très utilisée [HEN 97].

I.3 Régulateur flou :

Comme déjà mentionné, un domaine d'application de la logique floue qui devient de plus en plus important, est celui du réglage et de la commande des processus. En effet, cette méthode permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire des études théoriques approfondies. Par des inférences avec plusieurs règles, il est possible de tenir compte des expériences acquises par les opérateurs d'un processus technique.

La structure générale d'un régulateur par logique floue (RLF) est donnée par le schéma synoptique suivant :

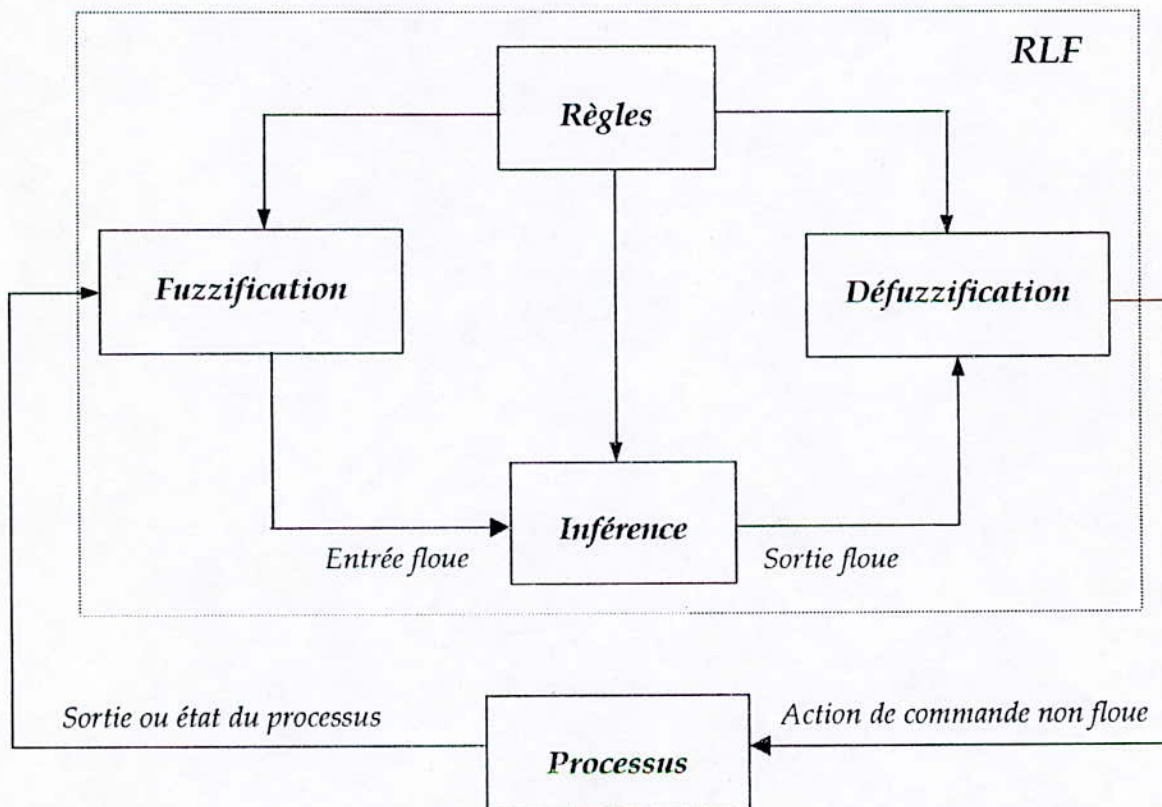


Figure I.6 Structure générale d'un régulateur par logique floue

Un régulateur flou est un système non-linéaire, qui relie un vecteur de données à un scalaire en sortie (le cas de plusieurs sorties, peut être décomposé en sous-systèmes flous de plusieurs entrées et une seule sortie). Il faut noter qu'un régulateur flou relie des entrées nettes (nombres) à des sorties nettes. Il contient quatre composantes :

- Interface de fuzzification .
- Les règles.
- Le moteur d'inférence.
- Interface de défuzzification.

Dans ce qui suit, on détaillera chacune de ces parties.

I.3.1 Interface de fuzzification :

Les grandeurs provenant du système à réguler, et qui sont utilisées par le régulateur flou sont des grandeurs physiques nettes. Pour que le régulateur flou puisse exploiter ces données, il faut les transformer sous forme d'évaluations de termes linguistiques, cette opération s'appelle *la fuzzification*.

La fuzzification s'articule autour des axes suivants :

1. 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 régulateurs 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 forme de singleton $\mu_A(x_0)$ égale à zéro partout, sauf au point x_0 (égale à un).
2. Les données observées sont affectées par un bruit aléatoire. Dans ce cas, un opérateur de fuzzification doit convertir ces données probabilistes en nombres flous (données floues). Dans [LEE 90], un triangle isocèle a été choisi comme fonction de fuzzification. Le sommet de ce triangle correspond à la valeur moyenne d'un ensemble de données, tandis que sa base est deux fois la variance de cet ensemble. De cette façon, on forme un nombre flou triangulaire convenable à manipuler.

I.3.2 Les règles :

L'action d'un régulateur flou consiste à prendre des décisions, suivant l'état du processus commandé. L'ensemble des décisions du régulateur flou peut être représenté par un ensemble d'expressions linguistiques appelées *règles de décision*, de la forme « Si Condition, Alors Action », qui peuvent être exprimées de la manière suivante :

$$R^{(k)} : \text{Si } u_1 \text{ est } F_1^k \text{ et } u_2 \text{ est } F_2^k \text{ et } \dots \text{ et } u_p \text{ est } F_p^k, \text{ Alors } v \text{ est } G$$

Où : $k = 1, 2, \dots, M$, F_i^k et G^k sont des ensembles flous dans R (ensemble des nombres réels). Le vecteur $u = (u_1, \dots, u_p)^T$, et le scalaire v sont des variables linguistiques.

Pour établir ces règles quatre méthodes sont proposées dans la littérature [KET 92] [SCH 95], on peut éventuellement combiner ces méthodes, pour obtenir de meilleurs résultats.

1. *Interrogation des experts :*

Cette méthode se base sur l'interrogation directe des experts humains, qui sont des gens qui ont administré le processus. Elle s'y fait par une traduction de l'ensemble de leurs connaissances en un ensemble de règles qui déterminent l'action des experts dans les différentes situations auxquelles l'utilisateur est confronté.

Cette méthode repose sur le contact avec les hommes et demande un discernement psychologique. En effet, il est toujours difficile d'exprimer ce qu'on veut dire, mais il semble encore plus difficile de comprendre ce que dit quelqu'un d'autre.

On ne disposera pas dans tous les cas, loin de là, d'experts qui ont une expérience suffisante du processus à réguler. Il faudra toujours une analyse logique des connaissances disponibles. Cette approche semble donc être limitée à ce que les hommes peuvent décrire.

2. *Modélisation des actions de commande d'un opérateur :*

Dans plusieurs systèmes industriels, le modèle mathématique n'est pas disponible. Donc les relations entre les entrées et les sorties du système ne sont pas connues avec précision, l'emploi des régulateurs classiques est difficile. Or, un opérateur humain peut tout à fait, commander le système avec succès. La modélisation des actions de cet opérateur sous forme des règles « *Si Condition, Alors Action* », peut mener à l'établissement de l'ensemble des règles d'inférence d'un régulateur flou.

3. *Modélisation floue du processus :*

Dans cette approche, un modèle flou du processus est obtenu, en faisant une description linguistique de ses caractéristiques dynamiques. Basé sur ce modèle, on peut générer un ensemble de règles de commande floues pour atteindre les performances optimales du système.

4. *Systèmes à auto-régulation :*

Le principe de cette approche, est de concevoir des régulateurs flous capables de créer leurs règles de décision et de les modifier, en se basant sur l'expérience.

Procyk et Mamdani ont décrit le premier régulateur auto-organisable (RAO) [KET 92]. Ce régulateur a une structure hiérarchique composée de deux règles, la première est construite par la base de règles générale du régulateur flou, la seconde est composée d'un ensemble de « *méta-règles* » qui crée et modifie la base de règles générale, en vue d'une performance totale désirée du système.

I.3.3 Justification des règles d'un régulateur flou [LEE 90] :

Comme il a été déjà mentionné, l'écriture des règles d'un régulateur flou fait appel à l'expertise des opérateurs humains. Dans le cadre de la régulation, on utilise fréquemment l'erreur (e) et sa variation (Δe) comme variables d'entrée, et le changement de la variable d'entrée du processus (ΔU) comme sortie du régulateur. A partir de la mesure de e et Δe , traduites sous forme 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 régulateur flou, peut par exemple consister à considérer la réponse à un échelon d'un processus à piloter en fonction des objectifs que l'on fixera en boucle fermée, et à écrire les règles pour chaque type de comportement du processus.

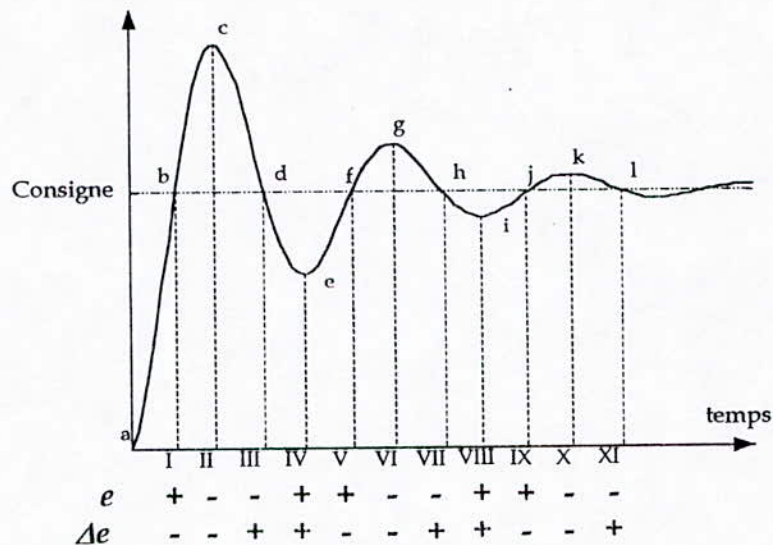


Figure I.7 Justification des règles d'un RLF.

Supposons que le nombre des sous-ensembles flous des variables d'entrée/sortie est trois, avec les notations (Négative, Zéro, Positive). Le prototype des règles de régulation est donné dans le tableau I.1, et la justification est ajoutée dans le tableau I.2. La règle correspondante à la région (I) (Figure I.7), peut être formulée par R_i , et a l'effet de minimiser le temps de montée de la réponse, la règle R_{ii} pour la région (II) minimise le dépassement de la réponse du processus, donc :

- R_i : Si (e est Positive ET Δe est Négative), Alors ΔU est Positive
 R_{ii} : Si (e est Négative ET Δe est Négative), Alors ΔU est Négative

Tableau I.1 Prototypé des règles de régulation floues avec les ensembles (Négative, Zéro, Positive).

Règle N°	e	Δe	ΔU	Point de référence
1	P	Z	P	a,e,i
2	Z	N	N	b,f,j
3	N	Z	N	c,g,k
4	Z	P	P	d,h,l
5	Z	Z	Z	La consigne

Tableau I.2 Justification des règles avec les ensembles (Négative, Zéro, Positive).

Règle N°	e	Δe	ΔU	Région de référence
6	P	N	P	i(temps de montée),v
7	N	N	N	ii(dépassement),vi
8	N	P	N	iii,vii
9	P	P	P	iv,viii
10	P	N	Z	ix
11	N	P	Z	xi

De meilleures performances de réglage peuvent être obtenues en utilisant une partition plus fine des sous-ensembles flous, par exemple, en utilisant les ensembles (NG,NM,NP,ZE,PP,PM,PG). Le prototype et les justifications des règles de régulation sont donnés par les tableaux I.3 et I.4.

Tableau I.3 Prototypé des règles de régulation avec sept ensembles (NG,NM,NP,ZE,PP,PM,PG).

Règle N°	e	Δe	ΔU	Point de référence
1	PG	ZE	PG	a
2	PM	ZE	PM	e
3	PP	ZE	PP	i
4	ZE	NG	NG	b
5	ZE	NM	NM	f
6	ZE	NP	NP	j
7	NG	ZE	NG	e
8	NM	ZE	NM	g
9	NP	ZE	NP	k
10	ZE	PG	PG	d
11	ZE	PM	PM	h
12	ZE	PP	PP	l
13	ZE	ZE	ZE	La consigne

Tableau I.4 Justification des règles avec sept ensembles (NG,NM,NP,ZE,PP,PM,PG).

Règle N°	e	Δe	ΔU	Région de référence
14	PG	NP	PM	i (temps de montée)
15	PP	NG	NM	ii (dépassement)
16	NG	PP	NM	iii
17	NP	PG	PM	iii
18	PP	NP	ZE	ix
19	NP	PP	ZE	xi

Cette méthode a l'inconvénient de posséder un jeu de règles incomplet (Table de décision incomplète), et pour cela, on utilise souvent la table de **Mac Vicar-Whelan**.

la table de décision proposée par **Mac Vicar-Whelan** est donnée par le tableau I.5. Elle est basée sur les principes suivants [TZA 90] :

- Si la sortie est à la valeur désirée, et la variation de l'erreur est nulle, on garde constante la sortie du régulateur.
- Si la sortie diverge de la valeur désirée, notre action dépend du signe et de la valeur de l'erreur et de sa variation. Si les conditions sont telles que l'erreur peut se corriger automatiquement, alors on garde la sortie courante du régulateur, sinon on change la sortie jusqu'à ce qu'on aboutit au résultat voulu.

Tableau I.5 Table de décision de Mac Vicar-Whelan.

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

Si on analyse l'action d'un opérateur humain sur un processus à réguler, on trouve qu'en général la stratégie suivie et la philosophie de cette table sont les mêmes.

La logique de cette table s'approche de la logique humaine plus que n'importe quelle autre table. Donc, elle sera utilisée dans la plupart des régulateurs proposés dans les chapitres suivants.

I.3.4 Moteur d'inférence :

Le moteur d'inférence relie des ensembles flous à d'autres ensembles flous. Il s'occupe de la combinaison des différentes règles. Il existe plusieurs procédures d'inférence logique, mais seulement quelques-unes parmi elles sont utilisées dans les applications de la logique floue.

Une règle est exprimée sous la forme « Si u est A , Alors v est B ». Elle représente une relation entre les ensembles flous A et B , sa fonction d'appartenance est notée $\mu_{A \rightarrow B}(x)$

Le rôle du moteur d'inférence est d'évaluer la fonction $\mu_{A \rightarrow B}$, en se basant sur A et B , et de combiner les règles existantes.

Considérons l'ensemble des règles définies par :

$$\begin{aligned} R_1 &: \text{Si } x \text{ est } A_1 \text{ ET } y \text{ est } B_1, \text{ Alors } z \text{ est } C_1, \text{ OU} \\ R_2 &: \text{Si } x \text{ est } A_2 \text{ ET } y \text{ est } B_2, \text{ Alors } z \text{ est } C_2, \text{ OU} \\ &\dots\dots\dots \\ R_n &: \text{Si } x \text{ est } A_n \text{ ET } y \text{ est } B_n, \text{ Alors } z \text{ est } C_n \end{aligned}$$

Trois méthodes d'inférence sont utilisées en combinant les méthodes de réalisation de l'implication floue et de l'opérateur OU reliant les différentes règles :

- La méthode d'inférence *max-min* (**Mamdani**) : dans ce cas, on réalise l'implication par la formation du minimum et le OU par le maximum.
- La méthode d'inférence *max-prod* (**Larsen**) : dans ce cas, on réalise l'implication par le produit et le OU par le maximum.
- La méthode d'inférence *som-prod* (**Sugeno**) : dans ce cas, on réalise l'implication par le produit et le OU par la somme.

I.3.5 Défuzzification :

Le défuzzificateur produit une sortie (numérique), à partir de l'ensemble flou fourni par le moteur d'inférence. Plusieurs défuzzificateurs ont été proposés dans la littérature [MEN 95], cependant, ils n'ont aucune base scientifique. Puisqu'on est intéressé par l'application de la logique floue à la commande des processus, le critère du choix du défuzzificateur est sa simplicité de calcul. Ce critère nous mène vers les candidats suivants :

- Défuzzificateur maximum :** Ce défuzzificateur nous fournit une sortie z pour laquelle $\mu_C(z)$ est un maximum. Cependant, ce type de défuzzificateur présente un certain inconvénient lorsqu'il existe un intervalle des z pour lesquels $\mu_C(z)$ est un maximum.
- Défuzzificateur moyenne des maximums :** Après examen de l'ensemble flou B , ce défuzzificateur détermine, d'abord, les valeurs de z pour lesquelles $\mu_C(z)$ est un maximum, puis calcule la moyenne de ces valeurs. Malheureusement, ceci peut aussi mener à des résultats aberrants. La figure suivante illustre une situation dans laquelle la sortie du défuzzificateur est une valeur de z pour laquelle $\mu_C(z)$ est nulle

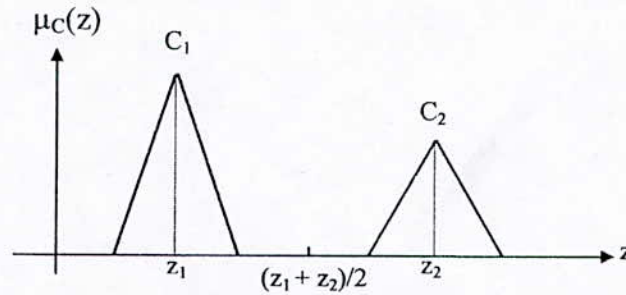


Figure I.8 Exemple dans lequel la défuzzification par la moyenne des maximum n'a aucun sens.

- Défuzzificateur centroïde :** Ce défuzzificateur détermine le centre de gravité (Centroïde) \bar{z} de C , et donne cette valeur en sortie du régulateur, on obtient alors :

$$\bar{z} = \frac{\sum_{i=1}^l z_i \mu_C(z_i)}{\sum_{i=1}^l \mu_C(z_i)} \quad (\text{I.16})$$

' l ' étant le nombre de valeurs de z constituant le support de $\mu_C(z)$.

4. Défuzzificateur centroïde modifié :

Soit \bar{z}^l le centre de gravité de l'ensemble flou C associé à l'activation de la règle $R(l)$. Ce défuzzificateur évalue en premier lieu $\mu_{C_l}(z)$ au point \bar{z}^l , puis calcule la sortie du système flou par :

$$z_h = \frac{\sum_{i=1}^M \bar{z}^l \mu_{C_l}(\bar{z}^l)}{\sum_{i=1}^M \mu_{C_l}(\bar{z}^l)} \quad (\text{I.17})$$

Ce défuzzificateur a pour avantage de prendre en considération la forme de chaque fonction d'appartenance $\mu_{C_l}(z)$ individuellement.

I.4 Conception d'un régulateur flou :

L'efficacité du régulateur flou dépend principalement de ses performances, comme c'est le cas pour les autres régulateurs. Des meilleures performances sont obtenues par une répartition correcte des univers d'entrée/sortie, associés à des règles adéquates.

Ainsi, le bon choix des paramètres du régulateur flou s'articule autour de :

- Choix des variables d'entrée/sortie : Le choix des variables d'état et des variables de commande est très important durant la phase de conception du régulateur. Il est basé sur l'expérience et la connaissance de l'ingénieur. Généralement, on utilise l'état, l'erreur sur l'état, la dérivée de l'erreur, l'intégrale de l'erreur, ...etc.
- Répartition des univers d'entrée/sortie : Le choix du nombre de fonctions d'appartenance à utiliser lors de l'application, est très important. En effet, plus grande est la résolution en utilisant plus de fonctions d'appartenance, plus grand est le temps de calcul. Aussi, le chevauchement qui existe entre les fonctions d'appartenance constitue un avantage pour la conception des régulateurs flous. De cette manière, on est capable de distribuer nos décisions sur plus d'une classe d'entrée, ce qui rend les régulateurs flous robustes.
- Normalisation des univers de discours : Ce qui revient à amener l'univers de discours de chaque variable d'entrée/sortie, à l'intervalle normalisé entre -1 et 1. Cette normalisation peut être uniforme ou non.

I.5 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons fait un tour d'horizon, sur la théorie des ensembles flous où on a résumé les concepts nécessaires pour la conception des régulateurs flous. Par la suite, on a étudié en détail la structure de base d'un régulateur flou.

Les expériences faites par les chercheurs ont montré que dans de nombreux cas, les résultats obtenus avec un régulateur flou sont meilleurs que ceux obtenus avec des algorithmes conventionnels [YIN 90]. En particulier la méthodologie de réglage flou apparaît utile quand les processus sont très complexes à analyser par des techniques quantitatives conventionnelles. Ainsi, le régulateur par logique floue peut être vu comme un pas vers un rapprochement entre la commande mathématique précise, et la prise de décision humaine.

La régulation de la vitesse de rotation d'une machine asynchrone, peut être une application intéressante à cause des non-linéarités, et du couplage existant dans le modèle de la machine. Tous ces aspects seront pris en compte et traités dans les chapitres qui suivent.

CHAPITRE II

MODELISATION DE L'ASSOCIATION ONDULEUR - MACHINE ASYNCHRONE

II.1 Introduction :

Selon le *Vocabulaire Electronique International* « Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif, dont la vitesse en charge, et la fréquence du réseau, auquel elle est reliée, ne sont pas dans un rapport constant. » (*VEI.411-01-07*) [CHA 83].

La machine asynchrone, est la machine la plus utilisée dans l'industrie, à cause de son prix d'achat qui est moins élevé, sa robustesse, sa simplicité de construction, sa fiabilité, et son entretien facile. En outre, elle couvre une plage de puissance de quelques centaines de watts à plusieurs Mégawatts [NEF 95].

La machine asynchrone n'est pas un système simple, à cause des phénomènes complexes qui se présentent dans son fonctionnement. Comme la saturation, les courants de Foucault, l'effet de peau ...etc. Dans notre étude nous n'allons pas tenir compte de ces phénomènes, car cela compliquera la modélisation, en plus, leurs incidences sur le fonctionnement de la machine peuvent être considérées comme négligeables.

De plus, la MAS présente beaucoup de problèmes, d'un point de vue commande, ceci est dû :

- A la non-linéarité du modèle dynamique.
- A l'impossibilité de mesurer certaines variables d'états (les deux composantes du flux)
- A la variation de la résistance rotorique quand la machine s'échauffe.
- Au fort couplage qui existe entre les variables d'états (flux et couple).

Après certaines hypothèses simplificatrices, le modèle de la machine peut être représenté par un système de six équations différentielles, à coefficients variables dans le temps, dont la résolution est difficile même avec l'utilisation de l'outil numérique. Cette difficulté peut être détournée par l'utilisation d'une transformation convenable dite de Park.

Dans ce chapitre, nous allons présenter le modèle mathématique de la machine dans les deux cas suivants :

- Machine alimentée directement par le réseau.
- Machine associée à un onduleur.

II.2 Modélisation de la machine asynchrone :

II.2.1 Morphologie [CHA 83] :

La machine asynchrone comprend :

- Un stator fixe, dont lequel des encoches poinçonnées régulièrement à la périphérie de l'alésage reçoivent trois enroulements identiques, à p paires de pôles, leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égal à $2\pi/3$ (pour un système triphasé). Les phases du stator sont alimentées soit par le système de tension du réseau, soit par un onduleur de tension.

- Un rotor cylindrique mobile autour de l'axe de symétrie de la machine, il n'est lié électriquement à aucune source d'énergie continue, ni alternative, ce qui simplifie beaucoup sa construction. Le courant dans ses enroulements est uniquement induit par le champ tournant statorique. On distingue deux types de rotor :

- Rotor à bagues (bobiné).
- Rotor à cage.

Le rotor tourne dans le sens du champ tournant à la vitesse mécanique Ω , le champ statorique tourne à la vitesse $\Omega_s = \omega_s$.

Où : ω_s est la pulsation du courant et de la tension statorique, et p le nombre de paires de pôles.

On appelle glissement la quantité :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s} \quad (\text{II.1})$$

avec $\omega_m = p \cdot \Omega$, pulsation mécanique.

II.2.2 Hypothèses simplificatrices et conventions:

Comme nous l'avons déjà annoncé dans l'introduction, l'étude du modèle de la machine se fait sous un certain nombre d'hypothèses simplificatrices [BAR 96]:

- Absence de saturation : On suppose le circuit magnétique non saturé, ce qui permet d'établir des relations linéaires entre flux et courants.
- Distribution sinusoïdale : Les enroulements disposés sur les armatures des machines tournantes créent des distributions de force magnétomotrices périodiques en fonction de l'angle. On suppose que cette loi périodique est purement sinusoïdale, ce qui revient à ne considérer que la première harmonique des distributions spatiales.
- Circuits à constantes localisées : On suppose que les conducteurs élémentaires des enroulements sont de section suffisamment faible pour que la densité de courant puisse y être considérée comme uniforme, même lors des régimes transitoires. On suppose, on outre, que le fer du circuit magnétique est parfaitement feuilleté.

La machine asynchrone triphasée au stator et au rotor peut être schématisée par la figure II.1, et dont les phases sont repérées respectivement a_s, b_s, c_s et a_r, b_r, c_r . L'angle électrique θ variable en fonction du temps définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases a_s, a_r choisis comme axes de référence.

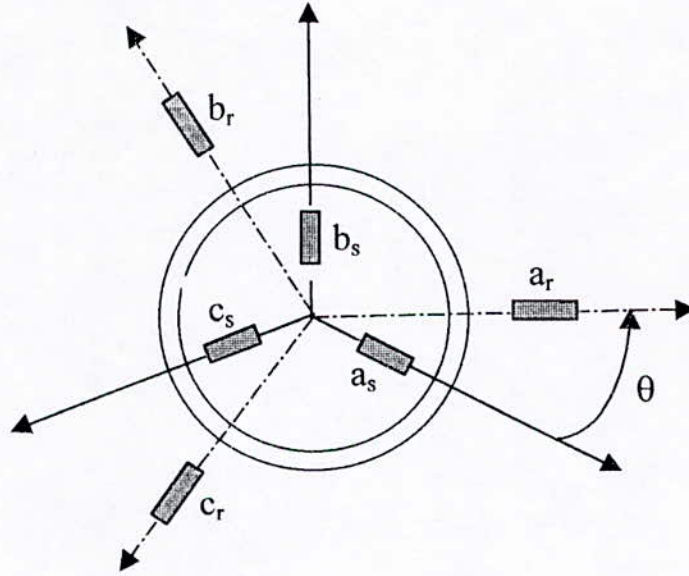


Figure II.1 Représentation des axes de la machine

II.2.3 Mise en équations :

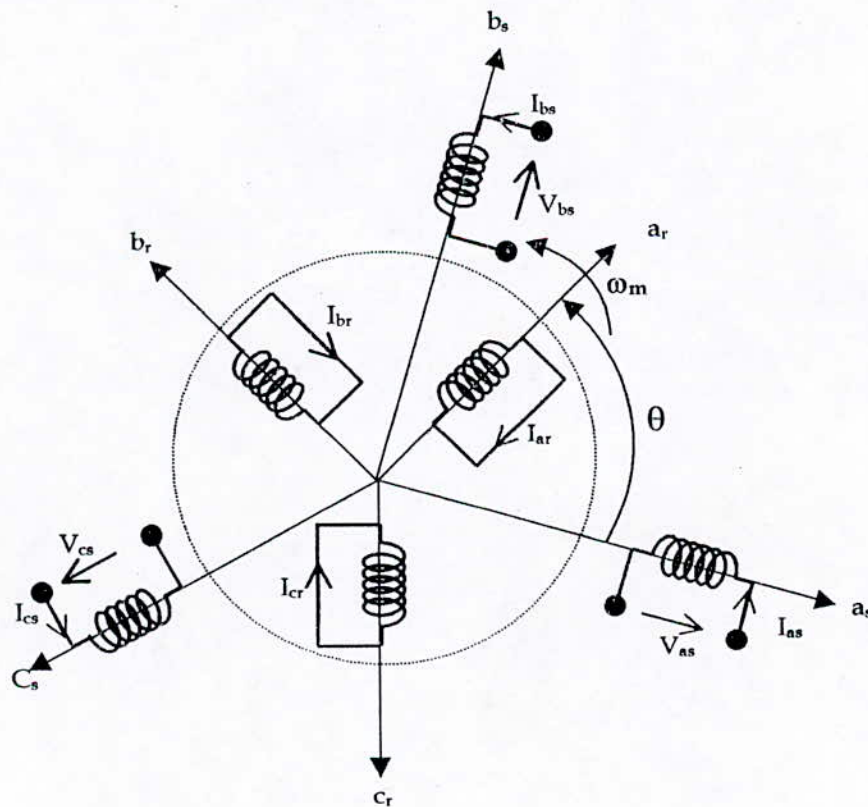


Figure II.2 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

- Les équations électriques de la machine sont données par :

$$\begin{aligned} [V_s] &= R_s [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \\ 0 &= R_r [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \end{aligned} \quad (\text{II.2})$$

Les flux sont exprimés par :

$$\begin{aligned} [\Phi_s] &= [L_{ss}] [I_s] + [M_{sr}] [I_r] \\ [\Phi_r] &= [L_{rr}] [I_r] + [M_{rs}] [I_s] \end{aligned} \quad (\text{II.3})$$

Avec :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} ; \quad [I_s] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} ; \quad [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} ; \quad [L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} ;$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} .$$

La matrice d'induction mutuelle (couplage rotor-stator) est donnée par :

$$[M_{sr}] = L_m \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta+2\pi/3) & \cos(\theta-2\pi/3) \\ \cos(\theta-2\pi/3) & \cos \theta & \cos(\theta+2\pi/3) \\ \cos(\theta+2\pi/3) & \cos(\theta-2\pi/3) & \cos \theta \end{bmatrix} . \quad (\text{II.4})$$

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^t$$

En remplaçant (II.3) dans (II.2) on obtient :

$$\begin{aligned} [V_s] &= R_s [I_s] + \frac{d}{dt} ([L_{ss}] [I_s]) + \frac{d}{dt} ([M_{sr}] [I_r]) \\ 0 &= R_r [I_r] + \frac{d}{dt} ([L_{rr}] [I_r]) + \frac{d}{dt} ([M_{rs}] [I_s]) \end{aligned} \quad (\text{II.5})$$

- **L'équation mécanique :**

Le couple électromagnétique développé par le champ tournant s'écrit :

$$C_e = p [I_s]^t \cdot \frac{d}{d\theta} ([M_{sr}] [I_r]) . \quad (\text{II.6})$$

et en appliquant les lois de la dynamique, on obtient l'équation suivante dite l'équation mécanique.

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J}(C_e - C_r - K_f \cdot \Omega) \quad (\text{II.7})$$

Où C_r : couple résistant.
 J : moment d'inertie de l'arbre du moteur.
 K_f : coefficient de frottement.

Les coefficients de ces équations sont variables périodiquement en fonction de θ , mais, il est possible de simplifier encore la formulation en effectuant sur les grandeurs statoriques et rotoriques un changement de variables à l'aide de la transformation de Park.

II.2.4 Transformation de Park :

Le but de cette transformation est d'obtenir un système d'équations à coefficients constants, en transformant les enroulements statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux équivalents.

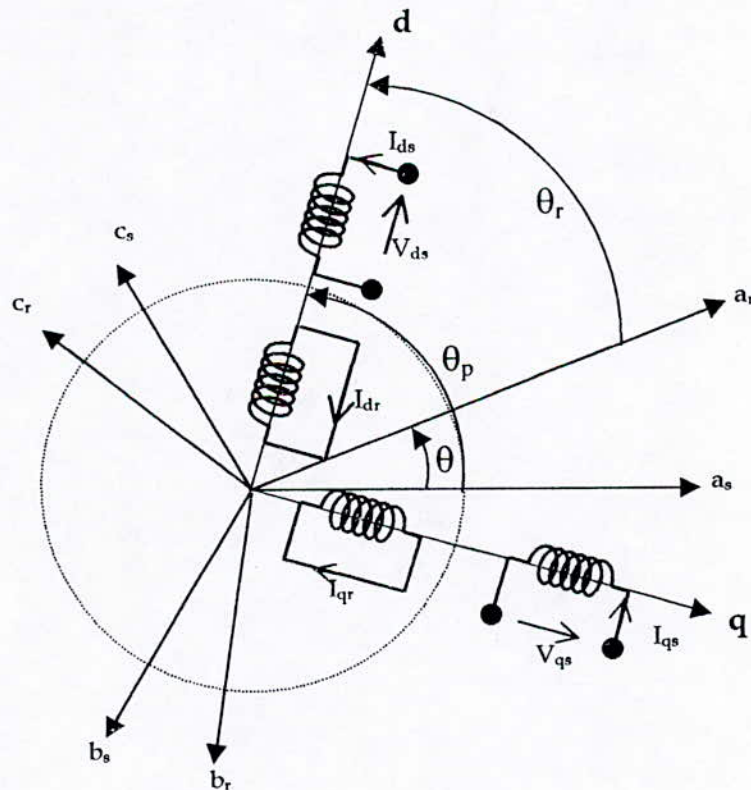


Figure II.3 Machine biphasée équivalente dans le repère de Park

Le changement de variables annoncé s'écrit sous forme matricielle, pour les courants par exemple :

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin \theta & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

avec I_d : courant d'axe direct.

I_q : courant d'axe en quadrature.

I_o : la composante homopolaire. Son introduction est nécessaire pour rendre le système inversible.

On note cette transformation sous forme condensée comme suit :

$$I_{dqo} = P(\theta) I_{abc} \text{ avec } P(\theta) : \text{matrice de Park.}$$

Pour assurer l'invariance de la puissance instantanée P_e dans les deux systèmes de représentation, il faut avoir :

$$P_e = V_a I_a + V_b I_b + V_c I_c = V_d I_d + V_q I_q \quad (\text{II.9})$$

Donc
$$P_e = (V_{abc})^t \cdot (I_{abc}) = (V_{dqo})^t \cdot (I_{dqo}) \quad (\text{II.10})$$

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 :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

et

$$P^{-1}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Les matrices P et P^{-1} servent pour faire le passage entre les représentations (abc) , et (dqo) , et cela est valable pour toutes les grandeurs.

II.2.5 Mise en équations dans le repère de Park :

Les angles et les vitesses étant comptés positivement dans le sens trigonométrique.

Nous appelons $\theta_p = (Oa_s, Od)$ l'angle de la phase a du stator avec l'axe (od) .

et $\theta_r = (Oa_r, Od)$ l'angle de la phase a du rotor avec l'axe (od) .

L'application de la transformation de Park pour les grandeurs statoriques et rotoriques conduit au système d'équations suivant :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_p \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_p \Phi_{ds} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_p - \omega_m) \Phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_p - \omega_m) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

et

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

et

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

et

$$\begin{cases} \Phi_{dm} = L_m (I_{ds} + I_{dr}) \\ \Phi_{qm} = L_m (I_{qs} + I_{qr}) \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

avec :

$$\begin{cases} \omega_p = \frac{d\theta_p}{dt} \\ \omega_m = \frac{d\theta}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

II.2.6 Mise sous forme d'équations d'états :

On peut représenter le modèle non-linéaire de la MAS sous forme d'équations d'états, et en manipulant les équations électriques ci-dessus, on aboutit à la forme d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX + DU \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

Avec :

X : vecteur d'état.

U : vecteur d'entrée.

Y : vecteur de sortie.

Le choix des composants de X est libre.

Avec : $X^t = (I_{ds}, I_{qs}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr})$, on aboutit au modèle suivant :

$$\begin{cases} \dot{X}_1 = AX_1 + BU. \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J}(C_e - C_r - K_f \Omega) \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

où :

$$X_1^t = (I_{ds}, I_{qs}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr});$$

$$\Omega = \frac{\omega_m}{p}$$

II.2.7 Choix du référentiel :

Définition : Le référentiel est le système (od, oq) , associé à la vitesse de rotation choisie pour lui. Trois types de référentiel sont intéressants en pratique, le choix se fait en fonction du problème étudié [BAR 96].

• Référentiel immobile par rapport au stator :

On a dans ce cas :

$$\frac{d\theta_p}{dt} = 0, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega_m. \quad (\text{II.20})$$

Les matrices relatives au modèle mis sous forme d'équations d'état dans ce repère sont données par :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma}(R_s + R_r(\frac{L_m}{L_r})^2) & 0 & \frac{R_r L_m}{\sigma L_r^2} & \frac{L_m \omega_m}{\sigma L_r} \\ 0 & -\frac{1}{\sigma}(R_s + R_r(\frac{L_m}{L_r})^2) & -\frac{L_m \omega_m}{\sigma L_r} & \frac{R_r L_m}{\sigma L_r^2} \\ \frac{R_r L_m}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & -\omega_m \\ 0 & \frac{R_r L_m}{L_r} & \omega_m & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

$$B = \begin{bmatrix} 1/\sigma & 0 \\ 0 & 1/\sigma \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} ; \quad U = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

$$\text{avec : } \sigma = L_s - \frac{L_m^2}{L_r}$$

Ce référentiel est choisi lorsque l'on désire étudier des variations simultanées de la fréquence d'alimentation et de la vitesse de rotation.

- **Référentiel immobile par rapport au rotor :**

On a dans ce cas :

$$\frac{d\theta_p}{dt} = \omega_m, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = 0. \quad (\text{II.23})$$

D'où les matrices suivantes :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma}(R_s + R_r(\frac{L_m}{L_r})^2) & \omega_m & \frac{R_r L_m}{\sigma L_r^2} & \frac{L_m \omega_m}{\sigma L_r} \\ -\omega_m & -\frac{1}{\sigma}(R_s + R_r(\frac{L_m}{L_r})^2) & -\frac{L_m \omega_m}{\sigma L_r} & \frac{R_r L_m}{\sigma L_r^2} \\ \frac{R_r L_m}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & 0 \\ 0 & \frac{R_r L_m}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

$$B = \begin{bmatrix} 1/\sigma & 0 \\ 0 & 1/\sigma \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

Ce référentiel peut être intéressant dans les problèmes où la vitesse de rotation est considérée comme constante, par exemple, pour l'étude des contraintes résultantes d'un court-circuit.

- **Référentiel immobile par rapport au champs tournant :**

On a dans ce cas :

$$\frac{d\theta_p}{dt} = \omega_s, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega_m = g \omega_s \quad (\text{II.26})$$

D'où :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma}(R_s + R_r(\frac{L_m}{L_r})^2) & \omega_s & \frac{R_r L_m}{\sigma L_r^2} & \frac{L_m \omega_m}{\sigma L_r} \\ -\omega_s & -\frac{1}{\sigma}(R_s + R_r(\frac{L_m}{L_r})^2) & -\frac{L_m \omega_m}{\sigma L_r} & \frac{R_r L_m}{\sigma L_r^2} \\ \frac{R_r L_m}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & (\omega_s - \omega_m) \\ 0 & \frac{R_r L_m}{L_r} & (\omega_m - \omega_s) & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

$$\text{et} : B = \begin{bmatrix} 1/\sigma & 0 \\ 0 & 1/\sigma \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

Ce référentiel est le seul qui n'introduit pas de simplifications dans la formulation des équations. Il est cependant particulièrement avantageux dans les problèmes où la fréquence d'alimentation est constante. Aussi ce référentiel est très souvent utilisé dans les problèmes d'alimentation des machines asynchrones par un onduleur. Ce choix sera donc adopté pour le reste du travail.

II.2.8 Simulation numérique :

Afin de valider la modélisation mathématique de la machine asynchrone développée dans ce chapitre, nous avons simulé le démarrage de la machine en pleine tension à vide, suivi par l'application d'une charge entre 1s et 1.5s. Les résultats obtenus sont donnés dans les figures II.4 et II.5.

Les caractéristiques de la machine utilisée sont données dans l'annexe I.

