

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE HASSIBA BENBOUALI DE CHLEF



Faculté des Sciences et Sciences de l'Ingénieur
Département d'Electrotechnique

Mémoire de Magister

Spécialité : Electrotechnique

Option : Entraînement des Systèmes Electriques

Présenté par

BENBOUALI ABDERRAHMANE

Ingénieur d'Etat en Electrotechnique Université de CHLEF

THEME

COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE ADAPTATIVE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE AVEC ESTIMATION DE LA CONSTANCE DE TEMPS ROTORIQUE

Soutenu le : 28 / 05 / 2008 devant le jury composé de :

M ^f TADJINE. M	Professeur	E.N.P, Alger	Président
M ^f MAHMOUDI. M.O	Professeur	E.N.P, Alger	Examineur
M ^f NEZLI. L	Maître de conférences	E.N.P, Alger	Examineur
M ^f BELMADANI. B	Professeur	U.H.B.C, Chlef	Encadreur
M ^f BOUNADJA. M	M.A.C.C	U.H.B.C, Chlef	Co- Encadreur

Année 2008

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

سبحانك اللهم لا علم لنا إلا ما علمتنا إنك أنت العليم الحكيم

اللهم علمنا ما ينفعنا وانفعنا بما علمتنا وزدنا علما، والحمد لله رب العالمين

اللهم صلي وسلم وبارك على نبينا محمد (صلى الله عليه وسلم)

صلواتنا وسلامنا متلازمين إلى يوم الدين

أمين

Remerciements

Tout d'abord, je tiens à exprimer ma profonde gratitude et mes vifs remerciements, respectivement : à mon promoteur **Mr. B. BELMADANI** Professeur au département d'électrotechnique à l'université de Chlef ; et à mon Co-promoteur **Mr. M. BOUNADJA** ; qui ont accepté de me diriger dans ce travail et Pour la confiance qu'ils m'ont témoigné, sans oublier leurs conseils avisés, leurs encouragements et leur soutien indéfectible, tout le long de cette étude.

J'exprime également ma reconnaissance et mes sincères remerciements à **Mr. M. TADJINE** Professeur à l'ENP d'Alger, qui ma fait l'immense honneur d'accepter de présider ce jury.

Je tiens beaucoup à témoigner l'expression de ma gratitude et ma reconnaissance à **Mr. M.O. MAHMOUDI** Professeur à l'ENP d'Alger, pour l'honneur qu'il ma fait de prendre part à ce jury en qualité d'examinateur

Que **Mr. L. NEZLI** Maître de Conférence de l'ENP d'Alger trouve ici le témoignage de mes sincères et vifs remerciements pour nous avoir honoré de sa présence, et en acceptant de siéger à ma soutenance en tant qu'un examinateur.

Que **Mr. M.S. BOUCHERIT** Professeur à l'ENP d'Alger trouve ici l'expression de mon profond respect et de mes vifs remerciements pour son aide précieuse et ses nobles services

Je tiens également à témoigner ma gratitude et ma reconnaissance à tous les enseignants qui m'ont éduqué et formé pour faire face à la vie

Enfin, Je ne saurais oublier d'exprimer mes sentiments les plus profonds et mes vifs remerciements à ma famille et mon entourage ainsi qu'à tous mes amis et collègues qui n'ont cessé de m'encourager et de me soutenir ; particulièrement ceux de mon promotion : *Khelifa, El-Hadj, Abdelkader, Tonton Mâamar, Taïb et Rahim*, pour le soutien et la sympathie dont ils m'ont comblé.

Dédicaces

Je dédie le fruit de ce travail à :

- _ L'âme de notre vénéré Prophète MOHAMED : Que la prière et le salut soit sur lui-*
- _ Ma mère bien aimée, qui m'a comblé de son amour et de sa tendresse, et qui a éclairé mon chemin tout au long de ma vie ;*
- _ Mon père, qui a veillé à mon éducation et fait de moi un homme droit et sage ;*
- _ Mes chères sœurs bien aimées qui me chérissent ;*
- _ Mes grand-mères que j'affectionne tendrement, et qui ne cessent de prier pour moi ;*
- _ Mes chers oncles, que j'aime tous, et qui m'ont toujours soutenu, tout au long de ma vie ;*
- _ Mes très chères tantes que j'adore particulièrement ;*
- _ Tous mes cousins et cousines, chacun par son nom ;*
- _ Ma grande famille : Benbouali, Maameri, Chachou ;*
- _ Mes coéquipiers et amis de la grande famille du Basketball: Joueurs, entraîneurs, arbitres, membres de ligue*
- _ Tous les collègues du l'Institut de l'IEPS de l'université de Chlef*
- _ Et tous ceux qui m'estiment et pensent à moi.*

SOMMAIRE

Liste des Symboles

Introduction Générale	01
Chapitre 1. Modélisation et commande par flux orienté de la Machine	
Asynchrone associée à un onduleur de tension	04
Introduction	05
1.1. Modélisation de la machine asynchrone	05
1.1.1. Description	05
1.1.2. Principe de fonctionnement	06
1.1.3. Hypothèses	06
1.1.4. Modélisation de la MAS dans le plan triphasé (a, b, c)	07
1.1.5. Modélisation de la MAS dans le plan biphasé (d, q)	09
1.1.6. Choix du référentiel	12
1.1.7. Mise sous forme d'équations d'état de la MAS	14
1.1.8. Simulation et interprétation des résultats	16
1.2. Modélisation de l'alimentation de la machine	19
1.2.1 Modélisation du redresseur triphasé	20
1.2.2 Modélisation du filtre	21
1.2.3 Modélisation de l'onduleur de tension	23
1.2.3.a Technique MLI Triangulo-sinusoïdale	25
1.3. Commande par flux orienté	28
1.3.1. Implantation de la commande vectorielle indirecte sur la MAS	31
1.3.1.a Régulateurs de courants et de vitesse	37
1.3.2. Simulation et interprétation	38
Conclusion	40
Chapitre 2. Méthodologie de la commande par logique floue et son	
application à la Machine Asynchrone	45
Introduction	46
2.1. Concept de base de l'ensemble flou	47
2.2. Différentes formes des fonctions d'appartenance	48
2.3. Opérations de base sur les ensembles flous	50
2.4. Implication floue	51

2.5. Raisonement flou	52
2.6. Structure d'un système flou	52
2.6.1 Interface de fuzzification	54
2.6.2 Base de connaissances (Base de règles)	54
2.6.3 Inférence floue	55
2.6.4 Interface de défuzzification	60
2.7. Conception d'un régulateur par logique flou RLF	62
2.8. Propriétés d'un réglage par logique flou	63
2.9. Pourquoi la logique floue dans la commande de machine asynchrone	64
2.10. Application de la logique floue à la commande de la machine asynchrone	65
2.10.1 Régulateur de vitesse	65
2.10.1.1 Étude et description du comportement de La machine	65
2.10.1.2 Structure du RLF	66
2.10.1.3 Fuzzification	67
2.10.1.4 Base de connaissances	69
2.10.1.5 Inférence	70
2.10.1.6 Défuzzification	70
2.10.2 Régulateurs de courants	70
2.10.3 Simulation et interprétation	72
2.10.3.1 Test de robustesse	74
Conclusion	75
Chapitre 3. Conception de la commande floue à modèle de comportement	80
Introduction	81
3.1. Commandes à modèle	81
3.1.1. Commande avec reconstruteur d'état (Observateur)	82
3.1.2. Commande adaptative à modèle de référence (Model Référence Adaptive Control, MRAC)	83
3.1.3. Commande à modèle interne (Internal Model Control, IMC)	83
3.1.4. Commande à modèle de comportement (Behavior Model Control, BMC) ...	84
3.2. Principe de fonctionnement de la commande à modèle de comportement	84
3.2.1. Analyse de la boucle de comportement	85
3.2.2. CMC pour deux boucles imbriquées	88
3.3. Application à la commande de la MAS	90
3.3.1. Conception des régulateurs de correction	92

3.3.1.1. Régulateur de correction (utilisé dans la boucle) de vitesse	92
3.3.1.2. Régulateur de correction des courants (ids, iqs)	94
3.3.2. Simulation et interprétation	94
3.3.2.1. Test de robustesse	95
3.3.2.2. Comparaison de la performance des RALF avec celles des RLF et des régulateurs classiques (PI, IP)	101
Conclusion	113
Chapitre 4. Estimation de la constante de temps rotorique	114
Introduction	115
4.1. Influence de la constante de temps sur la commande vectorielle	115
4.1.1. Simulation et Interprétation	118
4.2. Différentes techniques d'adaptation de la constante de temps T_r	120
4.2.1. Estimation par observateurs	120
4.2.2. Estimation par un système adaptatif avec modèle de référence MRAS	120
4.2.3. Estimation par analyse Spectrale	121
4.3. Méthode d'estimation de la constante de temps rotorique T_r basée sur le calcul de la puissance réactive	121
4.3.1. Application de la logique floue pour l'estimation de la T_r	123
4.4. Simulation et interprétation	125
Conclusion	125
Conclusion Générale	127
Annexes	129
Références bibliographiques	149

LISTE DES SYMBOLES

s, r	Indices correspondants respectivement au stator et au rotor.
d, q	Indices correspondants aux axes d et q.
a, b, c	Indices correspondants aux trois phases (a, b, c).
L_s, L_r	Inductances cycliques propres du stator et du rotor.
L_{sr}	Inductance cyclique mutuelle stator-rotor.
R_s, R_r	Résistances respectives du stator et du rotor.
Φ	Flux.
v	Tension.
i	Courant.
σ	Coefficient de dispersion.
f	Coefficient de frottement visqueux.
P	Nombre de paires de pôles.
J	Moment d'inertie total des masses tournantes.
C_{em}	Couple électromagnétique.
C_{ch}	Couple de charge.
ω_s, ω_m	Vitesses angulaires électriques respectivement statorique et rotorique.
ω_{gl}	Vitesse angulaire électrique de glissement.
Ω_m	Vitesse de rotation mécanique du rotor (rd/s).
N	Vitesse de rotation mécanique du rotor (tr/mn).
θ	Angle électrique entre le stator et le rotor.
θ_s	Angle électrique entre l'axe d et le stator.
θ_r	Angle électrique entre l'axe d et le rotor.
T_r	Constante de temps rotorique.
x^*	Référence x .
m	Indice de modulation.
r	Taux de modulation.
PI	Régulateur Proportionnel Intégrale.
IP	Régulateur Intégrale Proportionnel.
RLF	Régulateur à Logique Floue.
$RALF$	Régulateur Adaptative à Logique Floue.

Les autres symboles utilisés sont définis dans le texte.

INTRODUCTION GENERALE

La vitesse variable est un besoin qui se généralise de plus en plus dans notre vie quotidienne : de l'industrie au robot de cuisine, en passant par tous les secteurs tels que le secteur médical, militaire, transport Le moteur à courant continu se présente comme le meilleur candidat en tant qu'un variateur de vitesse. Mais ses inconvénients (nécessité d'une maintenance permanente et coûteuse, exigence de lieux spéciaux, utilisation limitée aux faibles puissances...) ouvrent une autre voie vers l'utilisation de machines à courant alternatif. Parmi ces machines, on cite la machine asynchrone (MAS). Son faible coût d'achat et de maintenance, sa simplicité de construction et sa robustesse lui ont permis d'occuper une place prépondérante dans l'industrie.

Mais, malheureusement, cette machine présente un inconvénient majeur : Sa structure dynamique est fortement non linéaire et les variables internes de la machine, tels que le flux et le couple, sont fortement couplés. Ce qui la rend difficile à commander.

Dans ce contexte, plusieurs recherches ont été entreprises. Finalement, une commande dite commande à flux orienté ou commande vectorielle a pu rendre le comportement de la machine asynchrone assimilable à celui de la machine à courant continu. On a obtenu ainsi un variateur de vitesse robuste, de faible coût et facile à commander.

Face à la diversité des systèmes et en réponse aux exigences de leurs opérateurs, le premier type de commande auquel on a fait appel fut la régulation classique. Ces régulateurs ; autant qu'ils ont l'avantage d'être efficaces et simples à déterminer ; autant qu'ils nécessitent une modélisation parfaite du système. Or ce n'est pas toujours facile d'avoir une parfaite modélisation. La plupart des systèmes sont non linéaires et possèdent des paramètres variables dans le temps. Une erreur entre les paramètres réels de la machine et les paramètres utilisés pour la détermination de ces régulateurs, qu'elle soit due à la modélisation ou à une mauvaise identification, provoque une détérioration des performances de réglage.

Pour pallier à ce problème, plusieurs travaux tendent vers la recherche d'une stratégie pour la conception de nouveaux régulateurs. Des régulateurs qui soient capables de prendre des actions de contrôle proches aux décisions humaines sans exiger une

connaissance parfaite du modèle mathématique. D'autant plus, que certaines études ont prouvé que l'homme possède une logique pour la prise de décision lui permettant de réagir comme un contrôle robuste pour des systèmes non linéaires ayant des paramètres variables au cours du temps. Cette nouvelle stratégie est basée sur la théorie de la logique floue.

Les bases théoriques de la logique floue ont été établies en 1965 par le professeur Lotfi Zadeh dans son article "*fuzzy set*" [ZAD65]. A cette époque, cette théorie n'a pas été prise au sérieux. Dès 1975, on trouve les premières applications au niveau des systèmes de réglage [MIN97]. A partir de 1985, ce sont les Japonais qui commencèrent à utiliser la logique floue dans les produits industriels pour résoudre des problèmes de réglage et de commande.

Le régulateur flou constitue un outil puissant pour la commande des processus complexes, bien qu'il ne soit pas lui-même un régulateur adaptatif. Autrement dit, sa capacité de robustesse reste moyennement limitée car il perd cette propriété pour des grandes plages de variation paramétriques. Une forme de commande adaptative est donc souhaitable.

Très récemment, une nouvelle forme de la commande adaptative est apparue, appelée commande à modèle de comportement (CMC). Nous l'appliquons pour la première fois avec des régulateurs flous pour commander la vitesse d'une MAS. Son principe est d'imposer au processus un comportement désiré, et cela par l'introduction d'un modèle choisi auparavant. Ce principe lui a permis de résoudre des problèmes posés par les systèmes non linéaires. En effet, en choisissant un modèle linéaire, la CMC peut jouer un rôle de linéarisation [Pie00]. D'autres applications devraient profiter de cet outil.

Bien que la nouvelle structure du régulateur proposé (RALF) reste très robuste face aux variations des conditions de fonctionnement, l'estimation de l'angle θ_s , qui permet le découplage entre le flux rotorique et le couple électromagnétique, est réalisée par la commande vectorielle. Toutefois, cette commande dont l'algorithme utilise les paramètres de la machine, présente une grande sensibilité aux variations de ces paramètres, particulièrement la constante de temps rotorique dont la valeur change de manière significative avec la température et la saturation magnétique. Toute différence, entre les valeurs des paramètres utilisés dans l'algorithme de la commande vectorielle et les valeurs réelles de la machine, se traduit par une mauvaise orientation du flux dans le repère choisi.

Plusieurs travaux de recherche ont conduit à l'estimation de la constante de temps rotorique. Garces [GAR80], a utilisé une fonction spéciale d'adaptation de la puissance réactive modifiée, afin d'éviter les effets de changement de la constante de temps rotorique.

L'objectif de cette thèse est de commander la vitesse de la machine asynchrone par une méthode adaptative floue afin d'obtenir un réglage de haute performance, robuste vis-à-vis des variations de conditions d'opération et aux variations paramétriques. L'estimation de la constante de temps rotorique est le deuxième objectif de cette thèse.

A cet effet, ce mémoire se compose de quatre chapitres :

Le premier chapitre sera consacré à la modélisation du groupe « convertisseur statique- machine asynchrone ». La deuxième partie de ce chapitre présente la commande indirecte par orientation du flux rotorique afin de réaliser le découplage entre le couple et le flux de la machine, en utilisant des régulateurs de deux types différents (PI, IP). Puis une comparaison sera mise au point à la fin du chapitre.

Dans le deuxième chapitre, nous allons commencer par une introduction à la logique floue. Les principes de base de la commande et du réglage par logique floue seront, ensuite, étudiés. Finalement, la commande par logique floue sera appliquée pour concevoir les régulateurs nécessaires.

Le troisième chapitre présente une nouvelle forme de la commande adaptative basée sur le principe de la logique floue. Elle est conçue pour maintenir la performance du système à travers une vaste variation de paramètres de fonctionnement.

Le quatrième chapitre étudie l'influence de la constante de temps rotorique sur les performances du système d'entraînement. Enfin, un estimateur de T_r par logique floue sera employé.

Une conclusion générale vient clôturer les quatre chapitres de cette thèse. Une proposition pour des travaux futurs est également suggérée.

CHAPITRE I

*Modélisation et commande par flux orienté de la
Machine Asynchrone associée à un onduleur de tension.*

Introduction

Les performances de la machine asynchrone ne cessent de croître grâce aux progrès constants de la technologie. Les commandes électriques actuelles offrent une souplesse énorme, due en grande partie, au développement considérable dans le domaine de l'électronique de puissance.

La machine asynchrone est ainsi devenue un concurrent redoutable dans le secteur de la vitesse variable et du contrôle rapide du couple.

Le premier objectif de ce chapitre est de présenter la modélisation de la machine asynchrone et celle du circuit d'alimentation, y compris le convertisseur statique. Notre second objectif est d'appliquer la commande vectorielle au système (convertisseur statique- MAS).

1.1. Modélisation de la machine asynchrone

L'étude d'un actionneur asynchrone ayant de grandes performances dynamiques, nécessite la connaissance d'un modèle représentant fidèlement son comportement dynamique. Ce modèle ne doit pas être trop simple pour ne pas s'éloigner de la réalité physique, et ne doit pas être trop complexe pour simplifier l'analyse et la synthèse des structures de commande.

1.1.1. Description

Une machine asynchrone comporte une partie fixe, dite stator, constituée par un empilage de tôles à faible taux de perte, supportant des bobinages symétriques triphasés, alimentés en alternatif triphasé. La partie mobile, dite rotor, non alimentée est en court circuit et peut être de deux types [PIN04] :

- Bobiné (à bagues), muni d'un enroulement triphasé connecté à des bagues isolées sur lesquelles frottent des balais en charbon.
- A cage d'écureuil, formée d'un ensemble de barres conductrices reliées entre elles à chaque extrémité par des anneaux (généralement en cuivre).

Soit une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor, représentée schématiquement par la figure 1.1, dont les phases sont repérées respectivement par as , bs et cs . L'angle électrique θ , variable en fonction du temps, définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases as et ar choisis comme axes de référence.

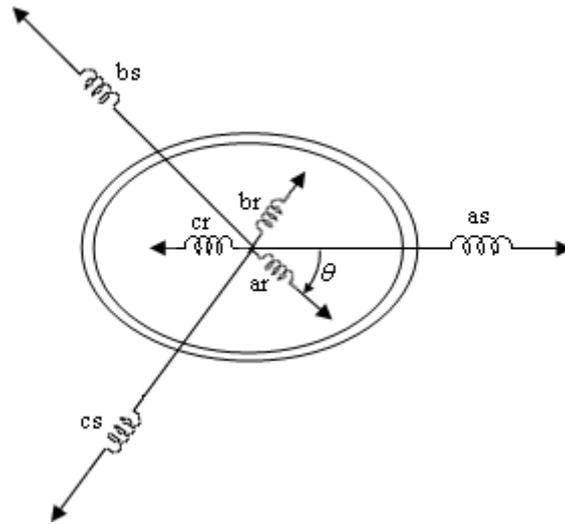


Figure 1.1. Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

1.1.2. Principe de fonctionnement

Le fonctionnement de la machine asynchrone est basé sur le principe d'interaction électromagnétique. En effet, l'enroulement statorique étant alimenté par un courant symétrique triphasé de pulsation ω_s crée un champ tournant de vitesse Ω_s . Ce champ tournant crée une f.e.m dans le rotor, le rotor étant court-circuité va produire un courant. La présence d'un champ magnétique et d'un courant électrique crée une force mécanique ; avec la géométrie de la machine, on a un couple qui fait tourner le moteur.

1.1.3. Hypothèses

Afin de développer un modèle permettant une bonne description de la dynamique de la machine asynchrone et employé dans les étapes de conception et de mise en oeuvre des stratégies de commande, il faut admettre comme approximation les hypothèses simplificatrices suivantes :

- Les circuits magnétiques sont symétriques (les inductances sont égales);
- La répartition de l'induction dans l'entrefer est sinusoïdale ;
- L'entrefer est constant (machine à pôles lisses);
- On néglige les phénomènes de saturation, ce qui permet de considérer le flux magnétique comme fonction linéaire des courants ;
- L'effet de l'encoche est négligeable ;
- L'influence de l'effet de peau (conducteur portant une certaine résistance) ;

1.1.4. Modélisation de la MAS dans le plan triphasé (a, b, c)

Avec les hypothèses précédentes et selon la loi d'Ohm généralisée, les équations de fonctionnement de la MAS peuvent s'écrire [PIN04] [TAL04] [ZAI] [TOU99] :

- *Equations des tensions*

Sous forme matricielle, on a :

$$[V_s] = R_s [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (1.1)$$

$$[V_r] = R_r [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (1.2)$$

Avec :

$$[V_s] = [v_{as}, v_{bs}, v_{cs}]^T : \text{Vecteur de tension statorique ;}$$

$$[I_s] = [i_{as}, i_{bs}, i_{cs}]^T : \text{Vecteur de courant statorique ;}$$

$$[\Phi_s] = [\Phi_{as}, \Phi_{bs}, \Phi_{cs}]^T : \text{Vecteur de flux statorique.}$$

$$R_s : \text{Résistance d'une phase statorique.}$$

Et en adoptant pour le rotor les mêmes notations, en remplaçant l'indice s par r .

- *Equations des flux*

Sous forme matricielle, les flux sont donnés par :

$$[\Phi_s] = [L_{ss}] [I_s] + [M_{sr}] [I_r] \quad (1.3)$$

$$[\Phi_r] = [L_{rr}] [I_r] + [M_{rs}] [I_s] \quad (1.4)$$

Où $[L_{ss}]$, $[L_{rr}]$, $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ sont les matrices d'inductances telles que :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix}, \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

Avec :

- ♦ l_s : Inductance propre d'une phase statorique ;
- ♦ l_r : Inductance propre d'une phase rotorique ;
- ♦ m_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques ;
- ♦ m_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques ;
- ♦ M_0 : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor ; obtenu lorsque les axes sont alignés ;
- ♦ L_{ss} , L_{rr} : représentent respectivement les matrices d'inductances statorique et rotorique.
- ♦ M_{sr} : correspond à la matrice des inductances mutuelles stator- rotor.