Interprétations et commentaires :

D'après les résultats obtenus, on constate que :

- Lors du démarrage :
 - Toutes les grandeurs passent par un régime transitoire, qui dure 0.25 s, avant de se stabiliser en régime permanent.
 - Un fort couple est développé par la machine, afin de vaincre l'inertie du rotor. En régime permanent, le couple se stabilise à une valeur qui compense les frottements.
 - La vitesse du rotor atteint la vitesse de synchronisme (1500 tr/mn ,157 Rad/s), au bout de 0.25 s, sans dépassement. Donc, la machine alimentée en tension est caractérisée par un démarrage rapide.
 - Les composantes du flux rotorique se stabilisent à des valeurs constantes, après un régime transitoire oscillatoire, et le module du flux rotorique Φ_r , se stabilise à (1.1 Wb).
 - Un fort appel du courant qui arrive jusqu'à cinq fois sa valeur en régime permanent. Les composantes I_{ds} et I_{qs} se stabilisent à des valeurs constantes.
- Lors de l'application d'une charge :
 - Le couple augmente et se stabilise à une valeur qui compense le couple résistant introduit par la charge.
 - La vitesse du rotor chute, le glissement ne devient plus négligeable.
 - Le courant augmente et le flux chute.

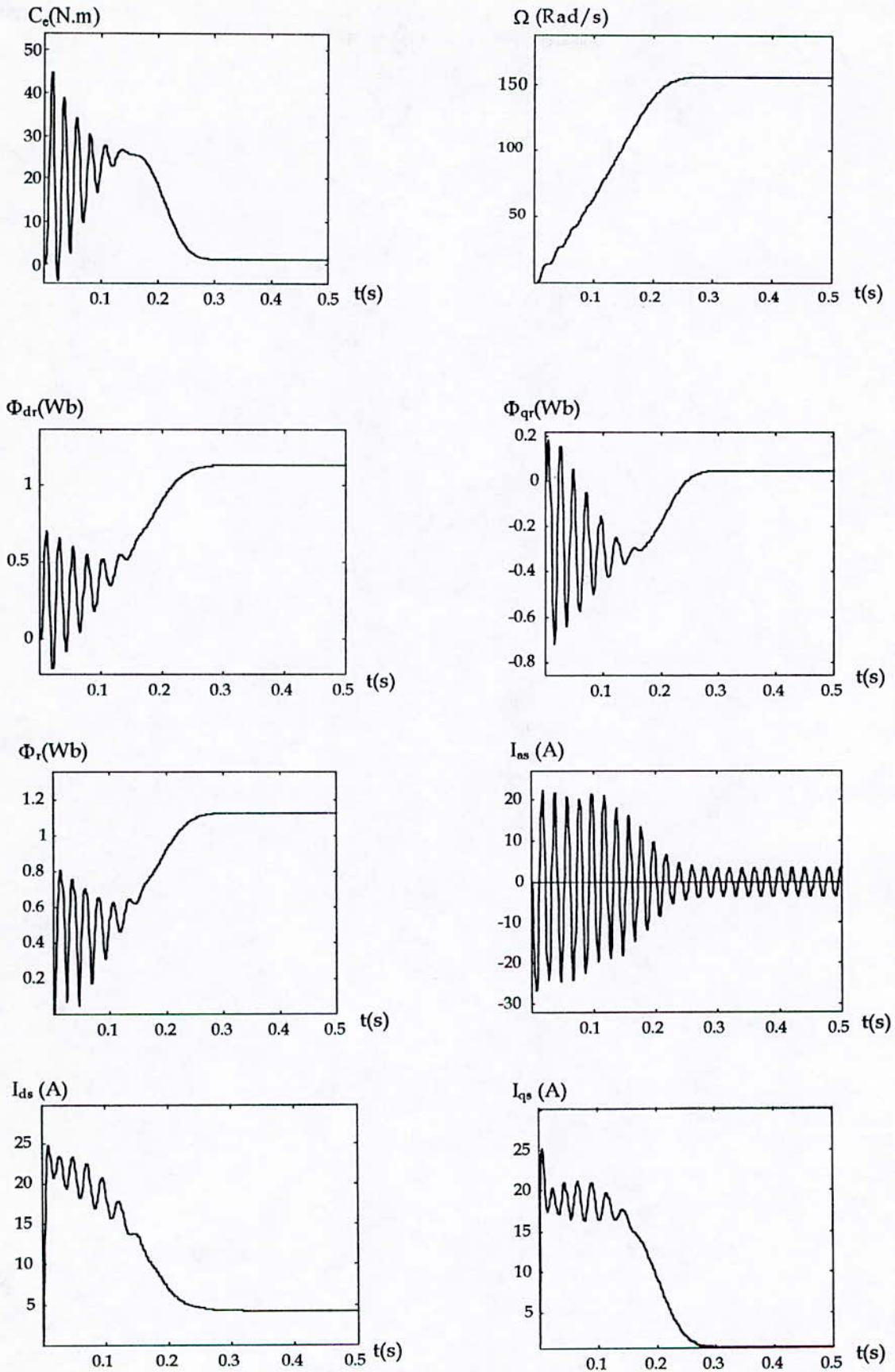


Figure II.4 Simulation du démarrage de la machine sous pleine tension à vide.

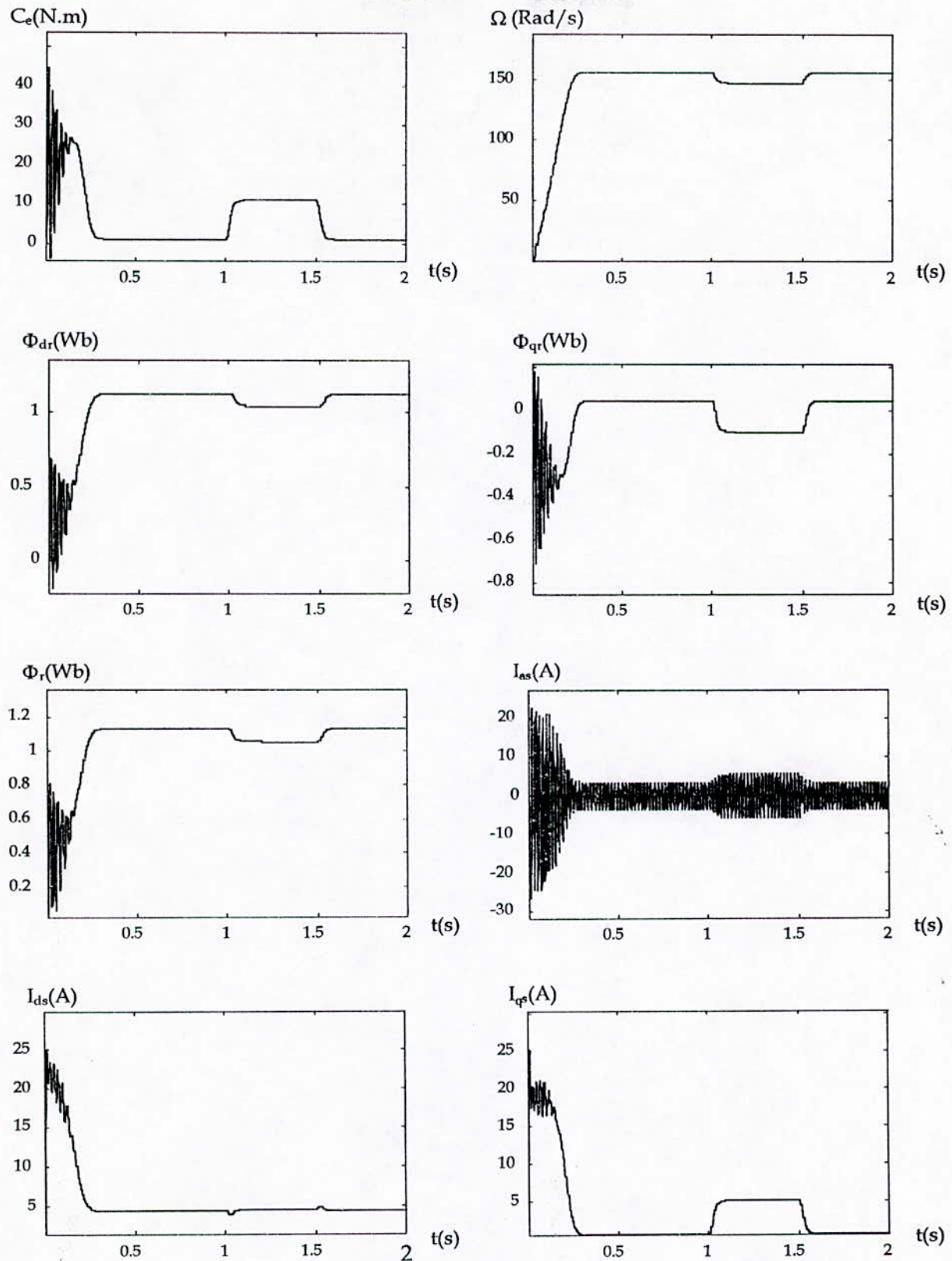


Figure II.5 Simulation du démarrage sous pleine tension avec application d'une charge.

II.3 Modélisation de l'association Onduleur de tension-MAS :

La principale méthode de réglage de la vitesse d'une machine asynchrone consiste à l'alimenter par une tension à fréquence variable avec V/f constant [LAN 89].

Le générateur de fréquence variable est un onduleur autonome. Il transforme une tension continue en une tension alternative, dont on peut faire varier la fréquence et la tension de sortie. Ainsi la machine sera alimentée par un convertisseur constitué de trois étages :

- Un redresseur triphasé, connecté au réseau.
- Un filtre, pour diminuer les ondulations de la tension redressée.
- Un onduleur de tension.

L'onduleur est commandé avec la technique de modulation de largeur d'impulsion MLI. Cette technique présente deux grands avantages :

- Un faible taux d'harmoniques, ce qui facilite le filtrage.
- Elle permet d'agir directement sur l'amplitude et la fréquence de la fondamentale de façon à obtenir V/f constant.

Le schéma de l'alimentation est donné par la figure suivante :

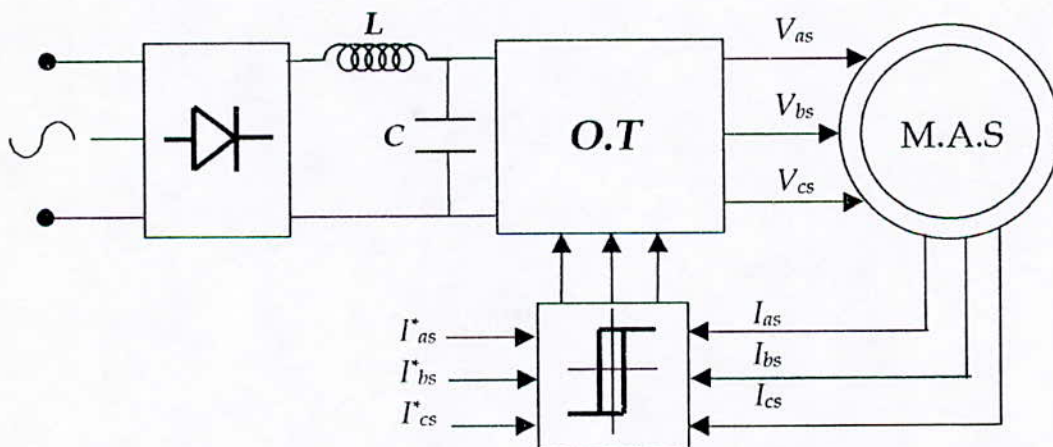


Figure.II.6 Schéma de l'association Onduleur-MAS.

II.3.1 Modélisation du redresseur et du filtre :

Le redressement, se fait à l'aide d'un pont de **Graïtz** triphasé, son schéma est le suivant :

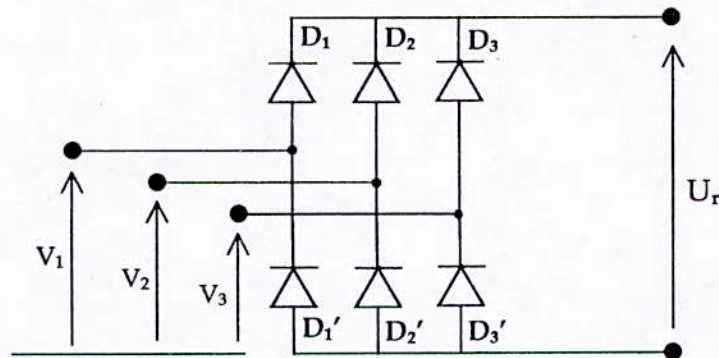


Figure II.7 Schéma du redresseur triphasé .

La tension redressée U_r a la forme suivante:

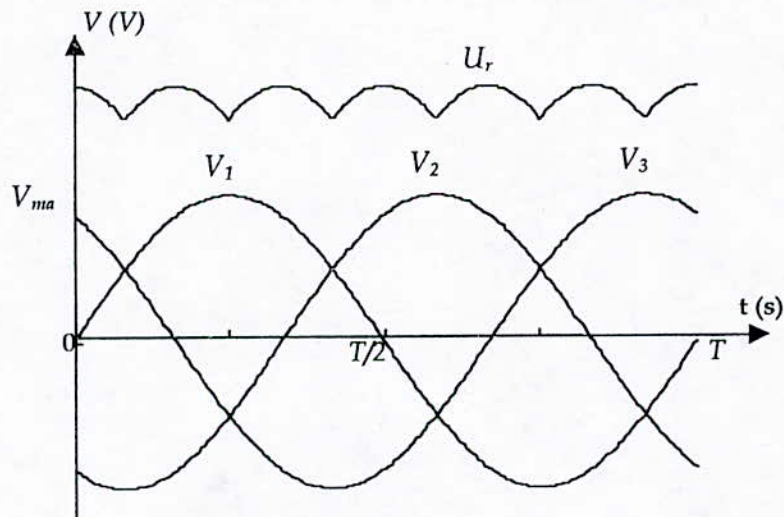


Figure II.8 La forme de la tension redressée .

Les diodes du pont conduisent par paire pendant $T/6$, selon la séquence suivante :

$$(D_1, D_3'), (D_1, D_2'), \dots, (D_3, D_2'), \dots$$

$$\text{d'où : } U_r = V_i - V_j \quad (\text{II.29})$$

$$\text{avec : } V_i = \max(V_1, V_2, V_3)$$

$$V_j = \min(V_1, V_2, V_3)$$

La tension moyenne obtenue est :

$$U_{r_{moy}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{max} \tag{II.30}$$

Le filtre utilisé (Figure II.9) est un filtre passe bas d'ordre deux (LC), son rôle est de minimiser les ondulations de la tension U_r .

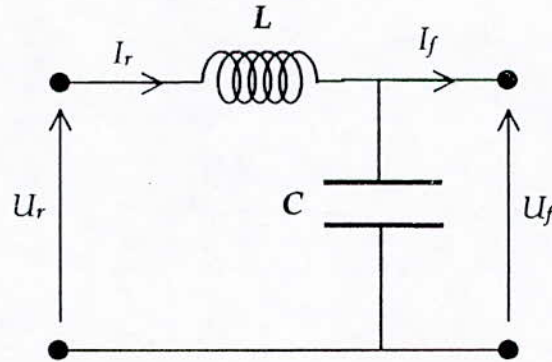


Figure.II.9 Le filtre passe bas utilisé.

$$\begin{cases} \frac{dU_f}{dt} = \frac{1}{C}(I_r + I_f). \\ \frac{dI_r}{dt} = \frac{1}{L}(U_r - U_f). \end{cases} \tag{II.31}$$

L et C sont choisis de manière à minimiser le taux d'harmoniques de U_f et I_f .

La fréquence de coupure est : $\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

II.3.2 Modélisation de l'onduleur:

Le schéma de principe de l'onduleur de tension est donné dans la figure suivante:

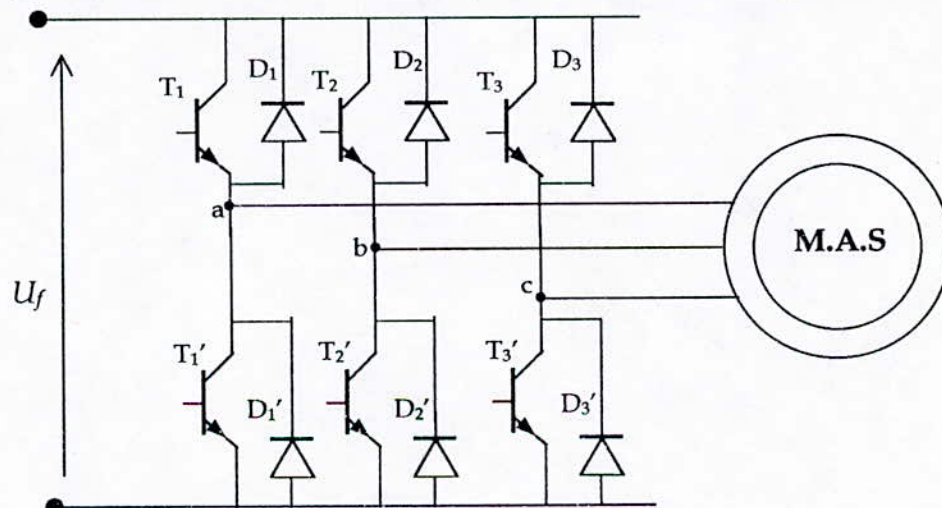


Figure II.10 Schéma de principe de l'onduleur.

L'onduleur est constitué de trois branches, dans chacune d'elles deux interrupteurs (transistors, thyristors,...) assurent la connexion d'une phase de la machine à un pôle de l'alimentation.

Les diodes permettent de véhiculer le courant de ligne de chaque phase après l'ouverture de l'interrupteur, parce que le courant de charge (inductive) ne pouvant s'inverser, le seul chemin pour ce courant passe par les diodes [LAN 89].

Pour assurer le bon fonctionnement de l'onduleur, il faut utiliser des transistors ayant des temps de commutation, les plus faibles que possible. En plus, les deux transistors de chaque branche doivent fonctionner en alternance.

Nous supposons que les composants utilisés, sont parfaits (temps de commutation nul). Ainsi chaque branche de l'onduleur sera équivalente à un commutateur à deux positions (Figure II.11)

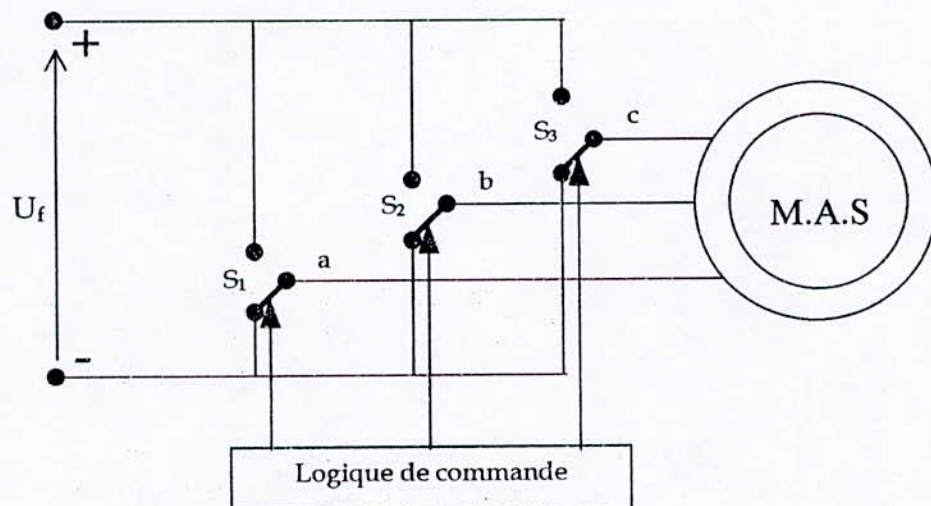


Figure II.11 Schéma équivalent de l'onduleur.

A chaque commutateur S_i , on associe une fonction logique F_i définie par :

$$F_i = \begin{cases} 1, & \text{Si } S_i \text{ est connecté au pôle positif.} \\ -1, & \text{Si } S_i \text{ est connecté au pôle négatif.} \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

Il en découle que :

$$\begin{cases} U_{ab} = \frac{U_f}{2}(F_1 - F_2) \\ U_{bc} = \frac{U_f}{2}(F_2 - F_3) \\ U_{ca} = \frac{U_f}{2}(F_3 - F_1) \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

Ainsi les tensions de chaque phase s'expriment comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{U_f}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.34})$$

Les fonctions F_i , $i=1,3$ sont déterminées par la logique de commande.

• **Stratégie de commande :**

Comme nous l'avons déjà annoncé, on utilise la stratégie MLI, où, on règle le courant en boucle fermée, en le contraignant à rester à l'intérieur de deux enveloppes d'ondes, par exemple sinusoïdales. 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

La technique de commande à hysteresis consiste à agir sur les commutateurs, à l'aide d'un comparateur à hysteresis qui fournit un signal de commande en comparant les courants réels et les courants de référence.

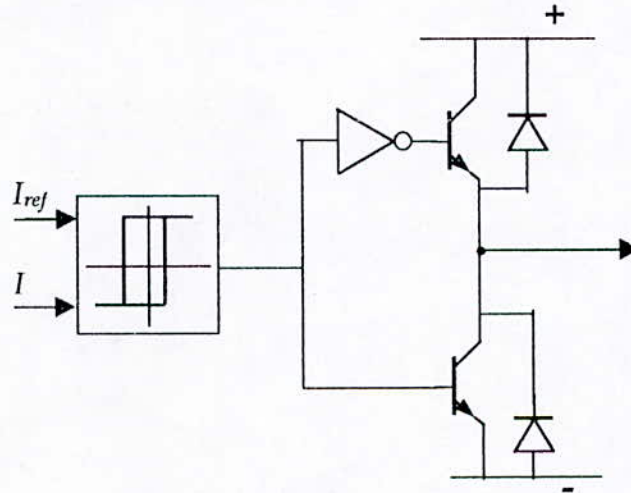


Figure II.12 Principe de contrôle des courants par hysteresis .

Ainsi, la logique de commande de l'onduleur, est donnée par les équations suivantes :

$$\begin{cases} F_i^{n+1} = -1, & \text{Si } I_i \geq I_{iref} + h. \\ F_i^{n+1} = 1, & \text{Si } I_i \leq I_{iref} - h. \\ F_i^{n+1} = F_i^n, & \text{Si } I_{iref} - h < I_i < I_{iref} + h. \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

i : a, b, c .

h : la valeur d'hystérésis.

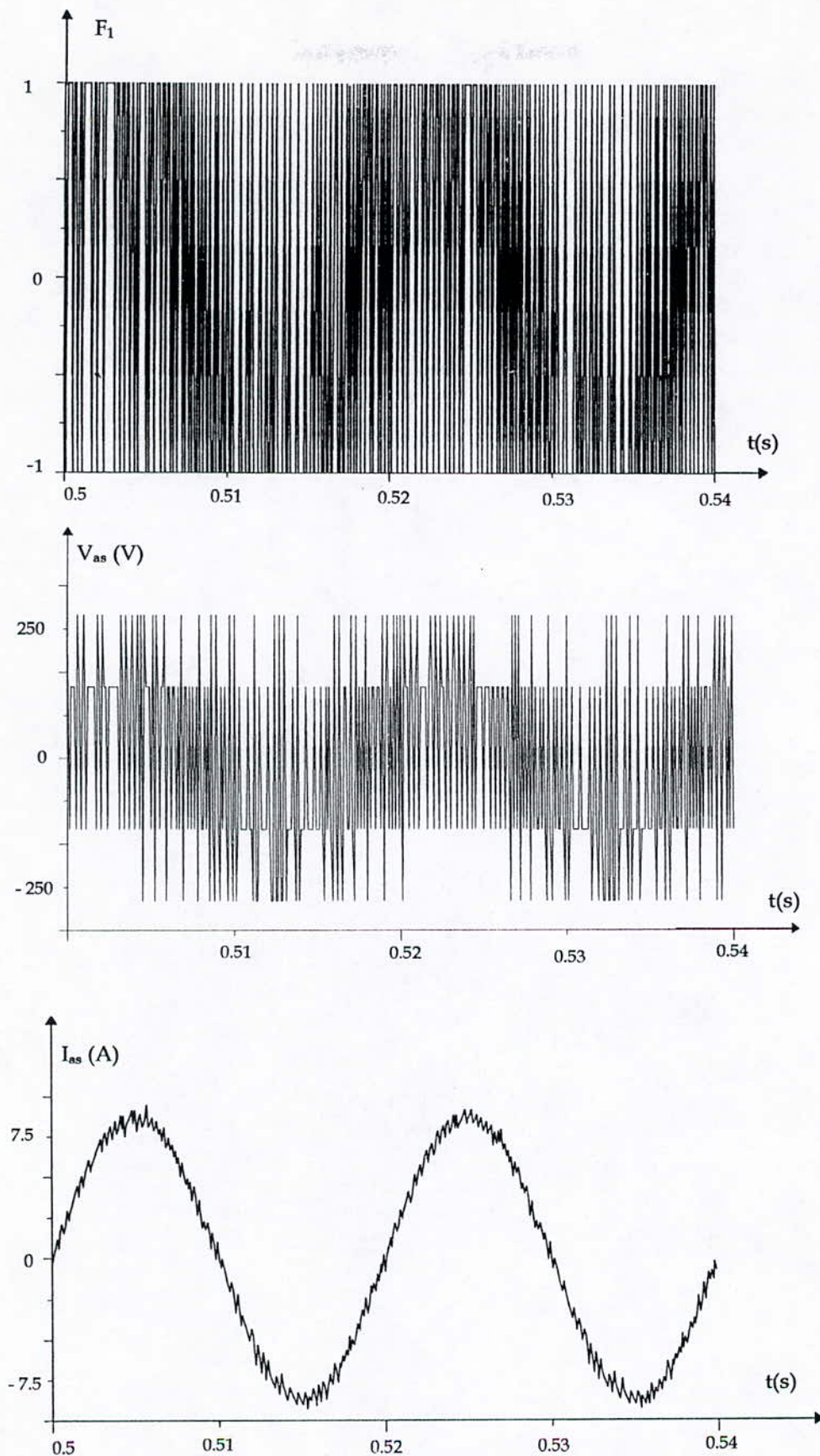
F_i^k : la valeur de F_i à la k^{eme} itération.

Les courants de référence pour cet onduleur alimentant la machine triphasée sont donnés par le système suivant :

$$\begin{cases} I_{ref} = \sqrt{2} \cdot I_{eff} \cdot \sin(\omega \cdot t). \\ I_{bref} = \sqrt{2} \cdot I_{eff} \cdot \sin(\omega \cdot t - 2\pi/3). \\ I_{cref} = \sqrt{2} \cdot I_{eff} \cdot \sin(\omega \cdot t + 2\pi/3). \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

II.3.3 Simulation numérique :

Nous avons simulé l'association de la machine asynchrone et l'onduleur. Les résultats obtenus sont donnés dans les figures II.13, II.14 et II.15.



*Figure II.13 Simulation de l'association Onduleur-MAS.
(Signal de commutation, tension d'alimentation et courant statorique).*

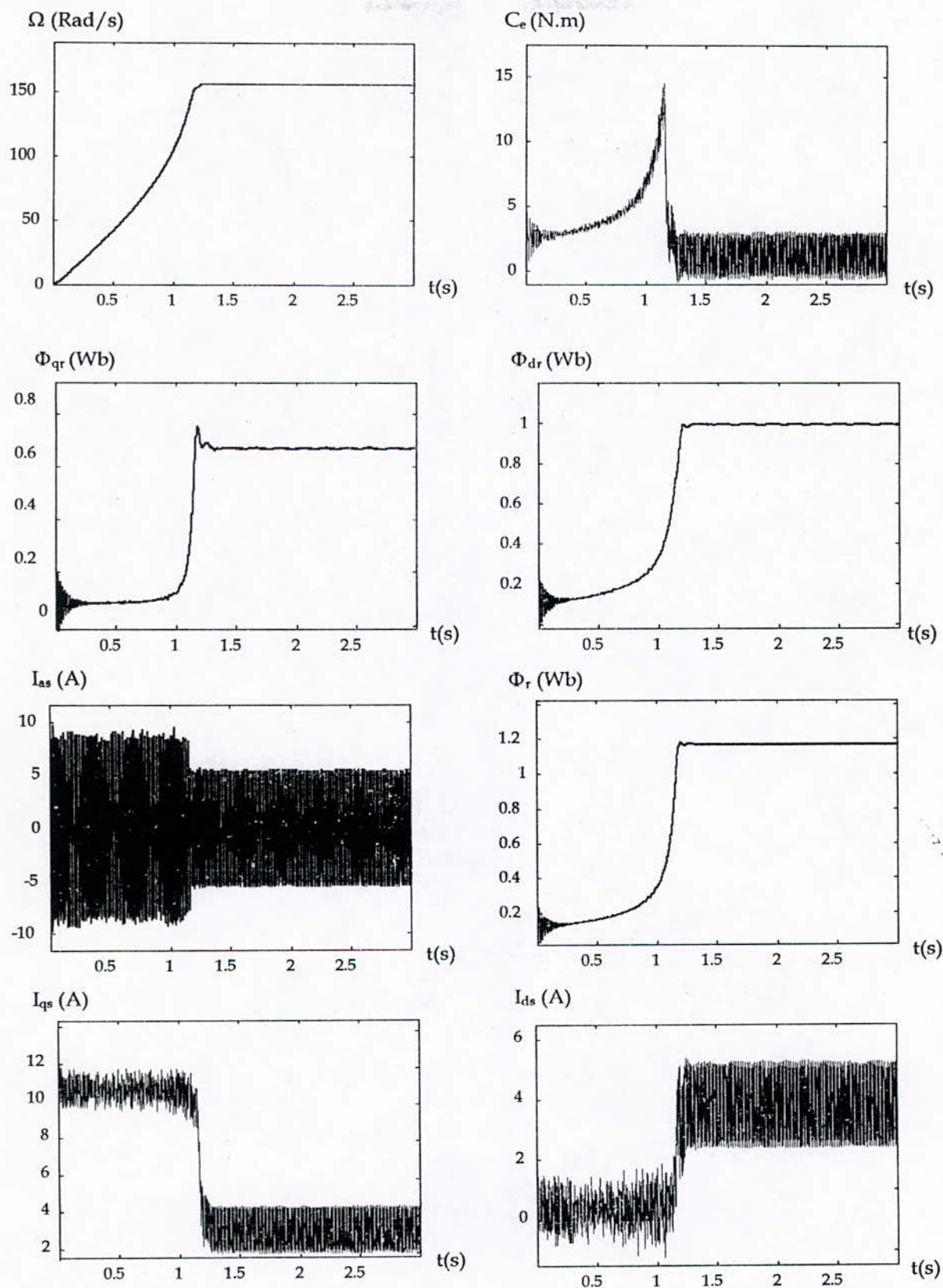


Figure II.14 Simulation de l'association Onduleur-MAS
« Démarrage à vide »

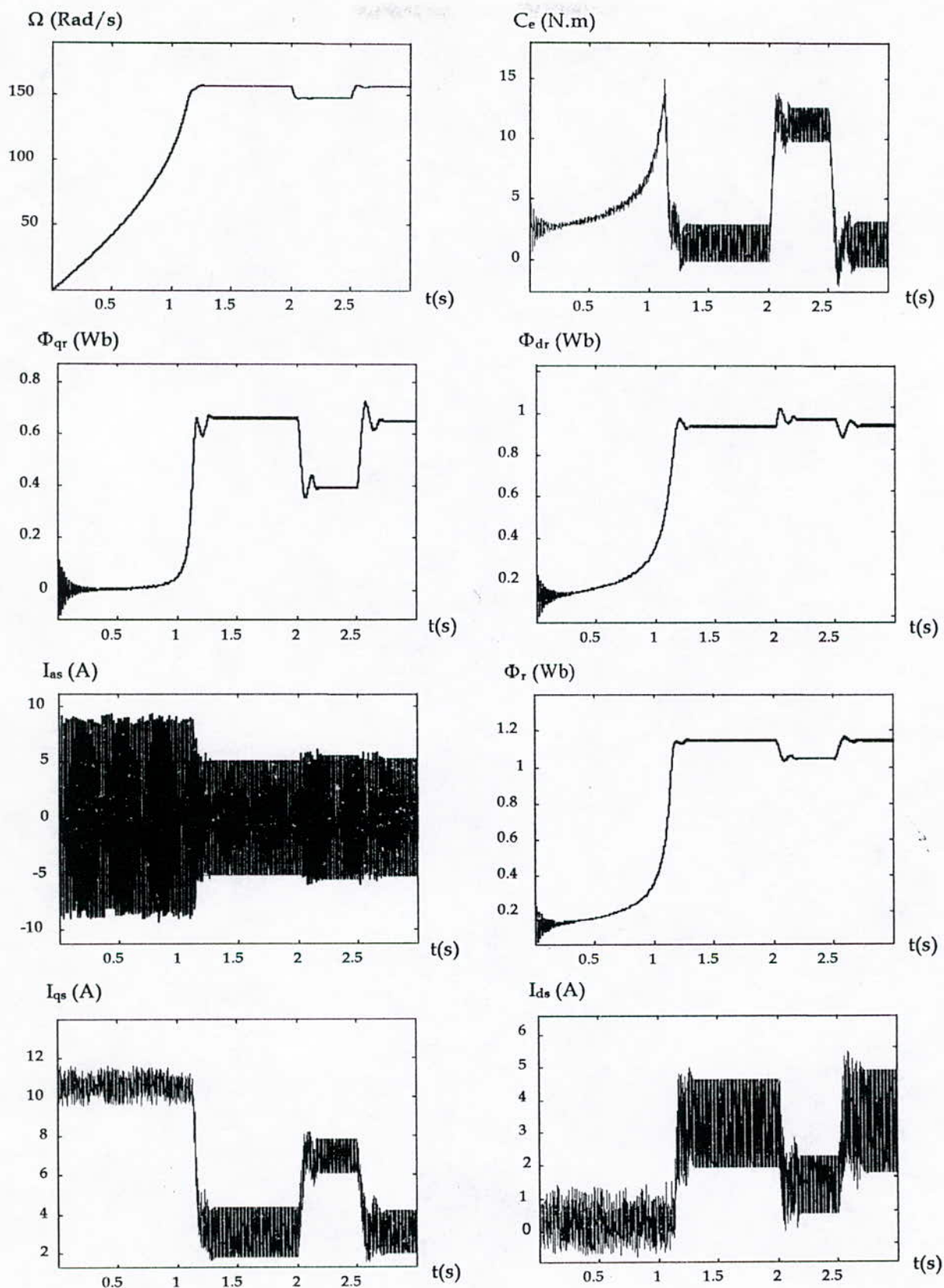


Figure II.15 Simulation de l'association Onduleur-MAS
« Application d'une charge »

Interprétations et commentaires :

- La figure II.13 montre que, le courant statorique I_{as} , varie dans une bande de largeur $2h$ autour du courant de référence. L'amélioration de la poursuite, peut être réalisée en diminuant la largeur de la bande d'hysteresis $2h$, mais cela risque d'augmenter les pertes par commutation.
- La machine alimentée par l'onduleur est caractérisée par un démarrage lent, la vitesse du rotor atteint la vitesse de synchronisme au bout de 1.2 s.
- Le couple électromagnétique développé par la machine est très ondulé, ceci est dû à la stratégie de commande de l'onduleur. En plus, on constate que le couple est très sensible à la charge.

II.4 Modèle de la machine alimentée en courant :

On a vu dans le paragraphe II.3.2 que la stratégie de commande de l'onduleur est conçue pour contrôler les courants statoriques, en imposant des courants de référence (machine alimentée en courant). Ce fait peut être pris en compte dans le modèle mathématique de la machine.

Dans le référentiel lié au champ tournant, et en prenant comme variables d'état le vecteur $X_1 = [\Phi_{dr} \ \Phi_{qr} \ \Omega]^t$, on déduit de (II.27) et (II.28) les équations d'état du modèle équivalent de la machine alimentée en courant :

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \cdot \Phi_{dr} + \omega_{gl} \cdot \Phi_{qr} + \frac{L_m}{T_r} \cdot I_{ds} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \cdot \Phi_{qr} + \omega_{gl} \cdot \Phi_{dr} + \frac{L_m}{T_r} \cdot I_{qs} \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_e - C_r - K_f \cdot \Omega) \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

avec :

$$C_e = p \cdot \frac{L_m}{L_r} (I_{qs} \cdot \Phi_{dr} - I_{ds} \cdot \Phi_{qr}) \quad (\text{II.38})$$

Donc, pour la machine alimentée en courant, on peut considérer les courants statoriques, I_{ds} , I_{qs} et la vitesse de glissement comme variables de commande, et le couple résistant C_r comme perturbation.

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

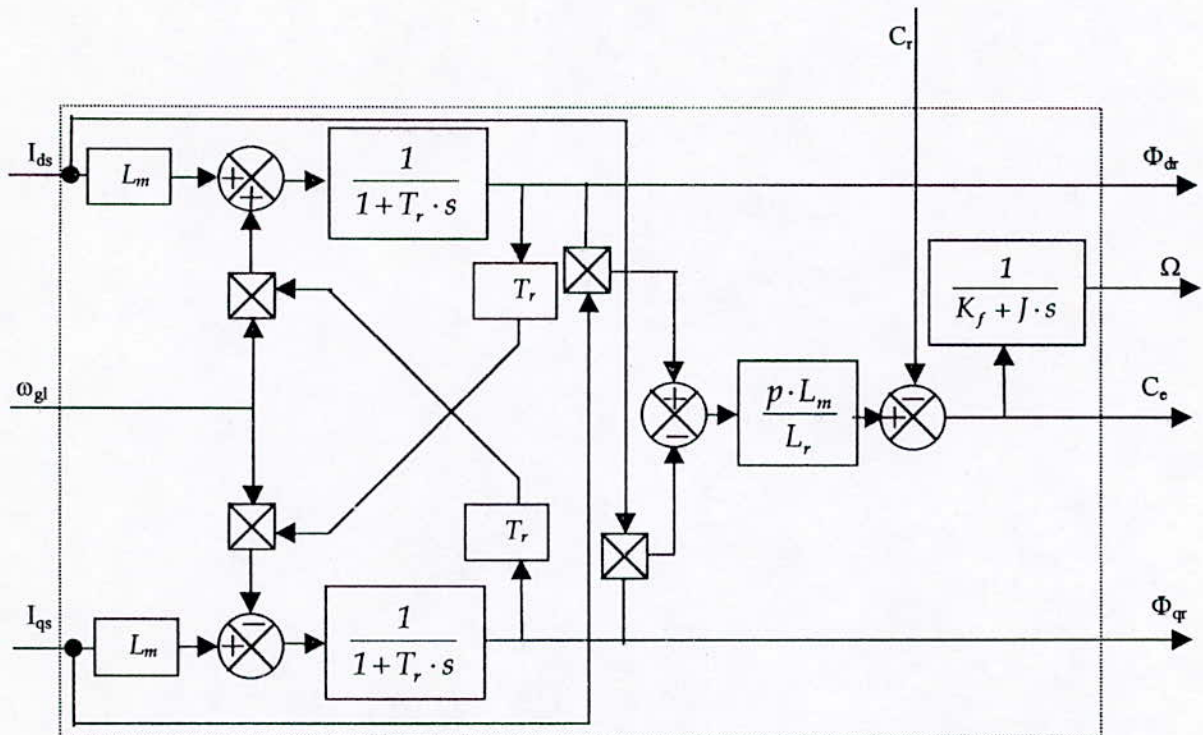


Figure II.16 Modèle de la machine alimentée en courant

II.4.1 Simulation numérique :

Une simulation numérique avec ce modèle donne les résultats présentés par les figures II.17 et II.18.

A partir de ces résultats, nous constatons que la machine alimentée en courant se comporte comme la machine alimentée par un onduleur de tension contrôlé en courant.

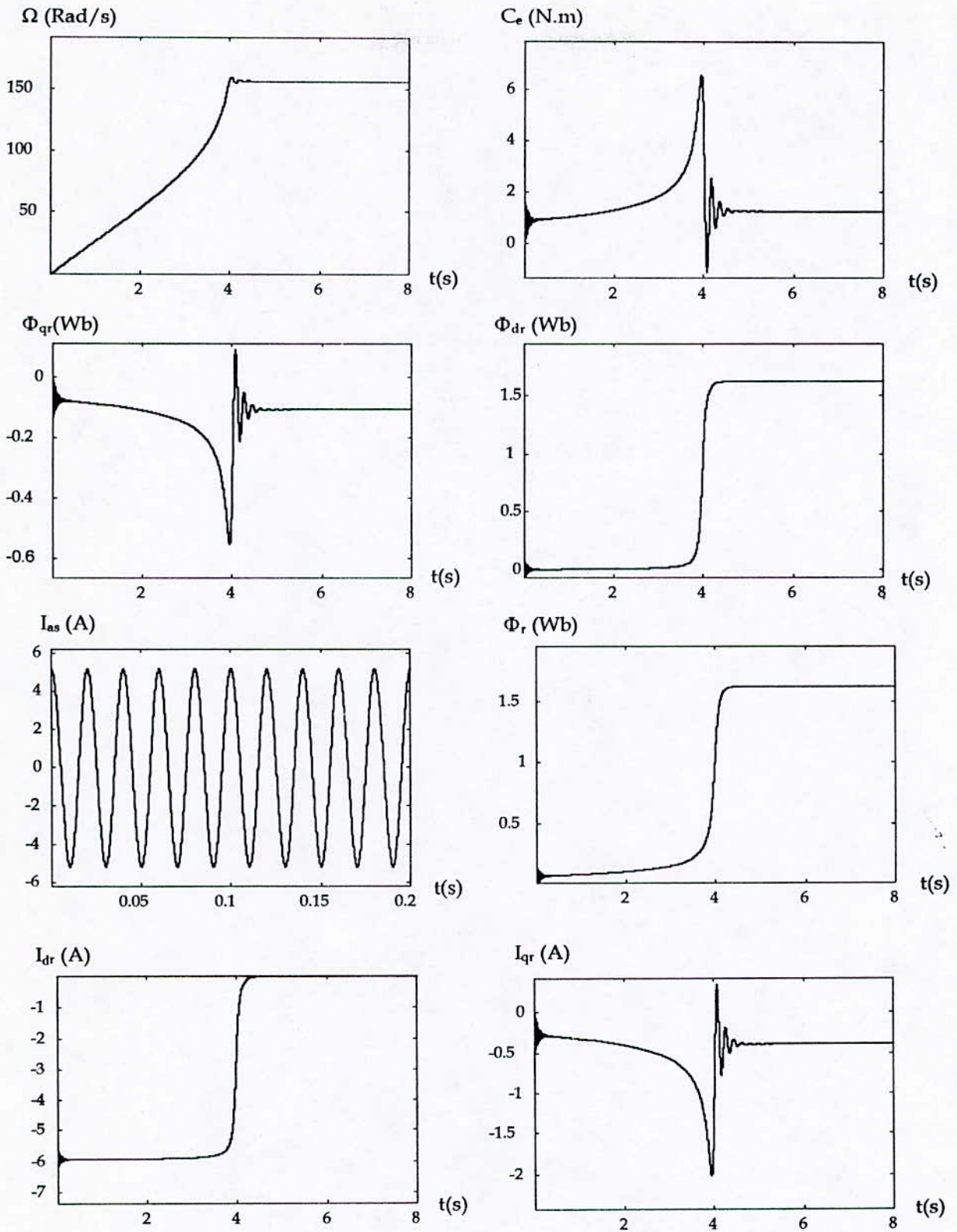


Figure II.17 Simulation du modèle de la MAS alimentée en courant « Démarrage à vide »

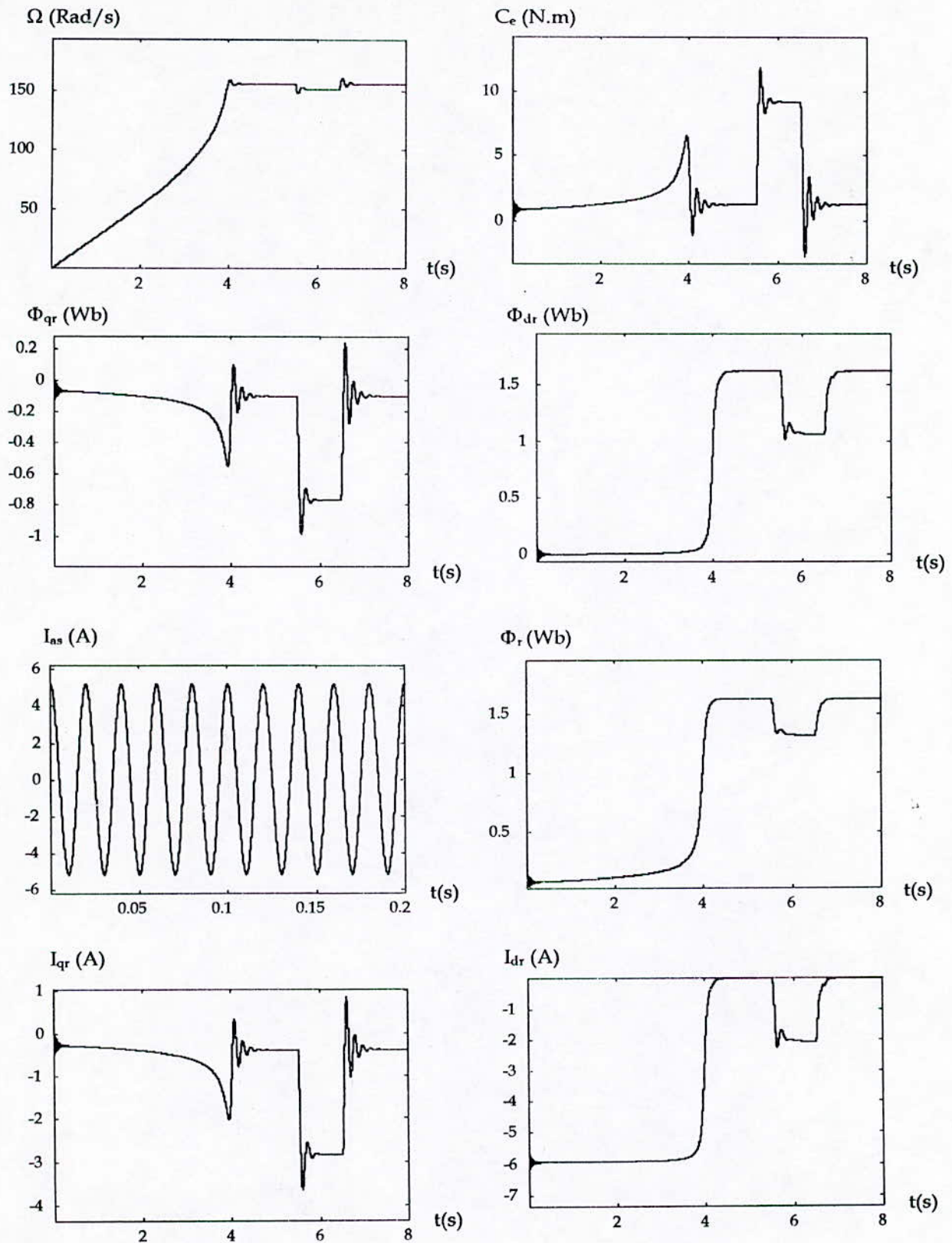


Figure II.18 Simulation du modèle de la MAS alimentée en courant
« Application d'une charge »

II.5 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons établi le modèle mathématique de la machine asynchrone. Nous avons étudié l'alimentation de la machine par un onduleur de tension contrôlé en courant par la stratégie MLI avec la technique d'hysteresis, où nous avons constaté que la réponse de la machine était plus lente, par rapport à celle de la machine alimentée directement par le réseau.

La machine asynchrone fonctionnant en boucle ouverte n'est pas robuste vis à vis de l'application d'une charge. Donc, la machine ne répond plus aux exigences d'entraînement à vitesse constante, d'où une régulation s'impose.

CHAPITRE III

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

III.1 Introduction :

L'un des problèmes, qui peuvent compliquer la commande d'un processus est le couplage qui peut exister entre ses variables d'état. Dans ce contexte plusieurs techniques de découplage ont été développées en automatique [NEF 95].

Dans une machine à courant continu (MCC), la force magnétomotrice de l'induit établit un angle de 90° avec l'axe du flux inducteur. Ainsi le couple est proportionnel au produit du flux inducteur et du courant induit. Donc, si on maintient le flux inducteur constant le couple peut être commandé directement par le courant d'induit. On obtient donc, de bonne performance dynamique, puisque le couple peut être commandé aussi rapidement que le courant induit puisse l'être [VAS 90][TRZ 94].

Par contre, dans une machine asynchrone l'angle entre le champ tournant statorique et le champ rotorique n'est plus constant, il dépend de la charge. Les performances dynamiques sont plutôt mauvaises. La technique de commande vectorielle, se présente comme un outil efficace permettant d'améliorer les performances dynamiques, en assimilant la machine asynchrone à une machine à courant continu [BLA 72].

Introduite en 1972 par Blaschke et Hass, elle se base sur l'orientation du système de coordonnées $(d-q)$, de manière à ce que le flux soit aligné sur l'axe (od) d'où l'appellation technique du flux orienté. Nous obtenons ainsi un modèle de la machine, où le flux et le couple électromagnétique sont découplés, de sorte que l'on puisse agir sur l'un sans influencer l'autre.

Le développement des microprocesseurs a permis l'utilisation de la machine asynchrone commandée par la technique du flux orienté dans des applications de hautes performances, où la machine à courant continu a été la plus convenable, ce qui a permis de minimiser le coût et d'augmenter la robustesse [BAR 97].

Dans ce chapitre, nous allons présenter le principe de la commande vectorielle, puis nous aborderons les différents aspects de sa réalisation, à savoir, les méthodes directes (utilisation de capteurs de flux, modèle dynamique de flux), et la méthode indirecte. A la fin, on va montrer à l'aide de simulation numérique l'effet de l'application de la commande vectorielle sur la machine asynchrone.

III.2. Principe de la commande vectorielle :

On sait bien, d'après les principes de l'électromagnétisme, qu'un conducteur parcouru par un courant, et placé dans un champ magnétique, sera soumis à une force qui est égale au produit vectoriel du vecteur de courant par celui du champ. Ainsi, il est *clair que, pour avoir une amplitude de force maximale avec des intensités de courant et de champ donnée, les deux vecteurs doivent être perpendiculaires* [BAR 93].

Cette propriété est utilisée dans les machines électriques, en positionnant d'une manière optimale, le vecteur courant et flux, pour avoir le mode de fonctionnement désiré.

Dans le cas d'une machine à courant continu, ce principe est appliqué naturellement, contrairement à la machine asynchrone. Ainsi, la technique du flux orienté permet d'orienter ces deux grandeurs, en plaçant leurs repères $(d-q)$ tel que l'axe (od) , soit aligné au flux.

Dans notre travail, nous nous intéressons à la commande avec orientation du repère $(d-q)$ suivant le flux rotorique.

III.3 Orientation du flux rotorique :

L'orientation du repère $(d-q)$ de telle sorte que le flux rotorique soit aligné avec l'axe (od) , permet de décomposer le courant statorique en deux composantes en quadrature, de telle sorte que, l'une commande le flux et l'autre commande le couple (Figure III.1).

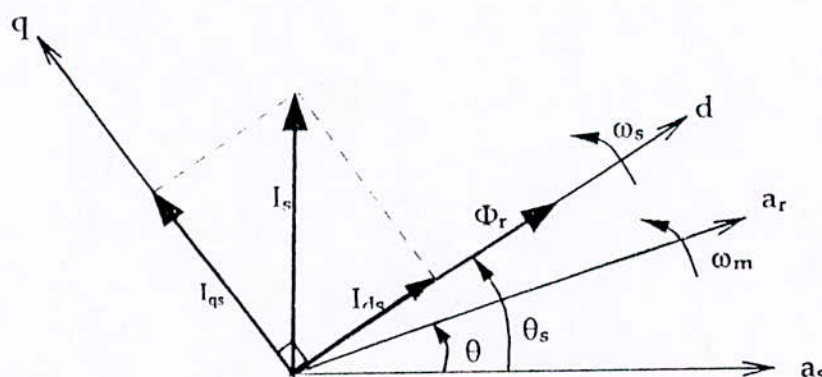


Figure III.1. Principe de la commande vectorielle.

Par conséquent, on obtient $\Phi_{dr} = \Phi_r$, $\Phi_{qr} = 0$.

En remplaçant dans les équations du modèle de la machine, on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{ds}}{dt} = \frac{-(R_s + \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2 R_r)}{\sigma} I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{L_m R_r}{\sigma L_r^2} \Phi_{dr} + \frac{U_{ds}}{\sigma} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = \frac{-(R_s + \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2 R_r)}{\sigma} I_{qs} - \omega_s I_{ds} - \frac{L_m}{\sigma L_r} \Phi_{dr} \omega_m + \frac{U_{qs}}{\sigma} \\ \frac{d\Phi_r}{dt} = R_r \frac{L_m}{L_r} I_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_r \\ \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{p^2 L_m}{J L_r} I_{qs} \Phi_{dr} - \frac{K_f}{J} \omega_m - \frac{p}{J} C_r \\ \text{Et: } \omega_s = \omega_m + \frac{L_m R_r}{L_r \Phi_r} I_{qs} \end{array} \right. \quad (\text{III.1})$$

Après une transformation de Laplace, on aboutit à :

$$\Phi_r = \frac{L_m}{1 + T_r \cdot s} \cdot I_{ds} \quad (\text{III.2}) \quad \text{et} \quad C_e = \frac{p L_m}{L_r} \Phi_r \cdot I_{qs} \quad (\text{III.3})$$

L'équation (III.3), nous rappelle celle de la machine à courant continu :

$$C_e = K \cdot \Phi \cdot I$$

- K : coefficient dépendant de la machine.
- Φ : flux inducteur.
- I : courant induit.

Il est clair qu'on peut agir indépendamment sur le couple électromagnétique, et le flux rotorique, à l'aide des composantes du courant statorique I_{qs} et I_{ds} respectivement.

La connaissance instantanée du vecteur de flux rotorique, est indispensable pour la mise en œuvre de la commande vectorielle de la machine asynchrone. La connaissance de la phase du flux, est nécessaire pour faire le changement de coordonnées, alors que la connaissance de l'amplitude du flux est utile pour contrôler le régime dynamique de la machine.

La détermination de ces deux grandeurs peut être :

- Directe : par mesure, ou observation du vecteur flux (module, phase).
- Indirecte : par contrôle de la pulsation de glissement.

III.3.1 Méthode directe :

Dans cette méthode, on détermine directement, la position, et le module du flux. Elle s'avère très difficile, car ces deux grandeurs ne sont pas mesurables directement; pour les déterminer on utilise deux procédés :

- Utilisation de capteurs de flux placés dans l'entrefer de la machine. Ces capteurs peuvent être des capteurs à effet Hall, ou bien des bobines supplémentaires placées sur un pôle du stator. Cette méthode fragilise la machine qui va perdre son principal avantage, qui est sa robustesse [HEM 94].
- Utilisation d'un modèle dynamique du flux, qui utilise des grandeurs facilement mesurables, tel que les courants, les tensions statoriques et la vitesse de rotation. Le modèle utilisé est celui de la machine, et est donné par :

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{R_r}{L_r} (L_m \cdot I_{ds} - \Phi_r) \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega_s = \omega_m + \frac{L_m R_r}{L_r \Phi_r} I_{qs} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

III.3.2. Méthode indirecte :

Cette méthode, se base sur le contrôle de la pulsation de glissement, afin de pouvoir aligner l'axe (od) du repère ($d-q$) avec le vecteur du flux rotorique. Donc, on n'aura pas besoin de connaître l'amplitude du flux, mais seulement sa position calculée à partir des grandeurs de référence (flux, couple), et de la vitesse de rotation mesurée.

Cette méthode sera adoptée pour le reste du travail, parce que :

- Elle n'utilise qu'un seul capteur, celui de la vitesse.
- La structure de la commande est plus simple.

III.4 Bloc de commande du flux orienté (F.O.C) :

Le bloc qui réalise la commande vectorielle, F.O.C (*field oriented control*), a pour rôle de générer les trois grandeurs de commande de l'onduleur (I_{ds}^* , I_{qs}^* , ω_s^*), à partir de Φ_r^* (Flux rotorique de référence) et C_e^* (couple de référence). Son modèle mathématique est déduit, à partir du modèle (III.1), dans lequel, le flux rotorique et le couple électromagnétique sont maintenus constants et égaux à leurs valeurs de référence. Si on ne tient pas compte des variations des courants direct et en quadrature, les équations de ce bloc seront :

$$\begin{cases} I_{ds}^* = \frac{1}{L_m} \left(\Phi_r^* + T_r \frac{d\Phi_r^*}{dt} \right) \\ I_{qs}^* = \frac{L_r C_e^*}{p L_m \Phi_r^*} \\ \omega_s^* = \omega_m + \frac{L_m I_{qs}^*}{T_r \Phi_r^*} \end{cases} \quad \text{(III.5)}$$

Ce modèle peut être représenté, après une transformation de Laplace à l'aide du schéma bloc suivant :

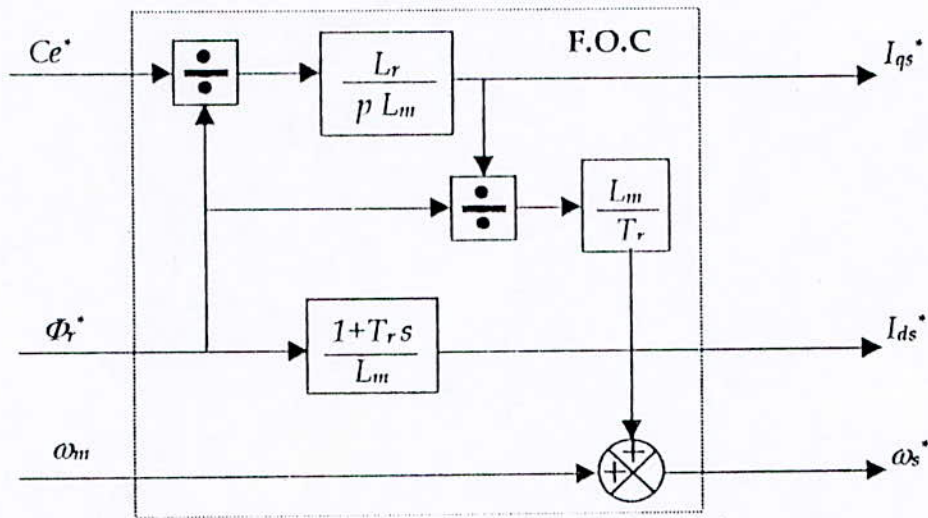


Figure III.2 Schéma bloc de la commande vectorielle (F.O.C).

Ainsi, la structure de commande de la machine asynchrone commandée par la méthode indirecte du flux orienté, utilisée dans notre travail est schématisée par :

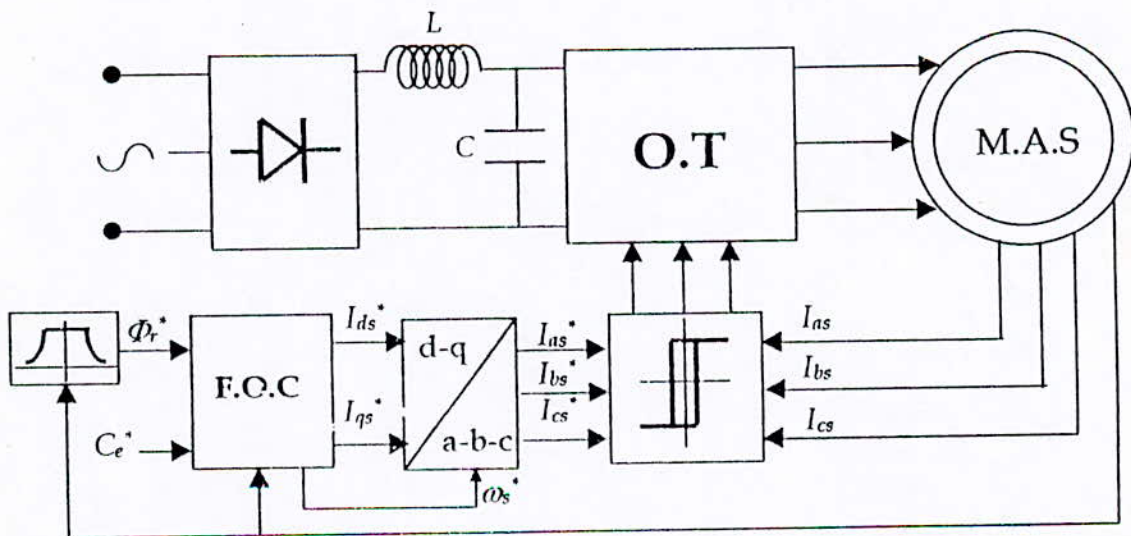


Figure III.3 Commande vectorielle de l'association Onduleur-MAS

Remarque : Le flux est généralement maintenu constant, à sa valeur nominale Φ_r^n pour des vitesses rotoriques inférieures ou égales à la vitesse nominale de la machine ω_m^n . Par contre, il faut qu'il décroisse lorsque la vitesse augmente au-delà de la vitesse nominale, afin de limiter les courants dans la machine [BAR 97]. Pour cela, on définit le flux de référence par :

$$\Phi_r^n = \begin{cases} \Phi_r^n & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_m^n = \frac{\omega_m^n}{p} \\ \frac{\Omega^n}{|\Omega|} \cdot \Phi_r^n & \text{si } |\Omega| \geq \Omega_m^n \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

III.5 Simulation numérique :

Nous avons simulé la commande vectorielle, en boucle ouverte avec :

- Le modèle de la machine alimentée en courant. La structure de commande est schématisée par la figure III.4.
- L'association Onduleur-MAS.

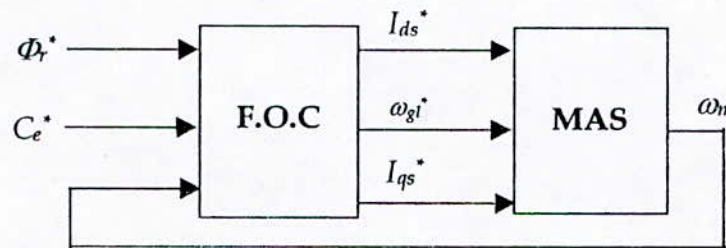


Figure III.4 Structure de commande pour le modèle de la MAS alimentée en courant.

Afin d'assurer un contrôle du couple et de pouvoir fournir à tout instant un couple maximal, le flux est maintenu à sa valeur nominale (1Wb), et pour s'assurer du découplage, on a appliqué le couple de référence donné par :

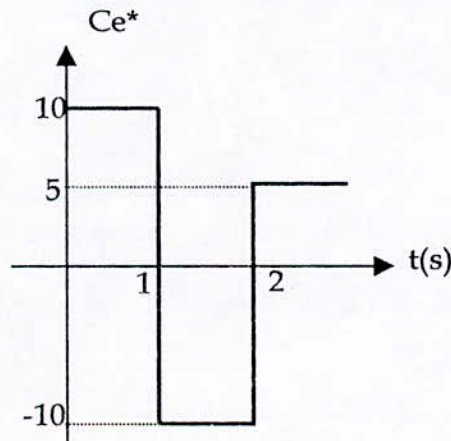


Figure III.5 Couple de référence.

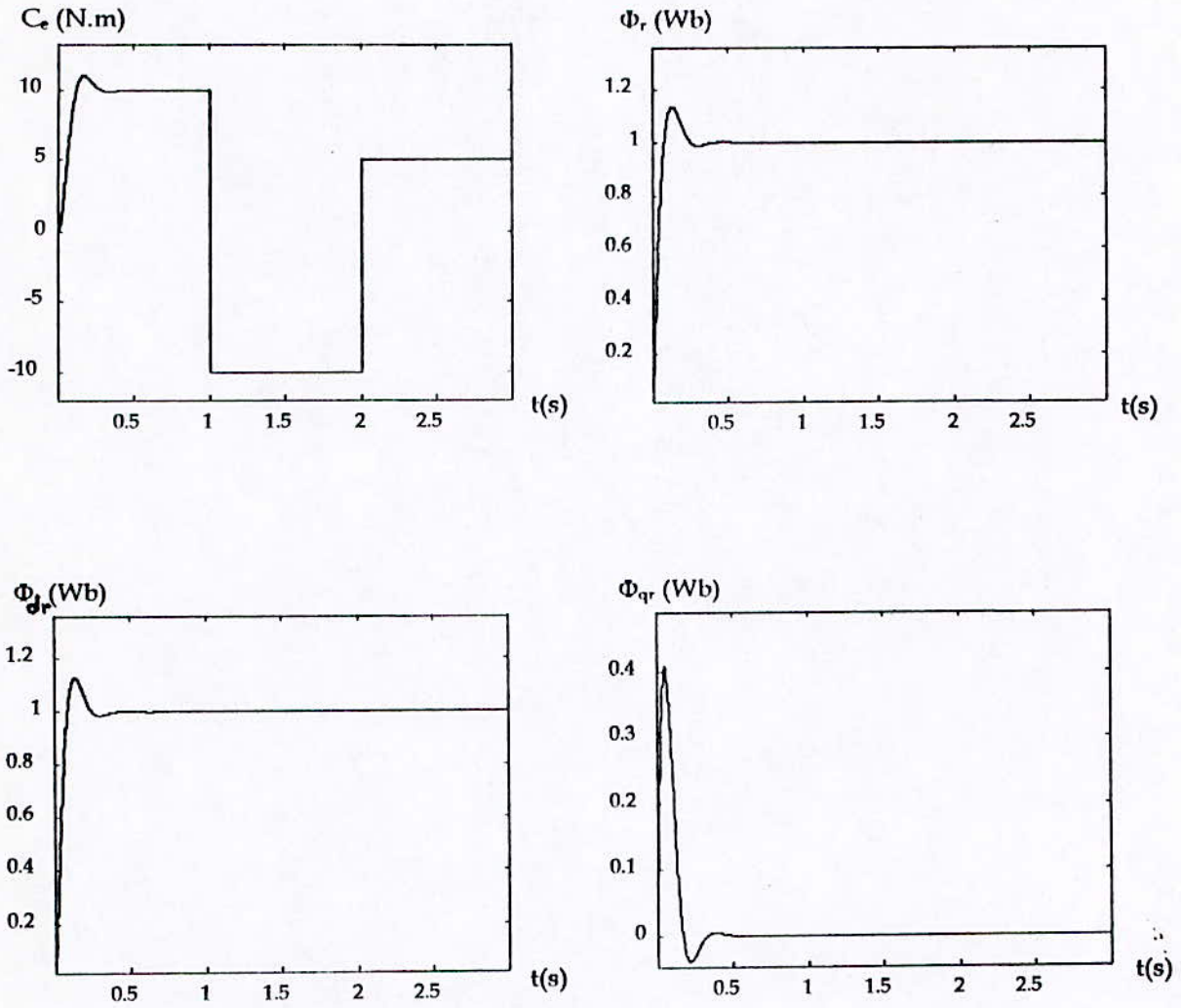


Figure III.6 Simulation de la commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée en courant.

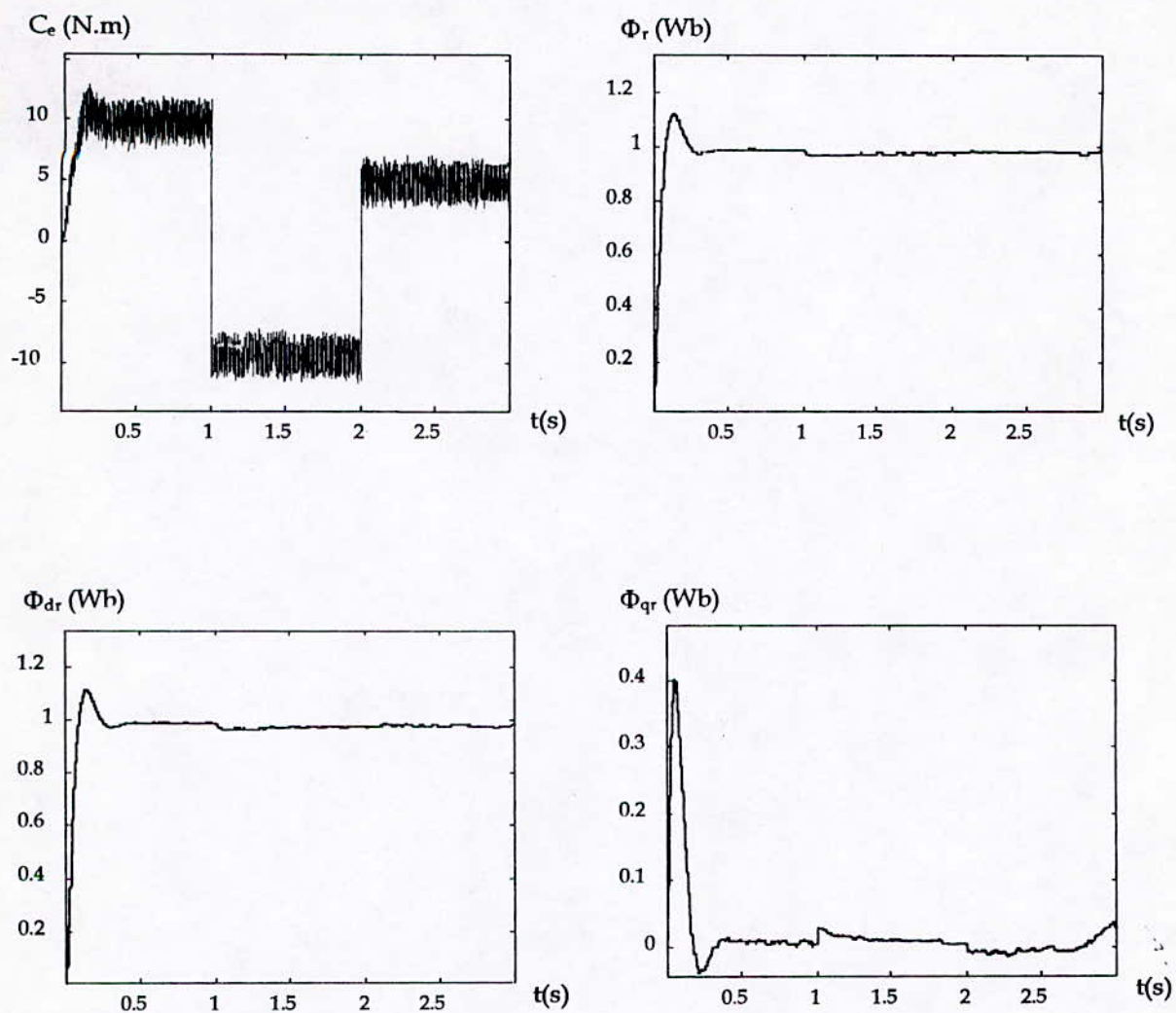


Figure III.7 Simulation de la commande vectorielle de l'association Onduleur-MAS.

Interprétations et commentaires :

A partir des résultats de simulation, donnés par les figures III.6 et III.7, on constate que :

- Le flux rotorique Φ_r se stabilise à la valeur de consigne (valeur nominale), après un régime transitoire qui dure environ 0.4s.
- La composante directe du flux rotorique se stabilise à $1Wb$, et la composante en quadrature s'annulent en régime établi, ce qui montre que le vecteur du flux est orienté suivant l'axe (od) du référentiel d'observation $(d-q)$.
- Le couple répond instantanément, sans dépassement et sans erreur statique aux variations du couple de référence, sauf durant le régime transitoire du flux.
- Le flux rotorique ne réagit pas aux variations du couple électromagnétique, ce qui prouve le découplage entre ces deux grandeurs.
- Pour le cas de l'association Onduleur- MAS, le découplage est légèrement affecté, ceci est dû aux imperfections introduites par l'onduleur.

III.6 Conclusion :

La méthode du flux orienté appliquée depuis quelques années, à la machine asynchrone reste la méthode la plus répandue. En effet, celle ci nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine, mais aussi de découpler la régulation du couple de celle du flux.

En général, deux sortes de commande sont utilisées, la première proposée par **Blaschke** utilise des observateurs (capteurs physiques, ou modèle dynamique) [BLA 72]. L'autre méthode proposée par **Hass** favorisée par le développement des microprocesseurs, consiste à estimer la position du flux à partir de la vitesse rotorique mesurée et de la pulsation de glissement de référence [HAS 69]. Cette technique est naturellement sensible aux erreurs sur les paramètres électriques de la machine, à savoir, la constante du temps T_r qui varie en général suivant le régime de fonctionnement de la machine.

CHAPITRE IV

REGLAGE CLASSIQUE DE LA VITESSE

IV.1 Introduction :

La vitesse variable est un besoin qui se généralise dans tous les secteurs de l'industrie et des transports. C'est en effet la solution qui permet de commander un processus ou un système avec une dépense minimale d'énergie.

Dans cette voie, l'entraînement de la machine asynchrone à vitesse variable, a apporté aux processus industriels d'énormes avantages, en accroissant leurs possibilités et leurs performances; De nombreux travaux ont été consacrés à cet effet.

La commande classique par des régulateurs linéaires, est la plus répandue à l'échelle industrielle en raison de sa simplicité de mise au point et de ses performances acceptables.

Ces régulateurs sont des systèmes linéaires, leurs fonctions de transfert permettent de modifier convenablement la transmittance du système à asservir, dans une gamme de fréquence.

Parmi les régulateurs classiques on distingue :

- Les régulateurs à avance de phase PD.
- Les régulateurs à retard de phase PI, IP, ...
- Les régulateurs à avance et retard de phase PID.

Afin de montrer les performances obtenues par ce type de réglage avec la machine asynchrone, deux techniques de réglage (PI et IP) seront exposées dans ce chapitre.

IV.2 Structure de commande :

La figure IV.1 montre la structure générale de la boucle de régulation classique utilisée [BUH 94] :

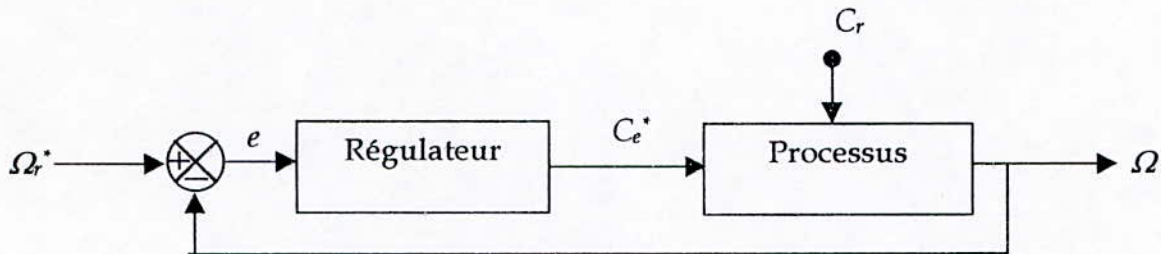


Figure IV.1 Structure générale d'une boucle de commande.

Cette structure comporte :

- Le processus à réguler, donné par sa fonction de transfert en boucle ouverte.
- Le régulateur utilisé (PI ou IP).

IV.2.1 Fonction de transfert en boucle ouverte de la machine asynchrone :

La fonction de transfert en boucle ouverte de la machine asynchrone par rapport à la commande C_e^* est donnée par :

$$F_o(s) = \frac{\Omega(s)}{C_e^*(s)} \quad (\text{IV.1})$$

Après développement (annexe II) des équations du modèle de la machine asynchrone, on trouve :

$$\Omega(s) = \frac{1}{K_f + Js} \left[\frac{1 + (T_r \omega_{gl}^*)^2}{(1 + sT_r)^2 + (T_r \omega_{gl}^*)^2} \cdot C_e^*(s) - C_r(s) \right] \quad (\text{IV.2})$$

Lorsque $C_r = 0$ on trouve :

$$F_o(s) = \frac{\Omega(s)}{C_e^*(s)} = \frac{1}{K_f + Js} \left[\frac{1 + (T_r \omega_{gl}^*)^2}{(1 + sT_r)^2 + (T_r \omega_{gl}^*)^2} \right] \quad (\text{IV.3})$$

Cette fonction de transfert, peut être schématisée par :

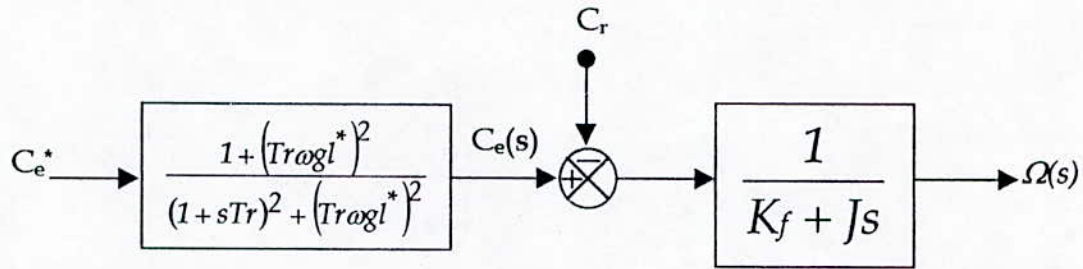


Figure IV.2 Fonction de transfert en boucle ouverte de la MAS.

IV.2.2 Structure du régulateur :

Deux structures de réglage seront utilisées :

1. Régulateur PI :

C'est la mise en parallèle des actions proportionnelle et intégrale, il est schématisé comme suit :

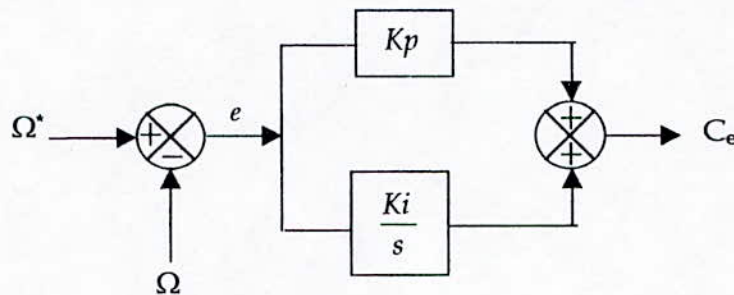


Figure IV.3 Structure d'un régulateur PI.

Sa loi de commande est donnée par :

$$C_e^* = (K_p + \frac{K_i}{s}) \cdot e \tag{IV.4}$$

2. Régulateur IP :

C'est la mise en cascade des actions proportionnelle et intégrale, il est schématisé comme suit [FAA 97] :

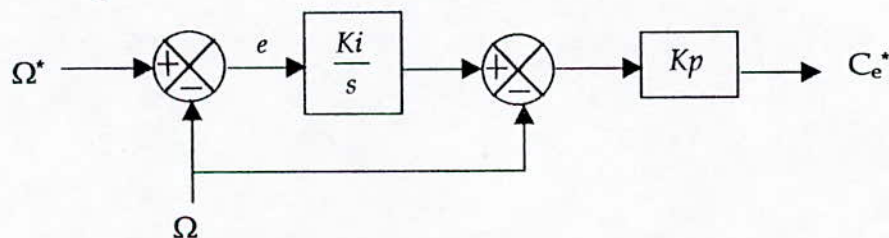


Figure IV.4 Structure d'un régulateur IP.

Sa loi de commande est donnée par :

$$C_e = \left(\frac{K_i \cdot K_p}{s} \right) \cdot e - K_p \cdot \Omega \quad (\text{IV.5})$$

IV.3 Réglage de la vitesse avec un régulateur PI :

En utilisant un régulateur PI, le schéma fonctionnel en boucle fermée de la commande se présente comme suit :

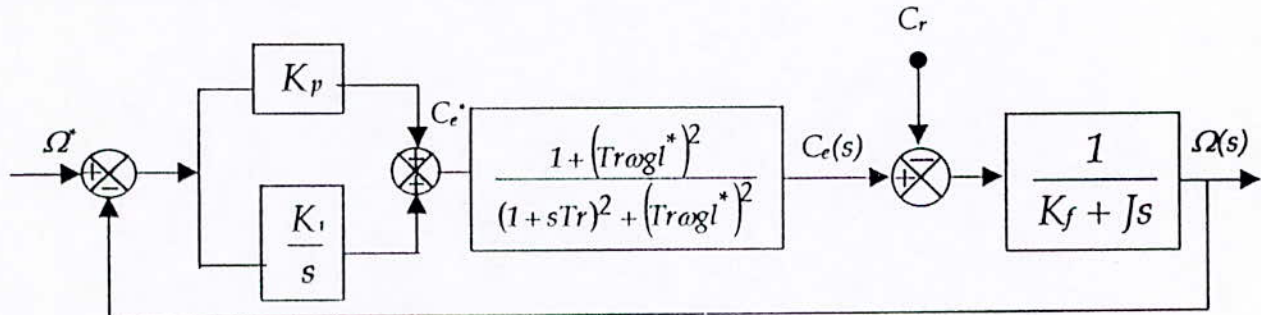


Figure IV.5 Schéma fonctionnel d'une boucle de régulation avec un PI.