En remplaçant (1.3) et (1.4) dans (1.1) et (1.2), on obtient le système suivant :

$$[V_s] = R_s [I_s] + [L_{ss}] \cdot \frac{d}{dt} \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} \cdot \{ [M_{sr}] [I_r] \} \quad (1.5)$$

$$[V_r] = R_r [I_r] + [L_{rr}] \cdot \frac{d}{dt} \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} \cdot \{ [M_{rs}] [I_s] \} \quad (1.6)$$

• **Equation du couple électromagnétique**

Le couple électromagnétique est donné par l'expression générale suivante :

$$C_{em} = P [I]^T \left\{ \frac{\partial}{\partial \theta} [L][I] \right\}$$

Avec :

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [I] = \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix}$$

Les sous matrices $[L_{ss}]$ et $[L_{rr}]$ contiennent des termes constants d'où la possibilité de simplification, on a donc :

$$C_{em} = p[I_s]^T \left\{ \frac{\partial}{\partial \theta} [M_{sr}] [I_r] \right\} \quad (1.7)$$

- **Equation de la vitesse**

Elle est la solution de l'équation fondamentale de la dynamique :

$$\frac{J}{p} \frac{d\omega_m}{dt} = C_{em} - C_{ch} - \frac{f}{p} \omega_m \quad (1.8)$$

Puisque $\omega_m = P \cdot \Omega_m$; on a :

$$J \frac{d\Omega_m}{dt} = C_{em} - C_{ch} - f \Omega_m \quad (1.9)$$

Avec :

- ♦ P : Nombre de paires de pôles ;
- ♦ f : Coefficient de frottement visqueux ;
- ♦ J : Moment d'inertie totale des masses tournantes ;
- ♦ ω_m : Vitesse angulaire électrique du rotor (égale à P fois la vitesse de rotation mécanique Ω_m) ;
- ♦ C_{ch} : Couple résistant de la charge montée sur l'arbre du rotor.

1.1.5. Modélisation de la MAS dans le plan biphasé (d, q)

La modélisation dans le repère triphasé permet d'obtenir un modèle de six équations différentielles, avec coefficients périodiques provenant des inductances mutuelles $[M_{sr}]$.

L'utilisation d'une transformation, dite de PARK, permet, non seulement, de réduire le nombre d'équations, mais aussi, de rendre le système à coefficients constants.

Cette transformation consiste à transformer les enroulements statoriques et rotoriques en deux enroulements biphasés orthogonaux dq. La conversion implique la transformation des enroulements équivalents, du point de vue électrique et magnétique. La figure (1.2) représente la transformation des enroulements réels abc en enroulements orthogonaux dq .

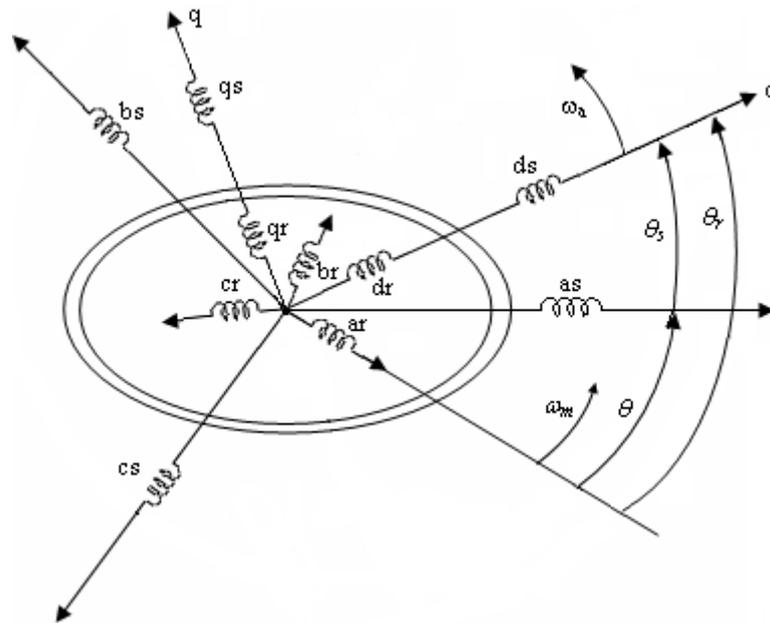


Figure 1.2. Transformation des enroulements réels en enroulements équivalents.

Les notations portées sur la figure 1.2 désignent respectivement :

- ♦ θ : Angle électrique entre a_s et a_r ;
- ♦ θ_s : Angle électrique entre a_s et d ;
- ♦ θ_r : Angle électrique entre a_r et d ;
- ♦ ω_a : Vitesse angulaire électrique du système d'axes dq ($\omega_a = \frac{d\theta_s}{dt}$) ;
- ♦ ω_m : Vitesse angulaire électrique du rotor ($\omega_m = \frac{d\theta}{dt}$).

Cette transformation est définie par sa matrice de passage de PARK $[P(\theta)]$ tel que [PIN04]:

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

La matrice de passage $[P(\theta)]$ écrite sous cette forme est orthogonale, ce qui conduit à la conservation de la puissance instantanée. L'orthogonalité nous permet d'écrire [PIN04]:

$$[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

L'angle θ prend la valeur θ_s pour les grandeurs statoriques et la valeur $(\theta_r = \theta_s - \theta)$ pour les grandeurs rotoriques.

On a ainsi :
$$[X_{dq}] = [P(\theta)][X_{abc}] \quad (1.10)$$

X : pouvant représenter la tension, le courant ou le flux.

La transformation inverse s'écrit :
$$[X_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} [X_{dq}] \quad (1.11)$$

En utilisant la matrice de passage $[P(\theta)]$, on obtient dans le plan biphasé dq les nouvelles équations suivantes :

• **Equations des tensions**

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_a \Phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_a \Phi_{ds} \\ v_{dr} = 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_a - \omega_m) \Phi_{qr} \\ v_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_a - \omega_m) \Phi_{dr} \\ v_{os} = R_s i_{os} + \frac{d\Phi_{os}}{dt} \quad ; \quad v_{or} = R_r i_{or} + \frac{d\Phi_{or}}{dt} \end{array} \right. \quad (1.12)$$

Remarque :

- $v_{dr} = v_{qr} = 0$, car le rotor est en court-circuit.
- Le découplage parfait de la composante homopolaire.
- Un couplage entre d, q mais il est réduit, cette fois ci.

• **Equations des flux**

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds} = L_s i_{ds} + L_{sr} i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s i_{qs} + L_{sr} i_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_{sr} i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_{sr} i_{qs} \\ \Phi_{or} = L_{or} i_{or} ; \phi_{os} = L_{os} i_{os} \end{array} \right. \quad (1.13)$$

Avec :

- ♦ $L_s = l_s - m_s$: Inductance cyclique propre du stator ;
- ♦ $L_r = l_r - m_r$: Inductance cyclique propre du rotor ;
- ♦ $L_{sr} = \frac{3}{2} M_0$: Inductance cyclique mutuelle stator - rotor.

• **Equation du couple électromagnétique**

Il existe plusieurs expressions du couple électromagnétique, la plus utilisée pour la commande est la suivante [YAH06] :

$$C_{em} = p \frac{L_{sr}}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) \quad (1.14)$$

• **Equation de la vitesse**

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{P^2}{J} \frac{L_{sr}}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) - \frac{P}{J} C_{ch} - \frac{f}{J} \omega_m \quad (1.15)$$

1.1.6. Choix du référentiel

Parmi tous les référentiels possibles, trois sont particulièrement intéressants :

A- Référentiel liée au stator

Le premier est celui qui fixe d et q par rapport au stator. Dans ce cas, θ_s est constant, c'est à dire $\omega_a = 0$.

Ce repère est intéressant pour l'étude des régimes transitoires à grande variation de vitesse ω_m , quelque soit la fréquence d'alimentation [PIN04].

Dans ce référentiel, le système (1.12) devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \omega_m \Phi_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - \omega_m \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad (1.16)$$

B- Référentiel liée au rotor

Le second repère est celui où d et q sont fixes par rapport au rotor. Dans ce cas θ_r est constant, c'est à dire $\omega_a = \omega_m$.

Ce repère est intéressant avec les problèmes des régimes transitoires, lorsque ω_m est constant [PIN04].

Dans ce référentiel, le système (1.12) devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_m \Phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_m \Phi_{ds} \\ v_{dr} = 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ v_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{array} \right. \quad (1.17)$$

C- Référentiel liée au champ tournant

Enfin, un troisième repère aussi intéressant est celui où d et q sont fixes par rapport au champ tournant. Dans ce cas, $\omega_a = \omega_s$

Ce repère devient intéressant lors d'une étude de la commande de la machine asynchrone ; car les grandeurs transformées selon les axes d et q deviennent des constantes, c'est à dire des grandeurs continues, faciles à réguler [PIN04] [TAL04] [REH96].

Dans ce référentiel, le système (1.12) devient :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ v_{dr} = 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \Phi_{qr} \\ v_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (1.18)$$

C'est avec ce repère que nous allons travailler par la suite.

1.1.7. Mise sous forme d'équations d'état de la MAS

La représentation d'état de la machine asynchrone dépend du choix du repère et des variables d'état. Le choix des variables d'état dépend des objectifs de la commande et de l'observation.

En choisissant comme référentiel de travail, celui lié au champ tournant d'axes d et q et en considérant :

- Le vecteur d'état : $X = [i_{ds}, i_{qs}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}, \omega_m]^T$;
- Le vecteur d'entrée : $U = [v_{ds}, v_{qs}]^T$;
- Le vecteur de sortie : $Y = X$;
- Le couple résistant de la charge C_{ch} comme perturbation.

Et après un long calcul, présenté à l'annexe 2, le modèle en tension de la MAS s'écrira sous la forme suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-\left(R_s + \frac{L_{sr}^2}{L_r T_r}\right) i_{ds} + \sigma \omega_s L_s i_{qs} + \frac{L_{sr}}{L_r T_r} \Phi_{dr} + \frac{L_{sr}}{L_r} \omega_m \Phi_{qr} + v_{ds} \right] \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-\sigma \omega_s L_s i_{ds} - \left(R_s + \frac{L_{sr}^2}{L_r T_r}\right) i_{qs} - \frac{L_{sr}}{L_r} \omega_m \Phi_{dr} + \frac{L_{sr}}{L_r T_r} \Phi_{qr} + v_{qs} \right] \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{L_{sr}}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + (\omega_s - \omega_m) \cdot \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \frac{L_{sr}}{T_r} i_{qs} - (\omega_s - \omega_m) \Phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \Phi_{qr} \\ \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{p^2}{J} \frac{L_{sr}}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) - \frac{p}{J} C_{ch} - \frac{f}{J} \omega_m \end{array} \right. \quad (1.19)$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{L_{sr}^2}{L_s L_r} : \text{Coefficient de dispersion de Blondel ;}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} : \text{Constante de temps rotorique.}$$

Ce système peut être représenté par le schéma bloc général suivant :

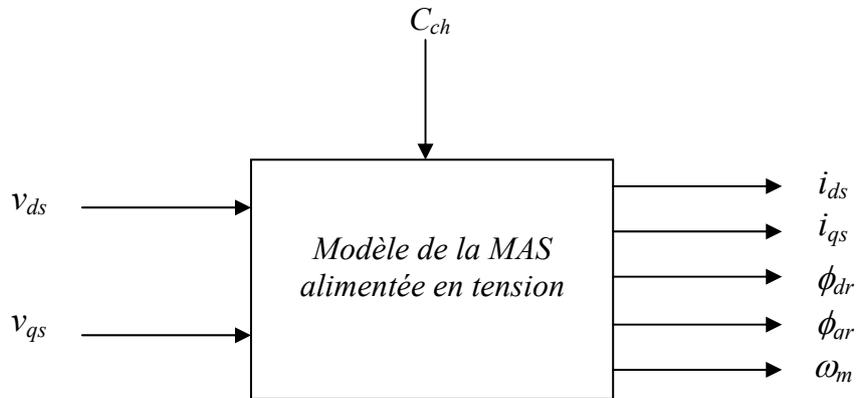


Figure 1.3. Représentation d'état de la MAS alimentée en tension.

Le choix des variables d'état des courants statoriques i_{ds} , i_{qs} et de la vitesse ω_m se justifie par le fait qu'ils sont mesurables ; tandis que celui du flux rotoriques Φ_{dr} , Φ_{qr} se justifie par le fait que l'on veut contrôler la norme du flux rotorique, dans le cadre de la commande vectorielle qui sera traitée ultérieurement.

1.1.8. Simulation et interprétation des résultats

La simulation numérique est le meilleur moyen pour vérifier la validité du modèle obtenu et visualiser clairement le comportement de cette machine.

Les figures (1.4) et (1.5) présentent les résultats de simulation concernant une machine asynchrone triphasée ayant les caractéristiques citées dans l'annexe 1. Ces figures détaillent séparément l'évolution du courant statorique, du flux rotorique, du couple et de la vitesse mécanique à vide, puis en charge.

- **A vide**

Lors du démarrage à vide de la machine asynchrone (figure 1.4), on remarque l'importance du courant statorique qui peut atteindre 5 à 7 fois le courant nominal. D'où la nécessité d'une limitation des courants (i_{as} , i_{bs} , i_{cs}). L'oscillation du couple est l'élément marquant de cette figure pendant le régime transitoire. Les oscillations du couple se font évidemment ressentir sur l'évolution de la vitesse qui oscille légèrement. Une fois le régime permanent établi, le couple électromagnétique se stabilise à la valeur de 0.2 N.m. qui correspond aux pertes par frottement et ventilation. La vitesse de rotation atteint presque la vitesse de synchronisme (1498.5 *tr/mn*) au bout de 0.25 s.

- **En Charge**

En appliquant une charge nominale de valeur 10 N.m à l'instant 1s (figure 1.5), nous remarquerons une légère diminution de la vitesse de rotation et une augmentation des courants statoriques. Le couple électromagnétique augmente pour compenser le couple de charge et les pertes de frottement.

Il y va de même pour le flux rotorique. On constate une diminution de Φ_r à l'instant de l'application de la charge, ce qui explique le couplage naturel existant entre le flux et le couple de la machine.

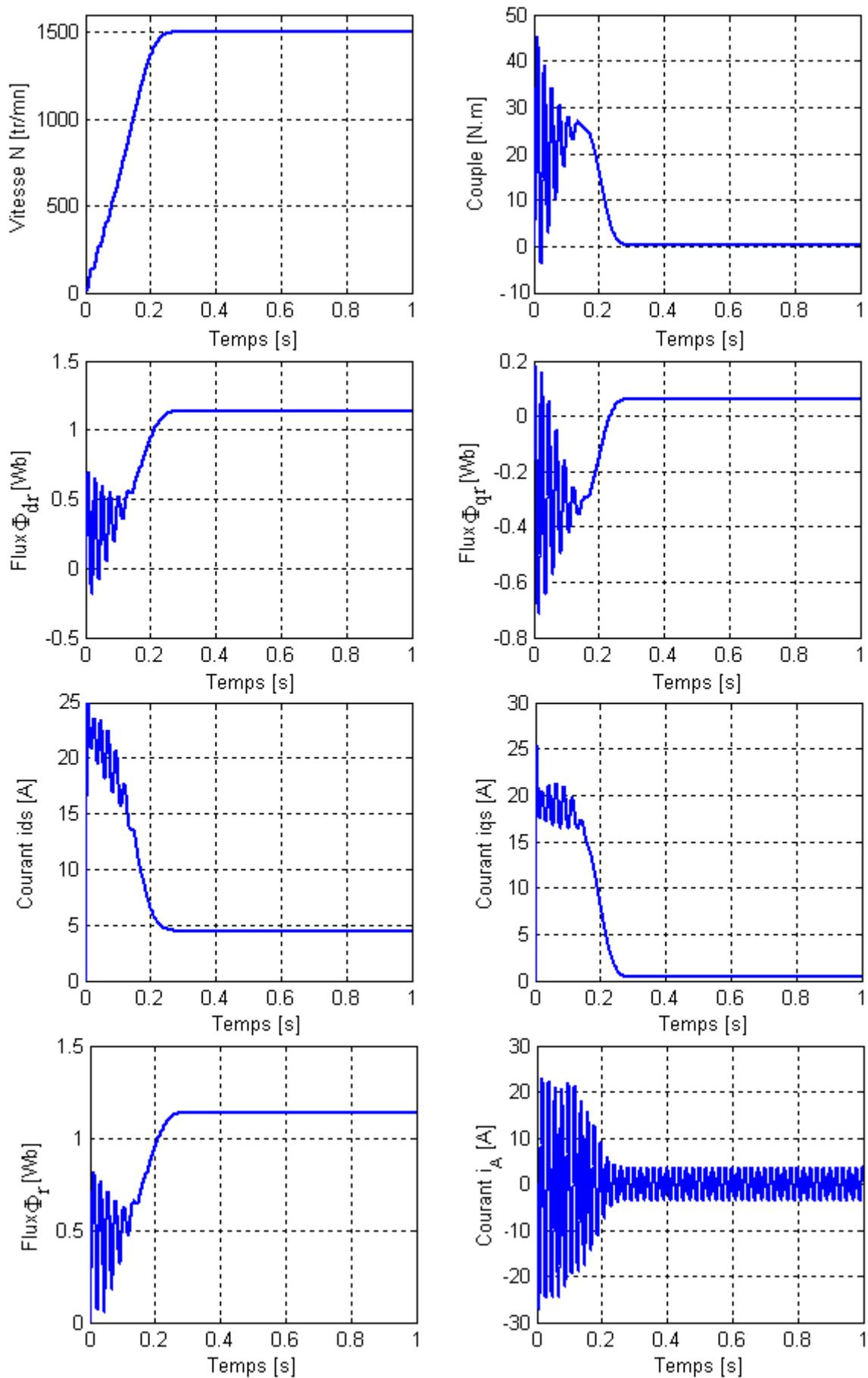


Figure 1.4. Simulation du fonctionnement à vide de la MAS couplée directement au réseau.

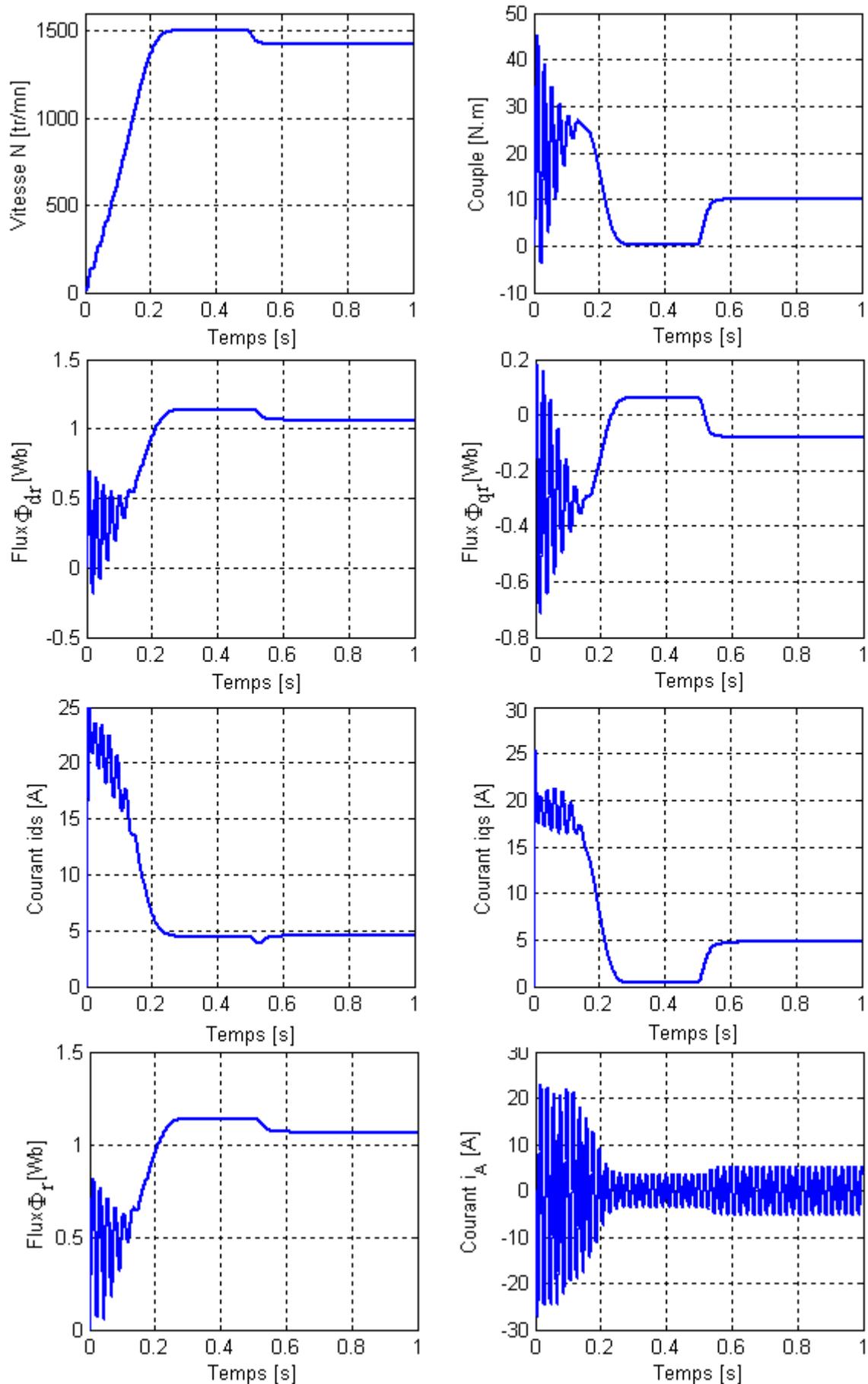


Figure 1.5. Simulation de la machine lors de l'application d'une charge à $t=1s$.

Le moteur asynchrone n'a, entre la marche à vide et à pleine charge, qu'une faible variation de vitesse (2 à 6%). Alors que, dans de nombreuses applications, il est nécessaire de faire varier dans des limites beaucoup plus larges cette vitesse. Cette dernière a comme expression $N = \frac{f}{P}(1 - g)$ telle que :

- N : vitesse de rotation du rotor en (tr/mn) ;
- f : fréquence d'alimentation en (Hz) ;
- P : nombre de paires de pôles ;
- g : glissement du moteur.

Selon cette expression, on distingue deux modes de réglages : un réglage à fréquence constante et un autre à fréquence variable. Il est évident, qu'il serait préférable de faire fonctionner la machine avec le deuxième mode, pour assurer un entraînement de haute performance ; car ce mode de fonctionnement permet de faire varier la vitesse sur une vaste plage (théoriquement de quelque tr/mn à la vitesse maximale).

Par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension à fréquence variable. Dans notre cas, nous utilisons l'onduleur comme élément principal du circuit d'alimentation.

1.2. Modélisation de l'alimentation de la machine

Le convertisseur le plus adapté pour ce genre de réglage est l'onduleur. Il permet d'imposer aux enroulements statoriques de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglables, en agissant sur la commande de ses interrupteurs.

Etant donné que les onduleurs doivent être alimentés par une tension continue, on aura donc le circuit suivant :

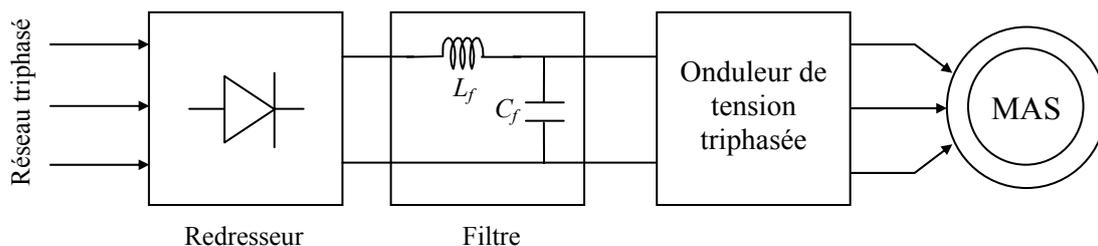


Figure 1.6. Schéma du système d'alimentation de la MAS.

Le circuit comporte un redresseur à diodes. Il est suivi d'un filtre passe-bas comportant une inductance L_f et une capacité C_f . L'onduleur permet de produire une tension modulée à amplitude et fréquence variables.

1.2.1 Modélisation du redresseur triphasé

Le schéma de principe d'un pont redresseur (pont de Graëtz), à diodes, est représenté à la figure 1.7 [SEG80].

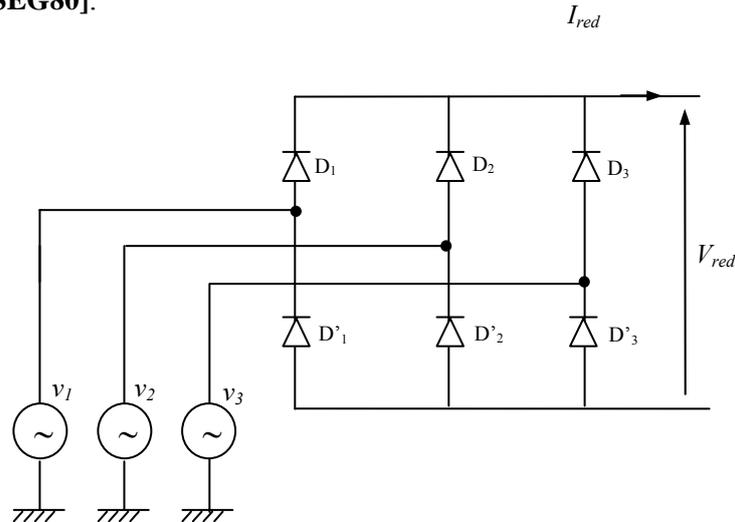


Figure 1.7. Schéma d'un pont redresseur triphasé.

La séquence de conduction des diodes :

$$D_i : \text{ Conduit si } v_i = \max(v_j) ; i = 1, 2, 3 ; j = 1, 2, 3$$

$$D'_i : \text{ Conduit si } v_i = \min(v_j) ; i = 1, 2, 3 ; j = 1, 2, 3$$

Pendant chaque instant, la tension de sortie du redresseur est :

$$V_{red} = v_i - v_k \quad (1.20)$$

Avec :

$$v_i = \max(v_1, v_2, v_3)$$

$$v_k = \min(v_1, v_2, v_3)$$

Par conséquent :

$$V_{red} = \max(v_j) - \min(v_j) ; j = 1, 2, 3 \quad (1.21)$$

Le schéma de la figure 1.8, montre l'allure du système de tension triphasée (v_1 , v_2 , v_3) à l'entrée du pont redresseur, ainsi que la tension redressée V_{red} à la sortie de celui-ci.

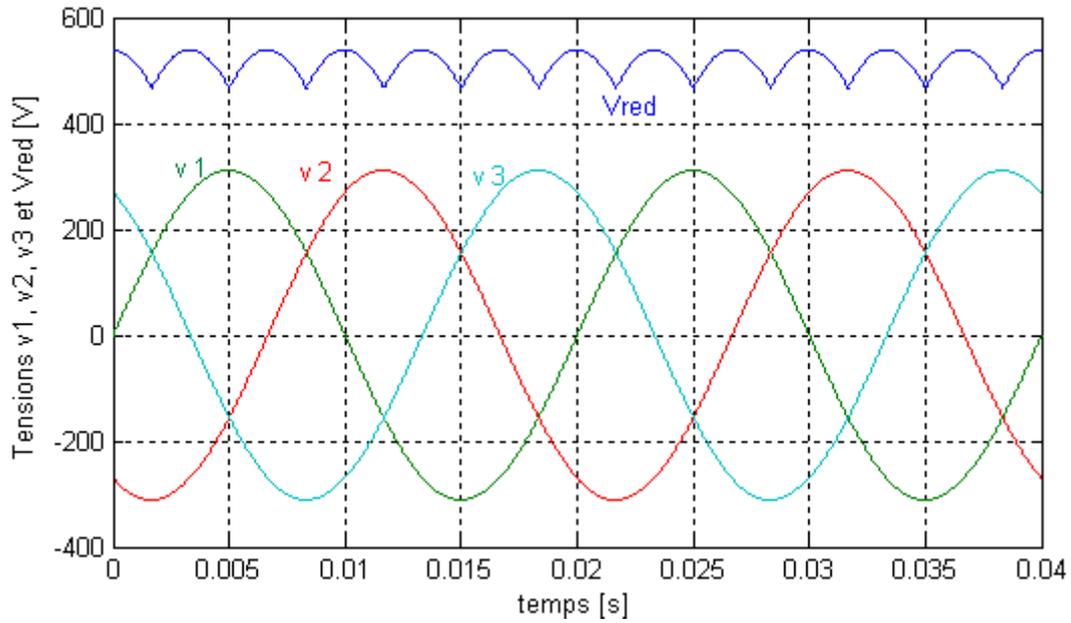


Figure 1.8. Les tensions d'alimentation et la tension redressée.

La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par :

$$V_{redmoy} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{max} \quad (1.22)$$

1.2.2 Modélisation du filtre

Entre le pont redresseur et l'onduleur de tension, on insère un filtre LC passe-bas comme le montre la figure 1.9.

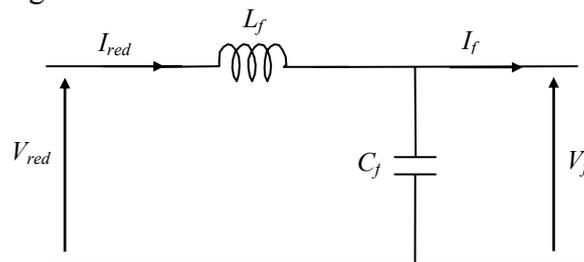


Figure 1.9. Schéma du filtre LC .

Le rôle de la capacité C est d'assurer le caractère de source de tension à l'entrée de l'onduleur, de fournir l'énergie réactive à la machine et d'absorber le courant négatif restitué par la charge. Le rôle de l'inductance L est de lisser le courant I_{red} à travers la source de tension. De plus, le filtre est utilisé pour éviter la pollution du réseau à travers les harmoniques créés par l'onduleur de tension.

Ce filtre est modélisé par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{red} = L_f \frac{dI_{red}}{dt} + V_f \\ \frac{dV_f}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_{red} - I_f) \end{cases} \quad (1.23)$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par la relation suivante :

$$F(s) = \frac{V_f(s)}{V_{red}(s)} = \frac{1}{L_f C_f s^2 + 1} \quad (1.24)$$

C'est une fonction du deuxième ordre dont la fréquence de coupure est :

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (1.25)$$

Le choix des valeurs, de l'inductance et de la capacité, peut être obtenu en posant la condition simple qui consiste à éliminer les harmoniques les plus gênants. On devra choisir $f_c = m \cdot f$; où m est l'indice de modulation de l'onduleur et f la fréquence du réseau. On déduit que : $L_f C_f = 0.46 \cdot 10^{-6}$ (HF), pour un choix de $L_f = 40$ mH, on a $C_f = 16$ μ F.

La tension de sortie du filtre choisie est illustrée par la figure 1.10.

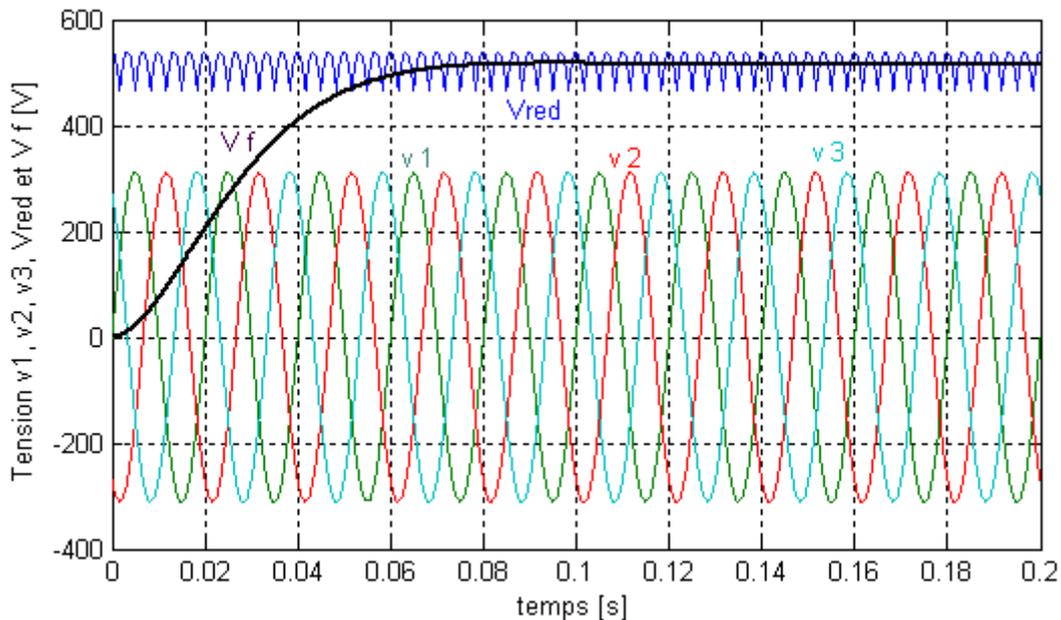


Figure 1.10. Tension de sortie du filtre.

1.2.3 Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur triphasé en tension, utilisé se décompose en trois bras. Chaque bras est connecté à une phase de la machine asynchrone, composé de deux interrupteurs de puissance en série shuntés en antiparallèle par des diodes de récupération ; afin de renvoyer le courant négatif restitué par la charge.

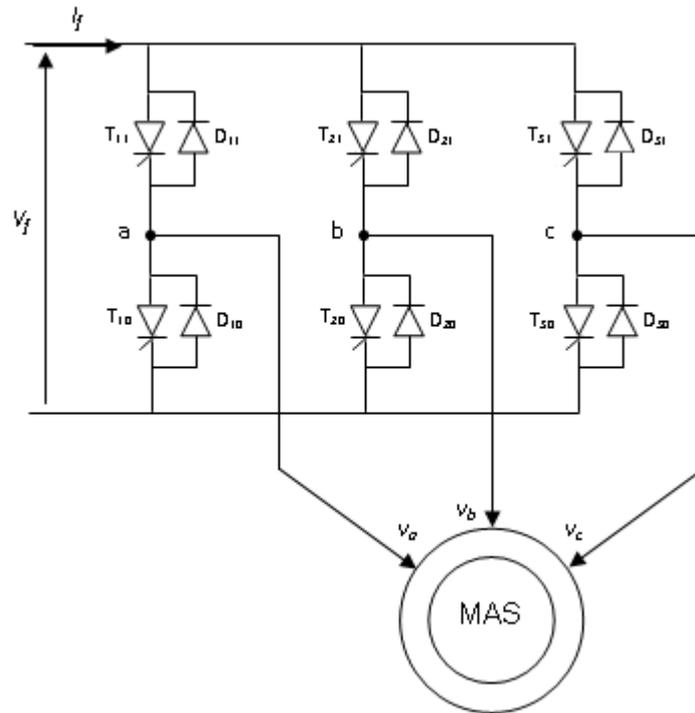


Figure 1.11. Structure de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

On définit la fonction de connexion de chaque interrupteur TD_{ki} (Thyristor à GTO – Diode) comme étant une fonction qui décrit l'état ouvert ou fermé de celui-ci tel que [CHA88] [OUA06]:

$$F_{ki} = \begin{cases} 1 & \text{si l'interrupteur } TD_{ki} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{dans le cas contraire} \end{cases} \quad (1.26)$$

Avec :

k : Le numéro du bras ;

i : Le numéro de l'interrupteur.

La commande des interrupteurs d'un bras de l'onduleur doit être complémentaire [BUH87] [HAD01], c'est à dire :

$$\begin{cases} F_{11} = 1 - F_{10} \\ F_{21} = 1 - F_{20} \\ F_{31} = 1 - F_{30} \end{cases} \quad (1.27)$$

Les différentes **tensions composées** de cet onduleur s'expriment au moyen des fonctions de connexion comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{bmatrix} V_f \quad (1.28)$$

Les **tensions simples** sont liées aux tensions composées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} v_a = \frac{1}{3}(v_{ab} - v_{ca}) \\ v_b = \frac{1}{3}(v_{bc} - v_{ab}) \\ v_c = \frac{1}{3}(v_{ca} - v_{bc}) \end{cases} \quad (1.29)$$

Par conséquent, les tensions simples sont exprimées au moyen des fonctions de connexion comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{bmatrix} V_f \quad (1.30)$$

Il reste à déterminer les fonctions logiques F_{ki} . Celles-ci dépendent de la stratégie de commande de l'onduleur [MOU06] [OUA06].

Dans notre cas, les grandeurs de commande représentent les tensions désirées aux bornes de la machine. Pour avoir les valeurs appropriées, il faut utiliser une technique de commande qui permet le réglage des durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs. Ces interrupteurs découpent la tension d'entrée V_f en impulsions de largeur variable. En faisant varier la largeur des impulsions, on peut modifier l'amplitude et la fréquence de la tension de sortie, c'est-à-dire, la tension d'alimentation de la machine.

Parmi les stratégies adaptées à ce genre de réglage, on utilise la modulation de largeur d'impulsion (MLI) triangulo-sinusoidales.

1.2.3.a Technique MLI Triangulo-sinusoïdale

La MLI sert à imposer aux bornes de la machine des créneaux de tensions, de manière à ce que, la fondamentale de la tension de sortie soit plus proche de la référence sinusoidale. Cette technique consiste à comparer deux signaux : l'un est un signal triangulaire, appelé « Porteuse » de fréquence f_P et d'amplitude V_P ; l'autre est un signal de référence (qui est l'image du signal de sortie qu'on veut obtenir), généralement sinusoidale de fréquence f_r et d'amplitude V_r .

Les points d'intersections entre la porteuse et la référence (modulante) définissent les instants d'allumage et d'extinction des interrupteurs, voir figure 1.12.

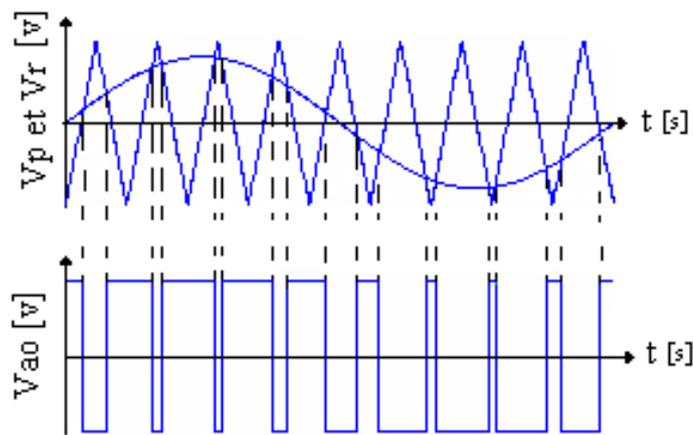


Figure 1.12. Principe de la technique triangulo-sinusoidale.

La MLI triangulo-sinusoidale est caractérisée par :

- L'indice de modulation \mathbf{m} , égal au rapport des fréquences $m = \frac{f_P}{f_r}$;
- Le taux de modulation (coefficient de réglage de tension) \mathbf{r} , égal au rapport de l'amplitude V_{rm} de la tension de référence à l'amplitude V_{Pm} de la porteuse $r = \frac{V_{rm}}{V_{Pm}}$;
- L'augmentation de \mathbf{m} rejette les harmoniques vers les fréquences élevées et facilite donc le filtrage ;
- Par action sur \mathbf{r} , on agit sur les temps de commutation des interrupteurs.

Puisqu'on applique cette technique pour la commande d'un onduleur triphasé, on doit utiliser trois tensions de références.

Ces tensions de référence sont définies comme suit :

$$\begin{cases} v_{r1} = V_{rm} \sin \omega t \\ v_{r2} = V_{rm} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{r3} = V_{rm} \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (1.31)$$

La porteuse la plus adaptée à l'onduleur à deux niveaux est la triangulaire bipolaire, elle est définie par les équations suivantes :

$$v_p(t) = \begin{cases} \frac{4V_{pm}}{T_p} t - V_{pm} & \text{pour } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ -\frac{4V_{pm}}{T_p} t + 3V_{pm} & \text{pour } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (1.32)$$

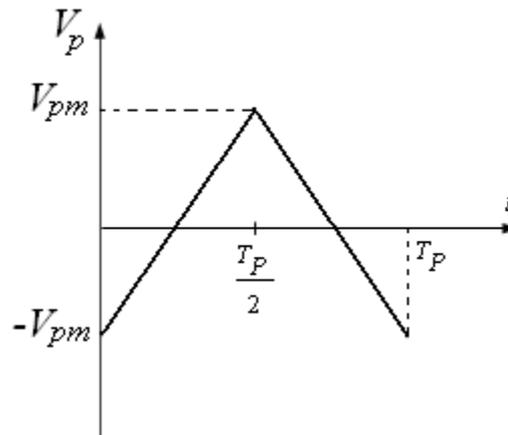


Figure 1.13. Représentation de la porteuse triangulaire bipolaire

Les résultats de simulation de l'association Machine asynchrone – Onduleur sont illustrés à la figure 1.14. On constate que :

- La courbe de variation du couple électromagnétique (C_{em}) présente une forte pulsation au début de démarrage. Ce couple continue à osciller, mais d'une façon moins importante, autour d'une valeur moyenne correspondant aux pertes par frottements et ventilations dans le cas de la marche à vide ; mais elle prend la valeur du couple de charge et des pertes mécaniques (frottements et ventilations) en cas de la marche en charge.
- La courbe du courant absorbé oscille au tour d'une sinusoïde.

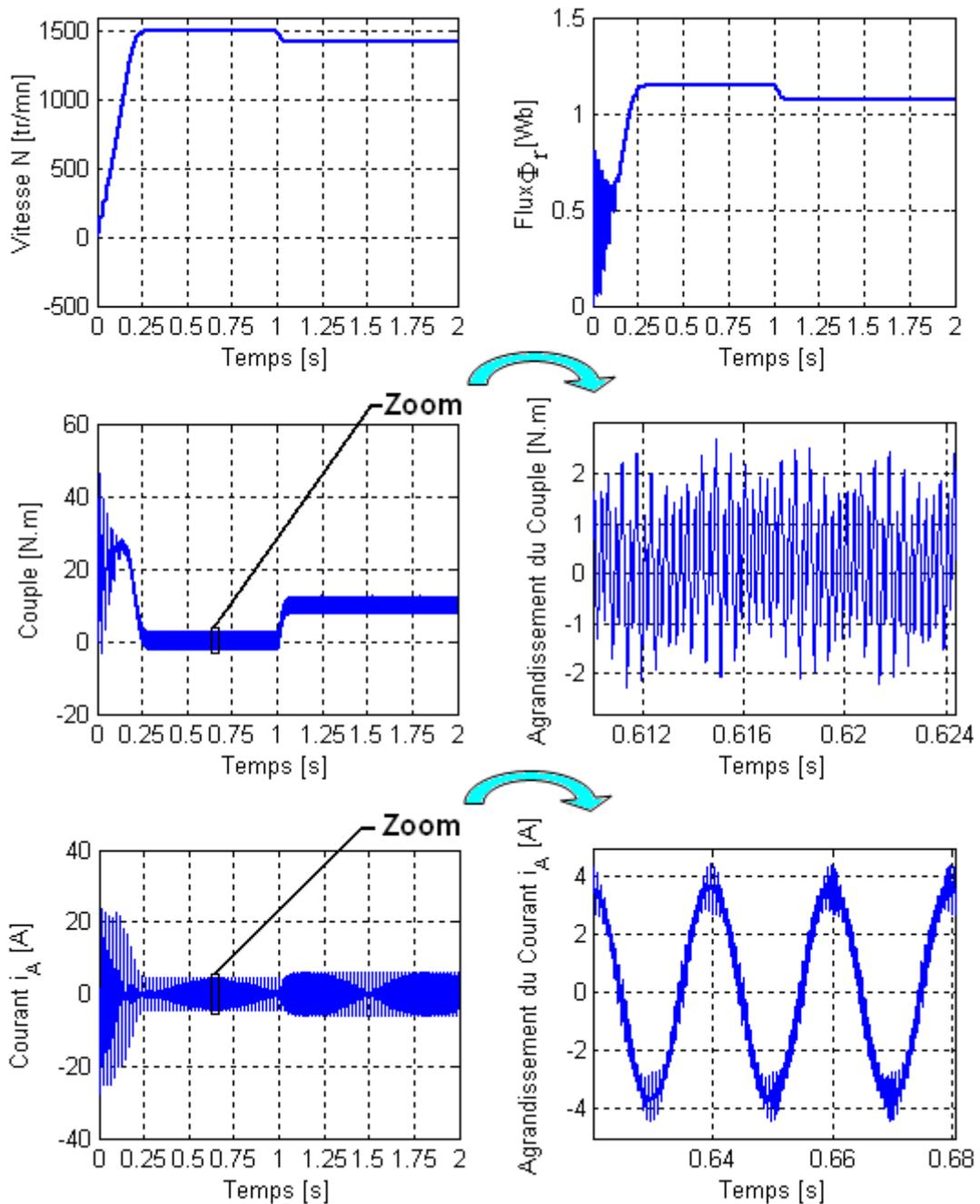


Figure 1.14. Simulation de l'association « Onduleur de tension- Machine Asynchrone » lors d'un démarrage à vide, puis avec une application de charge à $t=1s$.

Après avoir alimenté la machine asynchrone par une source capable d'assurer une grande plage de variation de vitesse, on passe à la technique de commande permettant la variation de celle-ci.

La difficulté majeure rencontrée dans la commande de la vitesse d'une machine asynchrone réside dans le fait que le couple et le flux soient des variables fortement couplées ; et que toute action sur l'une se répercute sur l'autre.

Cette difficulté peut être surmontée en appliquant la méthode de la commande vectorielle [REH96].

1.3. Commande par flux orienté

La commande vectorielle consiste à assimiler le comportement de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée, en découplant la commande du couple de celle du flux.

En effet, dans une machine à courant continu, le courant d'induit (i_a) contrôle le couple et le courant inducteur (i_f) contrôle le flux (figure 1.15).

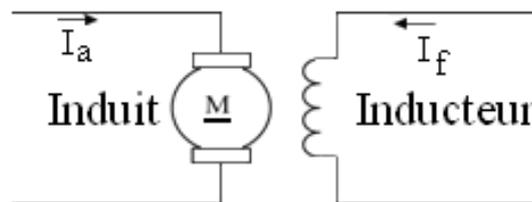


Figure 1.15. Représentation schématique de la M.C.C à excitation séparée.

La relation du couple est donnée par : $C_e = K \cdot \Phi \cdot i_a$ (1.33)

Dans la machine asynchrone, nous utilisons la commande du flux orienté pour réaliser un découplage des grandeurs génératrices du couple électromagnétique et du flux rotorique. Ceci peut se faire, en orientant le vecteur de flux de telle façon qu'il soit en phase avec l'axe « d » du référentiel lié au champ tournant, d'où l'appellation « Commande à flux orienté » [CUM98].

En parlant d'orientation du flux, c'est plutôt le système d'axe d - q que l'on oriente de manière à ce que l'axe « d » soit en phase avec le flux, c'est-à-dire [BAG99] :
$$\begin{cases} \Phi_d = \Phi \\ \Phi_q = 0 \end{cases}$$

On peut classer la commande vectorielle suivant l'orientation de l'un de ces trois flux sur l'axe d [TAL04] :

- Le flux rotorique Φ_r avec les conditions : $\Phi_{dr} = \Phi_r$ et $\Phi_{qr} = 0$;
- Le flux statorique Φ_s avec les conditions : $\Phi_{ds} = \Phi_s$ et $\Phi_{qs} = 0$;
- Le flux d'entrefer Φ_g avec les conditions : $\Phi_{dg} = \Phi_g$ et $\Phi_{qg} = 0$.