L'expression de la vitesse sera donnée par :

$$\Omega(s) = \frac{1}{K_f + J \cdot s} \left[\frac{K_p \cdot s + K_i}{s} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot T_p} \cdot (\Omega^*(s) - \Omega(s)) - C_r(s) \right] \quad (\text{IV.6})$$

Où : $\frac{1}{1 + s \cdot T_p}$ est la fonction de transfert simplifiée de la machine.

On a : $\frac{K_i}{K_p} \approx \frac{K_f}{J}$ et $T_p \ll 1$

$$\text{D'où : } \Omega(s) = \frac{K_p}{K_f + J \cdot s} \cdot \Omega^*(s) - \frac{J \cdot s}{(K_f + J \cdot s) \cdot (K_p + J \cdot s)} \cdot C_r(s) \quad (\text{IV.7})$$

A partir de l'équation (IV.7) on peut constater que :

- En régime permanent ($s=0$), $\Omega = \Omega^*$.
- La poursuite du système lors de la variation de la consigne Ω^* , s'effectue en un temps fonction de (J/K_p) , qui dépend des paramètres du régulateur.
- Le rejet des perturbations lors de l'application d'une charge s'effectue en un temps fonction de (J/K_f) ,

$$\text{car : } \left(\frac{J}{K_f} \right) \gg \left(\frac{J}{K_p} \right)$$

donc dans ce cas le régulateur n'intervient pas pour corriger la vitesse, et la correction se fait par la dynamique du système.

IV.4 Réglage de la vitesse avec un régulateur IP :

Le schéma fonctionnel du réglage est le suivant :

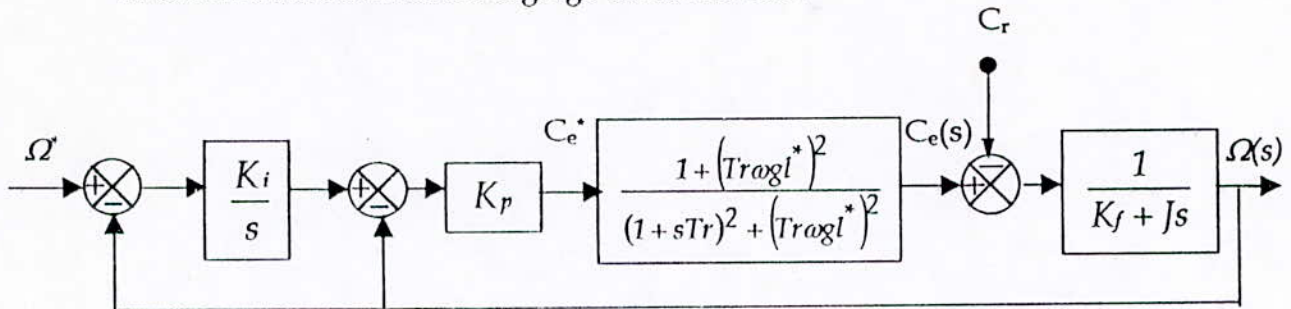


Figure IV.6 Schéma fonctionnel d'une boucle de régulation avec un IP

L'expression de la vitesse sera donnée par :

$$\Omega(s) = \frac{1}{K_f + J \cdot s} \cdot \left[\left(\frac{K_i}{s} \cdot (\Omega^*(s) - \Omega(s)) - \Omega(s) \right) \cdot K_p \cdot \frac{1}{1 + s \cdot T_p} - C_r(s) \right] \quad (IV.8)$$

En tenant compte du fait que: $T_p \ll 1$

L'expression finale devient :

$$\Omega(s) = \frac{K_p \cdot K_i}{J \cdot s^2 + (K_f + K_p) \cdot s + K_p \cdot K_i} \cdot \Omega^*(s) - \frac{s}{J \cdot s^2 + (K_f + K_p) \cdot s + K_p \cdot K_i} \cdot C_r(s) \quad (IV.9)$$

A partir de cette équation , on peut constater que :

- En régime permanent ($s=0$), $\Omega = \Omega^*$.
- 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.

IV.5 Application du réglage classique au modèle de la machine :

- La structure de réglage de la vitesse de la machine asynchrone alimentée en courant est schématisée comme suit :

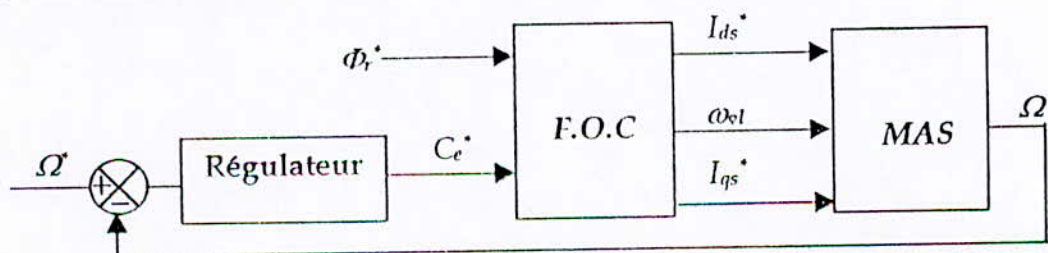


Figure IV.7 Structure du réglage de la vitesse de la MAS alimentée en courant.

- La structure globale du réglage de la vitesse de l'association Onduleur-MAS est représentée par la figure IV.8.

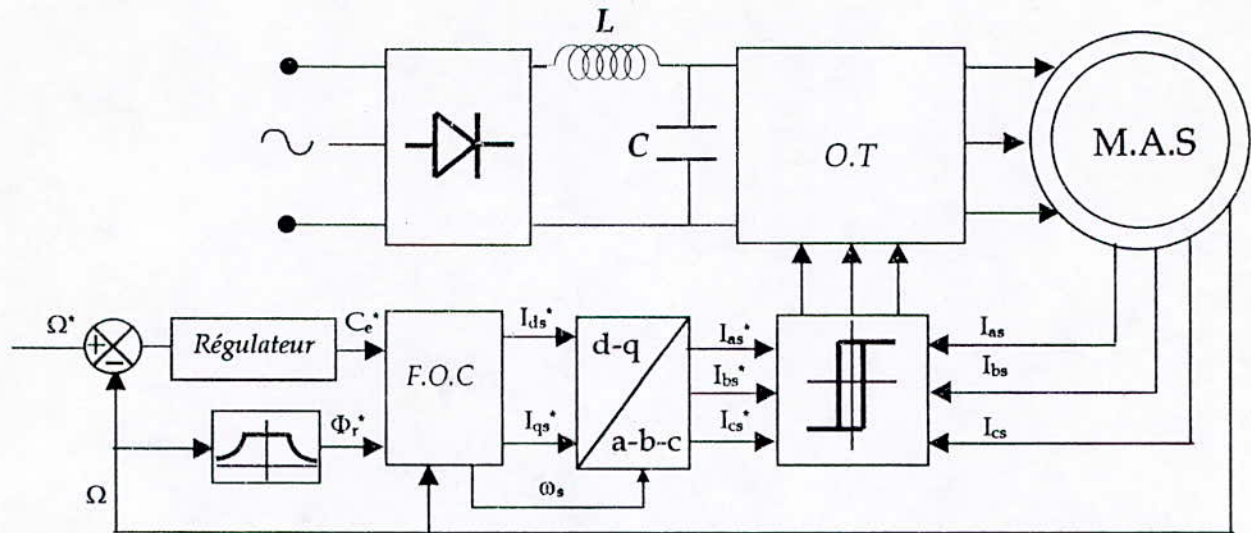


Figure IV.8 Structure globale du réglage de la vitesse de l'association Onduleur-MAS.

IV.6 Simulation numérique :

Les structures de réglage données par les figures IV.7, IV.8 correspondant aux modèles de la machine asynchrone alimentée en courant, et l'association Onduleur-MAS respectivement, ont été simulés en utilisant les deux types de régulateurs classiques exposés dans ce chapitre, à savoir le régulateur PI et le régulateur IP.

Un calcul des paramètres des deux régulateurs a été fait en annexes III et IV.

Avec ces paramètres nous avons simulé le démarrage à vide, le démarrage avec application d'une charge entre 1s et 1.5s, puis une inversion du sens de rotation de 100 Rad/s à -100 Rad/s effectuée à 1s du démarrage.

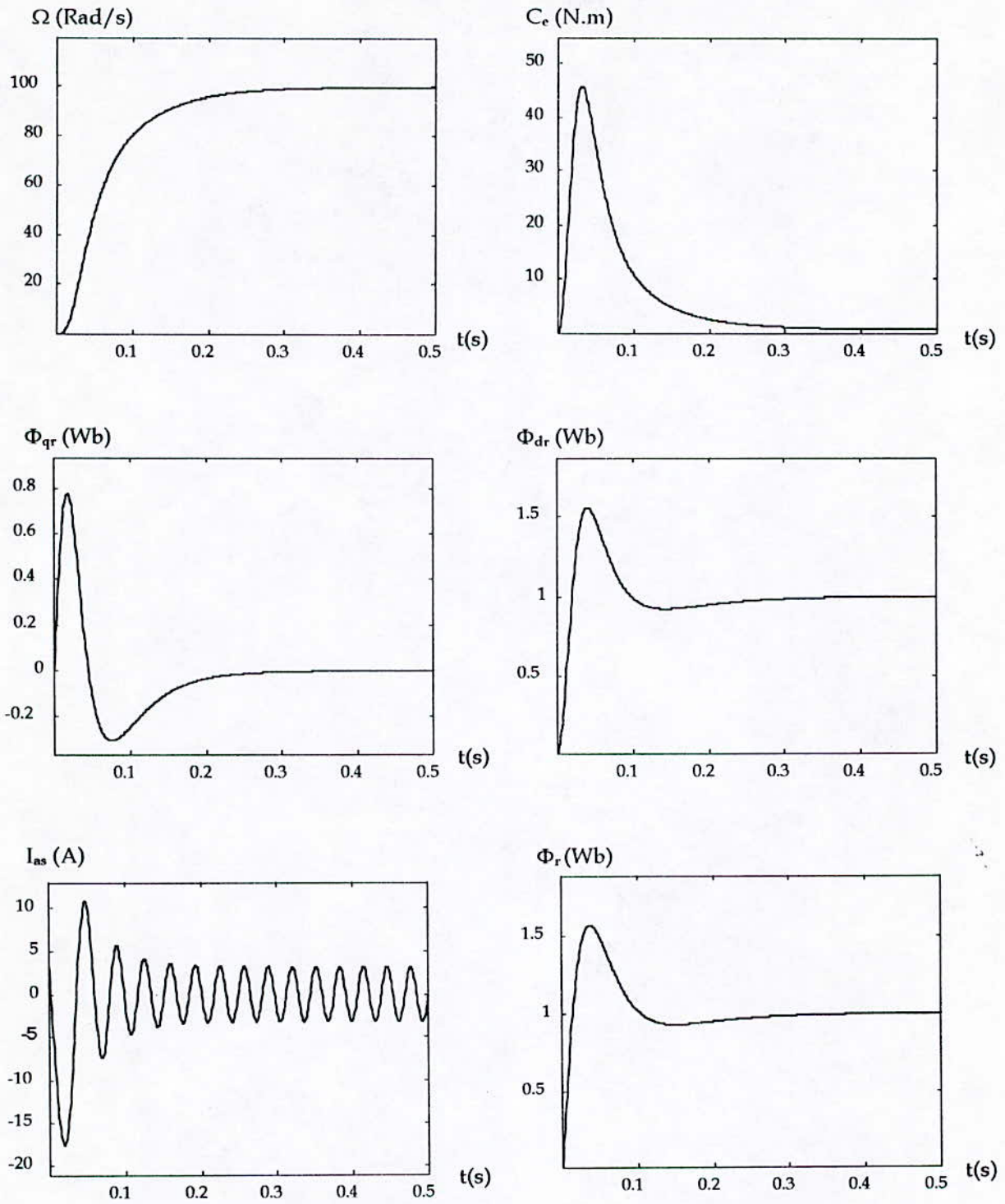


Figure IV.9 Réglage de la vitesse avec un régulateur PI
 « Démarrage à vide »
 « Machine alimentée en courant »

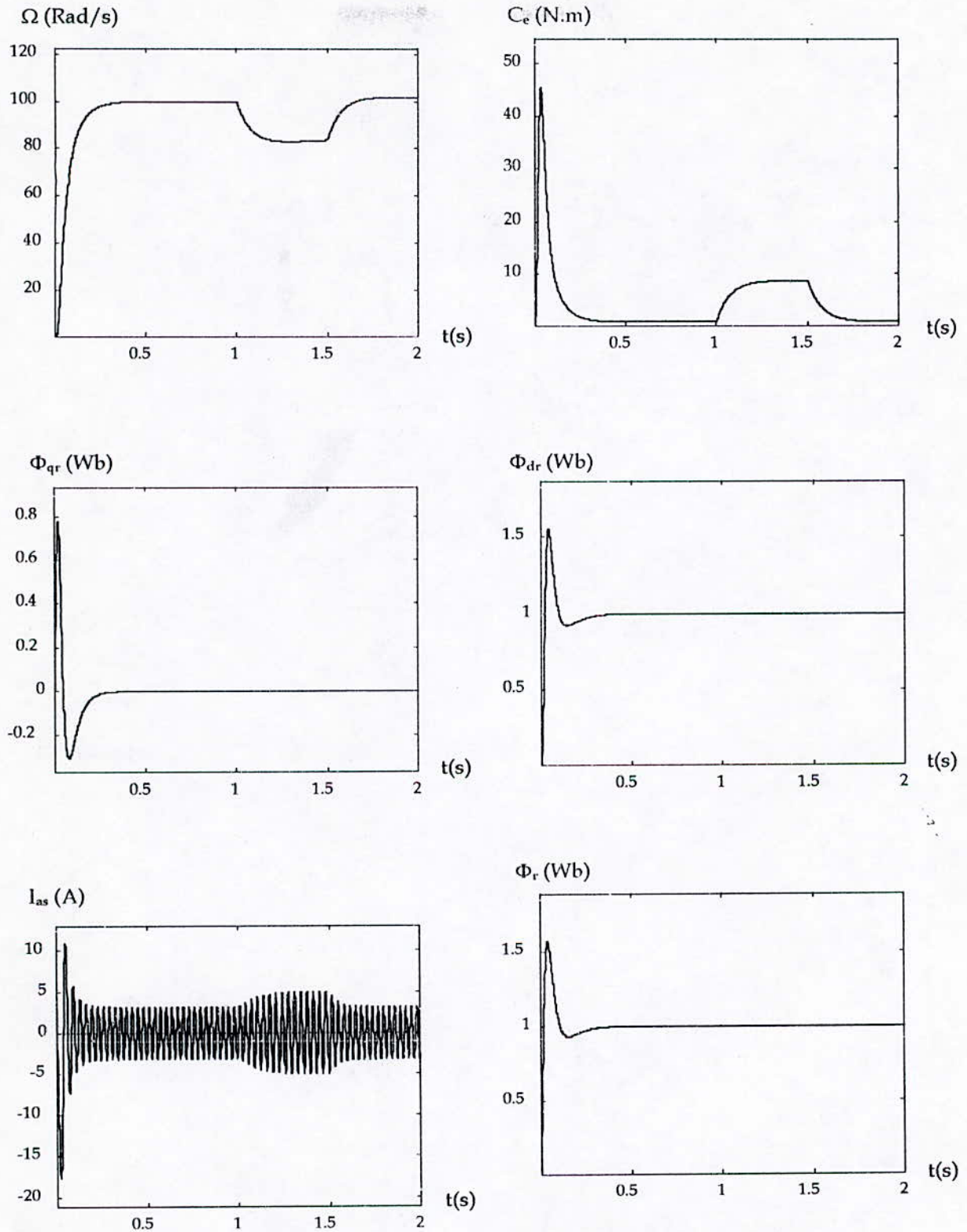


Figure IV.10 Réglage de la vitesse avec un régulateur PI
 « Machine alimentée en courant »
 « Application d'une charge »

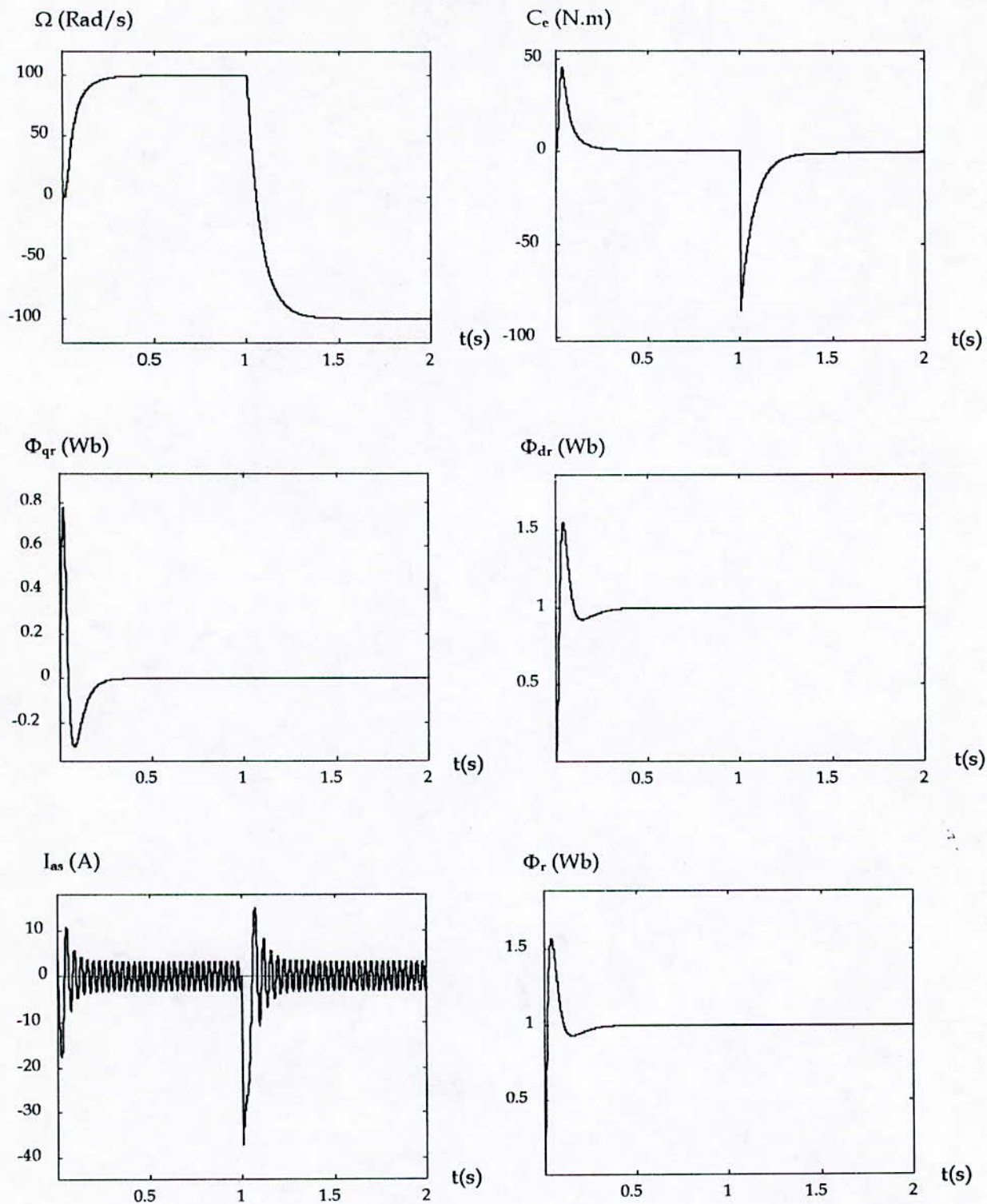


Figure IV.11 Réglage de la vitesse avec un régulateur PI
 « Machine alimentée en courant »
 « Inversion du sens de rotation »

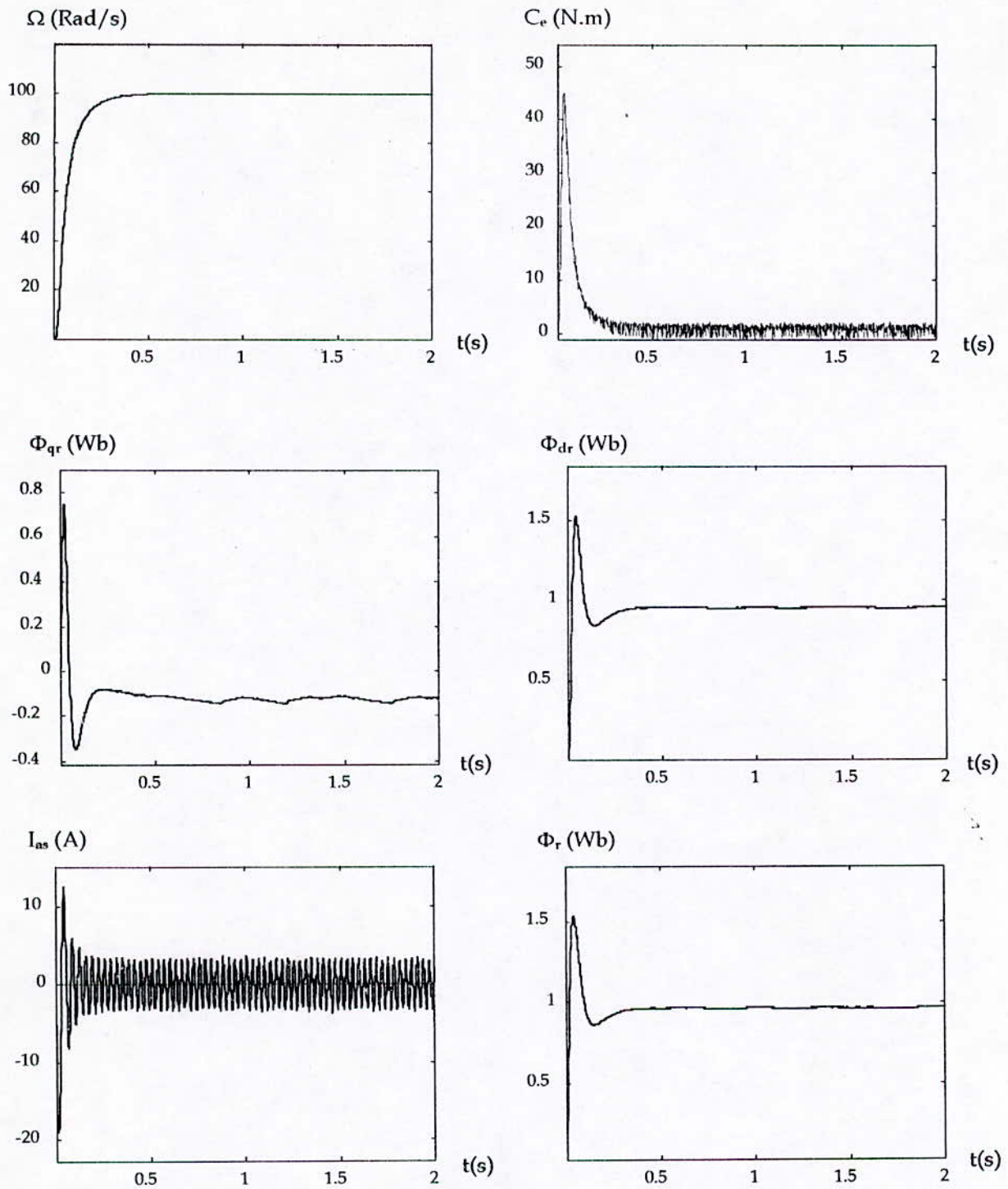


Figure VI.12 Réglage de la vitesse avec un régulateur PI
 « Association Onduleur-MAS »
 « Démarrage à vide »

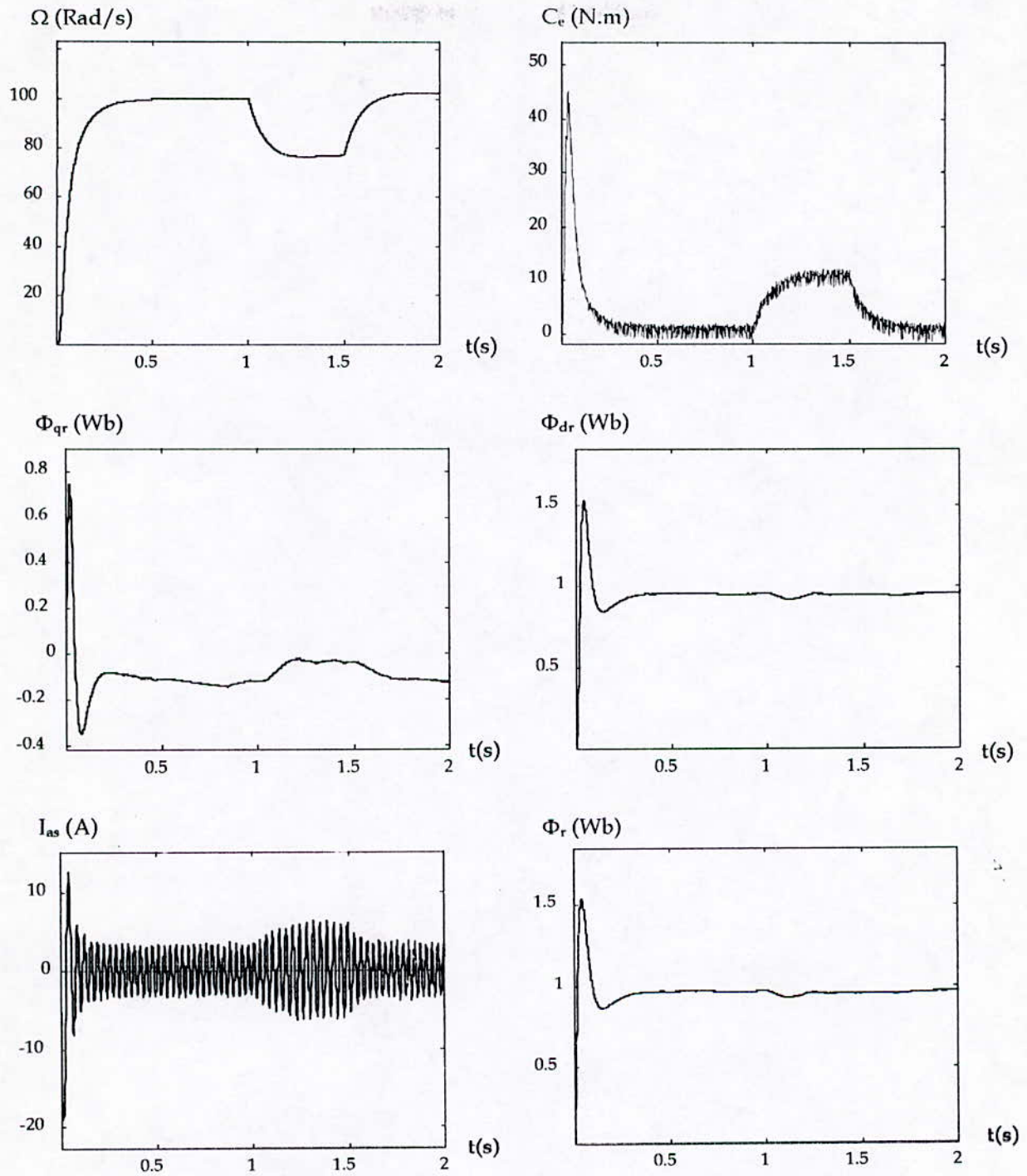


Figure IV.13 Réglage de la vitesse avec un régulateur PI
 « Association Onduleur-MAS »
 « Application d'une charge »

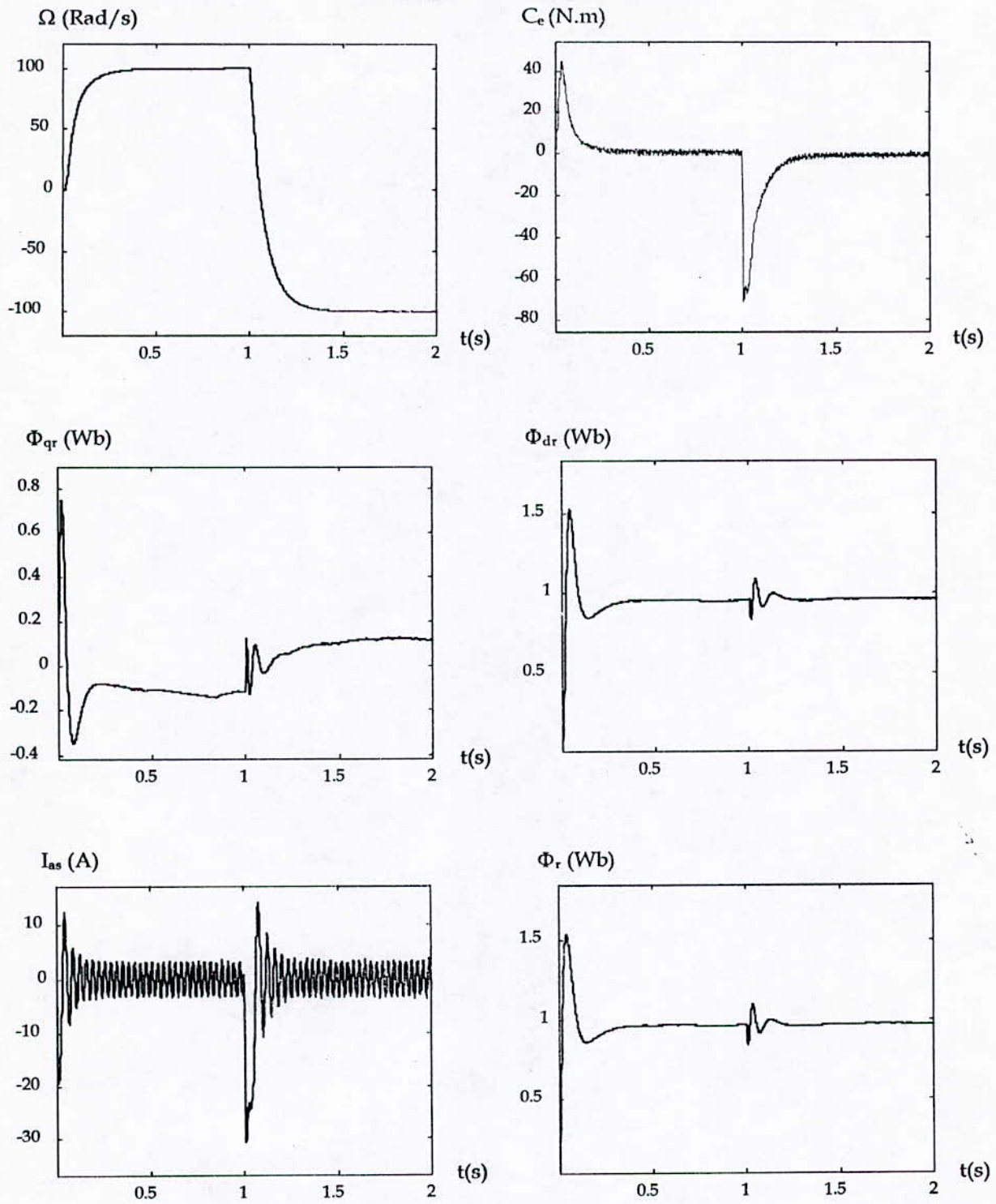


Figure IV.14 Réglage de la vitesse avec un régulateur PI
 « Association Onduleur- MAS »
 « Inversion du sens de rotation »

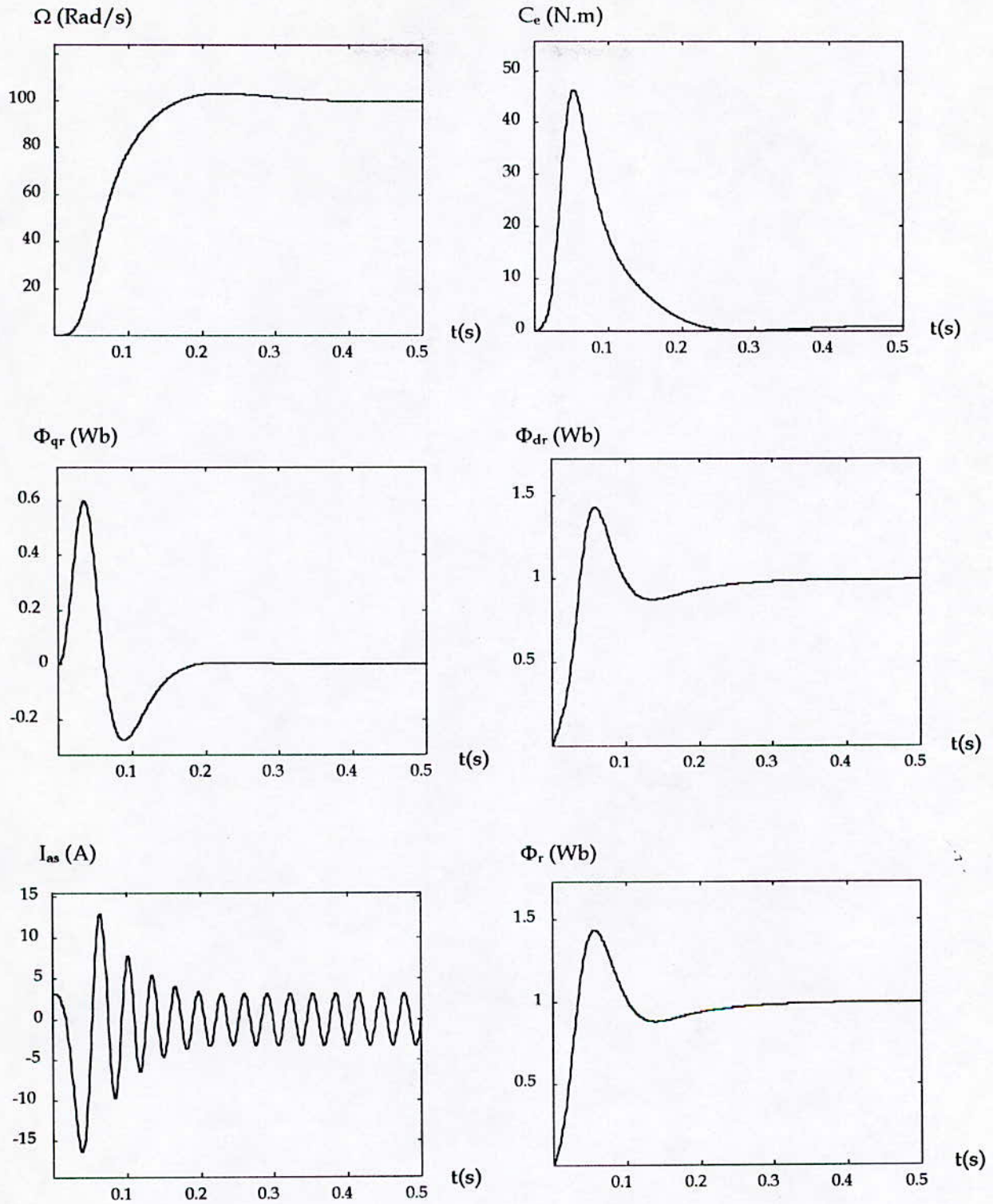


Figure IV.15 Réglage de la vitesse avec un régulateur IP
 « Machine alimentée en courant »
 « Démarrage à vide »

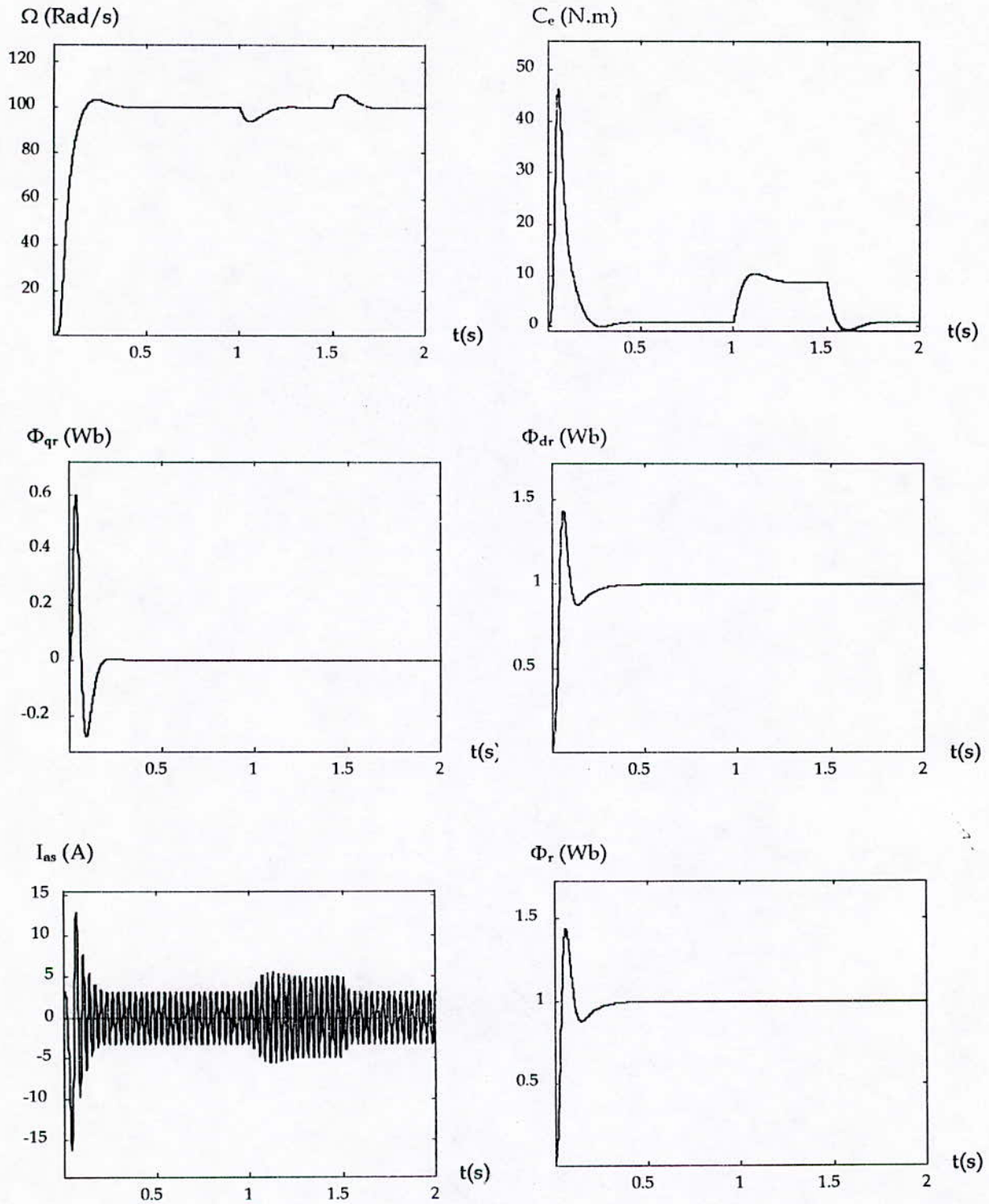


Figure IV.16 Réglage de la vitesse avec un régulateur IP
 « Machine alimentée en courant »
 « Application d'une charge »