La commande vectorielle à orientation du flux rotorique est la plus utilisée car elle élimine l'influence des réactances de fuite rotorique et statorique et donnent de meilleurs résultats que les méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer ; cela se

traduit par [Too99] :

$$\begin{cases} \Phi_{qr} = 0 \\ \Phi_{dr} = \Phi_r \end{cases} \quad (1.34)$$

Le couple électromagnétique devient : $C_{em} = p \frac{L_{sr}}{L_r} \cdot \Phi_r \cdot i_{qs} = K' \cdot \Phi_r \cdot i_{qs}$ (1.35)

On remarque que les relations (1.33) et (1.35) ont la même forme.

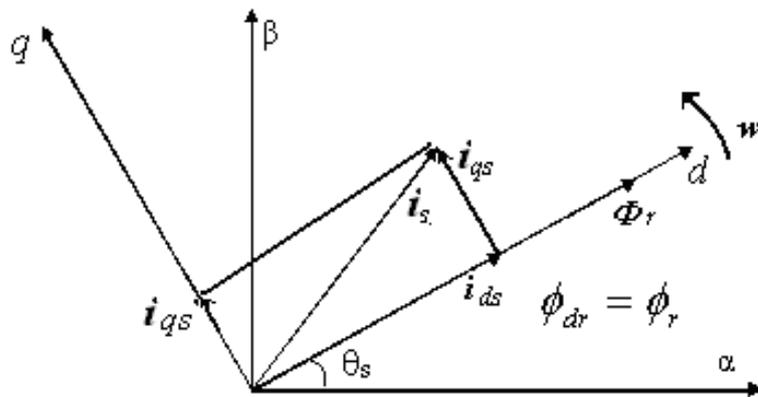


Figure 1.16. Orientation du flux rotorique sur l'axe « d ».

Utilisant la relation (1.34), le système (1.19) devient :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-\left(R_s + \frac{L_{sr}^2}{L_r T_r}\right) i_{ds} + \frac{L_{sr}}{L_r T_r} \Phi_r + \sigma \cdot \omega_s L_s i_{qs} + v_{ds} \right] \\
 \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-\left(R_s + \frac{L_{sr}^2}{L_r T_r}\right) i_{qs} - \frac{L_{sr}}{L_r} \omega_m \Phi_r - \sigma \cdot \omega_s L_s i_{ds} + v_{qs} \right] \\
 \frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{L_{sr}}{T_r} \cdot i_{ds} - \frac{1}{T_r} \cdot \Phi_r \\
 J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_{ch} - f \cdot \Omega \\
 C_{em} = p \cdot \frac{L_{sr}}{L_r} \cdot \Phi_r \cdot i_{qs} \\
 \omega_{gl} = \omega_s - \omega_m = \frac{L_{sr}}{T_r} \cdot \frac{i_{qs}}{\Phi_r} \\
 \omega_m = p \cdot \Omega
 \end{array} \right. \quad (1.36)$$

D'après le système (1.36), on remarque que seule la composante directe du courant statorique i_{ds} détermine l'amplitude du flux rotorique Φ_r , alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature de courant statorique i_{qs} , dans le cas où le flux rotorique est maintenu constant. Donc, on a décomposé le vecteur du courant en deux termes i_{ds} et i_{qs} pour commander le flux et le couple indépendamment l'un de l'autre [TAL04].

Pour réaliser cette commande deux techniques sont possibles :

A/ La méthode directe

Consiste à déterminer la position (l'argument) et le module du flux. Elle nécessite un capteur physique du flux ou un estimateur utilisant un modèle dynamique [REH96].

B/ La méthode indirecte

La méthode indirecte consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux, mais seulement sa position. Cette méthode élimine donc le besoin d'utiliser un capteur de flux (capteur physique ou modèle dynamique) [TAL04] [TOU99].

Définir la position du flux pour orienter le repère d - q c'est définir l'angle θ_s utilisé dans la transformation (directe et inverse) de Park pour que $\Phi_{qr} = 0$.

$$\Phi_{qr} = 0 \Rightarrow \omega_{gl} = \omega_s - \omega_m = \frac{L_{sr}}{T_r} \cdot \frac{i_{qs}}{\Phi_r}$$

$$\Rightarrow \omega_s = \omega_{gl} + \omega_m$$

Tel que : ω_{gl} : Pulsation des courants rotoriques ;

ω_m : Pulsation mécanique du moteur, d'où la nécessité d'un capteur de vitesse rotorique ;

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} : \text{Vitesse du champ tournant} \Rightarrow \theta_s = \int \omega_s \cdot dt$$

Pour ce travail, nous nous intéressons à cette méthode pour implanter la commande vectorielle sur la machine asynchrone.

1.3.1. Implantation de la commande vectorielle indirecte sur la MAS

Considérons comme grandeurs de référence, le flux rotorique Φ_r^* et le couple électromagnétique C_{em}^* . A partir de ces deux grandeurs, on cherche les valeurs de commande i_{ds} et i_{qs} appropriées (puisque le flux est commandé par i_{ds} alors que le couple électromagnétique est commandé par le courant i_{qs}). Cela est possible en inversant le modèle par orientation du flux rotorique (1.36).

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{ds} = \frac{1}{L_{sr}} (T_r \frac{d\Phi_r^*}{dt} + \Phi_r^*) \\ i_{qs} = \frac{L_r}{pL_{sr}} \frac{C_{em}^*}{\Phi_r^*} \\ \omega_{gl} = \frac{L_{sr}}{T_r} \frac{i_{qs}}{\Phi_r^*} \\ \omega_s = \omega_m + \omega_{gl} \\ v_{ds} = (R_s + \frac{L_{sr}^2}{L_r T_r}) i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} - \frac{L_{sr}}{L_r T_r} \Phi_r^* - \sigma L_s \omega_s i_{qs} \\ v_{qs} = (R_s + \frac{L_{sr}^2}{L_r T_r}) i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{L_{sr}}{L_r} \omega_m \Phi_r^* + \sigma L_s \omega_s i_{ds} \end{array} \right. \quad (1.37)$$

L'expression de ω_{gl} et celles des courants i_{ds} , i_{qs} peuvent être implantées dans un bloc appelé F.O.C « Field Oriented Control »

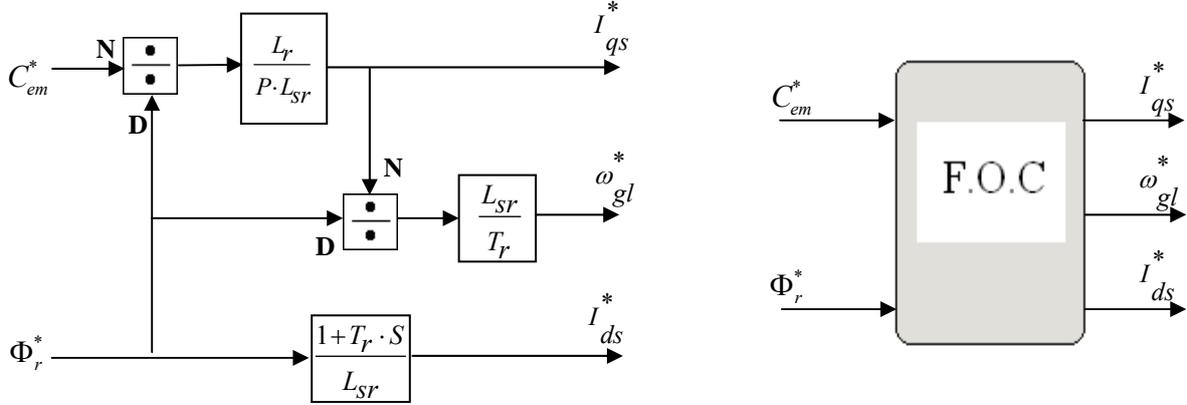


Figure 1.17. Structure de commande par orientation du flux rotorique.

Relevons les expressions des tensions v_{ds} et v_{qs} du système (1.37), nous remarquons que la composante de tension v_{ds} influe à la fois sur les courants i_{ds} et i_{qs} , donc sur le flux et le couple. Il en est de même pour la composante v_{qs} [TAL04]. Il existe donc, un couplage entre le couple électromagnétique et le flux dans le modèle de la machine [BAG99].

$$\begin{cases} v_{ds} = \left(R_s + \frac{L_{sr}^2}{L_r T_r} \right) i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} - \frac{L_{sr}}{L_r T_r} \Phi_r^* - \sigma L_s \omega_s i_{qs} \\ v_{qs} = \left(R_s + \frac{L_{sr}^2}{L_r T_r} \right) i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{L_{sr}}{L_r} \omega_m \Phi_r^* + \sigma L_s \omega_s i_{ds} \end{cases}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} v_{ds} + \frac{L_{sr}}{L_r T_r} \Phi_r^* + \sigma L_s \omega_s i_{qs} = \left(R_s + \frac{L_{sr}^2}{L_r T_r} \right) + \sigma L_s \cdot S \Big) i_{ds} \\ v_{qs} - \frac{L_{sr}}{L_r} \omega_m \Phi_r^* - \sigma L_s \omega_s i_{ds} = \left(R_s + \frac{L_{sr}^2}{L_r T_r} \right) + \sigma L_s \cdot S \Big) i_{qs} \end{cases} \quad (1.38)$$

Avec S : Opérateur de Laplace.

En utilisant le système d'équation (1.38), nous représentons la machine par le schéma bloc suivant :

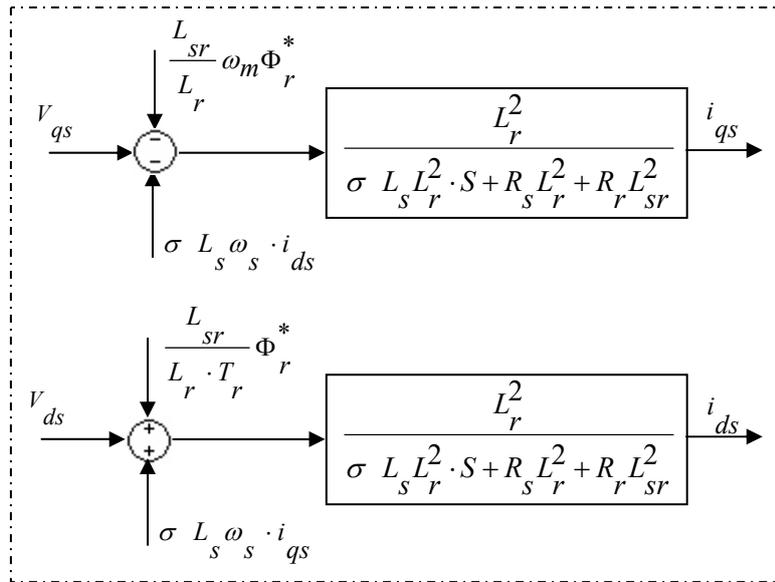


Figure 1.18. Modèle de la machine à flux orienté.

Les termes $\frac{L_{sr}}{L_r T_r} \Phi_r^*$, $\sigma L_s \omega_s i_{qs}$, $\frac{L_{sr}}{L_r} \omega_m \Phi_r^*$ et $\sigma L_s \omega_s i_{ds}$ correspondent aux termes de couplage entre les deux axes $d-q$.

Une des solutions proposées, pour rendre les axes $d-q$ complètement indépendants, est d'ajouter des termes de découplage.

Les termes de découplage, appelés aussi termes de compensation, sont identiques aux termes de couplage mais de signe opposé (voir figure 1.19).

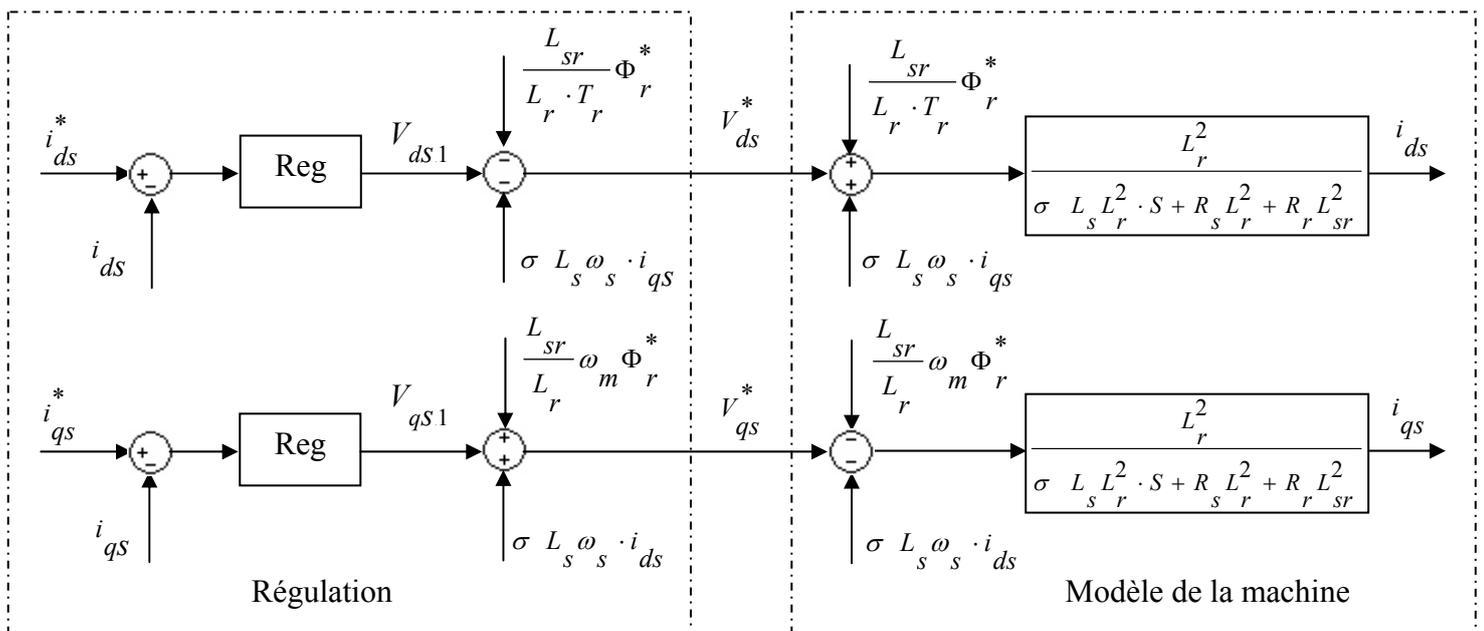


Figure 1.19. Découplage par addition des termes de compensation.

Pour avoir une commande en tension (v_{ds1}) à partir du courant de référence i_{ds} (qui dérive du bloc d'orientation du flux F.O.C), l'utilisation d'un régulateur de courant i_{ds} devient indispensable.

Il en sera de même pour la commande v_{qs1} . La détermination du régulateur sera développée dans la prochaine section.

Alors, on obtient le schéma de commande suivant :

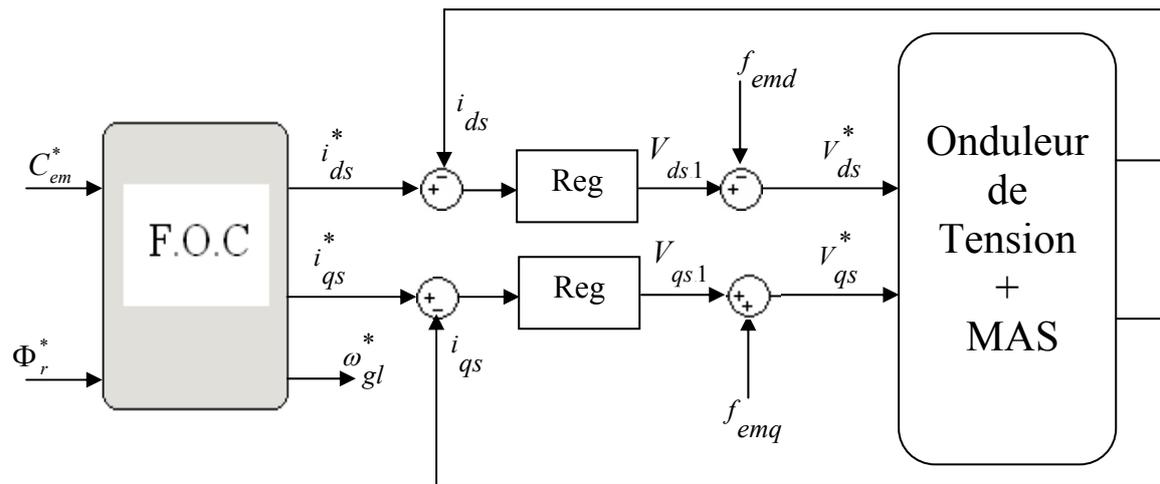


Figure 1.20. Schéma de commande vectorielle en boucle ouverte d'une MAS triphasée.

Avec :

$$\begin{cases} f_{emd} = \frac{L_{sr}}{L_r \cdot T_r} \Phi_r^* + \sigma L_s \omega_s \cdot i_{qs} \\ f_{emq} = \frac{L_{sr}}{L_r} \omega_m \Phi_r^* + \sigma L_s \omega_s \cdot i_{ds} \end{cases} \quad (1.39)$$

Les étages réalisés, précédemment, permettent la commande de la machine en boucle ouverte ; mais cela reste insuffisant, car la machine asynchrone est un système variant dans le temps et la commande en boucle ouverte devient inefficace dans ce cas [MIN97].

Pour réaliser la commande de la machine asynchrone, on doit former le schéma de commande illustré par la figure 1.21 :

Cette figure représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse en boucle fermée d'un moteur asynchrone commandé par orientation du flux rotorique.

Suivant une vitesse de référence, on utilise un régulateur (de vitesse) dont la sortie est la valeur, du couple électromagnétique, qui permet d'annuler la différence entre la vitesse de référence et celle mesurée. Après un limiteur (bloc de saturation), on obtient la valeur du couple électromagnétique désirée C_{em}^* .

Le flux de commande Φ_r^* est obtenu à partir d'un bloc de défluxage. Le rôle de ce bloc est de maintenir le flux de commande Φ_r^* égal au flux nominal Φ_r^n , pour des vitesses inférieures à la vitesse nominale, permettant ainsi le fonctionnement à flux constant. Dans le cas où la vitesse dépasse sa valeur nominale, ce bloc assure un fonctionnement à puissance constante, diminuant ainsi le flux, de façon inversement proportionnelle à la vitesse.

Ce bloc est défini par la non linéarité suivante :

$$\Phi_r^* = \begin{cases} \Phi_r^n & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_n \\ \frac{\Omega_n}{|\Omega|} \Phi_r^n & \text{si } |\Omega| > \Omega_n \end{cases} \quad (1.40)$$

Avec :

Φ_r^n : Valeur nominale du flux rotorique ;

Ω_n : Valeur nominale de la vitesse mécanique.

Connaissant les valeurs de références de C_{em}^* et Φ_r^* , le bloc d'orientation du flux « F.O.C » calcule la valeur de la pulsation ω_{gl} (pour définir l'angle θ_S) et les courants de références i_{ds}^* , i_{qs}^* appropriés.

Un bloc de régulation, pour chaque composante du courant, est utilisé pour définir la valeur de la tension qui permet d'avoir un écart nul entre la valeur mesurée du courant et celle de référence.

A la sortie des régulateurs (de courant), on ajoute les blocs de compensation f_{emd} et f_{emq} (équation 1.39).

Nous avons maintenant des tensions de références v_{dS} et v_{qS} . Avec la transformation inverse de Park, on définit les tensions v_a^* , v_b^* et v_c^* . Ces dernières représentent les tensions de référence pour l'onduleur MLI.

L'onduleur MLI applique des créneaux de tension à la machine dont les valeurs moyennes, sur une période MLI, correspondent aux valeurs de v_a^* , v_b^* , v_c^* et qui correspondent à la vitesse Ω^* .

Enfin, un capteur de vitesse est employé pour la prochaine séquence [BAG99] [TAL04].

1.3.1.a Régulateurs de courants et de vitesse

La vitesse Ω est réglée à travers la boucle externe, alors que les courants sont réglés à travers la boucle interne.

Pour chacune des boucles de courants et celle de la vitesse, nous proposons de faire une étude comparative entre deux types de régulateurs classiques :

- Le premier est un régulateur à action proportionnelle –intégrale (PI).
- Le second est un régulateur à action intégrale- Proportionnelle (IP).

Le calcul des paramètres des régulateurs est donné dans l'annexe 3.

Après avoir déterminé les caractéristiques de tous les blocs du schéma (1.21), on commande la vitesse de la machine asynchrone.

1.3.2. Simulation et interprétation

Les résultats de simulation de la commande vectorielle, de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension, sont illustrés dans les figures (1.22, 1.23).

Sur la figure (1.22), nous montrons les résultats de simulation, lors du démarrage à vide avec une vitesse nominale de 1420 tr/mn. Puis nous avons appliqué une charge de 10 N.m à 0.7s et pour une durée de 0.7s (on a déchargé le moteur à t=1.4s). Ensuite, nous avons changé la vitesse de référence à 2000 tr/mn à l'instant de 2.5 s, afin de démontrer le rôle du bloc de défluxage. La figure (1.22.a) illustre le comportement du système avec l'utilisation de régulateurs de type PI ; alors que la figure (1.22.b) illustre le comportement du système avec des régulateurs de type IP.

La figure (1.23) montre le comportement du système lors de l'inversion du sens de rotation, à l'instant de 2 s, à une vitesse de 1200 tr/mn. Cela a été réalisée après un démarrage à vide, puis avec application d'une charge de 10 N.m à 0.7 s (*pendant une durée de 0.7s*). Dans le premier cas, nous avons employé des régulateurs PI (figure 1.23.a) puis d'autres de type IP (figure 1.23.b).

En conséquence, les résultats paraissent très satisfaisants. Ces figures montrent clairement que le flux rotorique est orienté suivant l'axe d ($\Phi_r = \Phi_{dr}$), et que la composante en quadrature du flux est pratiquement nulle ($\Phi_{qr} = 0$) après un régime transitoire, qui apparaît lors du changement de consigne.

Nous remarquons aussi une similitude, entre la composante directe du courant statorique i_{ds} et le flux rotorique Φ_r . Ainsi que pour la composante i_{qs} et le couple électromagnétique C_{em} .

Ces similitudes traduisent le découplage réalisé par cette commande.

A l'instant de l'application de charge, nous remarquons que le flux rotorique reste inchangeable, tandis que le couple délivré par la machine augmente pour compenser le couple résistant.

La vitesse diminue légèrement par effet de la charge. L'amplitude de cette diminution et le temps nécessaire pour le rejet de la perturbation dépendent du type de régulateur.

Pour une vitesse de référence supérieure à sa valeur nominale ($2000\text{tr/mn} > 1420\text{tr/mn}$), nous remarquons une diminution du flux rotorique. Cette diminution est due, au passage du fonctionnement à flux constant au fonctionnement à puissance constante, assuré par le bloc de défluxage.

Les résultats montrés dans la figure (1.23) ont été obtenus, lorsque nous avons carrément changé le sens de rotation. Nous constatons que :

- La vitesse suit sa référence avec un temps d'établissement relativement court.
- Le couple électromagnétique compense toujours l'effet de la perturbation
- Le découplage couple – flux n'est pas affecté.
- La présence, d'oscillations du flux au régime transitoire et un pic du courant absorbé, lors de l'inversion de sens de rotation qui disparaîtra par la suite.

Les résultats de simulation du système, lorsqu'on utilise les régulateurs PI et lors de l'emploi des régulateurs IP, révèlent que les réponses dynamiques de la machine sont en général identiques ; Sauf que la différence, entre eux, apparaît pendant le régime transitoire et dans le comportement du système vis-à-vis de la perturbation (couple de charge).

Nous remarquons que l'allure de la vitesse, lorsqu'on utilise des régulateurs PI, présente un dépassement de 35% de la référence au démarrage du moteur. Ce dépassement apparaît à chaque variation de la consigne. Ce qui ne se produit pas pour les régulateurs IP. En ce qui concerne les pics de courant, ils sont moins forts lors de l'utilisation des régulateurs IP.

Le comportement du système avec la perturbation est un autre critère de comparaison. Avec un régulateur PI, nous remarquons, lors de l'application du couple de charge, une chute de vitesse de 5.35 % et un temps de réaction (pour le rejet de la perturbation) de 0.45 s. Par contre, avec les régulateurs IP, les courbes obtenues montrent qu'il y a une nette amélioration au niveau du rejet de la perturbation. La chute de vitesse est de 4.08% avec un temps de rejet environ 0.3 s qui assure un rapide établissement de la vitesse.

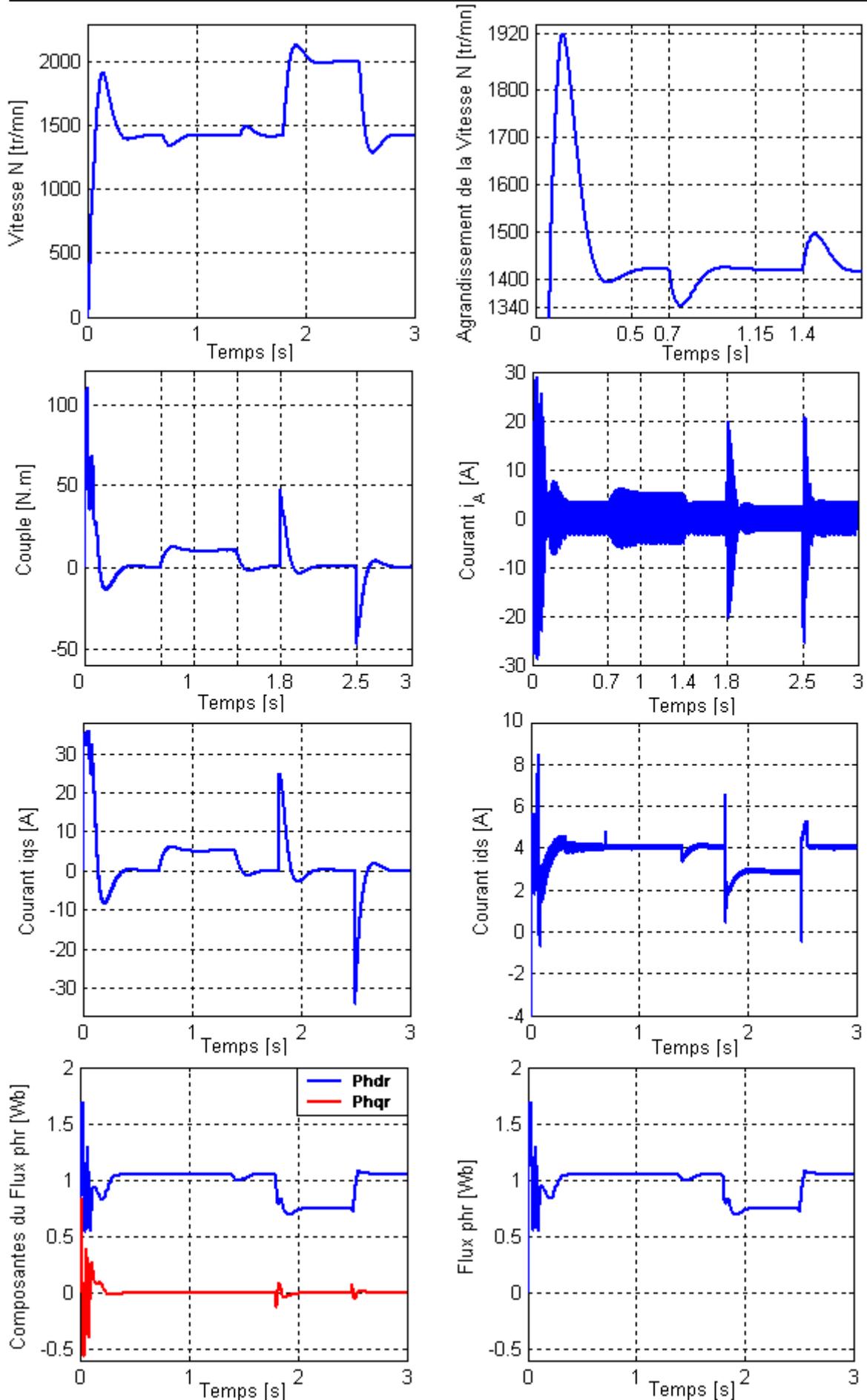


Figure 1.22.a. Comportement dynamique du système (MAS, Onduleur de tension) lors d'un démarrage à vide, application de charge et changement de vitesse de référence utilisant des régulateurs PI.

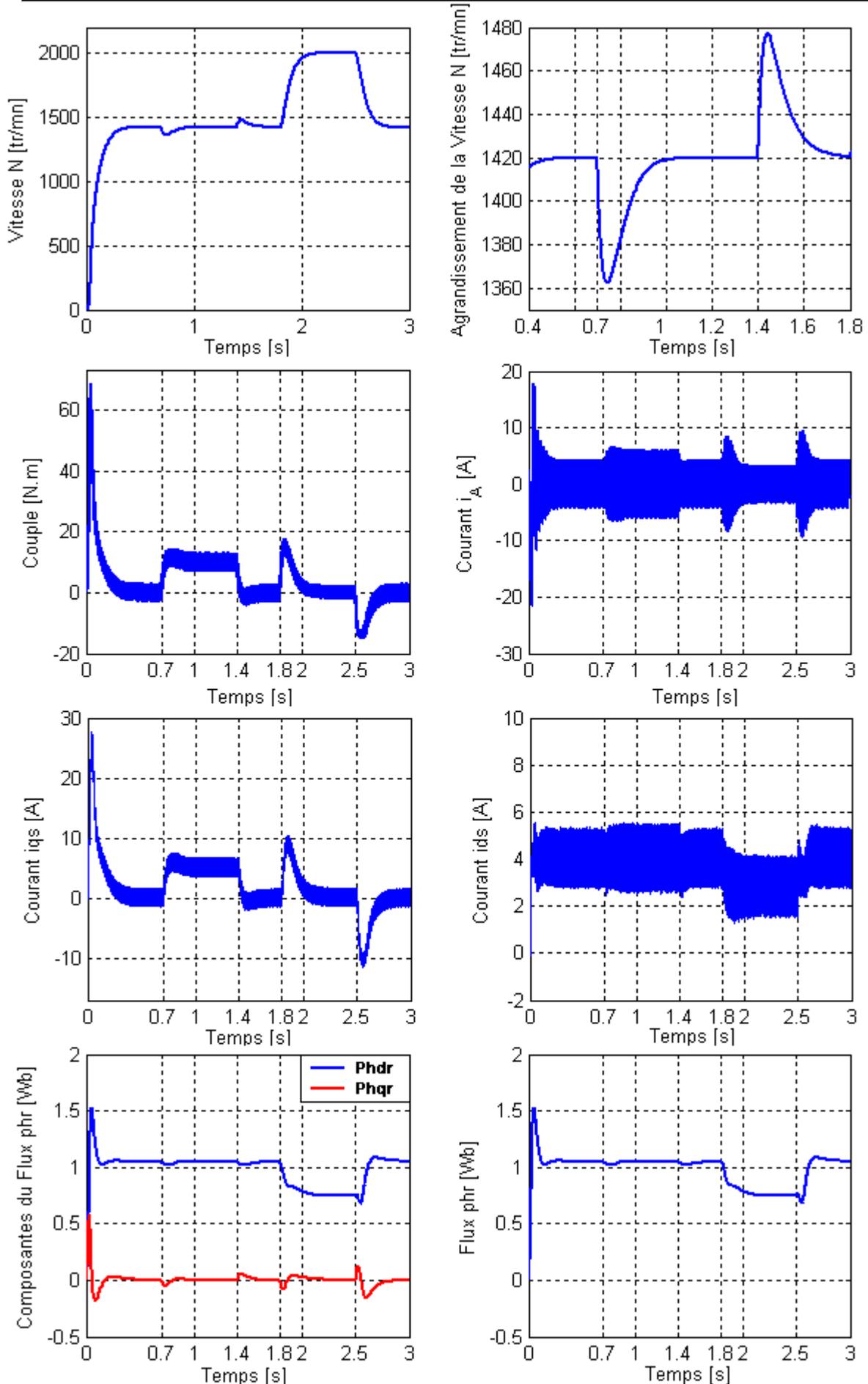


Figure 1.22.b. Comportement dynamique du système (MAS, Onduleur de tension) lors d'un démarrage à vide, application de charge et changement de vitesse de référence utilisant des régulateurs IP.

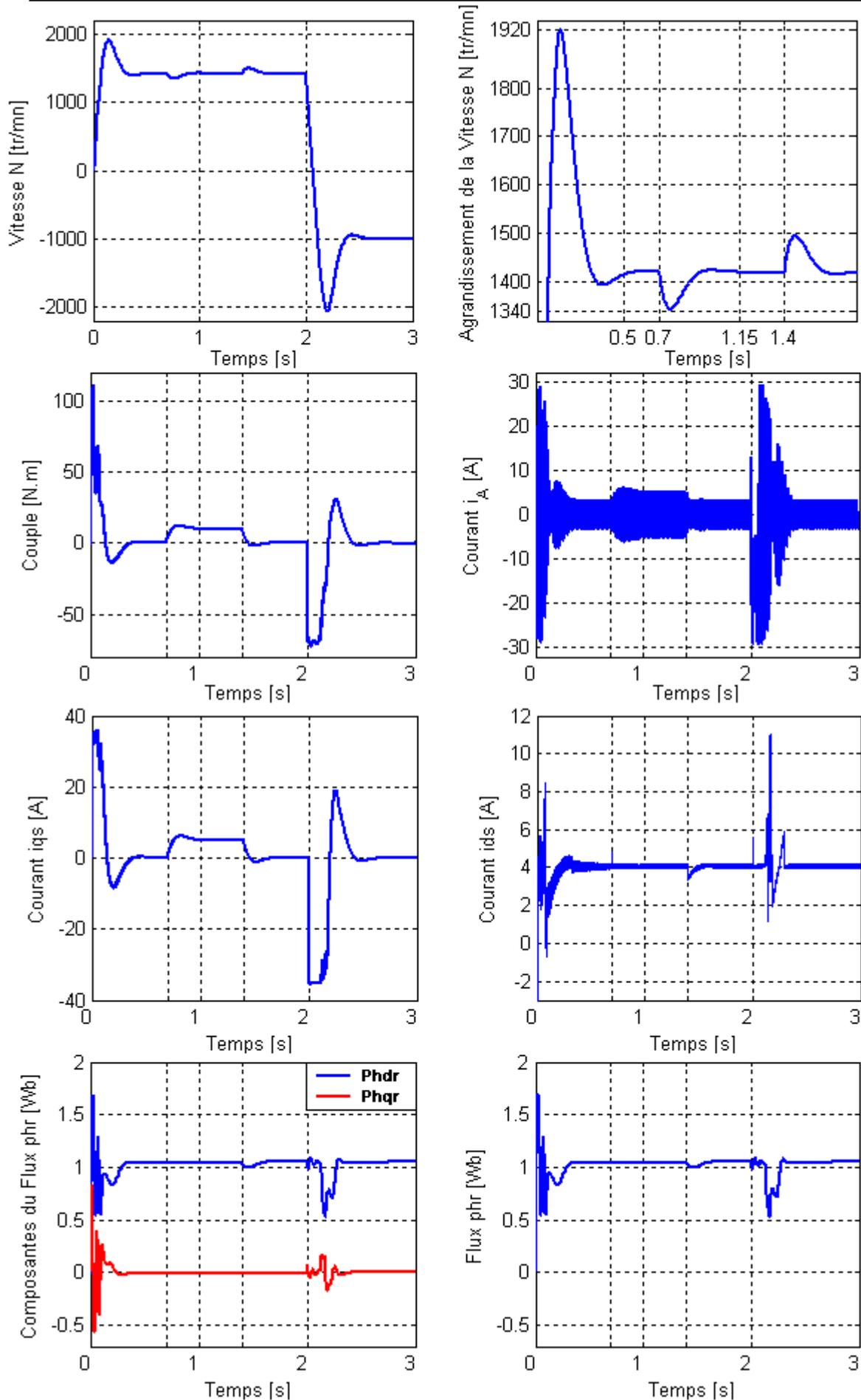


Figure 1.23.a. Comportement dynamique du système (MAS, Onduleur de tension) lors d'un démarrage à vide, application de charge et inversion du sens de rotation, en utilisant des régulateurs PI.

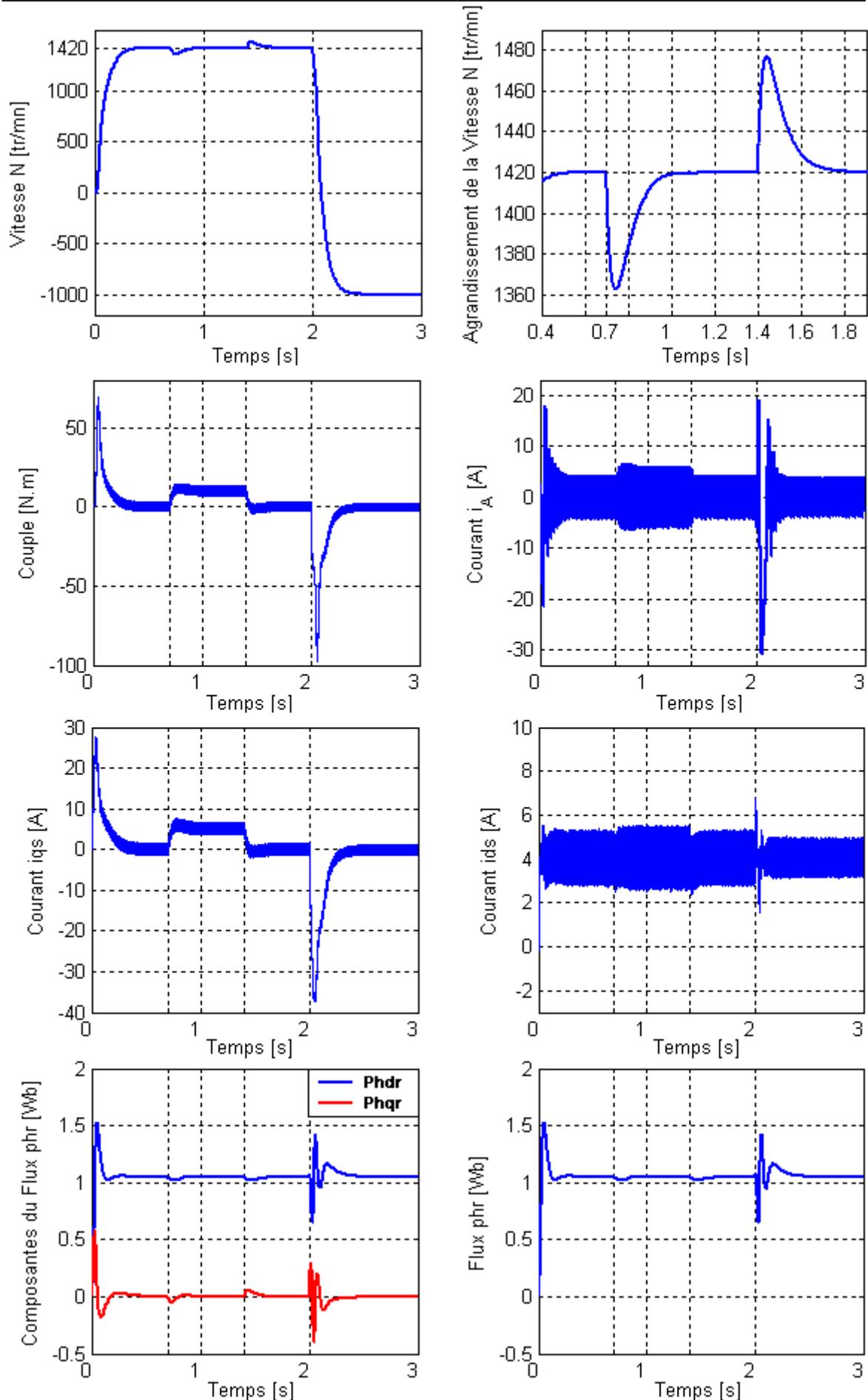


Figure 1.23.b. Comportement dynamique du système (MAS, Onduleur de tension) lors d'un démarrage à vide, application de charge et inversion du sens de rotation, en utilisant des régulateurs IP.

D'après la méthode de la détermination des paramètres des régulateurs (qu'ils soient de courant ou de vitesse, de type PI ou IP) (voir Annexe 3), nous constatons que ces derniers dépendent fortement des paramètres électriques et mécaniques de la machine, une erreur d'identification de ces derniers provoquerait une détérioration des performances de commande.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit et modélisé la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension. Puis, nous avons élaboré la commande à flux orienté, en boucle fermée à ce système ; afin de rendre le comportement de ce dernier assimilable à celui de la machine à courant continu, qui est facile à commander.

Une fois la machine découplée, nous avons effectué un réglage de vitesse en utilisant deux types de régulateurs classiques : Le premier est de type Proportionnel- Intégral (PI), le second de type Intégral- Proportionnel (IP).

Les résultats obtenus sont satisfaisants pour les deux types de réglage, mais ils mettent en évidence l'apport du régulateur IP dans le rejet de la perturbation.

Cependant, le calcul des paramètres des deux types de régulateurs, que ce soit PI ou IP, est effectué en considérant des paramètres constants de la machine. Mais si, pour un quelconque erreur de mesure de certains paramètres, ou d'une variation de ces derniers, suite à une élévation de température par exemple, provoque une dégradation de la qualité de réglage.

Vu cet inconvénient majeur, nous proposons de changer les régulateurs classiques par des régulateurs à logique floue, comme une éventuelle solution.

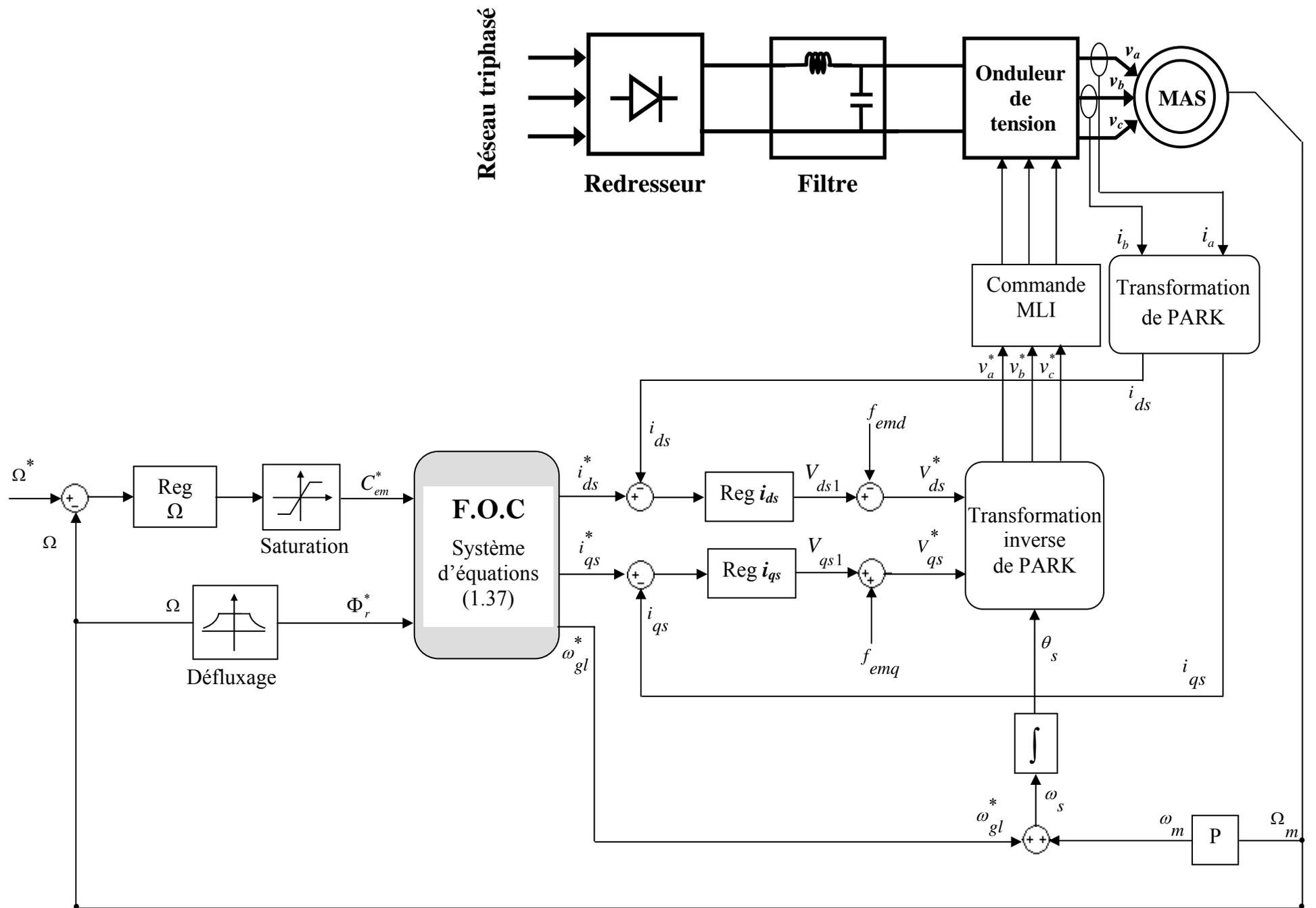


Figure 1.21. Schéma bloc de la commande par flux orienté d'une machine asynchrone en boucle fermée.

CHAPITRE II

*Méthodologie de la commande par logique floue
et son application à la Machine Asynchrone.*

Introduction

Les méthodes conventionnelles de réglage ont prouvé leur efficacité pour des processus simples à modéliser ayant des paramètres fixes. Or, ce n'est pas toujours le cas. La plupart des systèmes industriels sont non linéaires et possèdent des paramètres variables dans le temps. Ils rendent les méthodes conventionnelles inefficaces, pour ce genre de réglage, l'imprécision accompagnant chaque modélisation et la présence des erreurs de mesure rendent le réglage plus délicat.

Les études effectuées ont montré que dans une boucle de régulation, l'homme réagit comme un contrôleur robuste pour des systèmes non linéaire ayant des paramètres variant au cours du temps. En effet, l'être humain peut prendre des actions de contrôle dans les pires des cas, même dans la distorsion du système. Cette stratégie de contrôle " Humain " possède une logique pour la prise de décision en intégrant la connaissance du comportement du processus à commander.