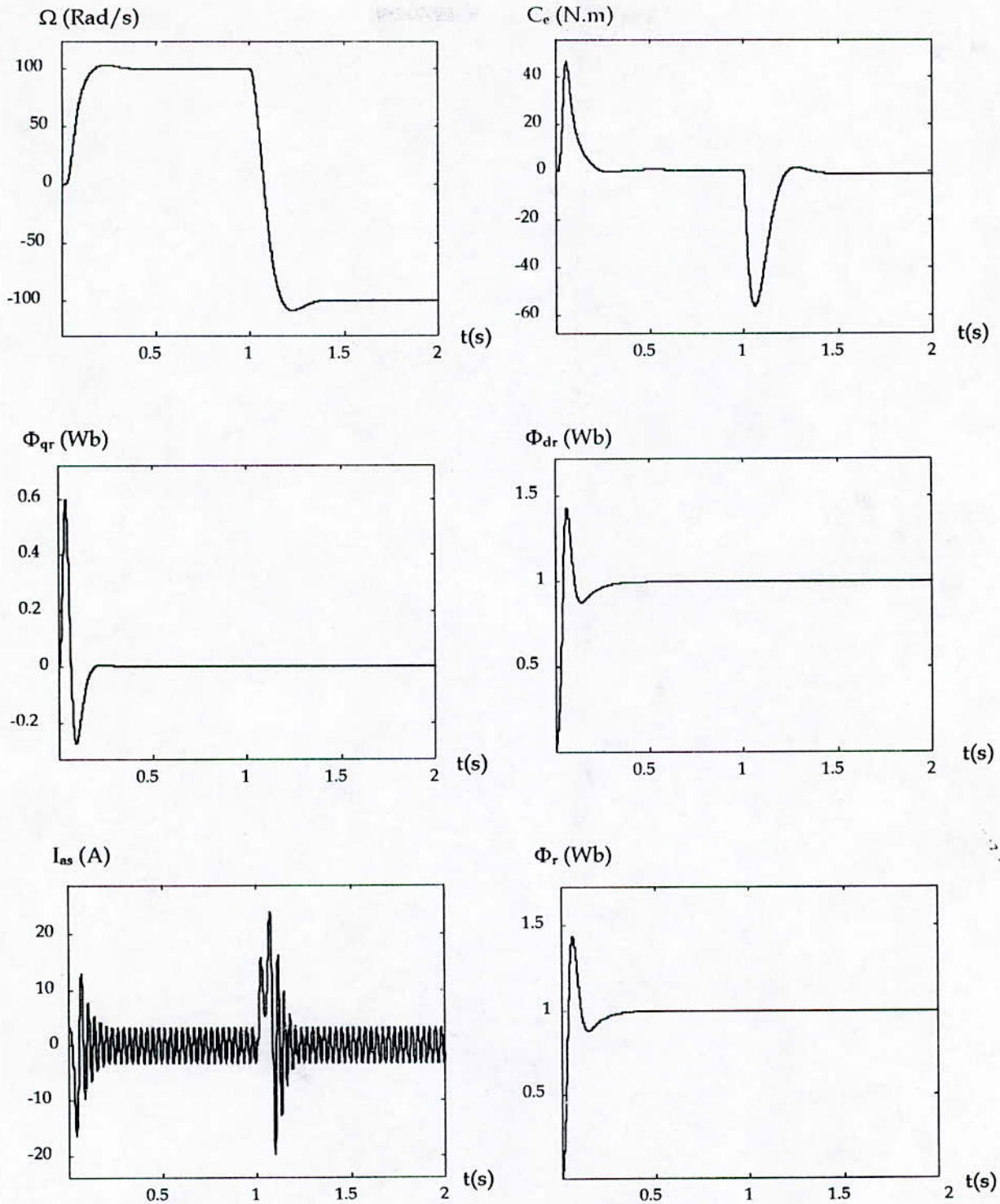


Figure VI.17 Réglage de la vitesse avec un régulateur IP
 « Machine alimentée en courant »
 « Inversion du sens de rotation »

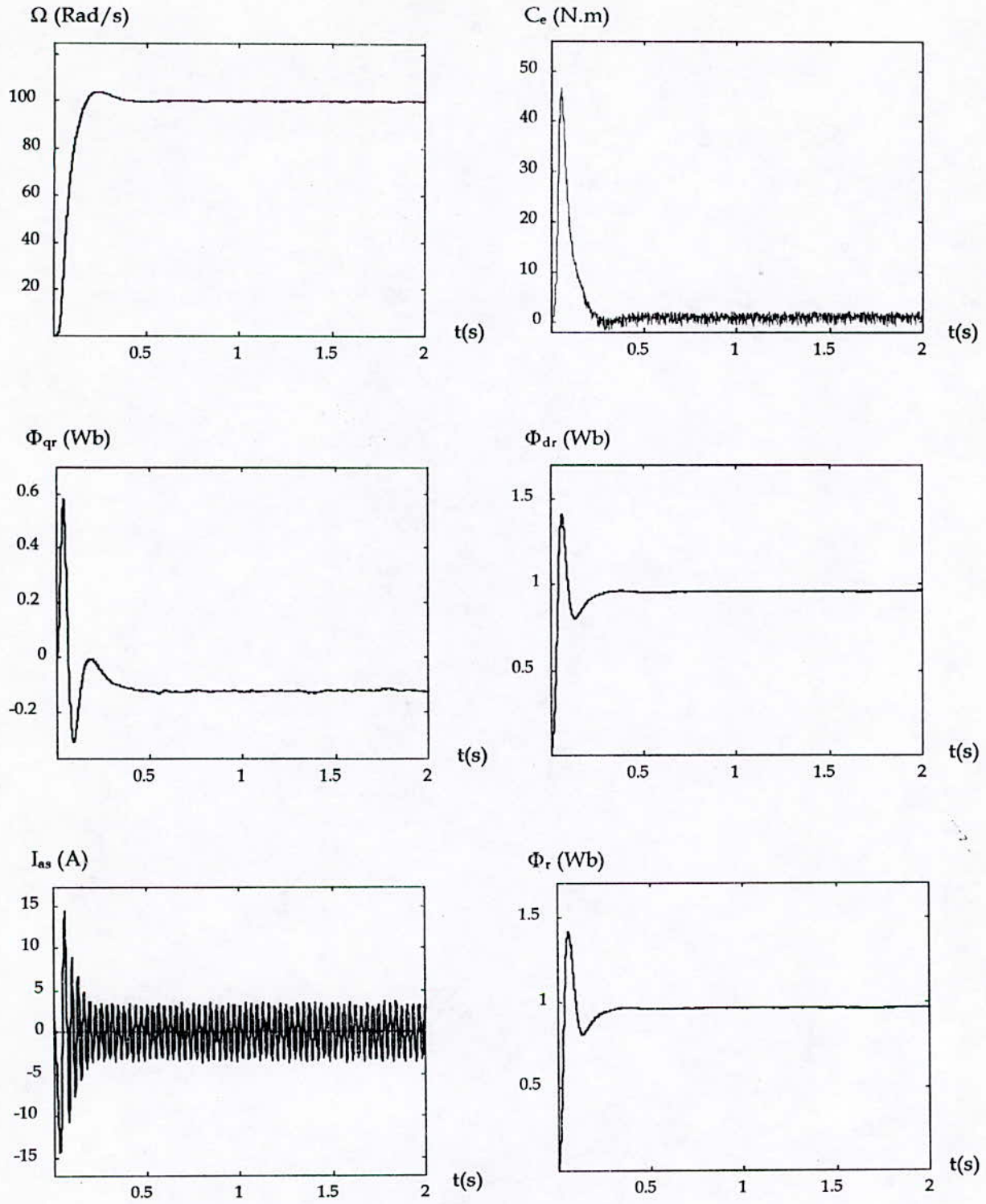


Figure IV.18 Réglage de la vitesse avec un régulateur IP
 « Association Onduleur-MAS »
 « Démarrage à vide »

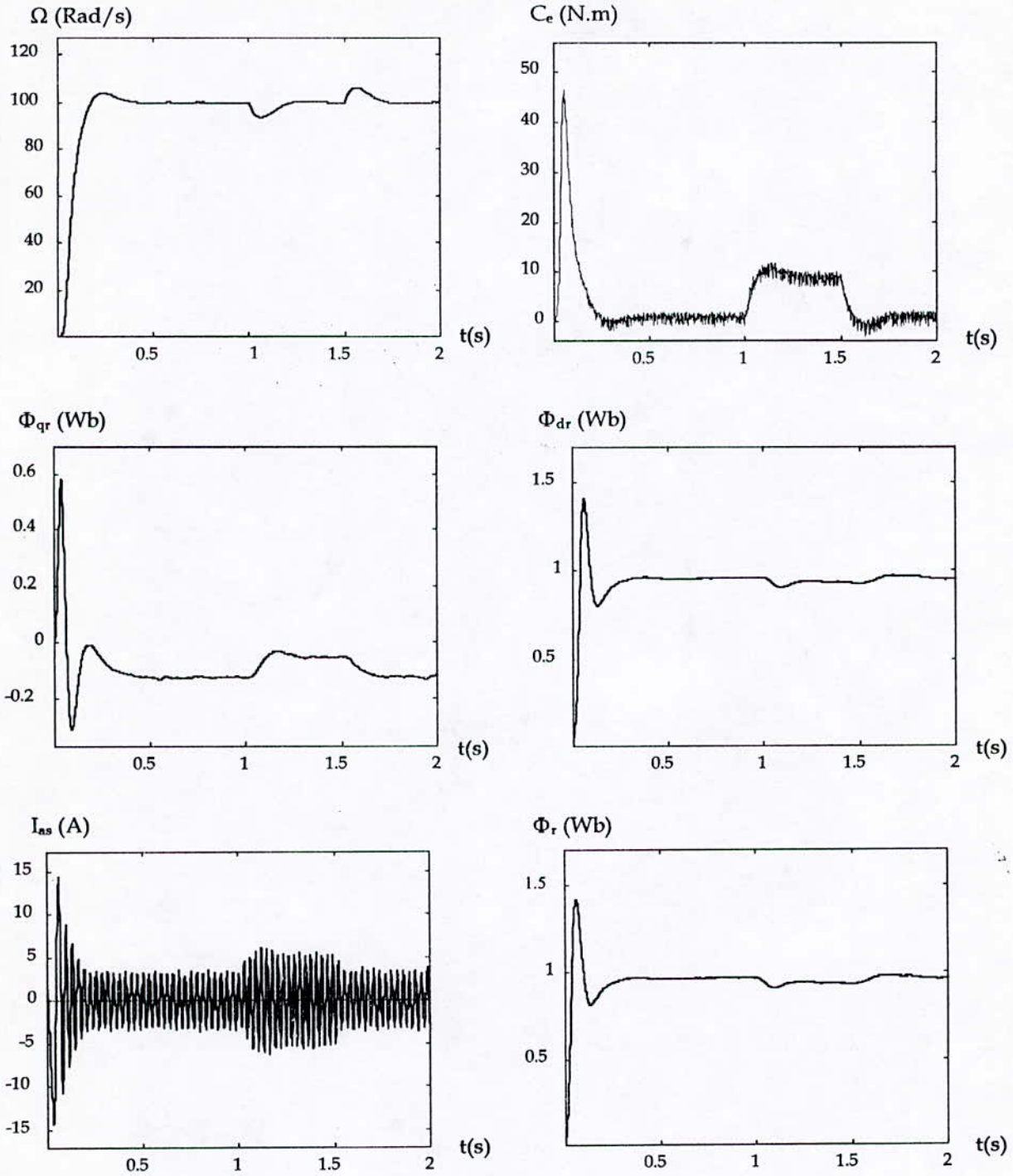


Figure IV.19 Réglage de la vitesse avec un régulateur IP
 « Association Onduleur-MAS »
 « Application d'une charge »

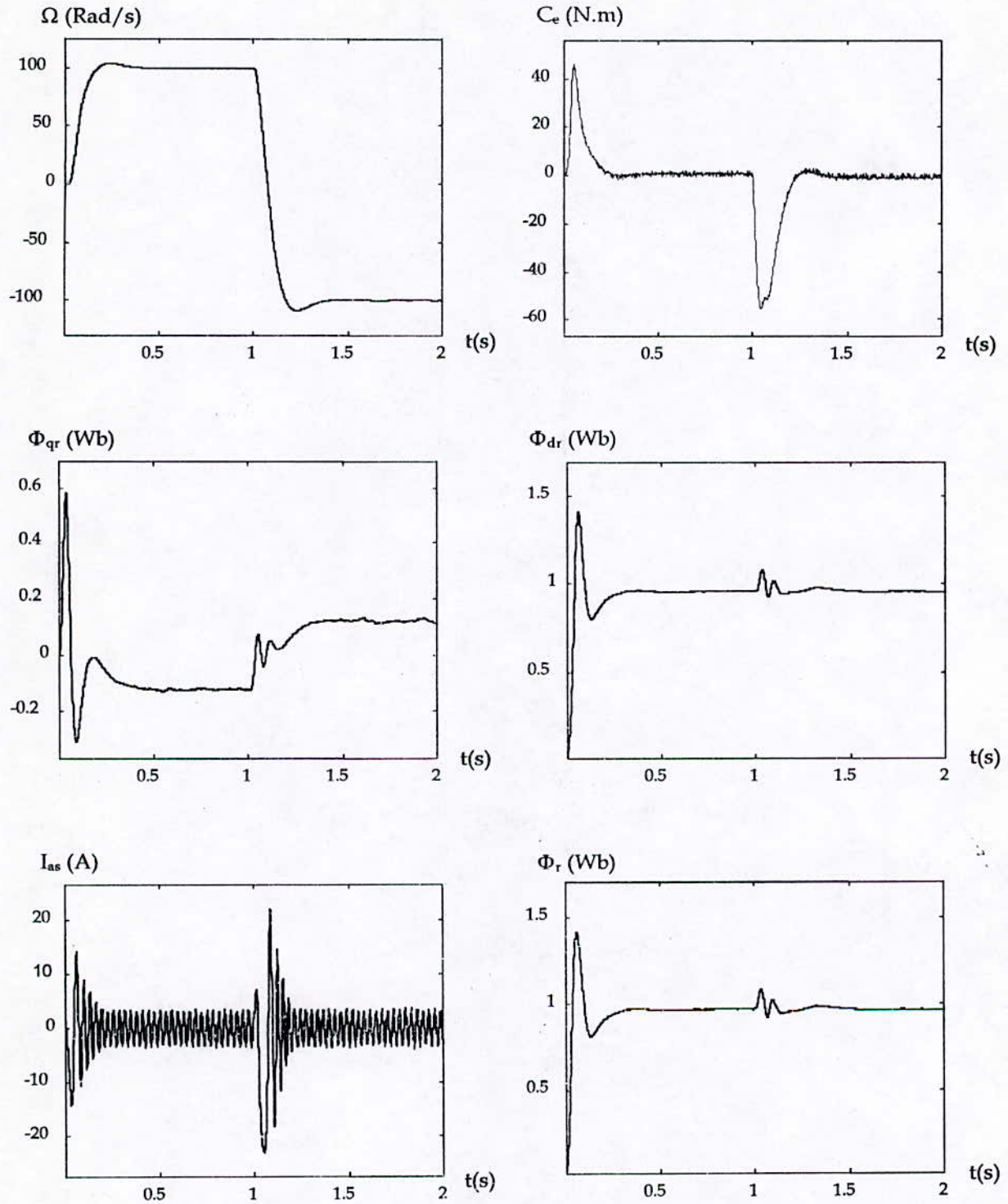


Figure IV.20 Réglage de la vitesse avec un régulateur IP
 « Association Onduleur-MAS »
 « Inversion du sens de rotation »

Interprétations et commentaires :

Les résultats obtenus avec le modèle de la machine alimentée en courant, et l'association Onduleur-MAS sont similaires.

1. Utilisation d'un régulateur PI :

Les résultats obtenus en utilisant un régulateur PI sont donnés par les figures IV.9 à IV.14; à partir de ces résultats on constate :

□ Lors du démarrage :

- La vitesse du rotor atteint la consigne au bout de $0.3s$, alors que, précédemment (en boucle ouverte) à plus d'une seconde, ce qui prouve l'amélioration de la réponse en utilisant une boucle de régulation.
- Des pics de couple, et de courant plus importants que ceux obtenus en boucle ouverte.
- L'orientation du flux est obtenue.

□ Lors de l'application d'une charge :

- Le régulateur PI ne rejette pratiquement pas la perturbation, ou du moins, il la rejette très lentement (à la dynamique du système en boucle ouverte).
- Une légère dégradation du découplage dans le cas de l'association Onduleur-MAS qui est due aux imperfections introduites par l'onduleur.

□ Lors de l'inversion du sens de rotation :

- La vitesse du rotor atteint la nouvelle consigne au bout de $0.4s$.
- Des pics de couple, et de courant très importants, qui dépassent cinq fois les valeurs nominales.

2. Utilisation d'un régulateur IP :

Les résultats obtenus en utilisant un régulateur IP sont donnés par les figures IV.15 à IV.20, à partir de ces résultats on constate que :

- Les caractéristiques dynamiques au démarrage et à l'inversion, sont presque analogues à celles obtenues avec un régulateur PI, sauf, un léger dépassement de la vitesse.
- En présence d'une charge le régulateur IP se comporte mieux que le régulateur PI, car comme on le constate dans les figures IV.16 et IV.19, la vitesse chute (ou augmente), puis elle revient à la valeur de consigne rapidement, ceci s'explique par la structure même du régulateur IP.
- Les pics du courant, et du couple à l'inversion sont moins importants.

IV.7 Conclusion :

Dans l'étude précédente, nous avons voulu appliquer une commande classique (linéaire), pour réguler la vitesse de rotation de la machine asynchrone.

La commande a été réalisée à l'aide de deux types de régulateurs classiques, à savoir, le *PI* et le *IP*. Les résultats obtenus montrent bien la dynamique acceptable obtenue par ces régulateurs, et mettent en évidence l'apport du régulateur *IP* dans le rejet de la perturbation du couple résistant.

L'application de ce type de régulateur nécessite une analyse approfondie du système, suivie d'une modélisation par fonction de transfert. Une erreur d'identification du modèle, ou une variation des paramètres du système au cours du temps, risque de conduire à la dégradation des performances de la commande.

Dans le but de remédier à ces défauts, et même d'améliorer les performances de la commande, tel que le temps de montée, et le comportement vis à vis des perturbations, plusieurs techniques de commande font l'objet des recherches actuellement, tel que l'utilisation des régulateurs par logique floue. L'application d'un régulateur flou pour réguler la vitesse de la machine asynchrone sera l'objet du prochain chapitre.

Les résultats de commande obtenus par les régulateurs classiques sont pris comme références pour juger et évaluer les performances obtenues par les régulateurs flous.

CHAPITRE V

APPLICATION DU REGLAGE PAR LOGIQUE FLOUE POUR LA COMMANDE DE LA VITESSE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

V.1.Introduction :

Comme déjà mentionné, un domaine d'application de la logique floue, qui devient de plus en plus important, est celui du réglage et de la commande des processus industriels. En effet, cette méthode permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire une modélisation approfondie. Par des inférences avec plusieurs règles, il est possible de tenir compte des expériences acquises par les opérateurs d'un processus technique.

En commande, la plupart des algorithmes utilisés sont basés sur le schéma simple proposé par Mamdani [MAM 77]. La majorité a été appliquée avec succès, surtout sur des processus industriels plus ou moins lents. Cependant, ils ont montré des limites de performance sur des systèmes rapides et fortement non linéaires, ce qui a poussé à entrevoir des solutions pour améliorer ces algorithmes de base.

Dans cette partie de notre travail, on s'est inspiré du même algorithme pour réguler la vitesse de rotation d'une machine asynchrone. Les différentes étapes de notre travail, à savoir :

- Le développement de la stratégie de commande basée sur l'algorithme flou typique de Mamdani.
- L'application d'un tel algorithme pour commander la vitesse d'une machine asynchrone.
- L'amélioration des performances de la commande par :
 - Optimisation des fonctions d'appartenance.
 - Adaptation du gain de la commande.
 - Utilisation du réglage grossier-fin.
- L'analyse et la comparaison des performances obtenues.

seront présentées dans ce chapitre.

V.2. Description d'un régulateur flou typique :

La structure de commande proposée par Mamdani est la suivante :

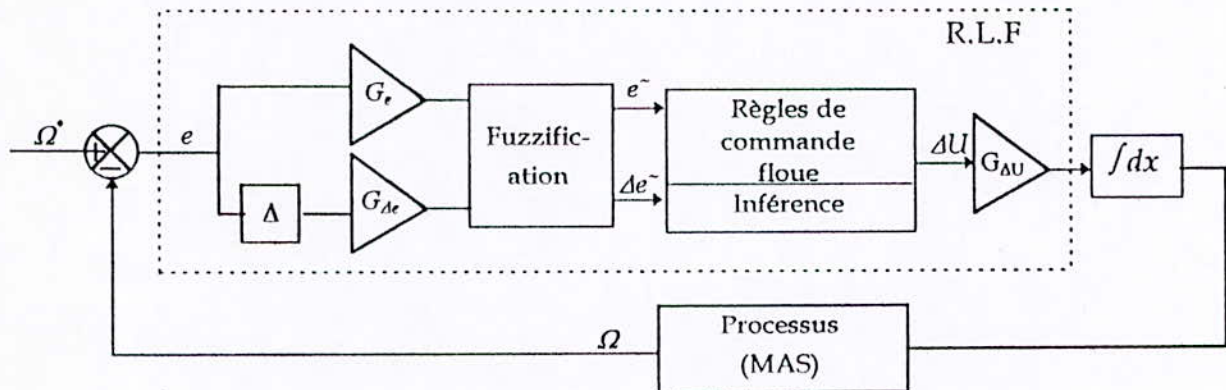


Figure V.1 Schéma bloc de la structure de commande avec un RLF.

D'après ce schéma, le régulateur par logique floue est composé :

- D'un bloc de calcul de variation de l'erreur (Δe) au cours du temps.
- Des facteurs d'échelle associés à l'erreur, à sa variation et à la variation de la commande (ΔU).
- D'un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation.
- Des règles de commande floue.
- De la logique floue utilisée pour l'évaluation des règles de commande floue (Inférence).
- D'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande floue en valeur numérique.

V.3 Loi de commande :

La loi adoptée est fonction des entrées choisies pour notre régulateur, en l'occurrence, l'erreur et sa variation : $U=f(e, \Delta e)$.

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, la 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 :

$$U_{k+1} = U_k + G_{\Delta U} \cdot \Delta U_{k+1} \quad (\text{V.1})$$

$G_{\Delta U}$: Gain associé à la variation de la commande ΔU .

ΔU_{k+1} : Variation de la commande.

V.4. Implémentation :

La valeur de la commande est obtenue en suivant les étapes suivantes [KET 92] :

1. Calcul de l'erreur présente et de sa variation :

$$e(kT_e) = e_k = \Omega^* - \Omega. \quad (\text{V.2})$$

$$\text{et } \Delta e(kT_e) = \Delta e_k = (e_{k+1} - e_k) / T_e \quad (\text{V.3})$$

Où T_e : est la période d'échantillonnage.

Comme T_e est constante, Δe_k peut être assimilée à $(e_k - e_{k-1})$.

2. Normalisation de l'erreur et de sa variation à l'aide des facteurs d'échelle ou gains correspondants:

$$e_k^* = G_e \cdot e_k. \quad (\text{V.4})$$

$$\Delta e_k^* = G_{\Delta e} \Delta e_k. \quad (\text{V.5})$$

3. Fuzzification ou conversion des valeurs obtenues en variables floues.

4. Activation de l'ensemble des règles de décision associées.

5. Défuzzification de la variation de la commande en valeur numérique normalisée.

6. Détermination de la commande à appliquer à l'entrée du processus à l'aide du facteur d'échelle ou gain correspondant :

$$U_{k+1} = U_k + G_{AU} \cdot \Delta U_{k+1}. \quad (\text{V.6})$$

V.5 Application de l'algorithme de commande floue de Mamdani pour commander la vitesse de la MAS :

Dans ce qui suit, nous allons appliquer l'algorithme de commande floue, dont nous venons de présenter les principales étapes, au modèle de la machine asynchrone, commandée par la technique d'orientation du flux.

Le schéma de commande est celui de la figure IV.8. Dans le bloc « régulateur », on insère un régulateur flou typique.

V.5.1 Fonctions d'appartenance :

1. **Choix des formes** : Afin de trouver la forme la plus appropriée qui donne de bons résultats, nous avons procédé par une série d'essais/observations.

En premier lieu, nous avons essayé des formes trapézoïdales avec divers types de distribution et en variant les limites des univers de discours. Les résultats obtenus n'ont pas été assez satisfaisants. En revanche, le choix des formes triangulaires s'est avéré le plus approprié.

2. **Choix de la distribution** : Nous avons adopté une distribution uniforme, ou équidistantes, avec des formes symétriques ce qui donne un chevauchement de 50 % entre les sous ensembles.

3. Choix du nombre des classes ou sous ensembles flous : Dans un premier lieu nous avons subdivisé l'univers de discours de chaque variable d'entrée en cinq classes, par contre celle de la sortie est subdivisée en sept classes, comme c'est montré à la figure V.2 :

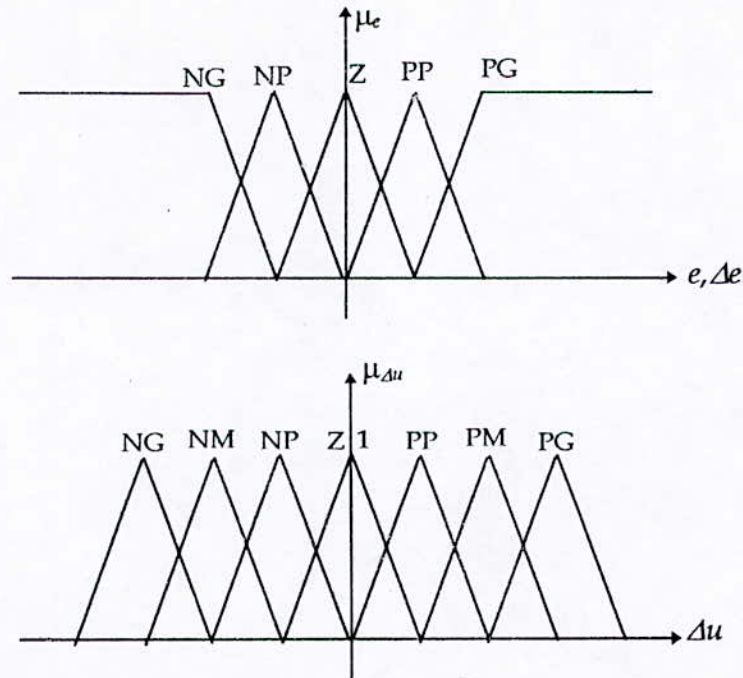


Figure V.2 Ensembles flous des variables d'entrée/sortie du régulateur.

Les classes sont notés comme suit :

- NG : négatif grand.
- NM : négatif moyen.
- NP : négatif petit.
- Z : zéro.
- PP : positif petit.
- PM : positif moyen.
- PG : positif grand.

V.5.2 Univers de discours :

Les trois univers de discours affectés aux trois variables de notre régulateur, à savoir $e, \Delta e$ et Δu ont été fixés, après une série d'essais en simulation, comme suit :

$$\begin{aligned}
 Ud_e &= [-100, 100] \text{ (Rad/s)} . \\
 UD_{\Delta e} &= [-1400, 1400] \text{ (Rad/s)} . \\
 UD_{\Delta u} &= [-0.318, 0.318] \text{ (N.m)} .
 \end{aligned}$$

où UD_X : univers de discours de X .

Ceci conduit à : $G_e=1/100$; $G_{\Delta e}=1/1400$; $G_{\Delta u}=0.318$.

V.5.3 Choix de la table de décision : Dans notre application nous avons opté pour la table de décision de **Mac Vicar-Whelan**, qui a souvent été utilisée avec succès dans plusieurs applications [TZA 90].

Avec cinq ensembles flous associés aux variables d'entrée ($e, \Delta e$), et sept ensembles associés à la variation de la commande, la table de décision est donnée comme suit :

Tableau V.1 La table de décision

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

V.5.4 Choix de la méthode d'inférence :

Après avoir essayé les trois méthodes d'inférence citées au chapitre I, nous avons constaté qu'il n'y a pas de grande différence entre les résultats obtenus avec ces méthodes. Aussi notre choix s'est porté sur la méthode d'inférence *som-prod*, car elle minimise le nombre d'opérations à effectuer [BUH 94].

V.5.6 Simulation numérique :

Les résultats obtenus par l'utilisation du régulateur flou typique pour la commande de la vitesse de la machine asynchrone, sont donnés dans les figures V.3 à V.8.

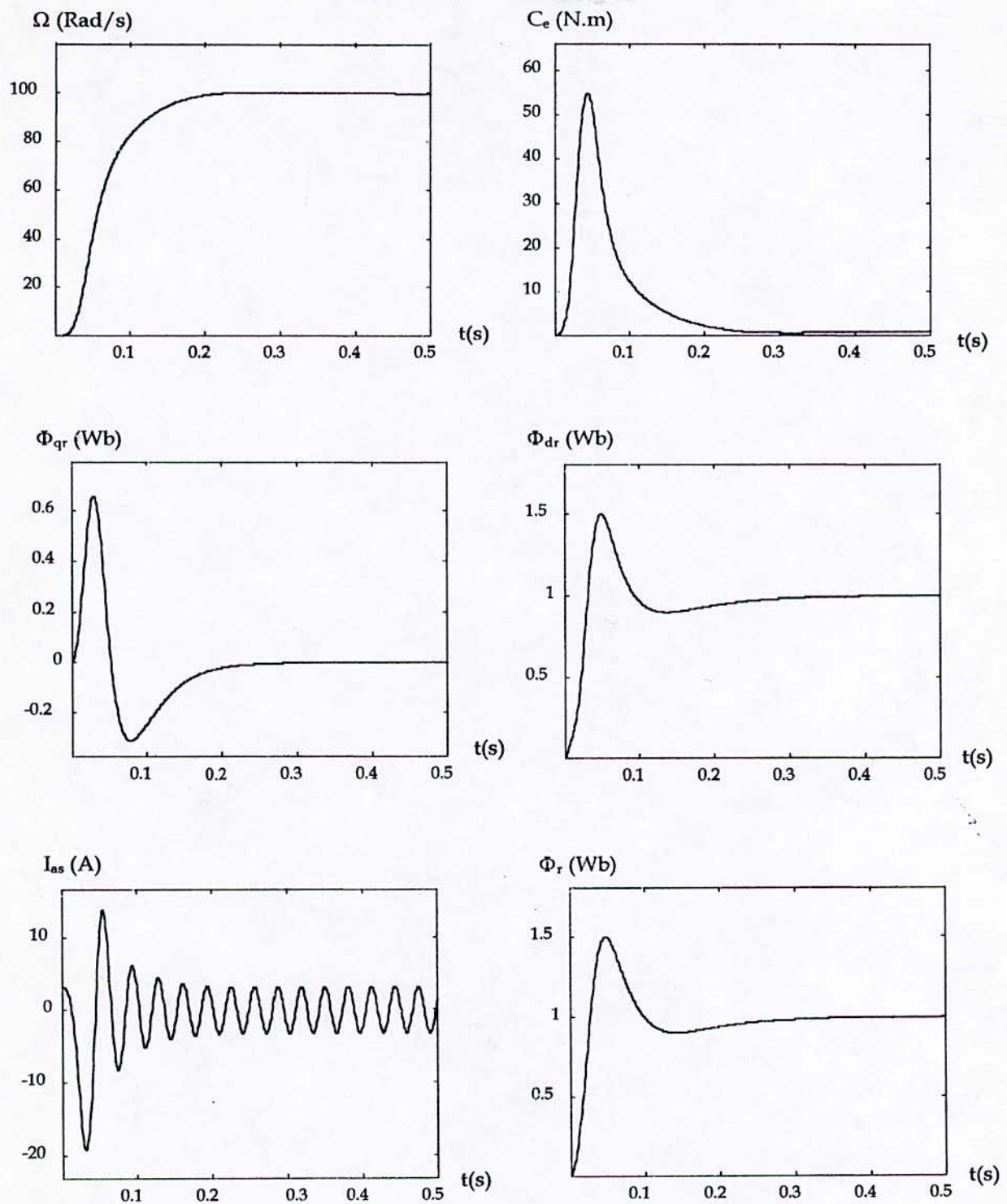


Figure V.3 Réglage de la vitesse avec un régulateur flou typique.
 « Machine alimentée en courant »
 « Démarrage à vide »

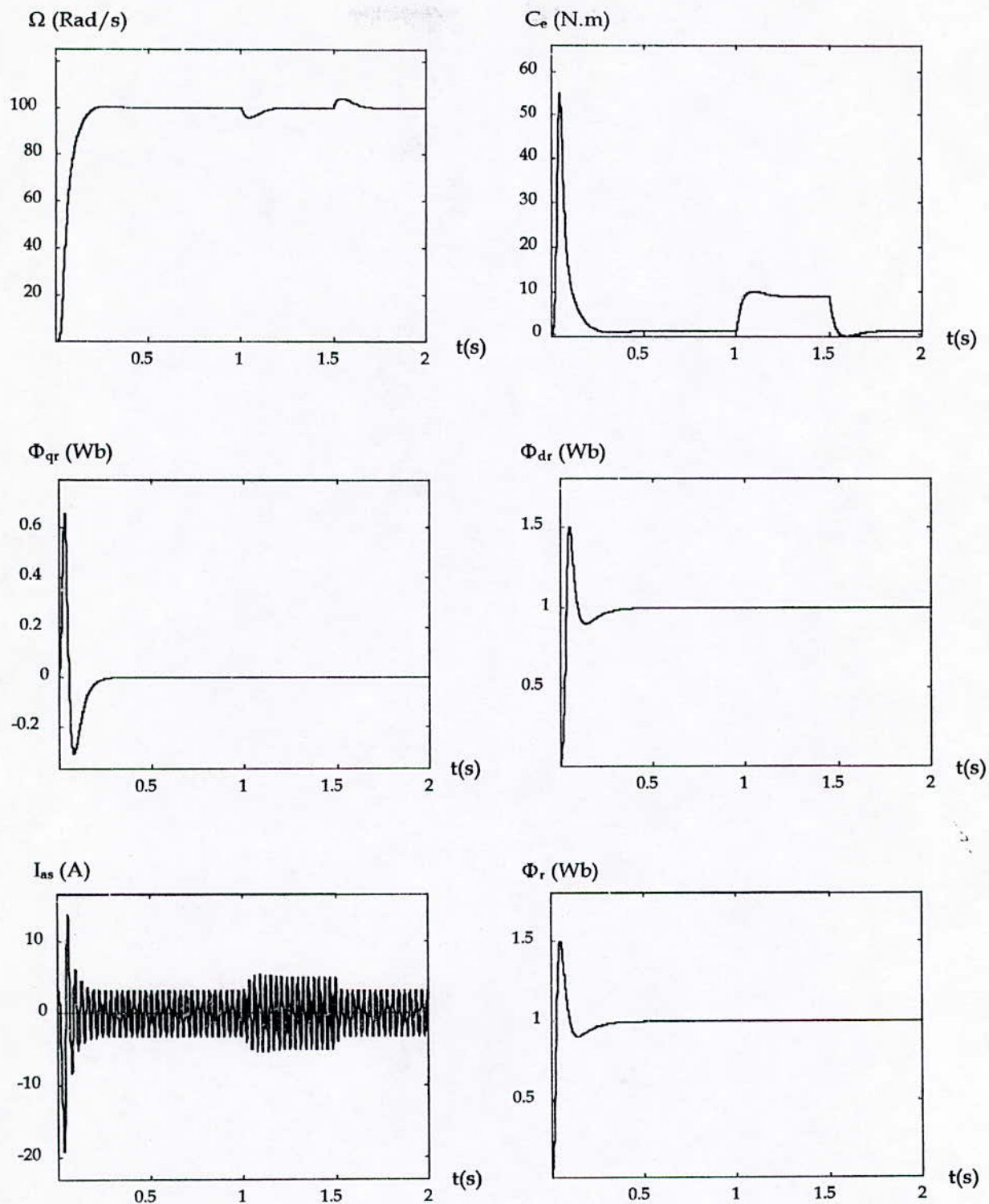


Figure V.4 Réglage de la vitesse avec un régulateur flou typique.
 « Machine alimentée en courant »
 « Application d'une charge »

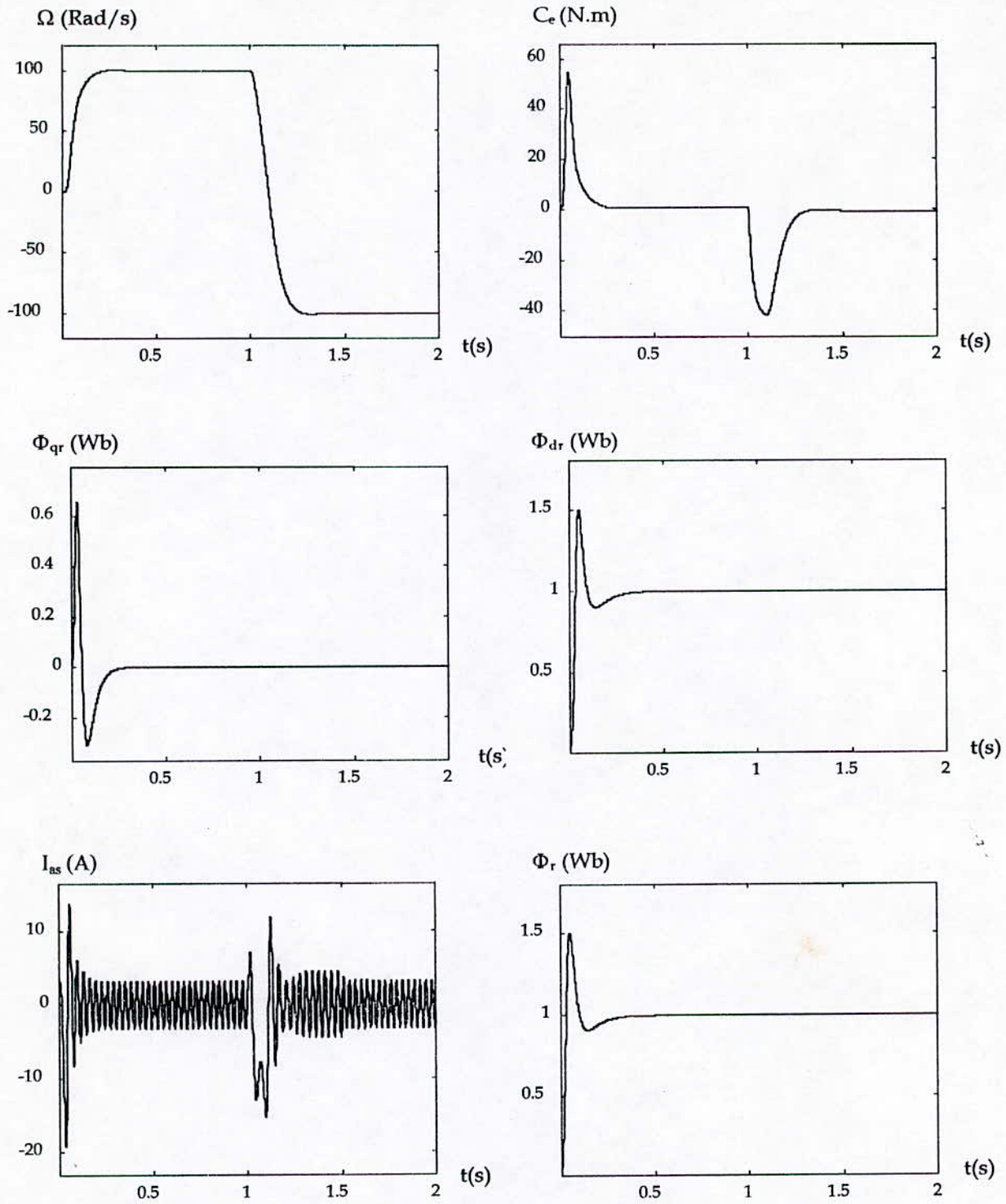


Figure V.5 Réglage de la vitesse avec un régulateur flou typique.
 « Machine alimentée en courant »
 « Inversion du sens de rotation »