Afin d'assurer un contrôle automatique, au système industriel complexe, ayant une stratégie proche de la stratégie " Humaine ", une nouvelle commande est élaborée : une commande basée sur la « Théorie de la logique floue ».

Les bases théoriques de la logique floue ont été établies en 1965 par le professeur Lotfi Zadeh dans son article "*fuzzy set* " [ZAD65]. A cette époque, cette théorie n'a pas été prise au sérieux. Dès 1975, on trouve les premières applications au niveau des systèmes de réglage [MIN97]. A partir de 1985 environ, ce sont les Japonais qui commencèrent à utiliser la logique floue dans les produits industriels pour résoudre des problèmes de réglage et de commande.

Le contrôleur flou apparaît utile pour tous systèmes complexes et non linéaires dans lesquels la modélisation est difficile ou impossible, ainsi que pour tous domaines où un flou persiste. Son intérêt réside dans sa capacité de traiter l'imprécis, l'incertain et le vague.

2.1. Concept de base de l'ensemble flou

Dans la théorie des ensembles conventionnels, une chose appartient ou n'appartient pas à un certain ensemble. Toutefois, dans la réalité, il est rare de rencontrer des choses dont le statut est précisément défini. Par exemple, où est exactement la différence entre une personne grande et une autre de taille petite ? En logique bivalente, on est soit petit soit grand, ($x < 170\text{cm}$: pas grand ; $x \geq 170\text{cm}$: grand). Marrant non ? Si je mesure 170cm, je suis grand et si je mesure 169cm, je suis petit... Cette discontinuité est totalement absurde.

En réalité si je mesure 170cm, je ne suis ni vraiment grand ni vraiment petit ; par contre, si je mesure 175cm, je commence à être sérieusement grand et, au delà de 180cm, je suis vraiment grand. Voilà un exemple [PIE06] typique de ce qu'est la logique floue et de son intérêt.

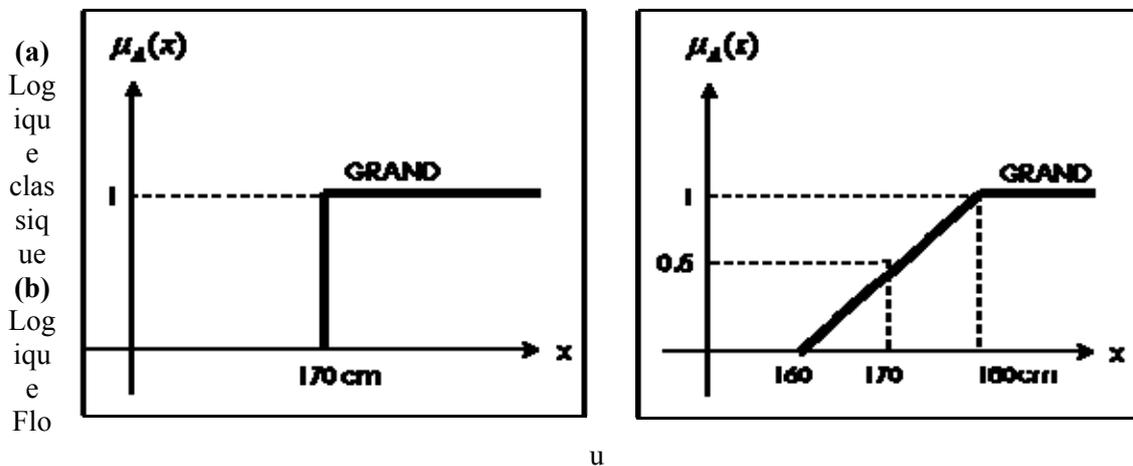


Figure 2.1. Classification des personnes selon la taille.

C'est à partir de ce genre de constatation que **Zadeh** a développé sa théorie. Il a défini les ensembles flous comme étant des termes Linguistiques du genre: vieux, jeune, chaud, froid, rapide, lent ... Ces termes existent aussi dans les ensembles conventionnels.

Cependant, ce qui différencie ces deux théories sur les ensembles provient des limites des ensembles. Dans les ensembles flous, il est permis qu'une chose appartienne partiellement à un certain ensemble; ceci s'appelle le degré d'appartenance. Dans les ensembles conventionnels, le degré d'appartenance est 0 ou 1 alors que dans la théorie des ensembles flous, le degré d'appartenance peut varier entre 0 et 1 (on parle alors de fonction d'appartenance μ). Un exemple simple d'ensembles flous est la classification d'un liquide selon sa température en trois ensembles : froid, tiède et chaud. La façon d'établir cette classification est présentée à la figure 2.2.

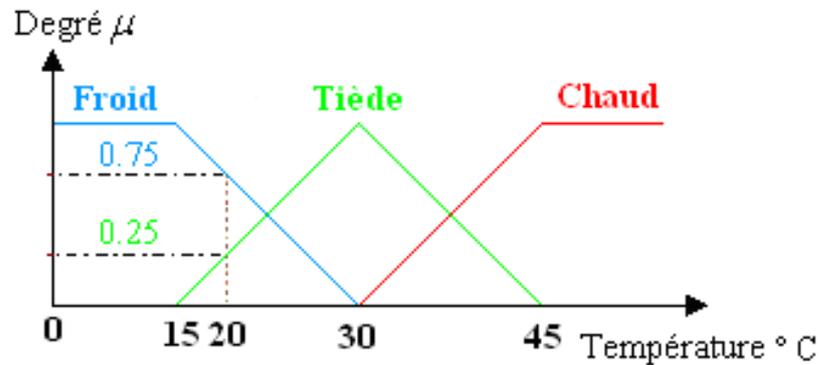


Figure 2.2. Classification d'un liquide en trois ensembles.

Cette figure montre que les limites entre ces trois groupes ne varient pas soudainement, mais progressivement. Par exemple, un liquide de 20° C appartient à l'ensemble "Froid" avec une valeur $\mu = 0.75$ de la fonction d'appartenance et à l'ensemble "Tiède" avec une valeur $\mu = 0.25$.

La figure 2.2 donne donc le degré d'appartenance d'un liquide, selon sa température, à un certain ensemble flou. Pour cette raison, ce type de figure s'appelle une fonction d'appartenance. On peut ainsi résumer la terminologie dans l'illustration suivante :

- Variable flou (linguistique) : Température ;
- Valeur d'une variable linguistique : Froid, Tiède, Chaud, ... ;
- Ensembles flous : "Froid", "Tiède", "Chaud", ... ;
- Univers de discours (Plage de valeurs) : (0, 15, 30, 45, ...) ;
- Fonction d'appartenance : $\mu_E(x) = a$ ($0 \leq a \leq 1$), exemple : $\mu_{\text{tiède}}(20) = 0.25$
- Degré d'appartenance : a.

2.2. Différentes formes des fonctions d'appartenance

Le choix de la forme des fonctions d'appartenance est subjectif et soumis aux préférences du concepteur [LAB04]. Les formes géométriques les plus répandues en pratique sont : trapézoïdale et triangulaire. L'allure de la forme trapézoïdale est définie par quatre points A, B, C, D (figure 2.3). Le triangle peut être considéré comme un cas spécial du trapèze lorsque deux points coïncident (B=C).

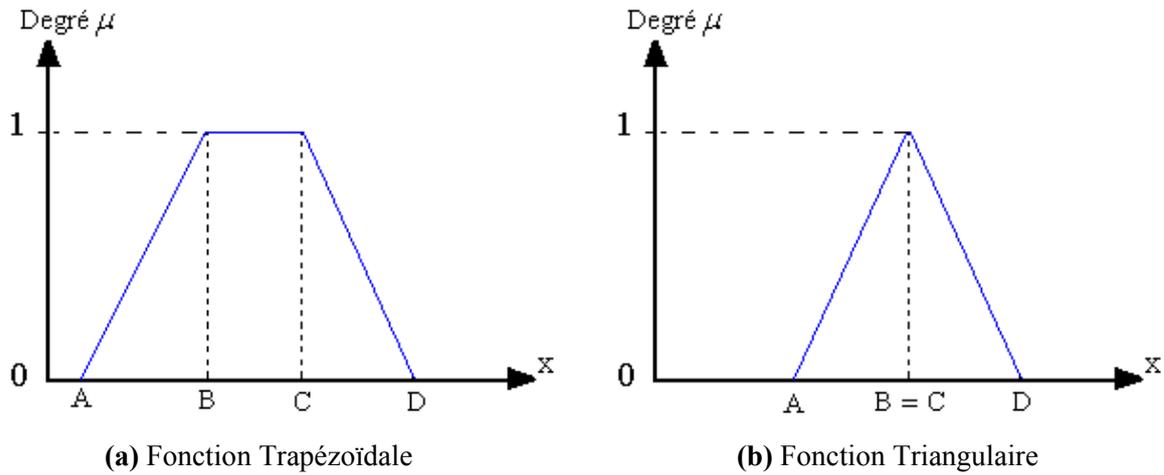


Figure 2.3. Forme des fonctions d'appartenances usuelles.

Généralement ces deux formes sont suffisantes pour délimiter les ensembles flous. Cependant, la forme gaussienne (cloche) donne, dans certains cas, une meilleure représentation des ensembles flous (figure 2.4).

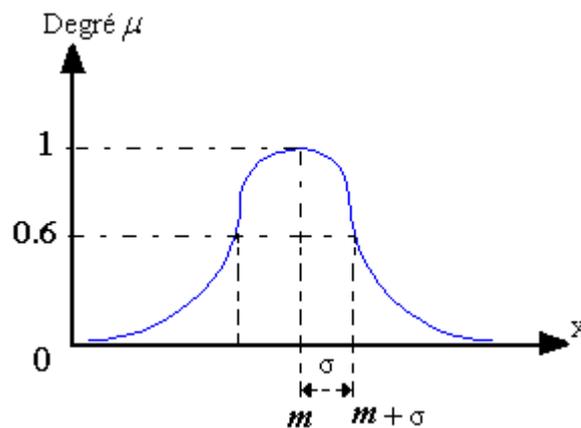


Figure 2.4. Forme de la fonction d'appartenance gaussienne.

Les fonctions de ces formes sont données par [KET92] [LAB04] [HAB06] [TRE95] [BUH94] [BEN06]:

♦ **Fonction trapézoïdale :**
$$\mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-A}{B-A}, 1, \frac{D-x}{D-C}\right), 0\right) \quad (2.1)$$

♦ **Fonction triangulaire :**
$$\mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-A}{B-A}, \frac{C-x}{C-B}\right), 0\right) \quad (2.2)$$

♦ **Fonction gaussienne :**
$$\mu(x) = \exp\left(-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.3)$$

2.3. Opérations de base sur les ensembles flous

La théorie mathématique sur les ensembles flous définit de nombreuses opérations sur ces ensembles et sur les fonctions d'appartenance qui rendent ces notions utilisables. Nous ne présentons ici que les opérations de base de cette théorie.

Si A et B sont deux ensembles flous et $\mu_A(x)$ et $\mu_B(x)$ leur fonction d'appartenance, on définit :

Le complémentaire de A est \bar{A} défini par la fonction d'appartenance [PIE06] [MIN97] [YAH06] [BUH94] :

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (2.4)$$

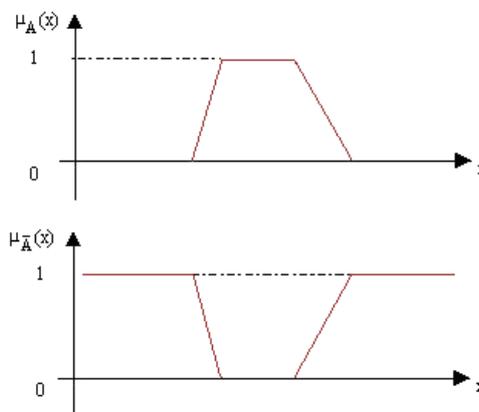


Figure 2.5. Complément Flou.

L'ensemble A et B, $A \cap B$, par la fonction d'appartenance :

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (2.5)$$

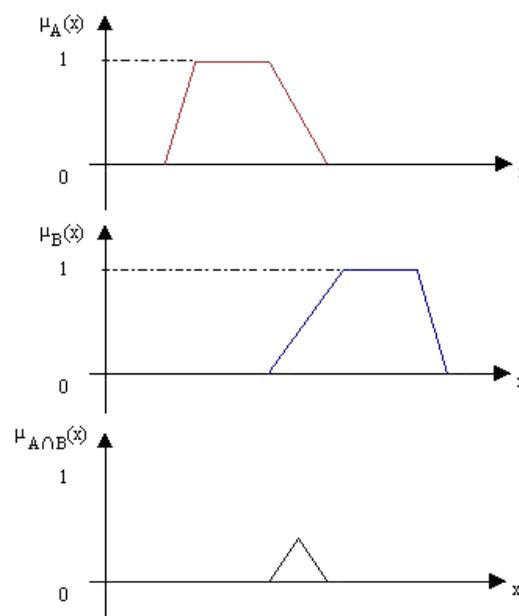


Figure 2.6. Intersection Floue.

L'ensemble A ou B, $A \cup B$, par la fonction d'appartenance :

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (2.6)$$

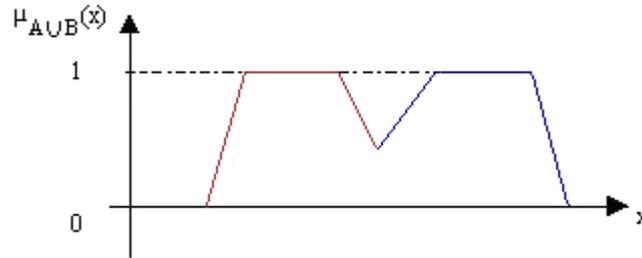


Figure 2.7. Union Floue.

Ces définitions sont les plus communément utilisées, mais pour certains cas, d'autres sont plus appropriées. Par exemple : l'intersection peut être définie par le produit des fonctions d'appartenance : $\mu_{A \cap B}(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) = \mu_A(x) \cdot \mu_B(x)$ et l'union par la moyenne

arithmétique des fonctions d'appartenance $\mu_{A \cup B}(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) = \frac{\mu_A(x) + \mu_B(x)}{2}$.

Ces différentes techniques de calcul engendrent une énorme capacité d'adaptation des raisonnements flous.

2.4. Implication floue

L'implication floue est un opérateur qui permet d'évaluer le degré de vérité d'une règle de la forme : « Si x est A Alors y est B », à partir des valeurs de la prémisse d'une part et de celle de la conclusion d'autre part. Ce degré de vérité est évalué à partir des degrés d'appartenance de x à A et de y à B comme suit [MEL05] [LAB04] [TLE99] :

$$\mu_R(x,y) = \text{imp.}(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (2.7)$$

Les opérateurs les plus utilisés en commande floue sont les implications de Mamdani et de Larsen :

- Implication de Mamdani : $\mu_R(x, y) = \min(\mu_A(x), \mu_B(y))$ (2.8)

- Implication de Larsen : $\mu_R(x, y) = \mu_A(x) \times \mu_B(y)$ (2.9)

2.5. Raisonnement flou

En commande, le Raisonnement flou se base sur deux règles : à savoir, le modus ponens généralisé et le modus tollens généralisé.

On rappelle qu'en logique classique le modus ponens permet, à partir de la règle « *Si x est A alors y est B* » et du fait « *x est A* », de conclure le fait « *y est B* ». Zadeh a étendu ce principe au cas flou, principe que l'on appelle alors modus ponens généralisé [WAN94] [PAS98].

Le modus ponens et le modus ponens généralisé se résument comme suit :

	Modus Ponens	Modus Ponens généralisé
Fait	<i>x est A</i>	<i>x est A'</i>
Règle	<i>Si x est A alors y est B</i>	<i>Si x est A alors y est B</i>
Déduction (conséquence)	<i>y est B</i>	<i>y est B'</i>

A partir de la règle « *Si A alors B* » et du fait « *A'* », on déduit un nouveau fait « *B'* ».

- La deuxième règle est le modus tollens généralisé, son principe est :

	Modus tollens	Modus tollens généralisé
Fait	<i>y est B</i>	<i>y est B'</i>
Règle	<i>Si x est A alors y est B</i>	<i>Si x est A alors y est B</i>
Déduction (conséquence)	<i>x est A</i>	<i>x est A'</i>

A partir de la règle « *Si A alors B* » et du fait « *B'* », on déduit le fait « *A'* ».

2.6. Structure d'un système flou

Un système flou peut être interprété selon deux points de vue : mathématique ou logique. D'un point de vue mathématique, un système flou est une fonction non linéaire reliant un vecteur de données, d'entrée à un vecteur de sortie. Du point de vue logique, un système flou est un système à structure particulière, composé de quatre modules principaux : à savoir, la base de connaissance, la fuzzification, le moteur d'inférence et la défuzzification [BUH94] [WAN94] [JAN95] [MEN95] [HEN97] [LAB98].

La commande floue est l'application la plus utilisée dans la logique floue. En effet, cette méthode permet d'obtenir un réglage souvent très efficace sans devoir faire des modélisations approfondies.

Par opposition à un régulateur standard, le *régulateur par logique floue* (RLF) ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences (déductions) avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques.

La figure 2.8 montre la configuration de base d'un RLF, pris comme exemple d'un système flou et qui sera l'objet de notre étude dans les prochaines sections.

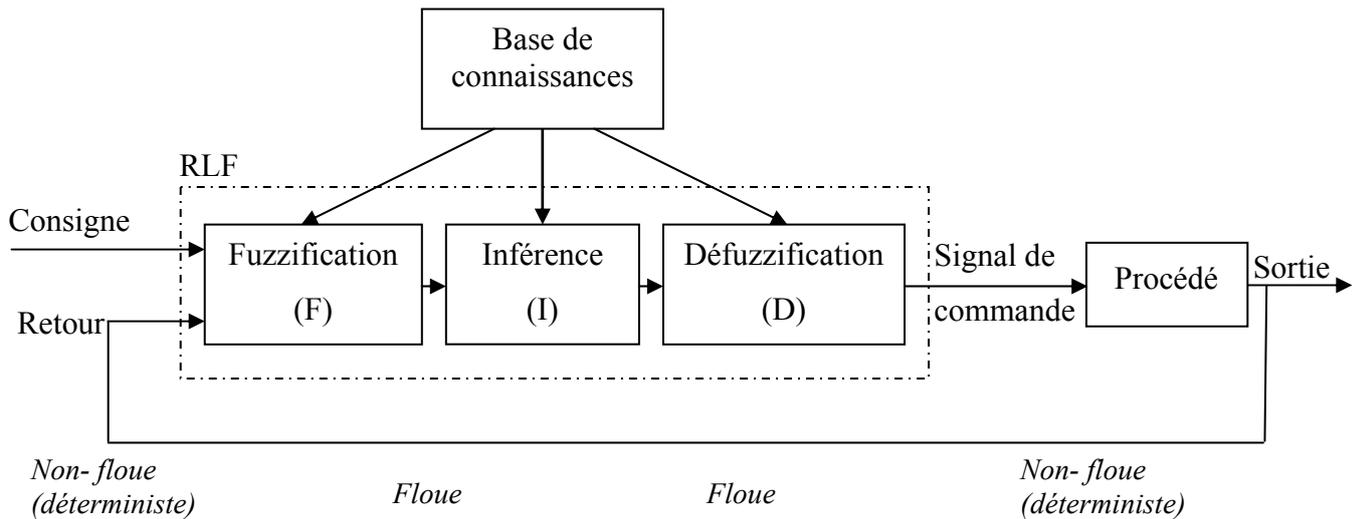


Figure 2.8. Configuration de base d'un régulateur par logique floue (RLF).

Comme le système à commander ne reçoit que des valeurs réelles (non- flous), un RLF devrait convertir les valeurs réelles à son entrée en valeurs floues, les traiter avec les règles floues et reconvertir le signal de commande, de valeurs floues en valeurs réelles, pour l'appliquer au procédé. Les rôles de chaque bloc peuvent être résumés comme suit [MIN97] puis détaillés, pour plus de clarification :

1. Le bloc de fuzzification effectue les fonctions suivantes :
 - II - mesure des variables d'entrées ;
 - établit les plages de valeurs pour les fonctions d'appartenance à partir des valeurs des variables d'entrées ;
 - effectue une fonction de fuzzification qui convertit les données d'entrée en valeurs linguistiques convenables.
2. Le bloc de base de connaissances, ou base de règles, caractérise les buts et stratégies de commande émis par les experts du domaine au moyen d'un ensemble de règles linguistiques de contrôle ;

3. Le bloc d'inférence est le cerveau d'un RLF, qui possède la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire (inférer) les actions de commande floue, à l'aide de l'implication floue (section 2.3) et des règles d'inférence ;
4. Le bloc de défuzzification fournit un signal de commande non- flou (réel) à partir du signal flou déduit.

2.6.1 Interface de fuzzification :

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

La fuzzification, proprement dite, consiste à définir les fonctions d'appartenance pour les différentes variables d'entrées. On réalise ainsi le passage des grandeurs physiques (réelles) en variables linguistiques (variables floues) qui peuvent être alors traitées par les inférences. Dans la littérature de la commande floue, deux approches de fuzzification sont généralement utilisées : la fuzzification singleton et la fuzzification non-singleton.

2.6.2 Base de connaissances (Base de règles)

Une base de règles floues R est une collection de règles floues, décrivant le comportement du système. Elle est le coeur du système entier, dans le sens où tous les autres composants sont utilisés pour interpréter et combiner ces règles pour former le système final [LAB04]. Ces règles permettent de déterminer le signal de sortie du contrôleur en fonction des signaux d'entrées. Elles peuvent être fournies par un expert ou peuvent être extraites de données numériques. Dans les deux cas, les règles prennent la forme « Si *prémisse* Alors *conclusion* ». D'une manière générale, la base de règles d'un système flou doit respecter les conditions de complétude et de consistance afin d'assurer le bon fonctionnement de ce dernier. Une base de règles d'un système flou est dite complète si, pour chaque vecteur d'entrée, il existe au moins une règle floue activée. Afin d'assurer cette propriété, les fonctions d'appartenance doivent couvrir tout l'espace des variables d'entrée. Une base de règles d'un système flou est dite inconsistante, s'il existe deux règles floues ayant la même prémisse mais des conclusions différentes. La propriété de consistance permet d'éviter les contradictions dans une base de règles.

Remarque : La règle floue peut avoir deux formes telles que :

$$R_1 : \text{Si } x_1 \text{ est } A_{11} \text{ et } \dots \text{ et } x_n \text{ est } A_{1n} \text{ Alors } y \text{ est } B_1$$

ou sous la forme de Sugeno

$$R_1 : \text{Si } x_1 \text{ est } A_{11} \text{ et } \dots \text{ et } x_n \text{ est } A_{1n} \text{ Alors } y = f_1(x)$$

Avec : $f_1(x)$ est un polynôme.

2.6.3 Inférence floue

Le moteur d'inférence floue, ou la logique de prise de décision est le noyau (cerveau) du contrôleur (système) flou. Elle est capable de simuler la prise de décision de l'être humain, en se basant sur le raisonnement flou et l'ensemble des règles floues qui forment la base de règle.