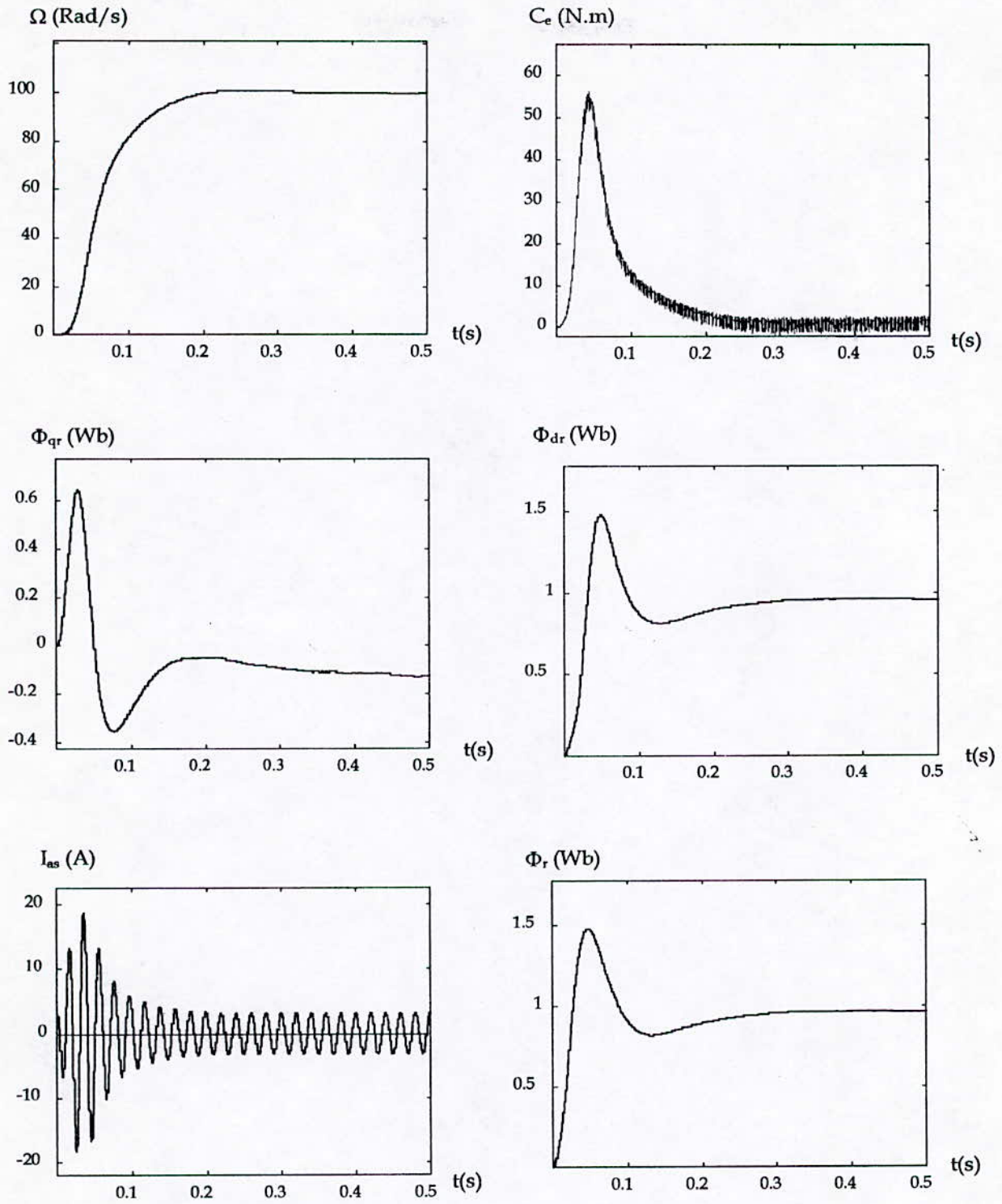


Figure V.6 Réglage de la vitesse avec un régulateur flou typique.
 « Association Onduleur-MAS »
 « Démarrage à vide »

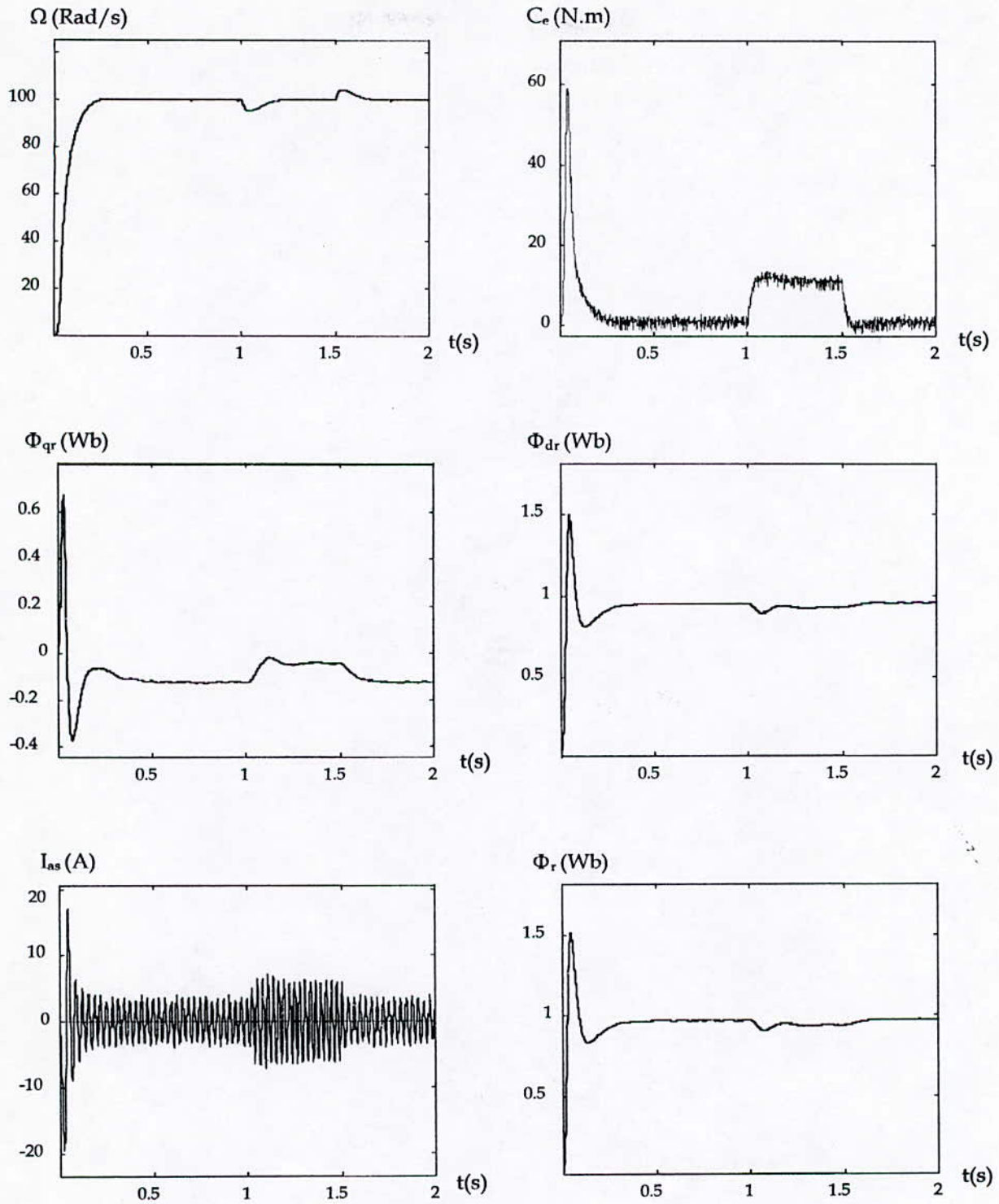


Figure V.7 réglage de la vitesse avec un régulateur flou typique.
 « Association Onduleur-MAS »
 « Application d'une charge »

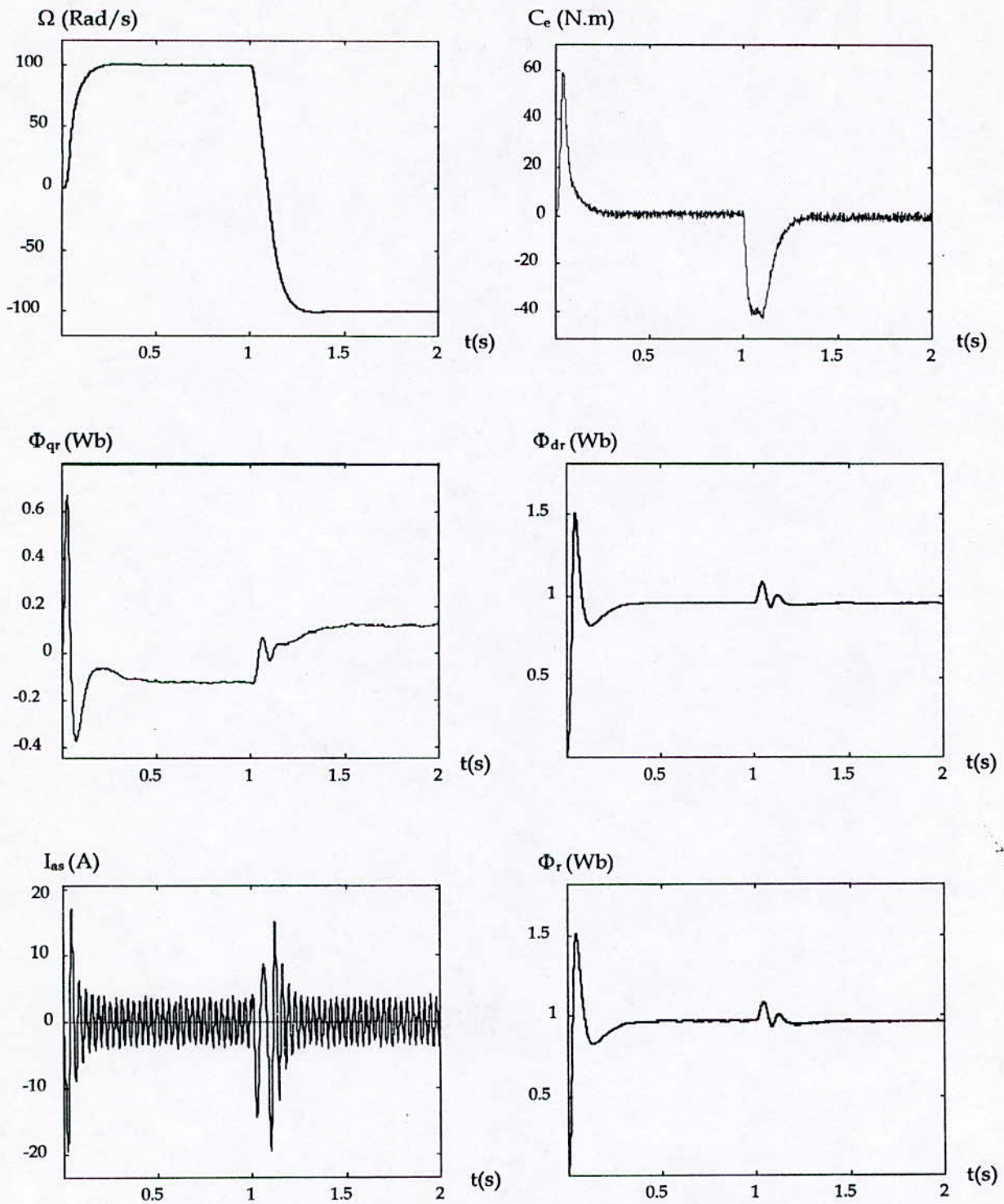


Figure V.8 Réglage de la vitesse avec un régulateur flou typique.
 « Association Onduleur-MAS »
 « Inversion du sens de rotation »

Interprétations et commentaires :

A partir des résultats obtenus, on constate que :

- Le temps de réponse de la vitesse au démarrage est amélioré par rapport au réglage classique, car il s'effectue au bout de 0.22 s .
- Le régulateur flou, rejette rapidement et efficacement la perturbation, d'où l'amélioration de la robustesse vis à vis des perturbations, par rapport au réglage classique *PI qui ne la rejette pratiquement pas.*
- L'inversion du sens de rotation, est plus rapide par rapport à celle obtenue avec le réglage classique. Elle s'effectue au bout de 0.25 s, et avec des pics de couple et de courant moins importants.

V.5.7 Influence de la distribution des ensembles flous :

Comme déjà mentionné, la distribution des décisions du régulateur flou sur l'ensemble des états du processus, se détermine par l'allure de la distribution des ensembles de chaque variable d'entrée sur son univers de discours.

La distribution peut être arbitraire, mais souvent on utilise des distributions qui ont une allure bien déterminée, afin d'obtenir certaines performances.

Dans ce contexte, on peut citer deux types de distribution :

1. Distribution uniforme (équidistantes) :

Elle permet de distribuer les décisions d'une manière uniforme sur les univers de discours des variables d'entrée du système (Figure V.2), les résultats obtenus en utilisant cette distribution *ont été* donnés précédemment (§ V.5.6).

2. Distribution concentrée à l'état d'équilibre :

Un exemple de cette distribution est donné par la figure V.9. Elle permet de consacrer plus de règles pour la régulation du système au voisinage de l'équilibre, et moins de règles loin de l'état d'équilibre.

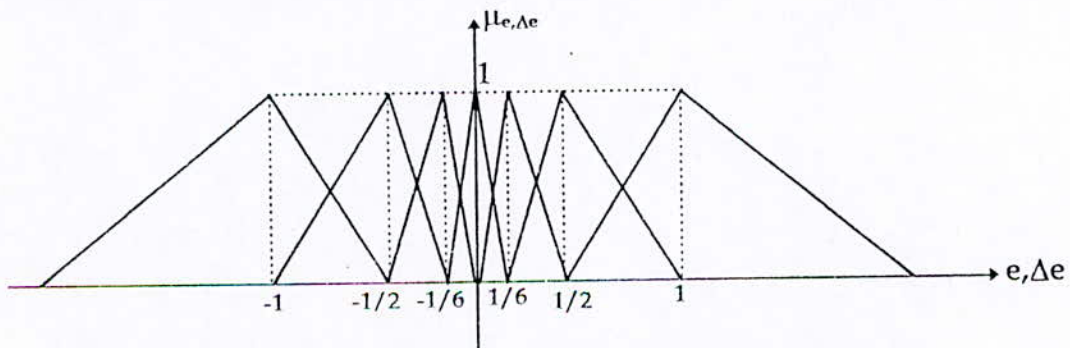


Figure V.9 Distribution concentrée à l'état d'équilibre des ensembles.

Les résultats obtenus par l'utilisation d'un régulateur flou typique, ayant une distribution des ensembles concentrée à l'état d'équilibre sont donnés dans la figure V.10. D'après ces résultats, on constate qu'il n'y a pas d'améliorations, ni en temps de réponse, ni en rejet des perturbations. Donc, l'utilisation d'une telle distribution n'est pas intéressant dans le cas de notre application.

V.5.8 Influence du nombre d'ensembles flous associés à chaque variable :

Le nombre des ensembles flous des variables d'entrée et de sortie influe sur la résolution de la commande. Une augmentation de ce dernier permet d'obtenir une loi de commande plus fine, en revanche le temps de calcul augmente.

Simulation numérique :

Les résultats de simulation de la commande à l'aide d'un régulateur flou ayant sept ensembles flous pour chaque variable d'entrée, et onze pour la sortie, sont donnés par la figure V.11.

Par rapport aux résultats précédents, aucune amélioration notable n'a été obtenue. Donc, le choix de cinq ensembles pour les entrées et sept pour la sortie est suffisant et optimal.

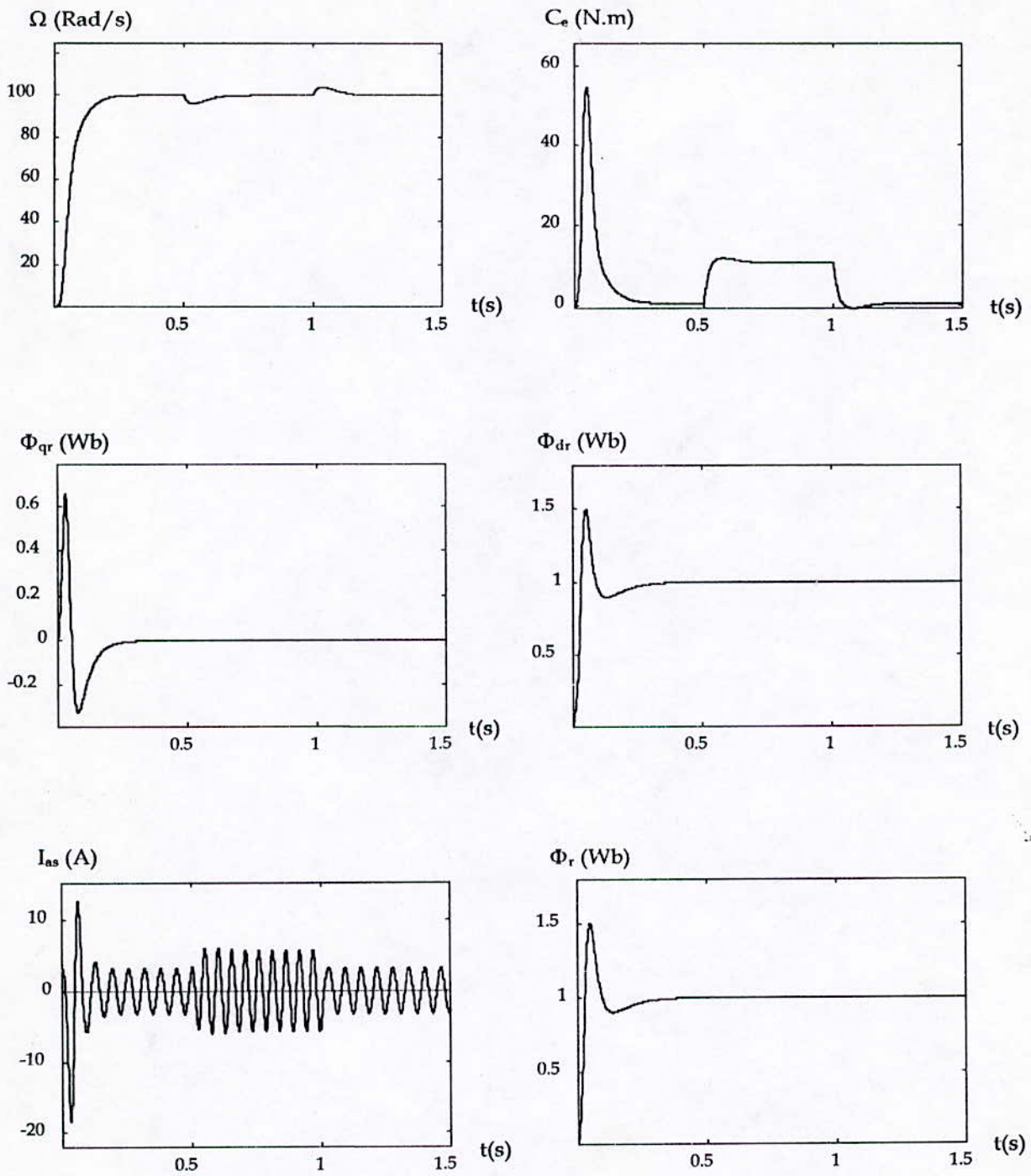


Figure V.10 Réglage de la vitesse avec un régulateur flou typique « Distribution des ensembles flous concentrée à l'état d'équilibre ».

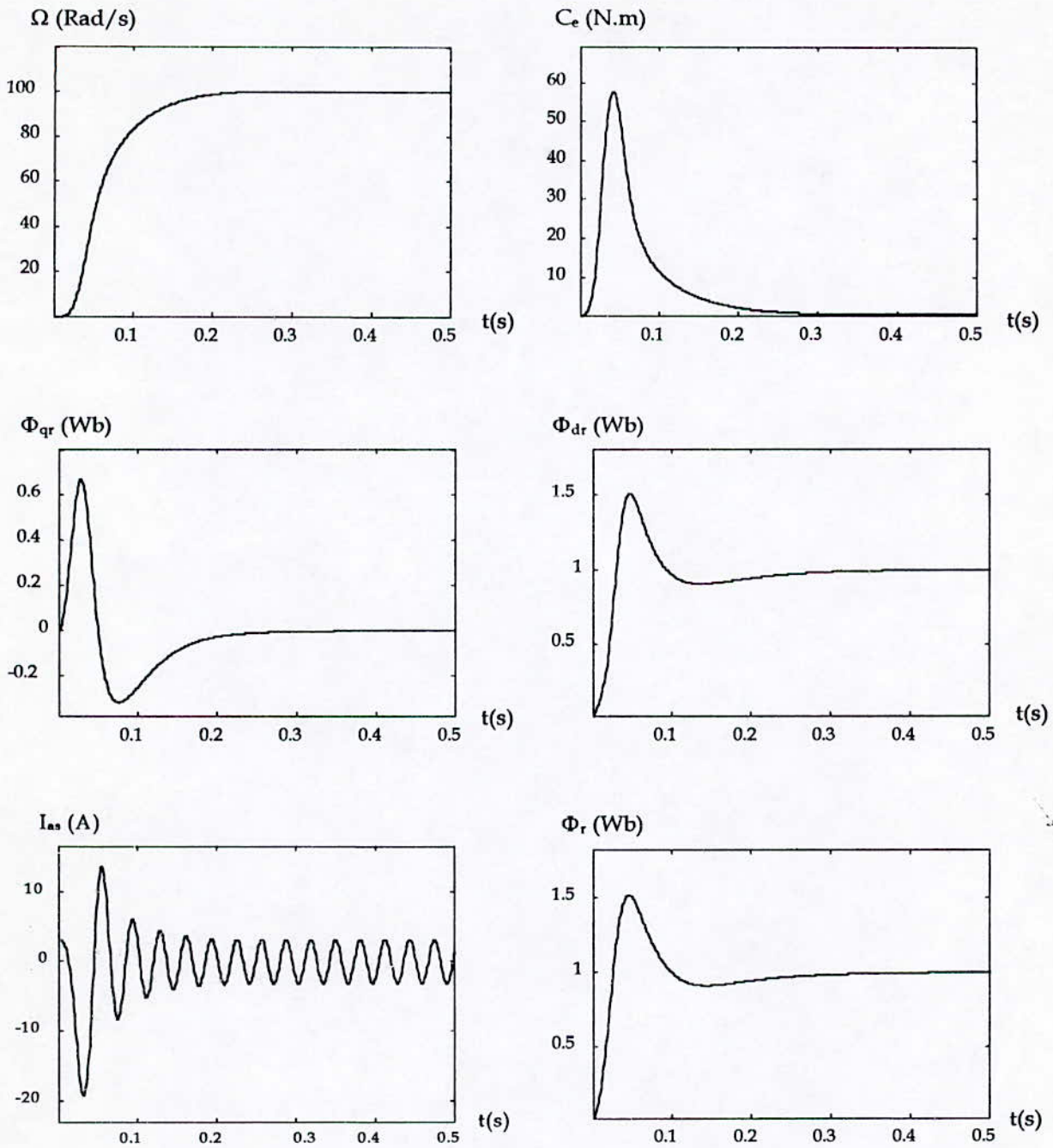


Figure V.11 Réglage de la vitesse avec un régulateur flou typique ayant sept ensembles en entrées et onze en sortie

V.6 Utilisation d'un régulateur flou à gain de commande adaptatif pour commander la vitesse de la machine asynchrone :

Dans la plupart des études faites sur le régulateur flou, le gain associé à la commande est pris constant. Cette valeur du gain est 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 du système.

V.6.1 Développement de la table de décision :

La loi générale de la commande est donnée par :

$$U_{k+1} = U_k + G_{k+1} \cdot \Delta U_{k+1} \quad (V.7)$$

Où : G_{k+1} est le gain associé à la variation de la commande ΔU_{k+1} .

Pour pouvoir adapter le gain de la commande suivant l'état du système, il faut le considérer comme étant une variable floue. Ceci nous amène à définir une table de décision pour le gain. Dans ce qui suit, nous allons présenter deux stratégies de développement de cette table :

- On peut construire une table de décision pour le gain basée sur l'erreur du système et sa variation. Cette table est déduite de celle de décision de la commande, en faisant correspondre pour chaque ensemble flou de la commande, l'ensemble flou du gain, du même genre, mais toujours strictement positif [BOU 97] :

Tableau V.2 La table de correspondance entre Δu et $G_{\Delta u}$

Δu	$G_{\Delta u}$
PP-Z-NP	PP
PM-NM	PM
PG-NG	PG

Les ensembles flous du gain sont représentés comme suit :

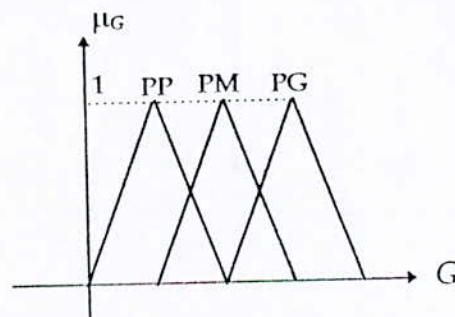


Figure V.12 Ensembles flous du gain.

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

Tableau V.3 Table de décision sur le gain de la commande basée sur $(e, \Delta e)$.

$\Delta e \backslash e$	NG	NM	Z	PM	PG
NG	PG	PG	PM	pp	PP
NM	PG	PM	PP	PP	PP
Z	PM	PP	PP	PP	PM
PM	PP	PP	PP	PM	PG
PG	PP	PP	PM	PG	PG

Dans [KET 92], une autre stratégie d'adaptation du gain est proposée, elle consiste à faire une décision sur le gain en se basant sur l'erreur e et la variation de la commande Δu . Pour développer la table de décision il faut définir un ensemble de règles basé sur l'expérience. Ces règles consistent à représenter linguistiquement les tests suivants :

- $e < 0$ (sortie > consigne);
 - $\Delta u > 0 \rightarrow G$ petit;
 - $\Delta u < 0 \rightarrow G$ grand;
- $e > 0$ (sortie < consigne);
 - $\Delta u > 0 \rightarrow G$ grand;
 - $\Delta u < 0 \rightarrow G$ petit;

La forme de cette table de décision sur le gain est la suivante :

Tableau V.4 Table de décision sur le gain basée sur $(e, \Delta u)$.

$\Delta u \backslash e$	NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
NG	PG	PG	PG	PM	PP	PP	PP
NM	PG	PG	PG	PM	PP	PP	PP
Z	PM	PM	PM	PM	PM	PM	PM
PM	PP	PP	PP	PM	PG	PG	PG
PG	PP	PP	PP	PM	PG	PG	PG

Les ensembles flous du gain sont donnés par la figure V.12.

V.6.2 Simulation numérique :

Nous avons appliqué la commande de la vitesse de la machine asynchrone, avec un régulateur flou à gain de commande adaptatif, et cela pour les deux tables de décision développées précédemment. Les résultats obtenus sont donnés dans les figures V.13 à V.18.

Interprétations et commentaires :

- En utilisant la table de décision sur le gain, basée sur l'erreur et sa variation, on obtient :
 - Une amélioration notable dans *le temps de réponse de la vitesse*, au démarrage, car il s'effectue au bout de *0.15 s*.
 - Une légère amélioration du rejet des perturbations lors de l'application d'une charge.
 - L'inversion du sens de rotation s'effectue au bout de *0.25 s* (même résultat obtenu avec un régulateur flou typique).
- En utilisant la table de décision sur le gain basée sur l'erreur et la variation de la commande, on obtient :
 - Un démarrage lent par rapport à celui obtenu avec la première table.
 - Des pics de couple et de courant très importants au démarrage.
 - Une inversion du sens de rotation lente.
 - Une nette amélioration dans le rejet des perturbations.

On remarque pour ces deux tables que la gain de commande intervient à des valeurs importantes au démarrage pour accélérer la réponse, puis se stabilise à des faibles valeurs en régime établi, pour assurer une bonne stabilité du système.

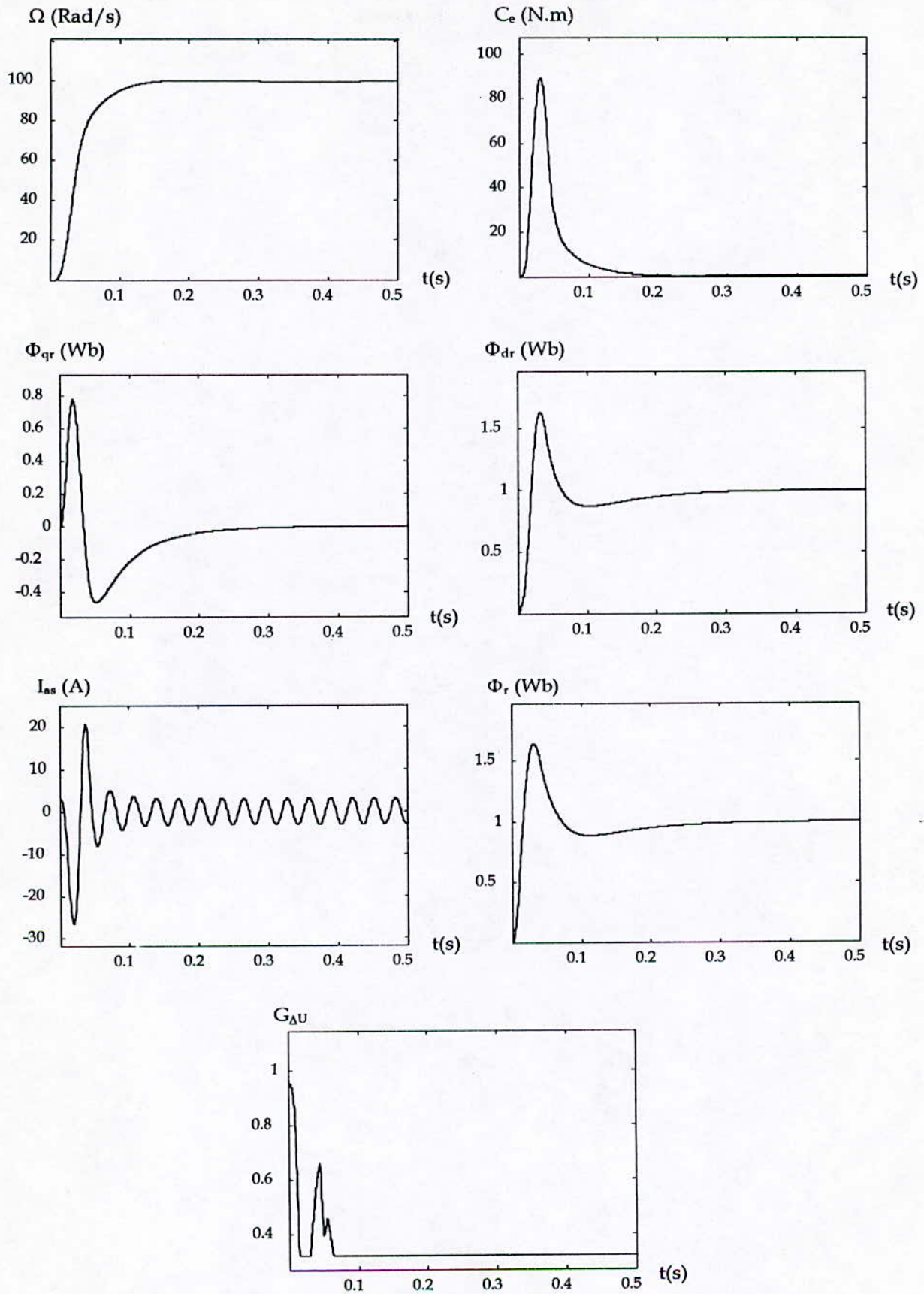


Figure V.13 Réglage de la vitesse avec un régulateur flou à gain adaptatif.
 « Table de décision sur le gain basée sur e et Δe »
 « Démarrage à vide »

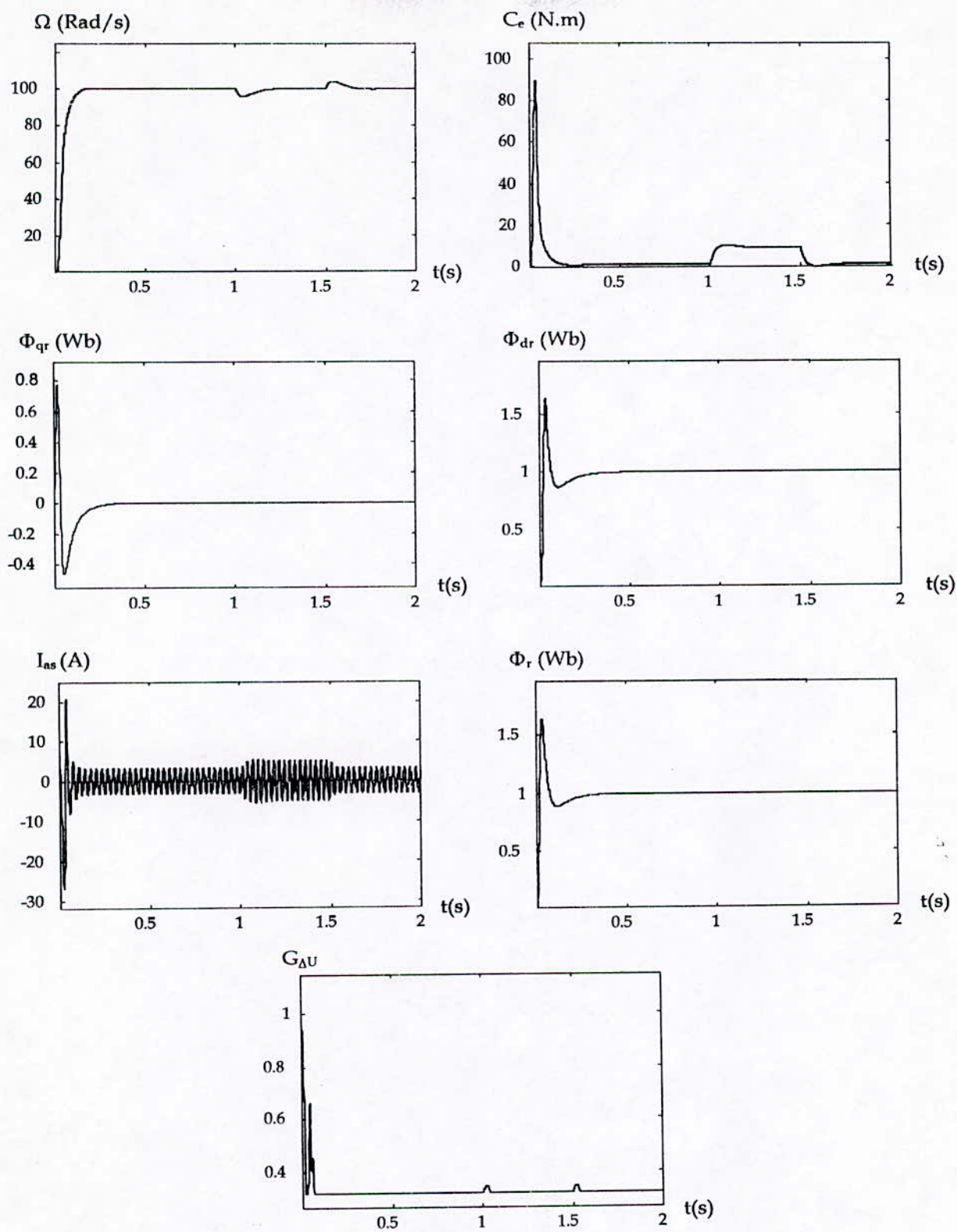


Figure V.14 Réglage de la vitesse avec un régulateur flou à gain adaptatif
 « Table de décision sur le gain basée sur e et Δe »
 « Application d'une charge »

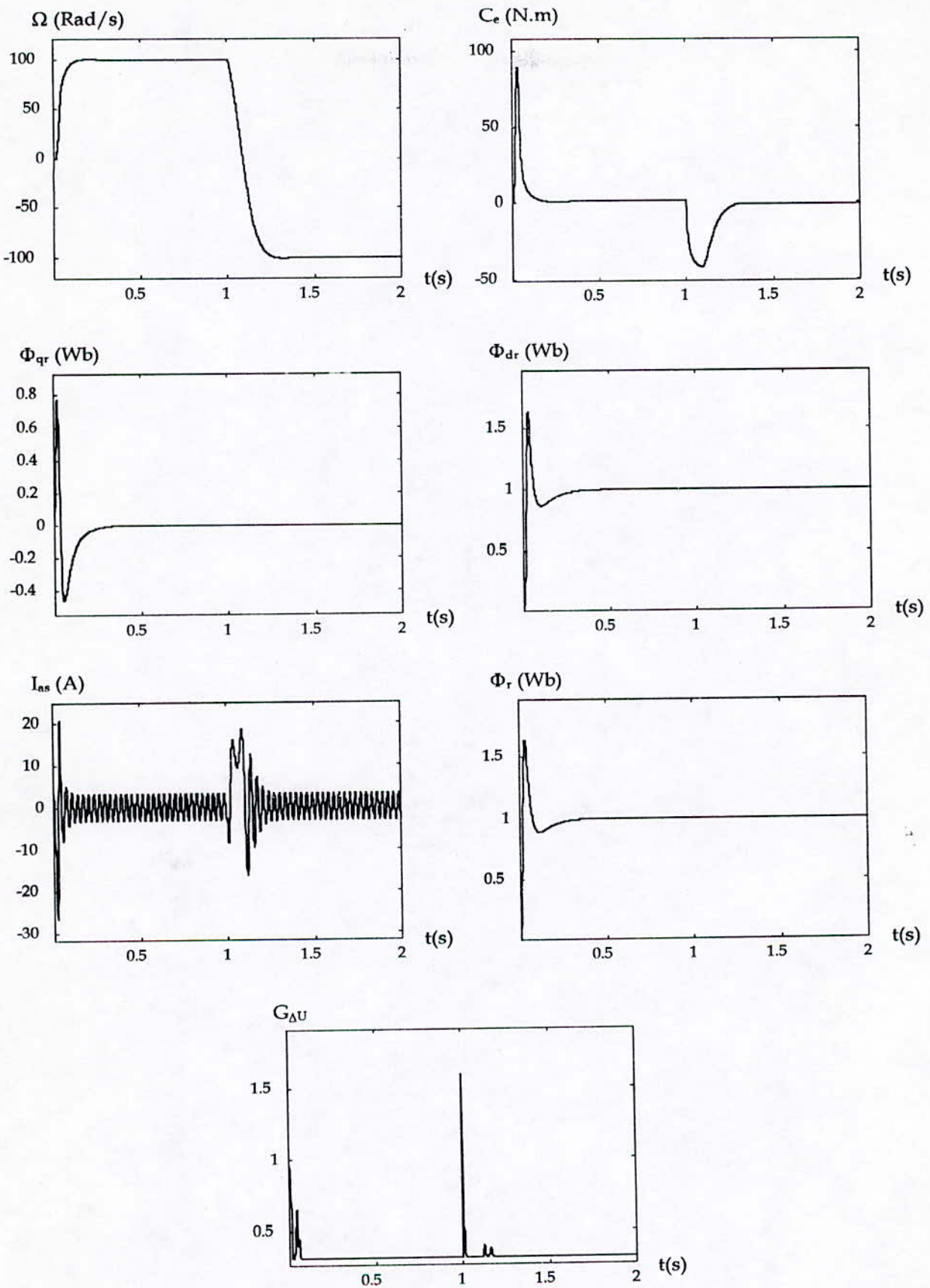


Figure V.15 Réglage de la vitesse avec un régulateur flou à gain adaptatif
 «Table de décision sur le gain basée sur e et Δe »
 « Inversion du sens de rotation »