Dans les règles floues interviennent les opérateurs « ET » et « OU ». L'opérateur « ET » s'applique aux variables à l'intérieur d'une règle, tandis que l'opérateur « OU » lie les différentes règles. Il existe plusieurs possibilités pour interpréter ces opérateurs [TLE99] [YAH06].

$$R_1 : \text{Si } x \text{ est } A_1 \text{ Et } y \text{ est } B_1 \text{ Alors } z \text{ est } C_1$$

OU

$$R_2 : \text{Si } x \text{ est } A_2 \text{ Et } y \text{ est } B_2 \text{ Alors } z \text{ est } C_2$$

Pour le réglage par logique floue on utilise, en général, une des méthodes suivantes :

A- Méthode d'inférence Max- Min (Mamdani)

Cette méthode réalise l'opérateur ET par la fonction Min, la conclusion ALORS de chaque règle par la fonction Min et la liaison entre toutes les règles (opérateur OU) par la fonction Max. la dénomination de cette méthode [], dite Max- Min ou « implication de Mamdani », est due à la façon de réaliser les opérateurs ALORS et OU de l'inférence [TLE99] [HAB06] [MEL05] [YAH06] [KAD07] [AMN97].

Afin de mettre en évidence le traitement numérique de cette méthode, on fera appel à deux variables d'entrées (x, y) et une variable de sortie z qui sont représentées par des fonctions d'appartenance sous forme triangle, figure 2.9.

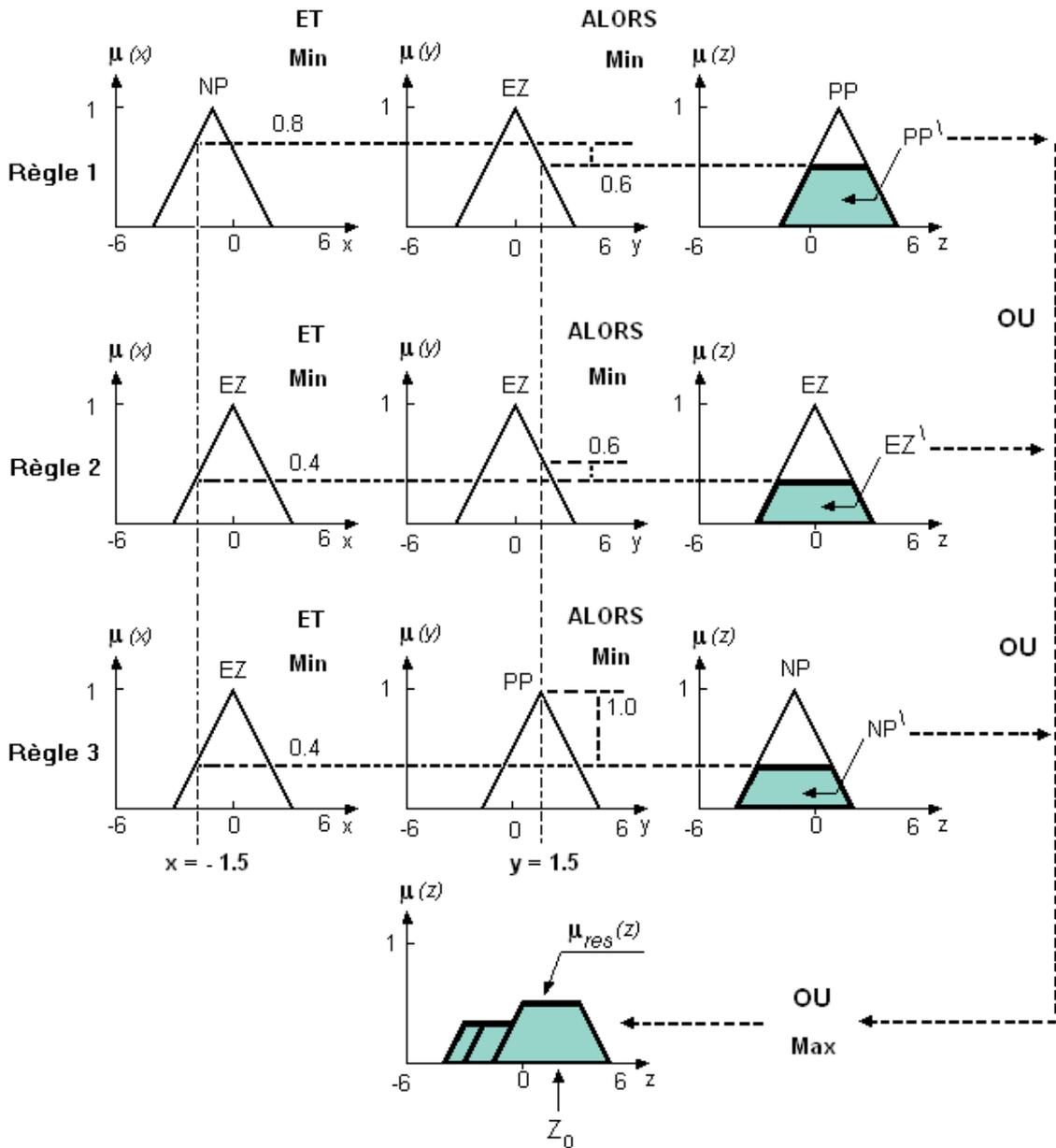


Figure 2.9. Méthode d'inférence Max-Min (Mamdani).

Trois règles sont prises en considération pour illustrer les différentes méthodes d'inférence et qui sont données par la forme générale :

Règle₁ : Si x est négatif petit (NP) Et y est environ zéro (EZ) Alors z est positif petit (PP).

OU

Règle₂ : Si x est environ zéro (EZ) Et y est environ zéro (EZ) Alors z est environ zéro (EZ)

OU

Règle₃ : Si x est environ zéro (EZ) Et y est positif petit (PP) Alors z est négatif petit (NP).

Où NP, EZ et PP sont des ensembles flous.

Figure 2.9 explique l'inférence floue du système avec la méthode Mamdani pour les entrées $x = -1.5$ et $y = 1.5$. Dans cette figure, la condition (x NP ET y EZ) de la première règle donne pour $x = -1.5$ et $y = 1.5$ les degrés d'appartenance $\mu_{NP}(x) = 0.8$ et $\mu_{EZ}(y) = 0.6$, ce qui implique que la condition prend le degré d'appartenance $G = 0.6$ (minimum des deux valeurs à cause de l'opérateur ET).

$$G_1 = \mu_{NP}(x) \wedge \mu_{EZ}(y) = 0.8 \wedge 0.6 = 0.6 \quad (2.10)$$

Où \wedge = opérateur minimum et $\{\mu_{NP}(x), \mu_{EZ}(y)\}$ sont des fonctions d'appartenance de x et y , respectivement [YAH06].

La conclusion ALORS de chaque règle est réalisée par la fonction Min entre la fonction d'appartenance de l'ensemble flou de la variable de sortie z (le triangle de l'ensemble PP de la première règle), et le degré d'appartenance G résultant de l'opérateur ET entre les variables d'entrées x, y ($G_1 = 0.6$, pour la première règle).

On obtient ainsi une « fonction d'appartenance partielle » $\mu_{PP}^{\setminus}(z)$ qui est mise en évidence par un trait gras et écrêtée à 0.6 (figure 2.9).

De manière similaire, on peut écrire pour les deux règles 2 et 3 :

$$G_2 = \mu_{EZ}(x) \wedge \mu_{EZ}(y) = 0.4 \wedge 0.4 = 0.4 \quad (2.11)$$

$$G_3 = \mu_{EZ}(x) \wedge \mu_{PP}(y) = 0.4 \wedge 1.0 = 0.4 \quad (2.12)$$

Les fonctions d'appartenance partielles correspondantes sont EZ^{\setminus} et NP^{\setminus} , respectivement, comme indiqué à la figure 2.9.

La fonction d'appartenance résultante de sortie correspond au maximum des trois fonctions d'appartenance partielles puisque les règles sont liées par l'opérateur OU [TLE99] [PIE06] [MEL05] [YAH06].

$$\mu_{res}(z) = \mu_{PP}^{\setminus}(z) \vee \mu_{EZ}^{\setminus}(z) \vee \mu_{NP}^{\setminus}(z) \quad (2.13)$$

La défuzzification (Z_0) qui sert à transformer la valeur floue en une valeur bien déterminée sera discutée ultérieurement.

B- Méthode d'inférence Max- Produit (Larsan)

La différence par rapport à la méthode précédente réside dans la manière de réaliser la conclusion ALORS. Dans ce cas, on utilise le produit entre le degré d'appartenance de la condition résultant par l'opérateur ET entre les variables d'entrées x, y par la formation du minimum ($G_1 = 0.6$, pour la première règle) et la fonction d'appartenance de l'ensemble de la variable de sortie z (le triangle de l'ensemble PP, pour la première règle), pour définir la fonction d'appartenance partielle, comme illustré à la figure 2.10.

Cette fonction d'appartenance est mise en évidence par un trait gras (figure 2.10) ayant une valeur maximale égale à 0.6.

De manière similaire, les deux règles 2 et 3 donnent des fonctions d'appartenance partielles EZ^1 et NP^1 , respectivement, avec une valeur maximale de 0.4 comme indiquée à la figure 2.10. La fonction d'appartenance résultante de sortie est donnée par l'équation (2.13) qui correspond au maximum des trois fonctions d'appartenance partielles puisque les règles sont liées par l'opérateur OU. La surface de sortie ainsi obtenue est un peu différente de celle de la méthode de Mamdani, et la valeur physique (Z_0) après défuzzification le sera aussi.

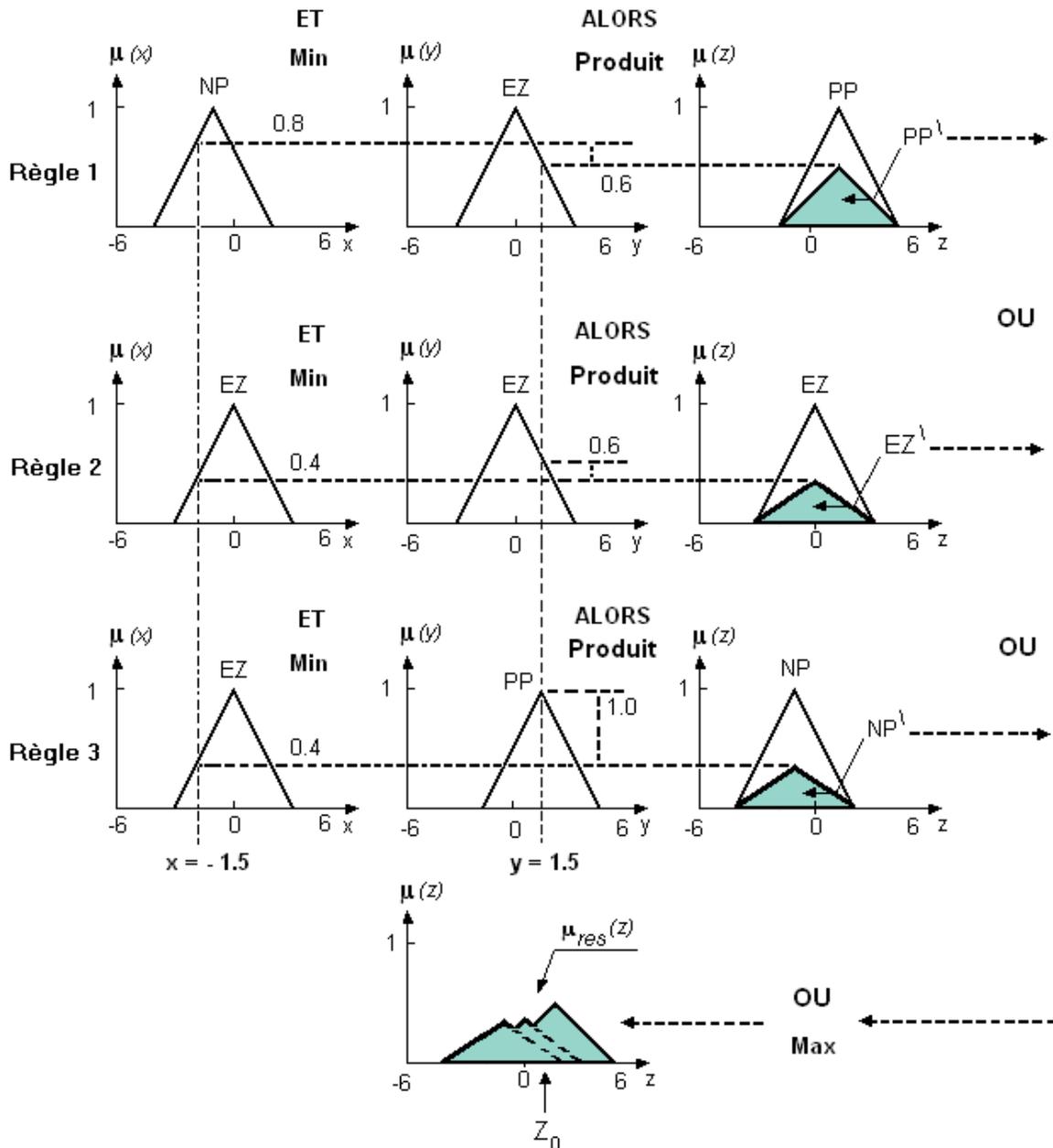


Figure 2.10. Méthode d'inférence Max-Produit (Larsan).

C- Méthode d'inférence de Sugeno

La méthode d'inférence de Sugeno est une variante des modèles précédents, elle utilise également des règles conditionnelles, mais la conclusion est de forme polynomiale, elle est de forme :

$$R_i : \text{Si } x \text{ est } A_i \text{ Et } y \text{ est } B_i \text{ Alors } z_i = f_i(x, y).$$

Comme pour les méthodes précédentes, l'opérateur ET est réalisé par la fonction du minimum ($G_1 = 0.6$). La conclusion ALORS est réalisée par la fonction polynomiale $f_i(x)$ qui caractérise chaque règle.

La sortie finale (opérateur OU) est réalisée par la moyenne pondérée de la sortie de chaque règle floue $Z_0 = \frac{G_1 \cdot z_1 + G_2 \cdot z_2 + G_3 \cdot z_3}{G_1 + G_2 + G_3}$ (Figure 2.11)

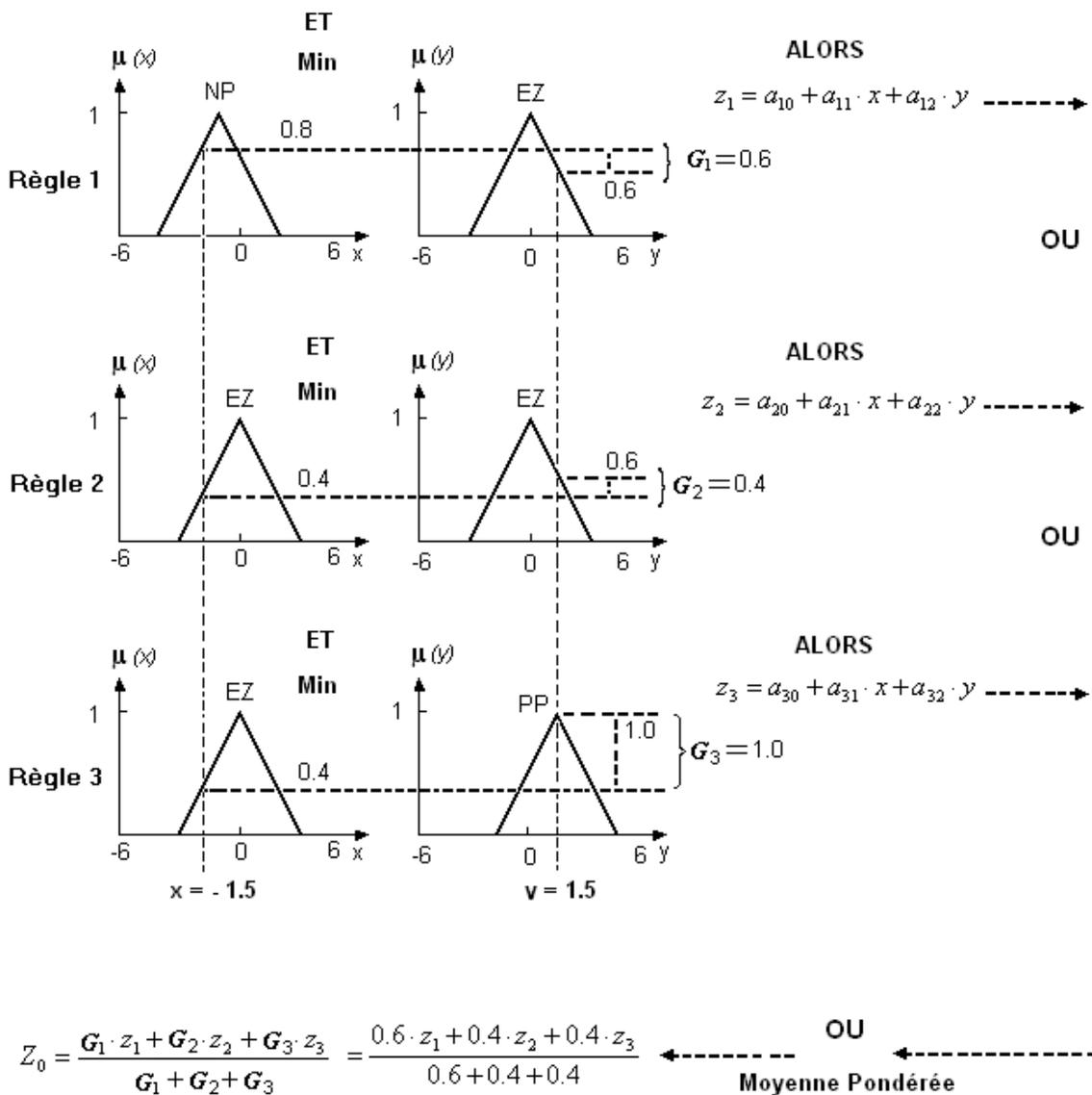


Figure 2.11. Méthode d'inférence de Sugeno.

D- Méthode d'inférence Somme- Produit

Dans ce cas, l'opérateur ET est réalisé par le produit, de même que la conclusion ALORS. Cependant, l'opérateur OU est réalisé par la valeur moyenne des degrés d'appartenance intervenant dans l'inférence.

D'autres méthodes ont été élaborées, ayant chacune une variante spécifique. Néanmoins, la méthode de Mamdani (Max- Min) et la méthode de Sugeno sont, de loin, les plus utilisées.

2.6.4 Interface de défuzzification

Comme nous l'avons vu, les méthodes d'inférence fournissent une fonction d'appartenance résultante $\mu_{res}(z)$. Mais, l'organe de commande nécessite un signal de commande précis (réel) à son entrée ; donc il faut prévoir une transformation de cet ensemble flou en une grandeur précise. Cette transformation est appelée : défuzzification. Il existe plusieurs stratégies de défuzzification, les plus utilisées sont :

- la méthode du centre de gravité ;
- la méthode des hauteurs pondérées ;
- la méthode de la moyenne des maximums.

A- Défuzzification par centre de gravité

La méthode de défuzzification la plus utilisée et celle de la détermination du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante $\mu_{res}(z)$ [HEB97] [MIL01] [BOS02].

L'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante $\mu_{res}(z)$ est donnée par la relation suivante :

$$z_0 = \frac{\sum_{i=1}^n z_i \mu_{res}(z_i)}{\sum_{i=1}^n \mu_{res}(z_i)} \quad (2.14)$$

Avec : z_i : élément i de la base de $\mu_{res}(z)$ ($i=1 \dots n$).

Un exemple est donné pour illustrer l'application de cette formule (figure 2.12).

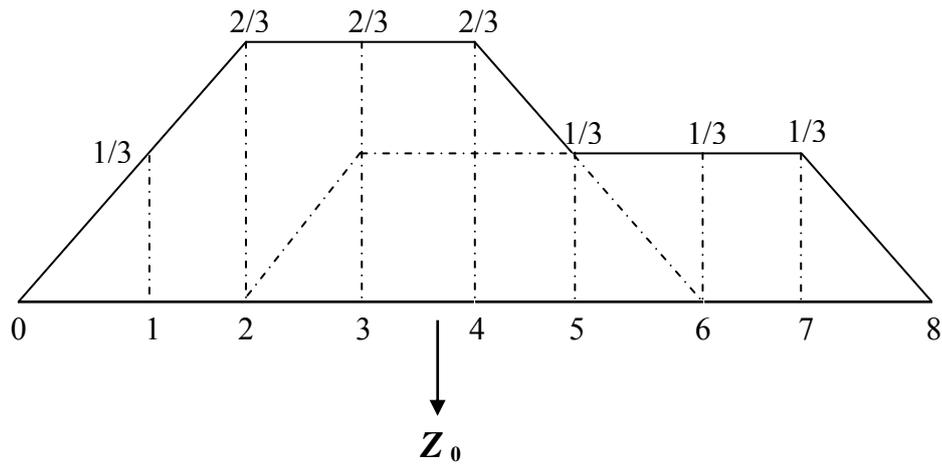


Figure 2.12. Défuzzification de la sortie utilisant deux règles.

$$z_0 = \frac{1 \cdot \frac{1}{3} + 2 \cdot \frac{2}{3} + 3 \cdot \frac{2}{3} + 4 \cdot \frac{2}{3} + 5 \cdot \frac{1}{3} + 6 \cdot \frac{1}{3} + 7 \cdot \frac{1}{3}}{\frac{1}{3} + \frac{2}{3} + \frac{2}{3} + \frac{2}{3} + \frac{1}{3} + \frac{1}{3} + \frac{1}{3}} = 3.7 \quad (2.15)$$

Notez que si la contribution de deux règles ou plus donne des surfaces qui se superposent, la surface superposée ne sera comptée qu'une seule fois (figure 2.12).

B- Défuzzification par la méthode des hauteurs pondérées

La méthode des hauteurs pondérées n'est rien d'autre qu'un cas particulier de la méthode précédente, en considérant uniquement le milieu de la base de chaque fonction d'appartenance contributive.

La grandeur z_0 se calcul par la relation suivantes :

$$z_0 = \frac{\sum_{i=1}^n \bar{z}_i \mu_{res}(\bar{z}_i)}{\sum_{i=1}^n \mu_{res}(\bar{z}_i)} \quad (2.16)$$

Avec : \bar{z}_i : Milieu de la base de la fonction d'appartenance partielle i .

Pour l'exemple précédent (figure 2.12), z_0 est calculé comme suit :

$$z_0 = \frac{3 \cdot \frac{2}{3} + 5 \cdot \frac{1}{3}}{\frac{2}{3} + \frac{1}{3}} = 3.67 \quad (2.17)$$

Ce qui est légèrement moins que la valeur 3.7 obtenue par la méthode du centre de gravité.

C- Défuzzification par la méthode de la moyenne des maximums

La méthode des hauteurs pondérées est davantage simplifiée dans la méthode de la moyenne des maximums. Elle prend le milieu de la base. S'il y a plusieurs maximums, z_0 prend la valeur moyenne des milieux des bases des fonctions d'appartenance partielles maximales. La formule est donnée par :

$$z_0 = \sum_{m=1}^M \frac{z_m}{M} \quad (2.18)$$

Avec : M : le nombre des maximums, z_m est le milieu de la base de la fonction d'appartenance maximale m .