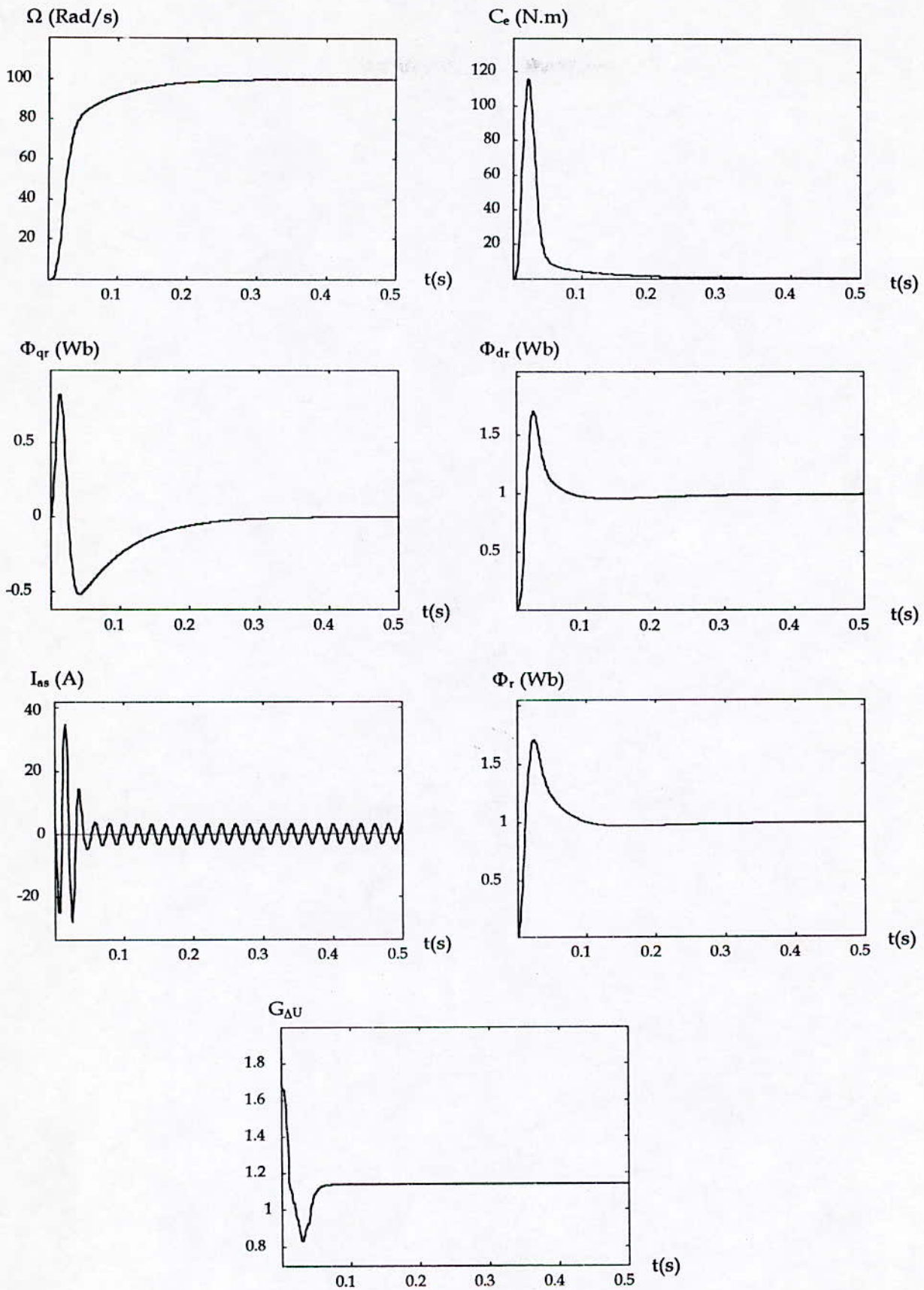


Figure V.16 Réglage de la vitesse avec un régulateur flou à gain adaptatif
 «Table de décision sur le gain basée sur e et Δu »
 « Démarrage à vide »

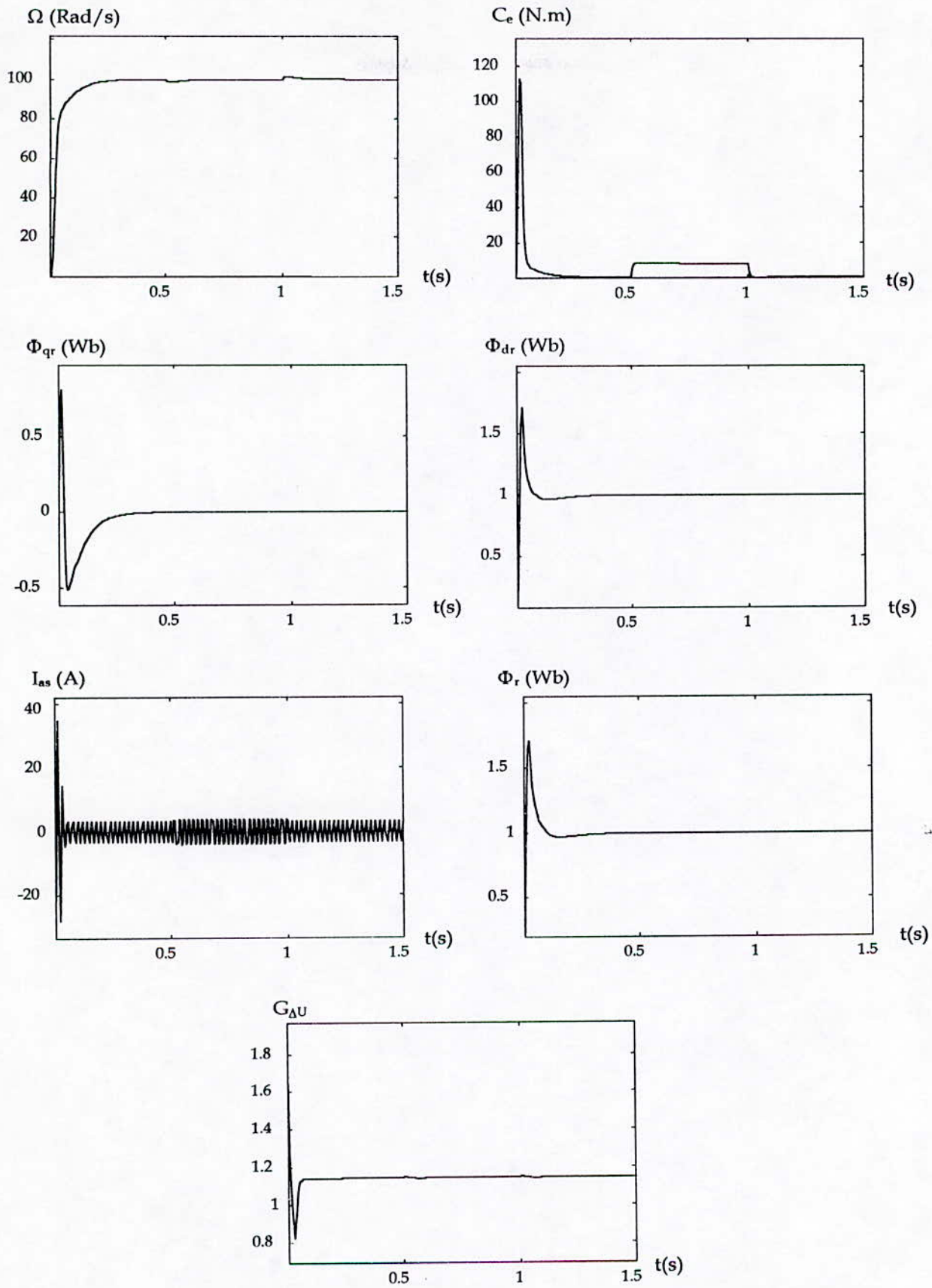


Figure V.17 Réglage de la vitesse avec un régulateur flou à gain adaptatif
 «Table de décision sur le gain basée sur e et Δu »
 «Application d'une charge»

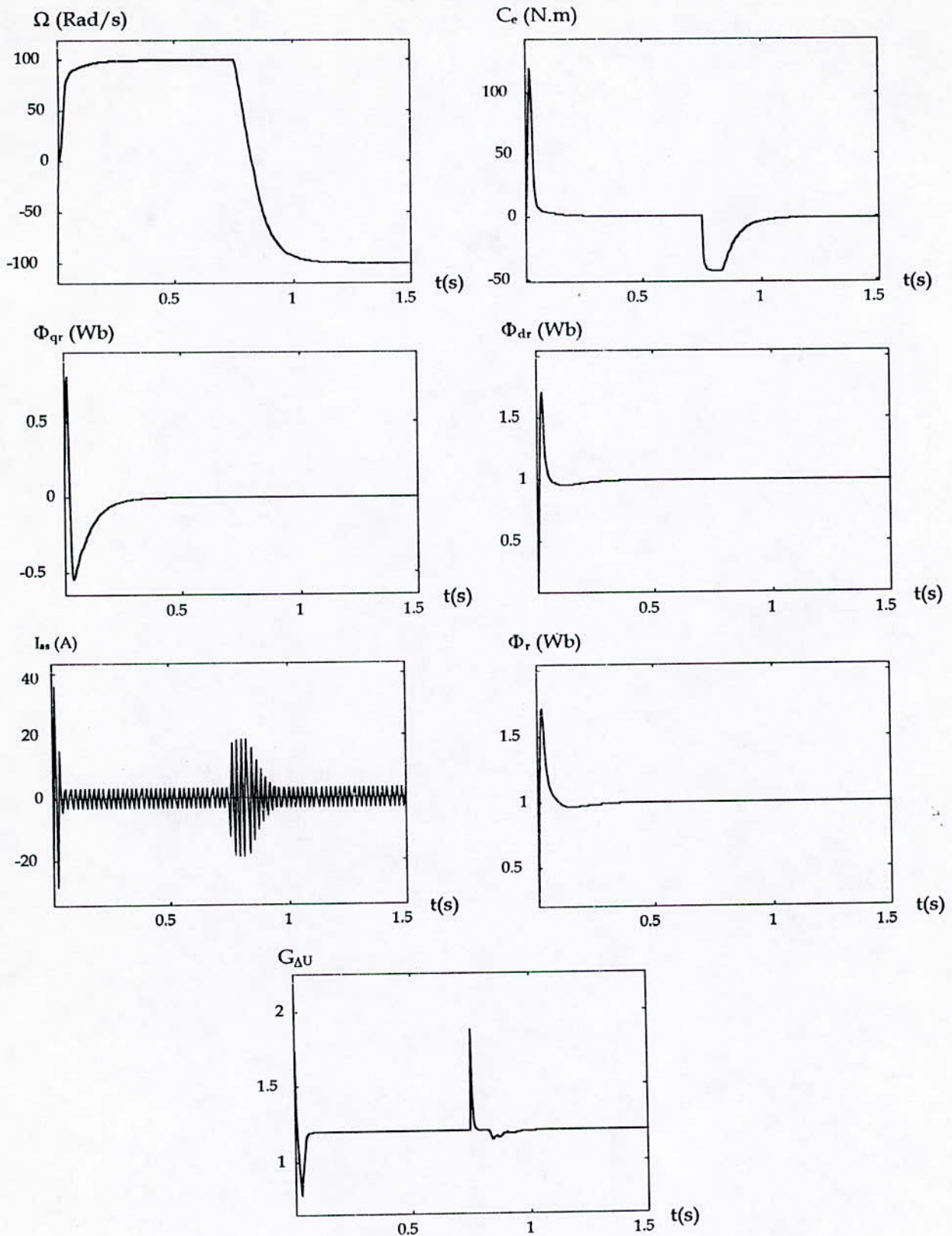


Figure V.18 Réglage de la vitesse avec un régulateur flou à gain adaptatif
 « Table de décision sur le gain basée sur e et Δu »
 « Inversion du sens de rotation »

V.7 Application du réglage grossier-fin pour commander la vitesse de la machine asynchrone :

En utilisant un régulateur flou typique, on constate que lorsque l'erreur est proche de zéro, la table de décision ne pourra pas fournir la commande optimale. Ceci conduit à une légère perturbation de la vitesse lors de l'application d'une charge. L'amélioration du rejet des perturbations peut retarder la réponse du système commandé.

Une solution à ce problème, peut être réalisée en utilisant deux régulateurs [KET 92] tel que :

- Le premier assure un réglage grossier, ce qui améliore la poursuite.
- Le deuxième assure un réglage fin, ce qui améliore la régulation (rejet des perturbations).

La commande ainsi développée, s'effectue comme suit :

Lorsque l'erreur est importante, et que cela nécessite un grand effort d'intervention du régulateur, c'est le régulateur grossier qui est activé, et dès que l'erreur devient plus petite, le deuxième régulateur est activé pour assurer une bonne régulation.

Le schéma d'implémentation d'un régulateur grossier-fin, est donné par la figure suivante:

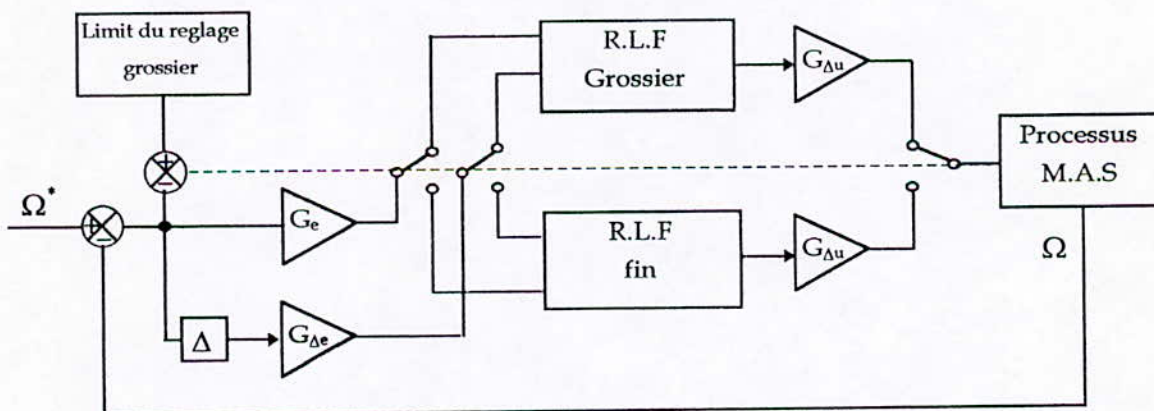


Figure V.19 Schéma d'implémentation d'un régulateur grossier-fin.

Les deux régulateurs utilisés sont des régulateurs flous typiques, utilisant des répartitions uniformes pour les univers de discours des variables d'entrée et de sortie, des formes triangulaires pour toutes les fonctions d'appartenance. Ils réalisent la logique de décision avec la table de Mac Vicar-Whelan.

Après une série de tests en simulation nous avons réalisé :

1. Le régulateur grossier avec :

- Un choix de sept ensembles flous pour e et Δe , et cinq ensembles pour Δu .
- Un choix des gains d'entrée et de sortie donné comme suit :

$$G_e=1/100 ; G_{\Delta e}=1/1400 ; G_{\Delta u}=0.318.$$

2. Le régulateur fin avec :

- Un choix de sept ensembles pour e et Δe , et onze ensembles pour Δu .
- Un choix des gains fonction de l'intervalle d'intervention du régulateur fin, pour notre cas :

$$G_e=1/10 ; G_{\Delta e}=1/100 ; G_{\Delta u}=0.15 .$$

Le passage du réglage grossier au réglage fin, est effectué à un instant t qui permet d'obtenir une réponse rapide et sans dépassement. Ceci est assuré dans notre cas par le fait que :

- Si $|e| > 10$; réglage grossier.
- Si $|e| < 10$; réglage fin.

V.7.1 Simulation numérique :

Afin de mettre en évidence les améliorations introduites par ce régulateur sur la commande de vitesse de la machine asynchrone, une simulation sur le modèle de la machine alimentée en courant est faite en incluant ce régulateur. Les résultats obtenus sont donnés dans les figures V.20 à V.22.

Interprétations et commentaires :

A partir des résultats obtenus, on constate que le réglage grossier-fin donne de meilleures performances :

- Il assure un démarrage très rapide et sans dépassement, car il s'effectue au bout de 0.12 s qui est le meilleur résultat obtenu.
- Le rejet des perturbations est presque total.
- L'inversion du sens de rotation est assez rapide et sans dépassement. Elle s'effectue au bout de 0.22 s).
- Au démarrage et à l'inversion, les pics de couple et de courant sont moins importants.

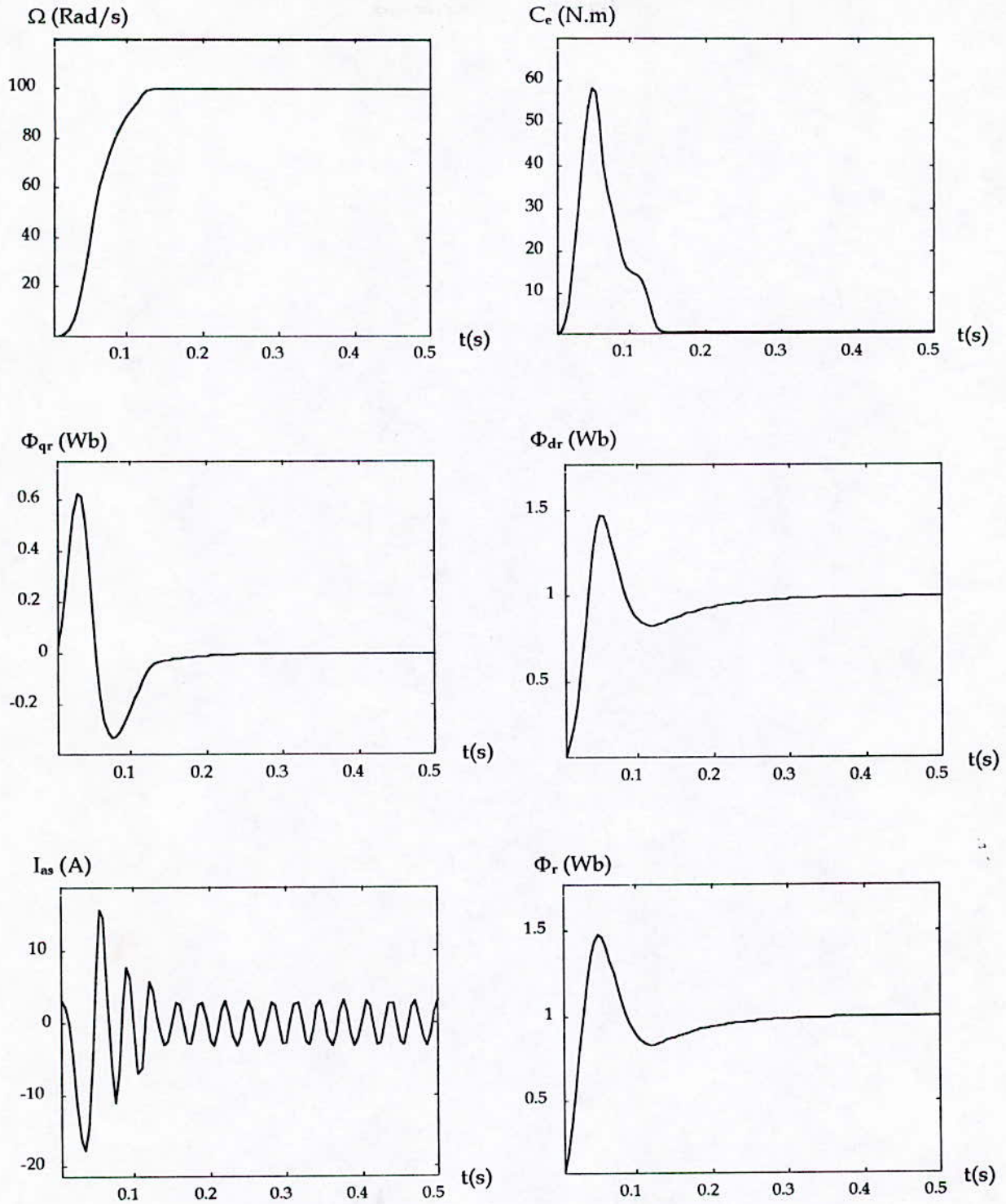


Figure V.20 Réglage de la vitesse avec un régulateur flou grossier-fin « Démarrage à vide ».

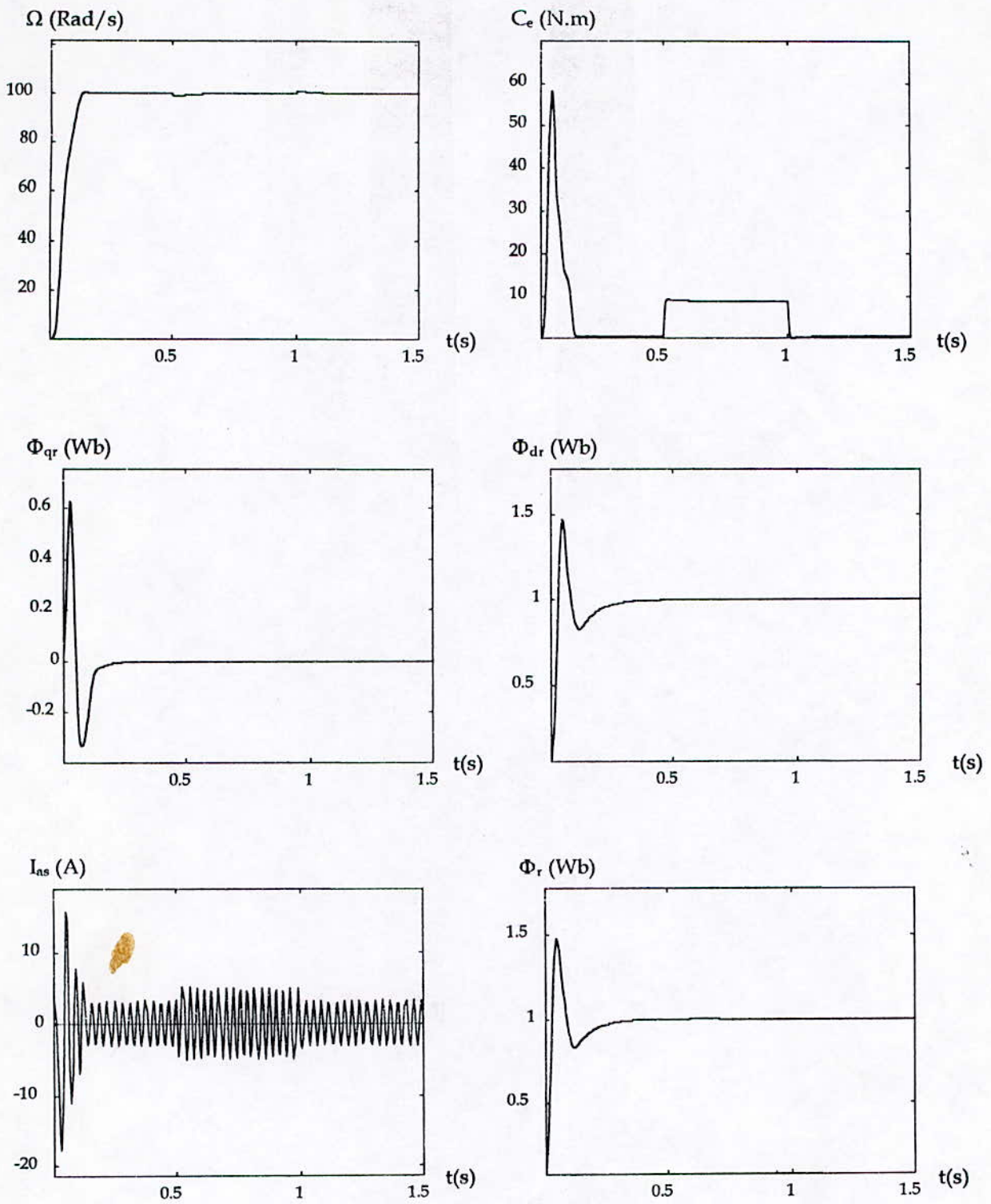


Figure V.21 Réglage de la vitesse avec un régulateur flou grossier-fin
« Application d'une charge »

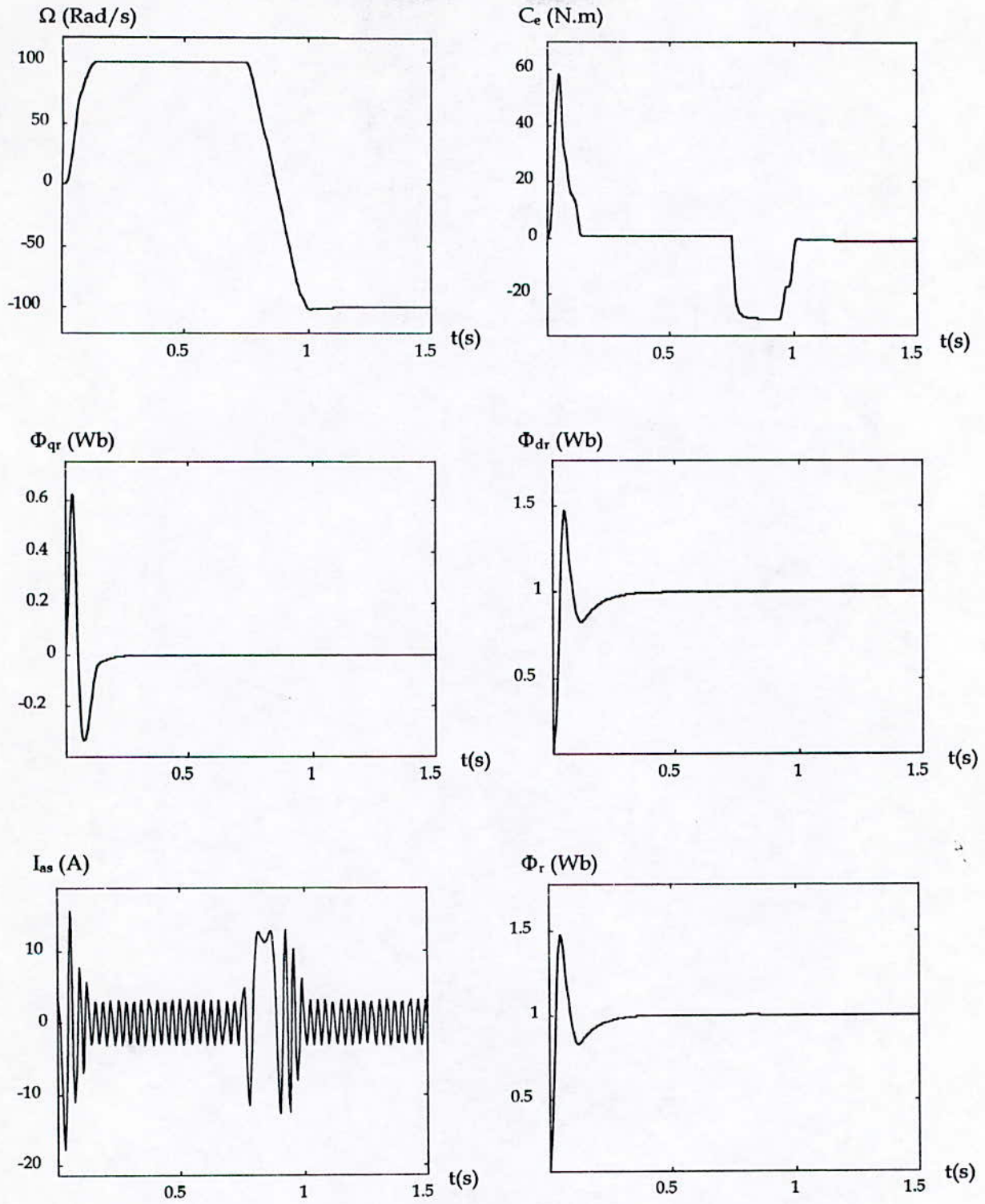


Figure V.22 Réglage de la vitesse avec un régulateur flou grossier-fin
« Inversion du sens de rotation »

V.8 Conclusion :

Ce chapitre a traité en détail l'application du réglage flou basé sur les régulateurs typiques de **Mamdani** pour la commande de vitesse d'une machine asynchrone triphasée alimentée en courant.

En premier lieu, nous avons présenté la structure générale du régulateur flou typique. Une série de tests en simulation a permis de fixer les paramètres les plus appropriés pour chaque niveau du schéma du régulateur. Cette phase a montré l'absence d'une approche systématique pour la conception d'un tel régulateur.

L'application de ce régulateur pour la commande de la vitesse d'une machine asynchrone 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 le rejet efficace des perturbations.

Par la suite, nous avons essayé de modifier la répartition des univers de discours, et la distribution des ensembles sur ces univers, mais les résultats obtenus n'ont pas été assez satisfaisants.

D'autres stratégies de commande par logique floue ont été présentées, à savoir :

- Le réglage flou avec adaptation du gain de commande.
- Le réglage grossier-fin.

Ces techniques, ont permis d'améliorer considérablement les performances dynamiques de la commande. En effet, la technique de réglage grossier-fin présente d'excellentes performances, puisqu'on constate l'amélioration du temps de réponse sans dépassement, et avec un rejet quasi total des perturbations tout en minimisant les pics du couple et du courant.

CHAPITRE VI

ADAPTATION DE LA RESISTANCE ROTORIQUE

VI.1 Introduction :

Lors de ces dernières années, la commande par flux orienté est devenue une des techniques les plus utilisées pour la commande des machines asynchrones. Elle offre la possibilité de découpler la commande du couple et du flux rotorique par action sur leurs composantes correspondantes du courant. Cependant la proportionnalité entre la composante générant le couple et le couple développé par la machine ne peut être garantie que si le flux rotorique est connu et que le glissement est calculé correctement. Avec la présomption que le flux rotorique n'est pas mesuré directement, l'accomplissement de ces deux conditions requiert la connaissance de la constante de temps rotorique T_r , et donc, de l'inductance et de la résistance rotorique.

Souvent, on rencontre une difficulté pour identifier ces paramètres, qui varient au cours du fonctionnement de la machine. Ces variations sont dues à des phénomènes divers, tels que, la saturation magnétique, l'effet pelliculaire, ou la variation de la température. Donc, l'écart entre les paramètres utilisés dans l'algorithme de la commande vectorielle et les paramètres réels de la machine se traduit par une mauvaise orientation du flux dans le repère choisi, ce qui dégrade donc les performances de la commande [RAP 93].

Dans ce chapitre, nous nous intéressons plus à la sensibilité vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique au cours du fonctionnement de la machine.

VI.2 Problématique :

Comme on l'a déjà vu, la commande vectorielle impose aux enroulements statoriques trois grandeurs de consigne I_{ds}^* , I_{qs}^* et ω_{gl}^* . En faisant abstraction des termes différentiels dans le système (II.37), On obtient en régime permanent les grandeurs estimées suivantes :

$$\begin{cases} C_e^* = p \cdot \frac{L_m^2}{L_r} \cdot I_{ds}^* \cdot I_{qs}^* \\ \Phi_r^* = L_m \cdot I_{ds}^* \\ \omega_{gl}^* = \frac{1}{T_r^*} \cdot \frac{I_{qs}^*}{I_{ds}^*} \end{cases} \quad (\text{VI.1})$$

posons : $k = \frac{R_r}{R_r^*} ;$

tel que :

R_r : résistance rotorique réelle de la machine.
 R_r^* : résistance rotorique utilisée dans la commande (estimée).

La valeur effective de la constante du temps T_r vaut :

$$T_r = \frac{T_r^*}{k} \quad \text{et} \quad \omega_{gl} = \frac{1}{T_r} \cdot \frac{I_{qs}}{I_{ds}} \quad (\text{VI.2})$$

Alors :

$$\omega_{gl} \cdot T_r = \frac{1}{k} \cdot \frac{I_{qs}}{I_{ds}} \quad (\text{VI.3})$$

A partir de (II.37), on déduit le couple réel et le flux réel de la machine en régime permanent :

$$\begin{cases} C_e = p \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot (I_{qs} \cdot \Phi_{dr} - I_{ds} \cdot \Phi_{qr}) \\ \Phi_{dr} = L_m \cdot \frac{I_{ds} + \omega_{gl} \cdot T_r \cdot I_{qs}}{1 + (\omega_{gl} \cdot T_r)^2} \\ \Phi_{qr} = L_m \cdot \frac{I_{qs} - \omega_{gl} \cdot T_r \cdot I_{ds}}{1 + (\omega_{gl} \cdot T_r)^2} \end{cases} \quad (\text{VI.4})$$

On déduit de (VI.1) et (VI.4) que :

$$C_e = p \cdot \frac{1}{k} \cdot \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \cdot I_{ds} \cdot I_{qs} \cdot \frac{1 + \left(\frac{I_{qs}}{I_{ds}} \right)^2}{1 + \left(\frac{1}{k} \cdot \frac{I_{qs}}{I_{ds}} \right)^2} \quad (\text{VI.5})$$

$$\Phi_r = L_m \cdot I_{ds} \cdot \left[\frac{1 + \left(\frac{I_{qs}}{I_{ds}} \right)^2}{1 + \left(\frac{1}{k} \cdot \frac{I_{qs}}{I_{ds}} \right)^2} \right]^{1/2} \quad (\text{VI.6})$$

Les rapports de couple et de flux réel sur couple et flux estimés respectivement sont :

$$\frac{\Phi_r}{\Phi_r^*} = \left[\frac{1 + \left(\frac{I_{qs}}{I_{ds}} \right)^2}{1 + \left(\frac{1}{k} \cdot \frac{I_{qs}}{I_{ds}} \right)^2} \right]^{1/2} \quad (\text{VI.7})$$

$$\frac{C_e}{C_e^*} = \frac{1}{k} \cdot \frac{1 + \left(\frac{I_{qs}}{I_{ds}} \right)^2}{1 + \left(\frac{1}{k} \cdot \frac{I_{qs}}{I_{ds}} \right)^2} = \frac{1}{k} \cdot \left(\frac{\Phi_r}{\Phi_r^*} \right)^2 \quad (\text{VI.8})$$

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

$$\Delta\Phi_{dr} = \Phi_r^* \cdot \frac{\frac{1}{k} \cdot \left(1 - \frac{1}{k} \right) \cdot \left(\frac{I_{qs}}{I_{ds}} \right)^2}{1 + \left(\frac{1}{k} \cdot \frac{I_{qs}}{I_{ds}} \right)^2} \quad (\text{VI.9})$$

$$\Delta\Phi_{qr} = \Phi_r^* \cdot \frac{\left(1 - \frac{1}{k} \right) \cdot \left(\frac{I_{qs}}{I_{ds}} \right)}{1 + \left(\frac{1}{k} \cdot \frac{I_{qs}}{I_{ds}} \right)^2} \quad (\text{VI.10})$$

Discussion :

- Si $R_r > R_r^*$ Alors $\begin{cases} \Delta\Phi_{dr} > 0 \\ \Delta\Phi_{qr} > 0 \end{cases} \Rightarrow \Phi_r \text{ augmente.}$

Alors, le flux réel est en avance par rapport au flux estimé (Figure VI.1).

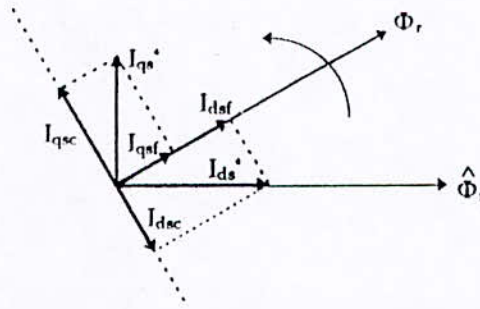


Figure VI.1 Flux rotorique et courant statorique ($R_r > R_r^*$).

D'après la figure, on constate qu'une composante (I_{qsf}) du courant I_{qs}^* (produisant le couple), va s'ajouter au courant produisant le flux réel, ce qui fait augmenter ce dernier. Ainsi le découplage sera perdu.

- Si $R_r < R_r^*$ Alors $\begin{cases} \Delta\Phi_{dr} < 0 \\ \Delta\Phi_{qr} < 0 \end{cases} \Rightarrow \Phi_r \text{ diminue.}$

Alors, le flux réel est en retard par rapport au flux estimé (Figure VI.2).

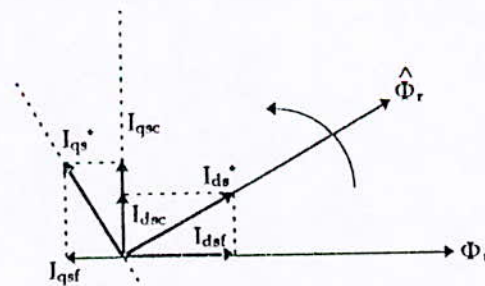


Figure VI.2 Flux rotorique et courant statorique ($R_r < R_r^*$).

D'après la figure, on constate qu'une composante (I_{qsf}) du courant I_{qs}^* (produisant le couple), va réduire le courant produisant le flux réel, ce qui fait diminuer aussi ce dernier, et fait perdre le découplage.

VI.3 Simulation numérique :

Afin de montrer l'influence de la variation de la résistance rotorique sur la machine asynchrone commandée par la technique d'orientation du flux indirecte, on a simulé la variation (augmentation) de la résistance rotorique de 50 %, en régime permanent (à l'instant 0.5 s), et en charge. Le couple résistant appliqué est donné par la figure VI.3.

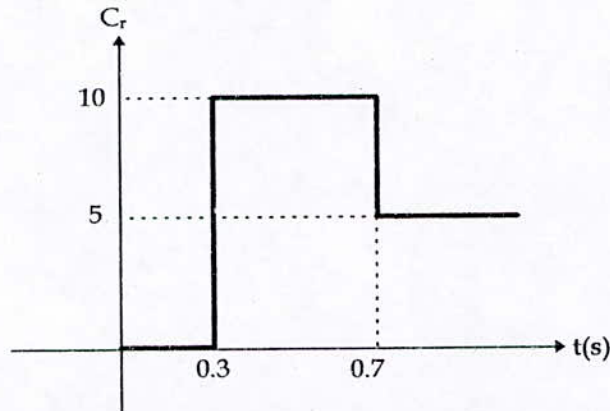


Figure VI.3 Couple résistant appliqué.

Le régulateur de vitesse utilisé est le régulateur flou grossier-fin, à cause de ses très bonnes performances. Les résultats de simulation sont donnés par la figure VI.4.

Interprétations et commentaires :

A partir des résultats obtenus, on constate que :

- Quand la résistance rotorique augmente, la composante en quadrature du flux Φ_{qr} augmente, ainsi le flux rotorique ne sera plus orienté correctement.
- Le module du flux rotorique, augmente lors de la variation de R_r , ce qui risque de ramener la machine en régime de saturation.
- Le découplage est perdu, car au moment de la variation de la charge (à $t = 0.7$ s), le flux est affecté par la variation du couple électromagnétique.
- La vitesse n'est pas affectée par la variation de R_r , ce qui prouve la robustesse du régulateur flou grossier-fin vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique.

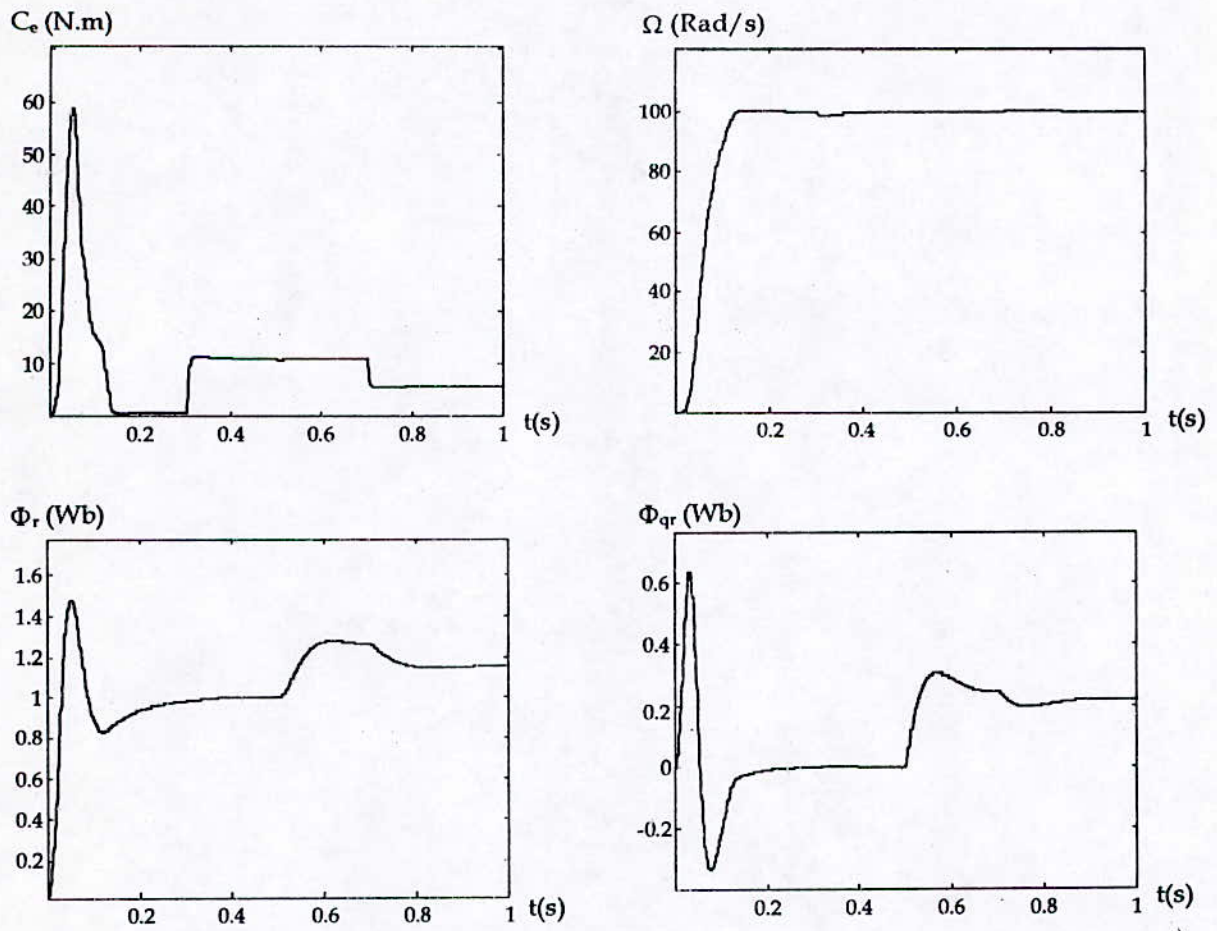


Figure VI.4 Simulation de la variation (augmentation) de la résistance rotorique de 50 %.

VI.4 Adaptation de la résistance rotorique de la machine asynchrone :

En se basant sur les résultats obtenus précédemment, nous constatons la grande nécessité d'adapter la résistance rotorique en temps réel, pour préserver les performances de la commande.

Dans ce contexte, plusieurs travaux de recherche ont été entrepris dans les années précédentes, ils ont donné naissance à de très nombreuses publications dans ce domaine [GAR80][CHA 90][CHI 93][HEM94][WAD 97] :

- Le filtre de Kalman étendu (EKF), l'observateur de Luenberger étendu (ELO), utilisent le modèle d'espace d'état du 5^{ème} ordre de la machine. Ils demandent un calcul énorme vu le nombre important d'additions et de multiplications matricielles utilisées.
- La méthode du modèle de référence adaptatif (MRAS) utilise le modèle de la machine pour générer une commande d'erreur pour ajuster la résistance rotorique. Elle donne une estimation précise, mais, elle est lente par rapport à (EKF) et (ELO).
- La méthode des moindres carrés (RLS), donne une mauvaise estimation, avec 20 % à 30 % d'erreur.
- La méthode de Garcès se base sur le calcul de la puissance réactive de la machine en régime permanent.

Nous reprenons dans ce qui suit la méthode proposée par Chiping Sun et Coll [CHI 93], et nous étudions par simulation son application dans la commande indirecte par flux orienté d'une machine asynchrone alimentée en courant.

VI.5 Description de l'approche utilisée pour l'adaptation de R_r :

Dans les machines à courant alternatif, la puissance active consommée par la machine est liée à son couple électromagnétique alors que la puissance réactive est associée avec l'énergie emmagasinée dans les enroulements de la machine. Dans la commande moderne des machines asynchrones, il a été montré qu'il est pratique de fixer le repère d'axe d - q tournant à la vitesse de synchronisme au vecteur représentant le flux rotorique. Lorsque le vecteur du flux rotorique total Φ_r , qui définit l'orientation physique du flux de l'induction rotorique est aligné avec l'axe d , une perturbation quelconque du courant statorique I_{qs} perpendiculaire avec Φ_r , n'affecte pas la valeur de Φ_r . Par conséquent la puissance associée avec Φ_r ne sera pas changée. Cependant si une erreur apparaît entre la résistance rotorique actuelle R_r et celle estimée R_r^* , le vecteur du flux rotorique Φ_r déviara de l'axe d . Dans ce cas une perturbation sur I_{qs} entraînera un changement sur Φ_r , qui est reflété par un changement sur la puissance réactive. C'est la minimisation de cette variation de la puissance réactive, par la modification de la résistance rotorique estimée R_r , qui permet d'améliorer l'orientation de Φ_r sur l'axe d .

VI.6 Puissance réactive associée au flux rotorique :

A partir du modèle de la machine asynchrone en régime établi nous obtenons les équations suivantes [CHI 93]:

$$Q = \frac{3}{2} \cdot (V_{qs} \cdot I_{ds} - V_{ds} \cdot I_{qs}) = \frac{3}{2} \cdot \Omega \cdot \left(\sigma \cdot L_s \cdot I_s^2 + \frac{L_m}{L_r} \cdot \Phi_{dr} \cdot I_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \cdot \Phi_{qr} \cdot I_{qs} \right) \quad (\text{VI.11})$$

Où : $I_s^2 = I_{ds}^2 + I_{qs}^2$

Dans le but de déterminer les modifications sur R_r , nous définissons la puissance réactive modifiée [CHI 93] :

$$\Delta q_r = \Delta q - 3 \cdot \Omega \cdot \sigma \cdot L_s \cdot I_{qs} \cdot \Delta I_{qs} - \frac{Q_0}{\Omega} \Delta \omega_m \quad (\text{VI.12})$$

où: Δq est la variation de la puissance réactive Q .

$$d'où : \Delta q_r = \frac{3}{2} \cdot \Omega \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot (\Phi_{qr} \cdot \Delta I_{qs} + I_{qs} \cdot \Delta \Phi_{qr}) \quad (\text{VI.13})$$

Ainsi, l'équation (VI.13) montre que si Φ_{qr} et $\Delta \phi_{qr}$ sont nuls, le terme Δq_r est également nul, ce qui correspond à l'orientation exacte de Φ_r sur l'axe d . par conséquent, la mesure de Δq_r , Δi_{qs} et $\Delta \omega_m$ permet d'estimer la variation de la puissance réactive Δq_r et rend la correction de la résistance rotorique possible.

VI.7 Relation entre Δq_r et ΔT_r :

Dans la commande indirecte par orientation du flux de la machine asynchrone, en régime permanent :

1. Lorsque $T_r^* > T_r$ ($R_r^* < R_r$), $\Delta T_r < 0$ ($\Delta T_r = T_r - T_r^*$), ω_{gl}^* devient plus petite que la valeur désirée, cela implique que Φ_r devance l'axe d et ainsi $\Phi_{qr} > 0$. Si une variation $\Delta i_{qs} > 0$ est appliquée, alors $\Delta \phi_{qr} > 0$ provoque l'augmentation de Φ_{qr} qui à son tour provoque $\Delta q_r > 0$. (Figure VI.1).
2. Lorsque $T_r^* < T_r$ ($R_r^* > R_r$), $\Delta T_r > 0$ ($\Delta T_r = T_r - T_r^*$), ω_{gl}^* est alors plus grande que la valeur désirée, cela implique que Φ_r est devancé par l'axe d et ainsi $\Phi_{qr} < 0$. Comme montré sur la figure VI.2 Lorsqu'une variation $\Delta i_{qs} > 0$ est appliquée, alors $\Delta \phi_{qr} > 0$ provoque une diminution de Φ_{qr} qui à son tour provoque une variation négative Δq_r (Figure VI.2).

A partir des équations (VI.11) et (VI.12) nous pouvons déduire que pour une variation $\Delta i_{qs} > 0$, une variation négative $\Delta T_r < 0$ produira une variation positive de Δq_r , alors qu'une variation positive $\Delta T_r > 0$ produira une variation négative Δq_r . Ainsi nous pouvons utiliser les équations suivantes pour faire une correction de T_r (par conséquent de R_r).

$$\Delta T_r = -k \Delta q_r; \quad k > 0 \quad (\text{VI.14})$$

$$T_r' = T_{r0} + \Delta T_r. \quad (\text{VI.15})$$

Où T_{r0} est la valeur initiale estimée de la constante de temps rotorique.

VI.8 Simulation numérique :

Nous avons utilisé l'algorithme d'adaptation de la résistance rotorique, avec la boucle de commande de la vitesse de la machine asynchrone, en prenant deux valeurs pour k ($k = 0.05, k = 0.01$). Les résultats obtenus sont donnés par la figure VI.5.

Interprétations et commentaires :

D'après les résultats obtenus, on constate que :

- La valeur estimée de la résistance rotorique par l'algorithme d'adaptation converge vers la valeur réelle, lors de la variation de cette dernière, après un régime transitoire oscillatoire amorti de 0.5 s environ.
- Lors de la variation de la résistance rotorique, la composante en quadrature du flux Φ_{qr} subit quelques très faibles oscillations, puis elle se stabilise, ce qui assure une orientation correcte du flux rotorique.
- La régulation de vitesse reste robuste, malgré l'application d'une charge et malgré la variation de la résistance rotorique.
- La résistance rotorique estimée converge vers la valeur réelle, avec moins d'oscillations pour $k = 0.01$, mais l'amplitude des oscillations du flux Φ_{qr} augmente. La constante k a une influence importante sur la réponse de l'algorithme d'adaptation, car une valeur faible rend la réponse lente, et une valeur importante peut déstabiliser le système.

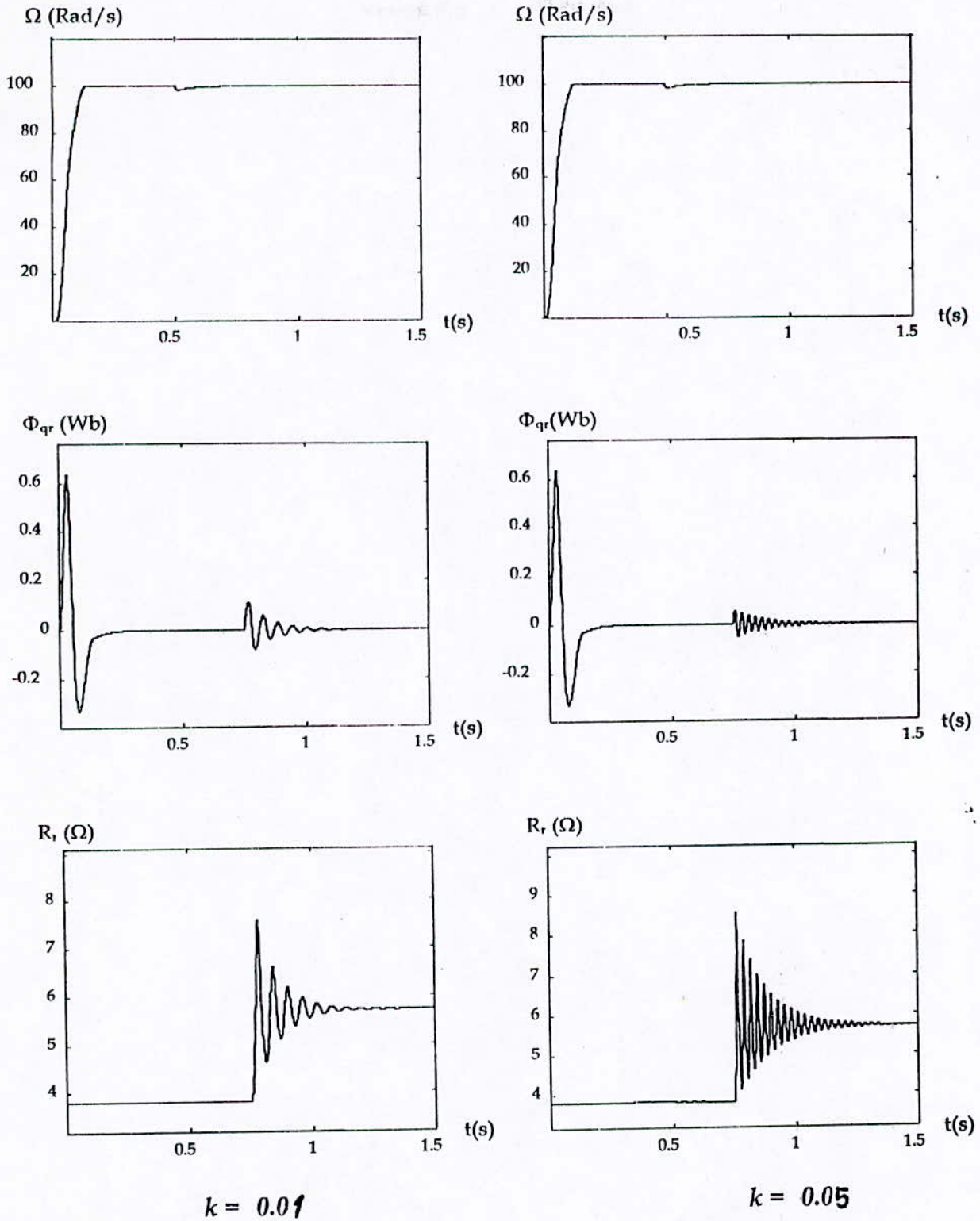


Figure VI.5 Adaptation de la résistance rotorique par la méthode de Chipping.

VI.9 Algorithme de Chipping modifié :

Vu la sensibilité de la réponse de l'algorithme d'adaptation vis à vis de la valeur de la constante k . Cette dernière doit être soigneusement choisie. Généralement cette valeur est calculée de la même manière que les paramètres K_p , K_i d'un régulateur PI .

Par conséquent nous proposons une autre solution, qui consiste à remplacer le paramètre k par un régulateur flou typique. Le schéma d'adaptation de la constante de temps rotorique, est le suivant :



Figure VI.6 Schéma d'adaptation de T_r .

VI.10 Simulation numérique :

On a utilisé l'algorithme de Chipping modifié pour estimer la résistance rotorique, avec la boucle de commande de la vitesse de la machine asynchrone. Les résultats obtenus sont donnés par la figure I.7.

D'après ces résultats, on constate l'amélioration notable de la réponse de l'algorithme, qui est devenue très rapide, sans oscillations, et efficace. De même les perturbations dans la composante en quadrature Φ_{qr} , ont été considérablement réduites.

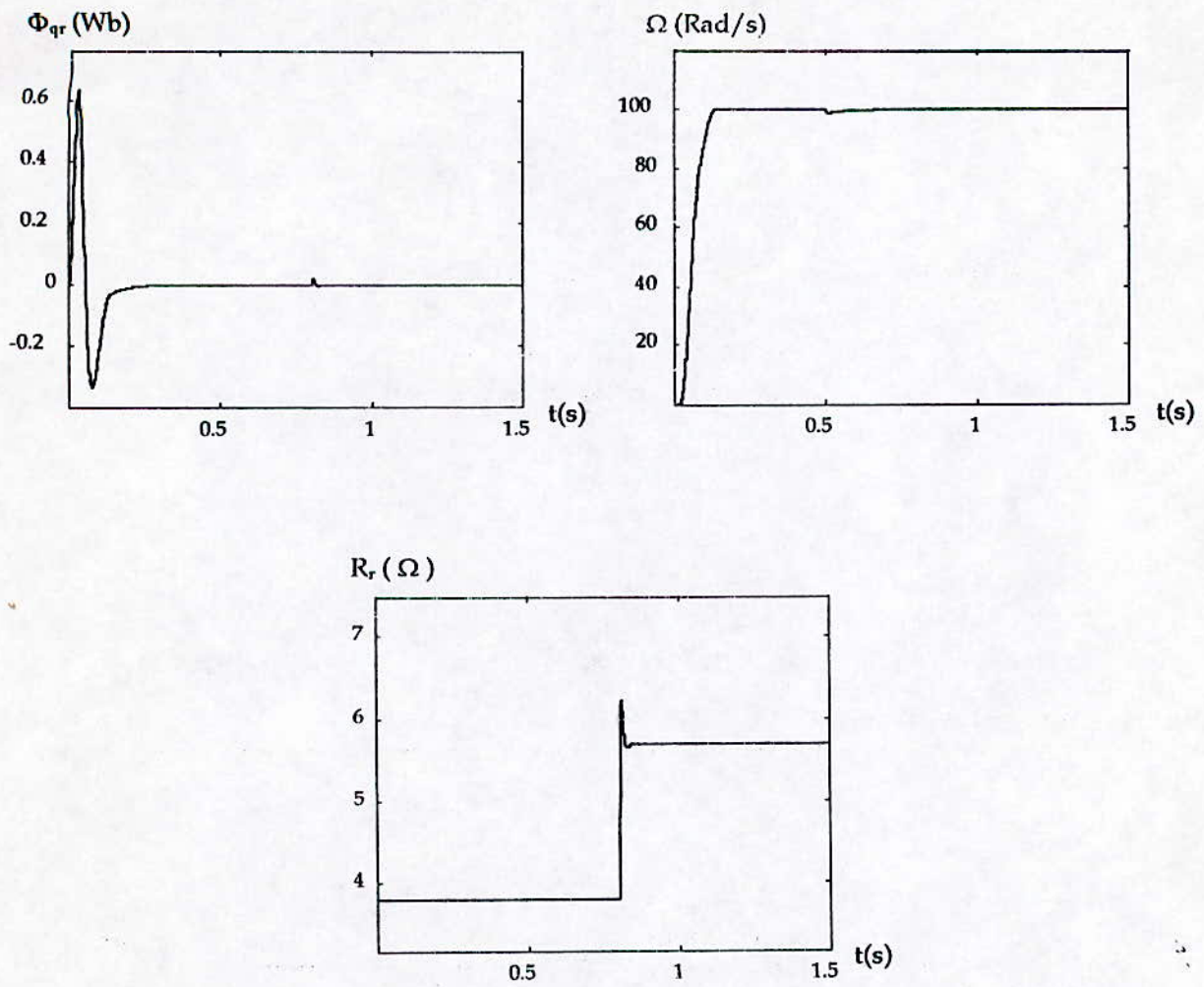


Figure VI.7 Simulation de l'adaptation de la résistance rotorique par la méthode de Chipping modifiée.

VI.11 Conclusion :

Dans ce chapitre, il a été montré que malgré la grande sensibilité de la commande indirecte par flux orienté de la machine asynchrone alimentée en courant, aux variations de la résistance rotorique. L'emploi de l'identification et de l'adaptation en temps réel de la résistance rotorique par la méthode étudiée (algorithme de **Chiping**), a permis de maintenir intact l'orientation du flux, et par conséquent le découplage et les performances de la commande. La commande indirecte par orientation du flux de la machine asynchrone est de ce fait réalisée malgré les risques de large variations de la résistance rotorique.

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire, concerne l'application de la logique floue dans la commande de vitesse d'une machine asynchrone triphasée, et l'analyse des performances dynamiques obtenues, en les comparant avec celles obtenues par des techniques de commande conventionnelles.

En premier lieu, nous avons introduit les principes de base de la théorie des ensembles flous, nécessaires à la conception d'un régulateur basé sur la logique floue, où nous avons constaté le caractère non linéaire d'un tel régulateur.

Par la suite, nous avons élaboré un modèle mathématique de l'association Onduleur-MAS. L'onduleur étant commandé en courant, par la stratégie MLI, en utilisant la technique d'hysteresis. Une série de tests en simulation, nous a permis de constater :

- La similitude entre l'association Onduleur-MAS, et la machine alimentée par des courants sinusoïdaux parfaits.
- Le fort couplage qui existe entre le flux rotorique et le couple électromagnétique développé par la machine.
- La nécessité d'une boucle de régulation, pour améliorer la réponse de la vitesse de la machine.

La commande vectorielle, par orientation du flux rotorique, à l'aide de la méthode indirecte a permis de découpler le flux rotorique et le couple électromagnétique. Avec cette commande l'association Onduleur-MAS présente des performances similaires à celles obtenues avec la machine à courant continu à excitations séparées.

L'utilisation d'une boucle de commande pour la vitesse à l'aide des régulateurs classiques (*PI* et *IP*), a permis d'améliorer de façon satisfaisante la dynamique de poursuite. En plus, les résultats obtenus, montrent bien l'apport du régulateur *IP* dans le rejet des perturbations, ainsi que la dépendance très forte de ce type de régulateurs des paramètres de la machine, d'où la nécessité d'une modélisation fiable du processus à commander.

Par la suite, nous avons utilisé le réglage par logique floue pour commander la vitesse de la machine. La synthèse d'un régulateur flou typique repose principalement sur :

- Le choix des variables linguistiques et de leur nombre de classes.
- Les fonctions d'appartenance.
- La stratégie de fuzzification.
- Le choix des règles d'inférence.

Les résultats obtenus montrent une amélioration de la réponse dynamique du système, au niveau du temps de réponse et du rejet des perturbations.

Dans le but d'améliorer les résultats obtenus par l'algorithme de commande flou typique, d'autres stratégies de commande par logique floue ont été présentées, à savoir :

- Le réglage flou avec adaptation du gain de commande, dans lequel une table de décision sur le gain de commande est établie, pour lui permettre de s'adapter à toutes situations de réglage.
- Le réglage grossier-fin, qui se base sur l'utilisation de deux régulateurs, tel que:
 - Le premier assure un réglage grossier, ce qui améliore la poursuite.
 - Le deuxième assure un réglage fin, ce qui améliore la régulation (rejet des perturbations).

Les résultats de simulation obtenus à l'aide de ces deux stratégies de commande, avec le modèle de la machine alimentée en courant, montrent les excellentes performances dynamiques obtenues; temps de réponse très faible (sans dépassement), et rejet efficace et rapide des perturbations.

Enfin, nous avons étudié l'influence de la variation de la résistance rotorique sur le découplage réalisé par la commande vectorielle, et la robustesse du régulateur flou (régulateur grossier-fin). Après des tests en simulation, nous avons constaté que les régulateurs flous sont robustes vis à vis de la variation de la résistance rotorique de la machine. Cependant, le découplage est fortement affecté.

Pour résoudre ce problème, nous avons proposé d'utiliser un algorithme d'adaptation en temps réel de la résistance rotorique. L'algorithme utilisé, de **Chiping** et **Coll**, est basé sur le calcul de la variation de la puissance réactive en régime établi. Dans cet algorithme nous avons proposé d'introduire un régulateur flou pour la correction de la constante de temps rotorique, ce qui a permis d'améliorer encore plus la réponse de l'algorithme d'adaptation lors de la variation de la résistance rotorique.

ANNEXES

ANNEXE I

Paramètres de la machine utilisée

Puissance nominale	1.5 kW
Tension nominale	220/380 V
Rendement nominal	0.78
Facteur de puissance nominal	0.8
Vitesse nominale	1420 tr/mn
Fréquence nominale	50 Hz
Courant nominal	3.64 A (Y), et 6.31 (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 ⁻¹

ANNEXE II

Calcul de la fonction de transfert en boucle ouverte du modèle de la machine asynchrone.

La fonction de transfert en boucle ouverte par rapport à la commande C_e^* est donnée par :

$$F_O(s) = \frac{\Omega(s)}{C_e^*(s)} \quad (\text{AII.1})$$

$F_O(s)$ peut être obtenue en utilisant les équations de la machine suivante :

$$\begin{cases} T_r \cdot \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \Phi_{dr} = T_r \cdot \omega_{gl} \cdot \Phi_{qr} + L_m \cdot I_{ds} \\ T_r \cdot \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \Phi_{qr} = -T_r \cdot \omega_{gl} \cdot \Phi_{dr} + L_m \cdot I_{qs} \\ J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + K_f \cdot \Omega = C_e - C_r \\ C_e = p \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot (I_{qs} \cdot \Phi_{dr} - I_{ds} \cdot \Phi_{qr}) \end{cases} \quad (\text{AII.2})$$

Les commandes I_{ds} , I_{qs} et ω_{gl} sont données par le bloc du F.O.C.

On a : Φ_r^* est constante, alors I_{ds} également.

et C_e^* est un échelon, alors I_{qs} également.

On obtient alors :

$$\begin{cases} I_{ds} = I_{ds}^* = \frac{\Phi_r^*}{L_m} \\ I_{qs} = I_{qs}^* \cdot \varepsilon(t) = \frac{L_r}{p \cdot L_m} \frac{C_e^*}{\Phi_r^*} \\ \omega_{gl} = \omega_{gl}^* = \frac{L_m}{T_r} \cdot \frac{I_{qs}^*}{\Phi_r^*} \end{cases} \quad (\text{AII.3})$$

En régime établi on a :

$$\frac{dI_{ds}}{dt} = \frac{dI_{qs}}{dt} = 0 \quad (\text{AII.4})$$

En dérivant les équations du système (AI.2) par rapport au temps, on obtient :

$$\begin{cases} T_r \cdot \frac{d^2 \Phi_{dr}}{dt^2} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = T_r \cdot \omega_{gl} \cdot \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \\ T_r \cdot \frac{d^2 \Phi_{qr}}{dt^2} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = -T_r \cdot \omega_{gl} \cdot \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{AII.5})$$

Après transformation de Laplace, avec les conditions initiales suivantes : $\Phi_{dr}(0) = 0$ et $\Phi_{qr}(0) = 0$, on obtient :

$$\begin{cases} \Phi_{dr}(s) = \frac{(1+s \cdot T_r) \cdot \Phi_r^* + T_r \cdot \omega_{gl}^* \cdot L_m \cdot I_{qs}^*}{(1+s \cdot T_r)^2 + (T_r \cdot \omega_{gl}^*)^2} \\ \Phi_{qr}(s) = \frac{(1+s \cdot T_r) \cdot L_m \cdot I_{qs}^* - T_r \cdot \omega_{gl}^* \cdot \Phi_r^*}{(1+s \cdot T_r)^2 + (T_r \cdot \omega_{gl}^*)^2} \end{cases} \quad (\text{AII.6})$$

A partir de ces expressions, nous pouvons déduire la transformée de Laplace du couple électromagnétique :

$$C_e(s) = p \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \frac{(1+(T_r \cdot \omega_{gl}^*)^2) \cdot \Phi_r^*}{(1+s \cdot T_r)^2 + (T_r \cdot \omega_{gl}^*)^2} \cdot I_{qs}^* \quad (\text{AII.7})$$

$$C_e^* = p \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \Phi_r^* \cdot I_{qs}^* = C_e(0) \quad (\text{AII.8})$$

D'où :

$$C_e(s) = \frac{1+(T_r \cdot \omega_{gl}^*)^2}{(1+s \cdot T_r)^2 + (T_r \cdot \omega_{gl}^*)^2} \cdot C_e^* \quad (\text{AII.9})$$

A partir de l'équation mécanique, nous calculons la transformée de Laplace de la vitesse de rotation :

$$\Omega(s) = \frac{1}{K_f + J \cdot s} \cdot \left[\frac{1+(T_r \cdot \omega_{gl}^*)^2}{(1+s \cdot T_r)^2 + (T_r \cdot \omega_{gl}^*)^2} \cdot C_e^*(s) - C_r(s) \right] \quad (\text{AII.10})$$

D'où, la fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$F_O(s) = \frac{\Omega(s)}{C_e^*(s)} = \frac{1}{K_f + J \cdot s} \cdot \frac{1 + (T_r \cdot \omega_{gl}^*)^2}{(1 + s \cdot T_r)^2 + (T_r \cdot \omega_{gl}^*)^2} \quad (\text{AII.11})$$

Le schéma fonctionnel correspondant est :

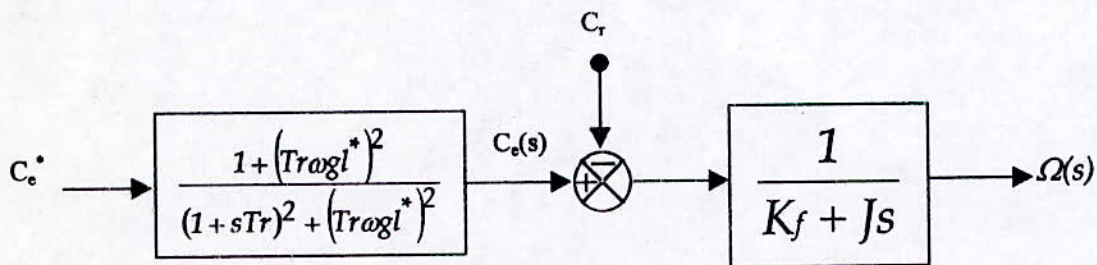


Figure A1.1 Schéma fonctionnel du système en boucle ouverte.

ANNEXE III

Calcul des paramètres du régulateur PI

Le système en boucle fermée est représenté comme suit :

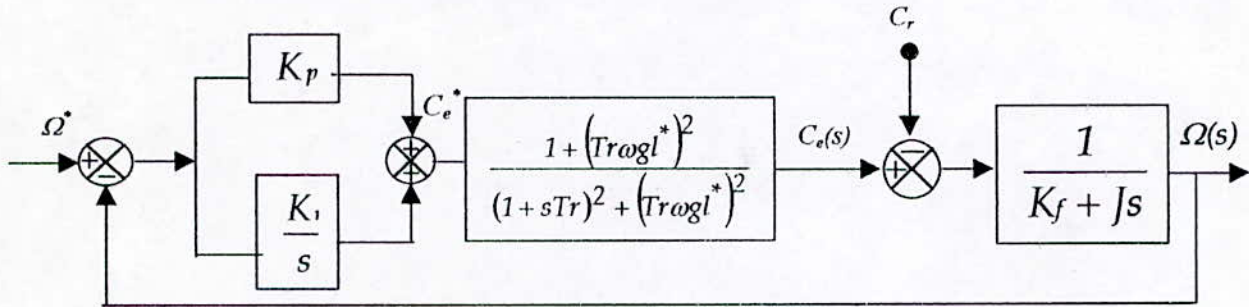


Figure AIII.1 Schéma fonctionnel du système en boucle fermée.

On prend :

$$\omega_{gl}^* = \omega_{gl}^n = \frac{R_r}{p} \cdot \frac{C_e^n}{\Phi_r^{n^2}} \quad (\text{AIII.1})$$

$$G_O(s) = \frac{1 + T_n \cdot s}{T_i \cdot s} \cdot \frac{K}{(1 + T_d \cdot s) \cdot (1 + T_p \cdot s)} \quad (\text{AIII.2})$$

Avec: $T_n = \frac{K_p}{K_i}$, $T_i = \frac{1}{K_i}$

(A.N):

$$T_d = 3.875, T_p = 0.0078 \quad \text{et} \quad K = 125.$$

On a aussi :

$$\frac{1 + T_n \cdot s}{(1 + T_d \cdot s) \cdot (1 + T_p \cdot s)} \approx \frac{1}{1 + T_{eq} \cdot s} \quad (\text{AIII.3})$$

Avec: $T_{eq} = T_d + T_p - T_n$

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

D'où on a :

$$G_{BF}(s) \approx \frac{1}{1 + \frac{T_i}{K} \cdot s + \frac{T_i \cdot T_{eq}}{K} \cdot s^2} \quad (\text{AIII.4})$$

On identifie $G_{BF}(s)$ avec la fonction de transfert de seconde ordre suivante :

$$F(s) = \frac{1}{1 + \frac{2 \cdot \xi}{\omega_n} \cdot s + \frac{1}{\omega_n^2} \cdot s^2} \quad (\text{AIII.5})$$

Tel que ξ et ω_n sont respectivement l'amortissement et la pulsation du système.

On choisi : $\xi = \frac{\sqrt{2}}{2}$ et $\omega_n = 20 \text{ Rad / s}$.

Doù on a :

$$K_i = 0.1131, K_p = 0.4352.$$

ANNEXE IV

Calcul des paramètres du régulateur IP

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

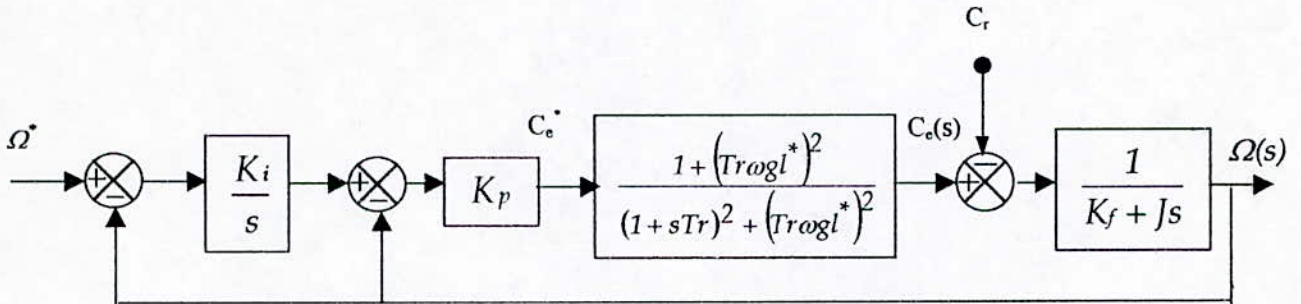


Figure AIV.1 Schéma fonctionnel du système en boucle fermée.

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

$$\frac{\Omega(s)}{C_e^*(s)} = \frac{K}{(1 + T_d \cdot s) \cdot (1 + T_p \cdot s)} \quad (\text{AIV.1})$$

En calculant la fonction de transfert en boucle fermée globale, on aboutit à :

$$G_{BF} = \frac{K \cdot K_p \cdot K_i}{(T_d + T_p) \cdot s^2 + (1 + K \cdot K_p) \cdot s + K \cdot K_p \cdot K_i} \quad (\text{AIV.2})$$

$$G_{BF} = \frac{\frac{K \cdot K_p \cdot K_i}{T_d + T_p}}{s^2 + \frac{1 + K \cdot K_p}{T_d + T_p} \cdot s + \frac{K \cdot K_p \cdot K_i}{T_d + T_p}} \quad (\text{AIV.3})$$

Par identification à un système du seconde ordre ayant la fonction de transfert :

$$F(s) = \frac{1}{1 + \frac{2 \cdot \xi}{\omega_n} \cdot s + \frac{1}{\omega_n^2} \cdot s^2} \quad (\text{AIV.4})$$

Tel que ξ et ω_n représentent respectivement l'amortissement et le pulsation propre du système.

On choisit : $\xi = \frac{\sqrt{2}}{2}$ et $\omega_n = 20 \text{ Rad / s}$.

Doù on a : $K_i = 14.2815$, $K_p = 0.8705$.

Références bibliographiques

Références bibliographiques

- [BAR 93] L.BARAZANE : 'Commande vectorielle d'un moteur asynchrone alimenté en courant', Thèse de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 1993.
- [BAR 96] P.BARRET : 'Régimes transitoires des machines électriques tournantes', Technique de l'ingénieur, D554-1, 1996.
- [BAR 97] S.BARKATI : 'Commande robuste par retour d'état d'une machine asynchrone', Thèse magistère, Ecole National Polytechnique, Alger, 1997.
- [BEN 97] R.BENAMAR, Y.AMARA : 'Etude de la commande vectorielle d'une machine à induction en régime de saturé', Projet de fin d'études, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 1997.
- [BLA 72] F.BLASCHKE : 'The principle of field orientation as application to the new transvector closed-loop control system for rotating field machines', Siemens Review, vol. 34, pp. 217-220, MAI 1972.
- [BOU 97] S.BOULKHRACHEF, L.KADRI : 'Méthodologie de commande de la machine asynchrone incluant la logique floue', Projet de fin d'études, Ecole National Polytechnique, Alger, 1997.
- [BUH 94] H.BUHLER : 'Réglage par logique floue', Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Lausanne, Suisse, 1994.
- [CHA 83] J.CHATELAIN : 'Machines électriques ', tome 1, Presses Polytechnique Romandes, Lausanne, 1983.
- [CHA 90] C.C.CHAN, H.WANG : 'An effective method for rotor resistance identification for high performance induction motor vector control', IEEE Trans. on Indus. Elect., vol. 37, no 6 DECEMBER 1990.
- [CHI 93] S.CHIPING, X.LUO, T.A.LIPO : 'An direct field oriented control of induction machine utilising a reactive power perturbation scheme', IMACS-TCI'93, Ecole Polytechnique de Montréal, July 7th to 9th 1993.
- [FAA 97] J.L.FAA : 'Real-time IP position controller design with torque feed word control for PM synchronous motor', IEEE Trans. on Indus. Elect., vol. 44, no 3, pp. 398-407, JUNE 1997.
- [GAR 80] L.J.GARSSSES : 'Parameter adaptation for the speed controlled static AC driver with a squirrel-cage induction motor', IEEE Trans. on ind. Appl., vol. IA-I6, no 2, pp. 173-178, MARCH/APRIL 1980.
- [HAS 69] K.HASSE, 'Zur dynamik drehzahl geregelter autriebe mit strom richtergespeisten asynchronkurzschlusslau fermachinen', Ph.D dissertation, TH Darmstodt, 1969.

- [HEM 94] B.HEMECI : 'Commande en position par la technique du flux orienté d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur de courant', Proc. of 2nd CEA Algiers, JOT, vol. 1, NOV. 1994
- [HEN 97] M.M.HENICHE : 'Sur l'utilisation des réseaux de neurones artificiels et des systèmes flous pour la linéarisation et la commande de processus chimiques non-linéaires', Thèse de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 1997.
- [KET 92] R.KETATA : 'Méthodologie de régulation numérique incluant la logique floue', Thèse Doctorat, CNRS, Toulouse, France, 1992.
- [LAN 89] M.LANDER, W.CYRIL : 'Electronique de puissance', Mc Grow Hill, Paris, 1989.
- [LEE 90] C.C.LEE : 'Fuzzy logic in control systems : Fuzzy logic controller-Part I', IEEE Trans. on Syst. Man, and Cybern., vol. 20, no 2, pp. 404-418, MARCH/APRIL 1990.
- [LOU 97] M.LOUDINI : 'Modélisation, analyse et méthodologie de commande linguistique floue d'un bras manipulateur de robot flexible', Thèse magistère, Ecole National Polytechnique, Alger, 1997.
- [MAM 77] E.H.MAMDANI : 'Application of fuzzy logic to approximate reasoning using linguistic synthezis', IEEE Trans, on Computers, vol. c-26, no 12, pp. 1182-1191, 1977.
- [MEN 95] J.M.MENDEL : 'Fuzzy logic systems for engineering : A Tutorial ', Proc. of the IEEE, vol. 83, no 3, MARCH 1995.
- [NEF 95] S.NEFTI, Y.BABA-HADJI : 'Commande floue et neuro-linguistique d'une machine asynchrone triphasée', PFE, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, JUIN 1995.
- [RAP 93] H.RAPP : 'Examination of transient phenomena in induction machines, caused by an incorrectly adjusted rotor-time constant in a field-oriented control system', ETEP., vol. 3, no 6, pp. 397-405, NOV/DEC. 1993.
- [SCH 95] H.SCHOLTEN : 'Logique floue et régulation PID', Publitronec, Pays-Bas, 1995.
- [TRZ 94] M.TRZYNADLOWSKI : 'The field orientation principle in control of induction motors', Lumer Academic Publication, 1994.
- [TUN 86] R.TUNER : 'Logique pour l'intelligence artificielle', Masson, Paris, 1986.
- [TZA 90] S.TZAFESTAS, N.P.PAPANIKOLOPOULOS : 'Incremental fuzzy expert PID control', IEEE Trans. on Indus. Elect., vol. 37, no 5, pp. 365-371, OCT. 1990.
- [VAS 90] P.VAS : 'Vector control of AC machines', Oxford Science Publication, 1990.
- [WAD 97] S.WADE, M.W.DUNNIGAN, W.W.BARRY : 'A new method of rotor resistance estimation for vector-controlled induction machines', IEEE Trans. on Indus. Elect., vol. 44, no 2, APRIL 1997.
- [YIN 90] H.YING, W.CILLER, J.J.BUCKLEY : 'Fuzzy control theory : A non-linear case', IFAC, Automatica, vol. 26, no 3, pp. 513-520, 1990.