Pour l'exemple de la figure 2.12, on a : $z_0 = 3$ (2.19)

2.7. Conception d'un régulateur par logique flou RLF

Les étapes principales pour concevoir un RLF sont montrées à la figure 2.13. D'abord, il faut étudier le système à régler (procédé) et en faire une description adéquate. Il ne s'agit pas d'une analyse afin d'établir un modèle mathématique, mais on doit plutôt déterminer les grandeurs mesurables et analyser les comportements dynamiques du procédé vis-à-vis de la variation de la grandeur de commande. La description peut faire appel aux variables linguistiques qui peuvent être incorporées aux connaissances de théorie de commande ou aux expériences des opérateurs. On peut alors établir les règles nécessaires pour déterminer la stratégie de réglage. On passe par la suite à la conception du RLF qui comprend la fuzzification, l'inférence et la défuzzification. Il est généralement nécessaire de modifier les fonctions d'appartenance des variables d'entrées et de sortie en plusieurs passages, afin de trouver un comportement acceptable.

A noter que dans le cas de la commande par logique floue, il n'est pas nécessaire de connaître le modèle mathématique du procédé. Cependant si le modèle est disponible (exemple de notre cas), on peut l'utiliser pour tester et modifier la stratégie de réglage afin d'avoir une régulation optimale.

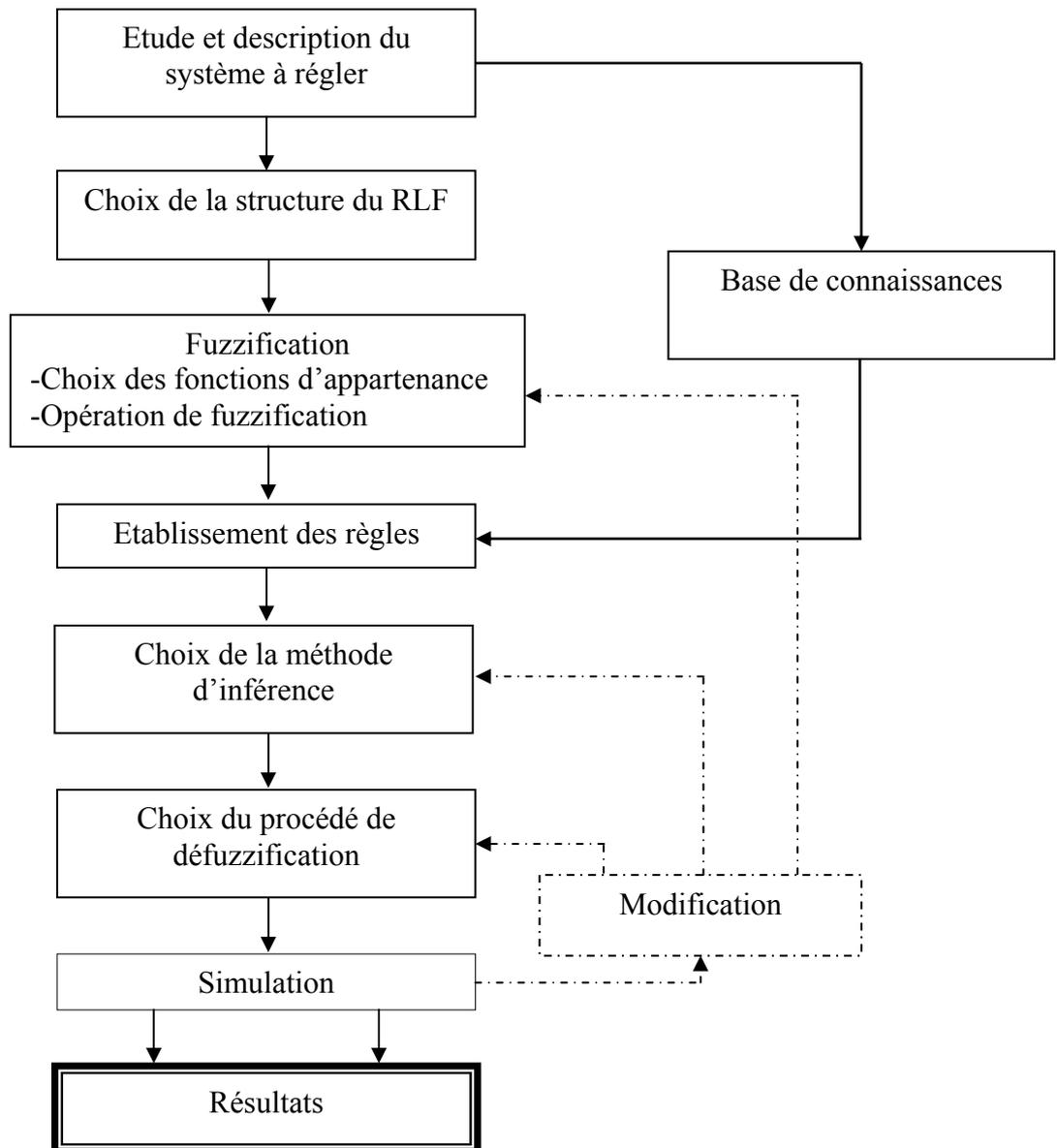


Figure 2.13. *Etapes principales pour la conception d'un RLF.*

2.8. Propriétés d'un réglage par logique flou

La commande par logique floue est en pleine expansion grâce à ses avantages qui peuvent être résumés de la manière suivante [LAB04] [CHE]:

- la non- nécessité d'une modélisation du processus à contrôler (cependant, il peut être utile de disposer d'un modèle convenable) ;
- la maîtrise du système à régler, même avec un comportement complexe ;
- la possibilité d'implanter des connaissances (linguistiques) de l'opérateur du processus ;
- l'obtention fréquente de meilleures prestations dynamiques (régulateur non- linéaire)
- la disponibilité des systèmes de développement efficace, soit un microprocesseur, DSP ou PC (Solution par logiciel), soit un " fuzzy Processor " (Solution matérielle).

Malgré certains inconvénients tels que :

- le manque de directives précises pour la conception d'un réglage (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification et le choix des fonctions d'appartenance, détermination des inférences et de la défuzzification) ;
- l'impossibilité de démontrer la stabilité en l'absence d'un modèle valable;
- l'approche artisanale et non systématique (implantation des connaissances des opérateurs souvent difficile) etc....

On peut affirmer que le réglage par logique floue présente une alternative valable aux réglages conventionnels. Cela est confirmé non seulement par un fort développement dans beaucoup de domaines d'application, mais aussi par des travaux de recherche sur le plan théorique [BUH94].

2.9. Pourquoi la logique floue dans la commande de machine asynchrone

Comme étudié dans le premier chapitre, il est possible de modéliser les machines asynchrones en utilisant les équations d'état. La commande par logique floue est habituellement appliquée pour commander les procédés où la modélisation est impossible ou non- précise (une chaîne de production, par exemple). Pourquoi alors appliquer la logique floue à la commande des machines asynchrones ? Quels sont les intérêts de cette approche appliquée à ces machines asynchrones ? Les réponses à ces questions peuvent être résumées comme suit [MIN97]:

- la machine asynchrone est un procédé fortement non- linéaire. Un régulateur non- linéaire peut donner de meilleures performances à ce système, par rapport au régulateur conventionnel. Etant donné que le RLF est un régulateur non- linéaire [BUH94], nous pouvons alors l'utiliser afin d'obtenir un système de commande de haute performance ;
- l'implantation de la commande par logique floue est relativement plus facile que les autres méthodes modernes (commande adaptative classique, commande par réseau de neurones).

2.10. Application de la logique floue à la commande de la machine asynchrone

Pour réaliser la commande de vitesse d'une machine asynchrone par logique floue, nous utilisons le schéma de commande par flux orienté de la machine asynchrone, illustrée à la figure 1.22 ; en remplaçant les régulateurs conventionnels (qu'ils soient de courant ou de vitesse, de type PI ou IP) par d'autres conçus par logique floue. Pour ce faire, nous allons suivre les étapes indiquées dans le diagramme de la figure 2.13. Nous concevons en premier lieu le régulateur de vitesse, puis nous passons aux régulateurs de courants.

2.10.1 Régulateur de vitesse

2.10.1.1 Étude et description du comportement de La machine

Pour étudier le comportement de la machine avec asservissement de vitesse, il suffit d'observer la réponse du système en boucle fermée de vitesse à la suite d'un changement de la consigne.

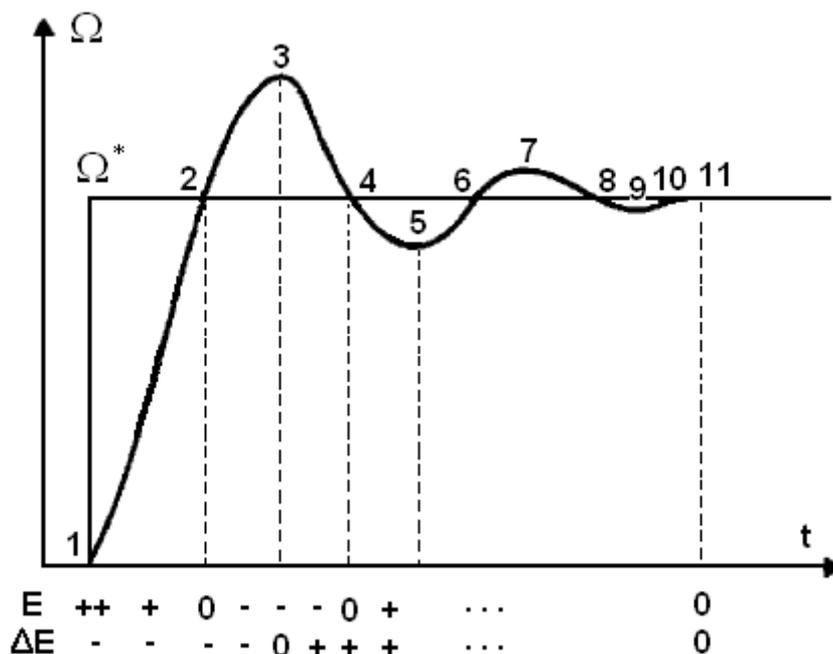


Figure 2.14. Etude du comportement du système (Réponse du système à un échelon de vitesse).

D'après cette figure, on peut déterminer que l'erreur E et le changement d'erreur (dérivée d'erreur) ΔE sont les paramètres les plus significatifs pour décrire le comportement de ce système.

$$E = \begin{cases} + \text{ pour : } (\Omega^* - \Omega > 0) \\ - \text{ pour : } (\Omega^* - \Omega < 0) \end{cases} ; \Delta E = \begin{cases} + \text{ pour : } E(k) - E(k-1) > 0, \text{ (Pente négative)} \\ - \text{ pour : } E(k) - E(k-1) < 0, \text{ (Pente positive)} \end{cases}$$

La description du comportement du système peut être résumée par le tableau suivant :

Sect	E	ΔE	Action	ΔU
Au Point " 1 "	++	-	L'erreur est très grande et positive, il faut commander une forte correction à la machine.	++
[1, 2]	+	-	L'erreur est positive et son changement est négatif ; comme la vitesse se rapproche de la consigne, la correction doit être faible.	+
Au Point " 2 "	0	-	L'erreur est nulle, mais la vitesse tend à s'éloigner de la consigne, il faut diminuer le signal de commande.	-
[2, 3]	-	-	L'erreur est négative et tend à devenir encore plus négative, il faut beaucoup diminuer la commande.	--
Au Point " 3 "	-	0	L'erreur est négative et ne change pas, il faut apporter une correction moyenne.	-
[3, 4]	-	+	L'erreur est négative et son changement est positif, comme la vitesse se rapproche de la consigne, la correction doit être faible.	-
Au Point " 4 "	0	+	L'erreur est nulle, mais la vitesse tend à s'éloigner de la consigne ; il faut un peu augmenter le signal de commande.	+
[4, 5]	+	+	L'erreur est positive et tend à devenir encore plus positive ; il faut assez augmenter le signal de commande.	+
Au Point "10" jusqu'au prochain changement	0	0	L'erreur est nulle et ne change plus (régime permanent), le signal de commande doit être maintenu à sa valeur actuelle.	0

Tableau 2.1. La description du comportement du système à commander.

2.10.1.2 Structure du RLF

Le schéma de base du régulateur flou repose sur la structure d'un régulateur classique à la différence que l'on va retenir la forme incrémentale (figure 2.15).

L'entrée du régulateur flou est l'erreur E , ainsi que sa variation (dérivée) ΔE , La sortie du régulateur ne sera pas le couple électromagnétique, mais plutôt l'incrément du couple ΔC_{em} . Il suffit d'intégrer cette grandeur pour avoir la valeur du couple électromagnétique de référence C_{em}^* .

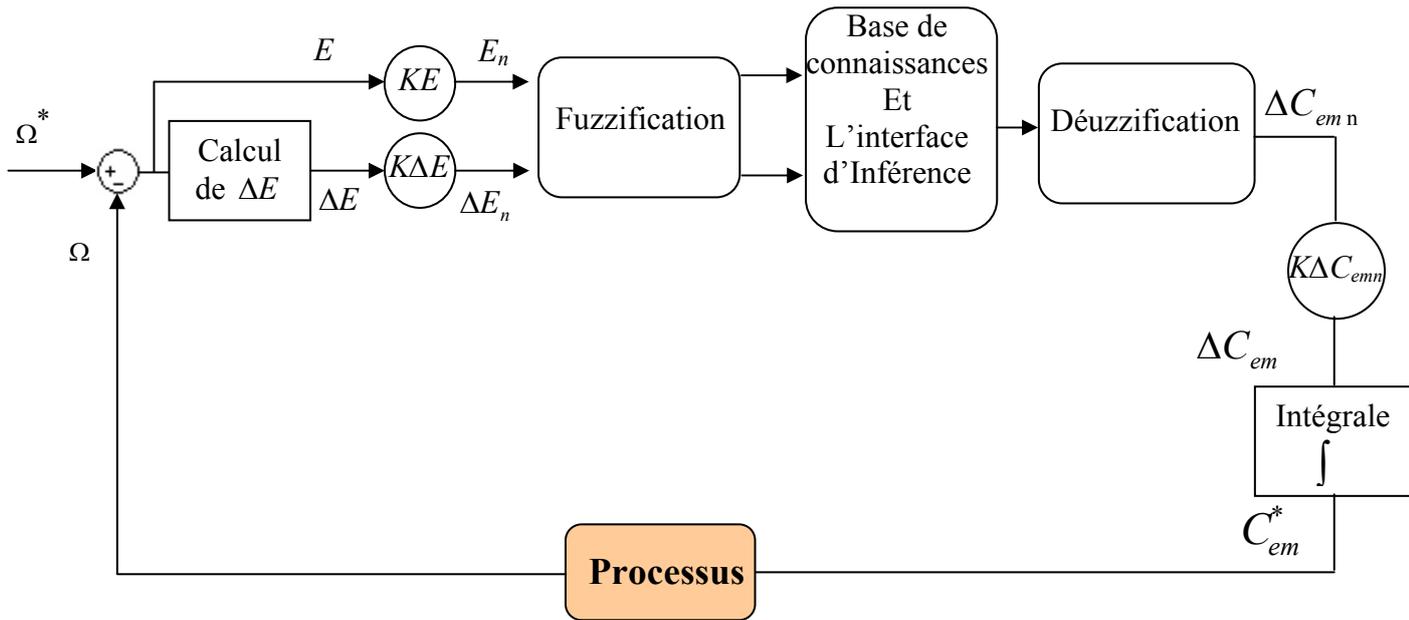


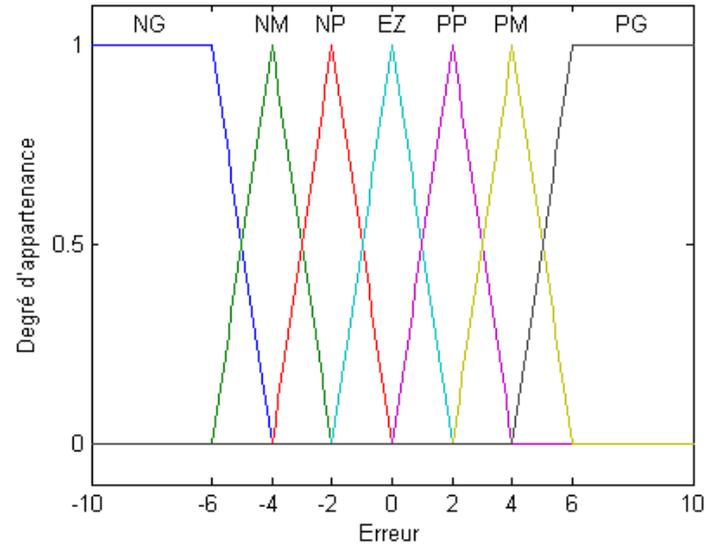
Figure 2.15. Structure du régulateur flou de vitesse.

On retrouve en entrée et en sortie du régulateur flou des gains dits « gains d'adaptation » ou gains de normalisation. Ces derniers jouent un rôle très important puisqu'ils permettent de fixer les performances de la commande (sensibilité du régulateur) et une flexibilité dans l'implémentation du régulateur tout en limitant les univers de discours des variables (d'entrée et de sortie) à un intervalle déterminé, par la normalisation des entrées et de sortie, d'où l'appellation « gain de normalisation ». Cependant, il n'existe aucune méthode systématique qui permet de déterminer ces paramètres, on doit donc procéder par la méthode essai-erreur (tâtonnement).

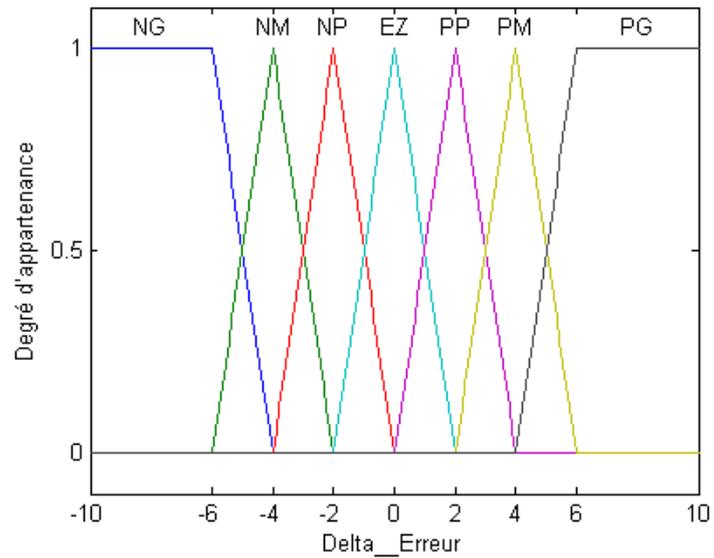
2.10.1.3 Fuzzification

Généralement, on introduit pour une variable x : trois, cinq ou sept ensembles flous. Une subdivision plus fine, c'est-à-dire, de plus de sept ensembles n'apporte aucune amélioration du comportement dynamique du réglage. Par contre, un tel choix compliquerait l'opération et influencerait sur le temps de calcul.

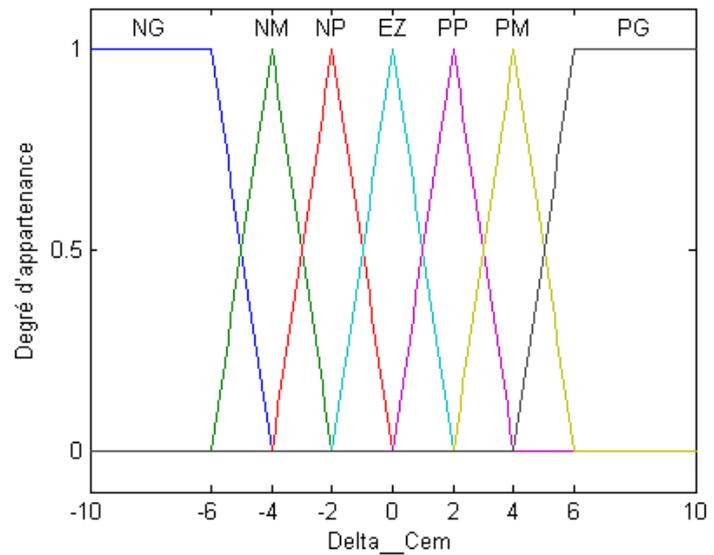
Dans le but d'améliorer le comportement dynamique du réglage de la machine, nous introduisons, pour les variables d'entrées et de sortie du RLF, sept ensembles représentés par des fonctions d'appartenance de forme triangulaire. Sauf pour les extrémités où la forme trapézoïdale est employée.



(a) Erreur normalisée



(b) Variation d'erreur normalisée



(c) Incrément de commande normalisé

Figure 2.16. Fonctions d'appartenances des différents variables linguistiques (RLF de vitesse).

Les différents ensembles sont notés comme suit :

NG : Négatif Grand ;

NM : Négatif Moyen ;

NP : Négatif Petit ;

EZ : Environ Zéro ;

PP : Positif Grand ;

PM : Positif Moyen ;

PG : Positif Grand.

2.10.1.4 Base de connaissances

Selon l'étude faite dans la section 2.8.1.1 (Étude et description du comportement), on peut établir les règles floues qui caractérisent ce régulateur.

On a deux entrées, chaque entrée est représentée par sept ensembles flous, donc quarante-neuf combinaisons possibles, ce qui mène à quarante-neuf règles floues. Ces règles sont représentées dans une matrice dite « matrice d'inférence » (Tableau 2.2).

ΔE_Ω	E_Ω	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	EZ
NM	NG	NG	NG	NM	NP	EZ	PP	
NP	NG	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	
EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG	
PP	NM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG	
PM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG	PG	
PG	EZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG	PG

Tableau 2.2. Table de règles pour le RLF de vitesse.

D'après cette matrice, on peut définir les 49 règles, par exemple :

R_1 : Si E est NG et ΔE est NG Alors ΔC_{em} est NG .

R_{19} : Si E est PP et ΔE est NP Alors ΔC_{em} est EZ .

R_{41} : Si E est PM et ΔE est PM Alors ΔC_{em} est PG .

.....

2.10.1.5 Inférence

La méthode d'inférence utilisée est celle de Mamdani (Max- Min), où l'opérateur « ET » est réalisé par la fonction Min, l'opérateur « ALORS » de chaque règle par la fonction Min et la liaison entre toutes les règles (l'opérateur OU) par la fonction Max.

2.10.1.6 Défuzzification

L'étape de la défuzzification est la dernière étape pour la conception d'un régulateur flou. Elle consiste à transformer une valeur floue (fonction d'appartenance résultante) en une valeur physique (déterministe), en utilisant une des méthodes citées dans la section 2.5.3. Dans notre travail, notre choix c'est porté sur la méthode la plus utilisée. Il s'agit de la défuzzification par centre de gravité.

2.10.2 Régulateurs de courants

Les mêmes étapes utilisées pour la conception du régulateur de vitesse seront répétées pour les régulateurs de courants, seulement on a :

- l'erreur E : au lieu d'être égale à $E = \Omega^* - \Omega$, elle sera égale à $E = i_{ds}^* - i_{ds}$ pour le régulateur de courant i_{ds} et $E = i_{qs}^* - i_{qs}$ pour le régulateur de courant i_{qs} ;
- la sortie du régulateur est V_{ds1} pour le régulateur du courant i_{ds} et V_{qs1} pour le régulateur de courant i_{qs} ;
- Afin que la boucle interne soit plus rapide que la boucle externe (condition d'asservissement), on représente les variables d'entrées et de sortie par trois ensembles, représentés par les fonctions d'appartenances, comme le montre la figure 2.17. Trois ensembles pour chaque entrée, on aura donc neuf combinaisons possibles, d'où neuf règle pour chaque régulateur de courant (i_{qs} et i_{ds}), montrées par le tableau 2.3.

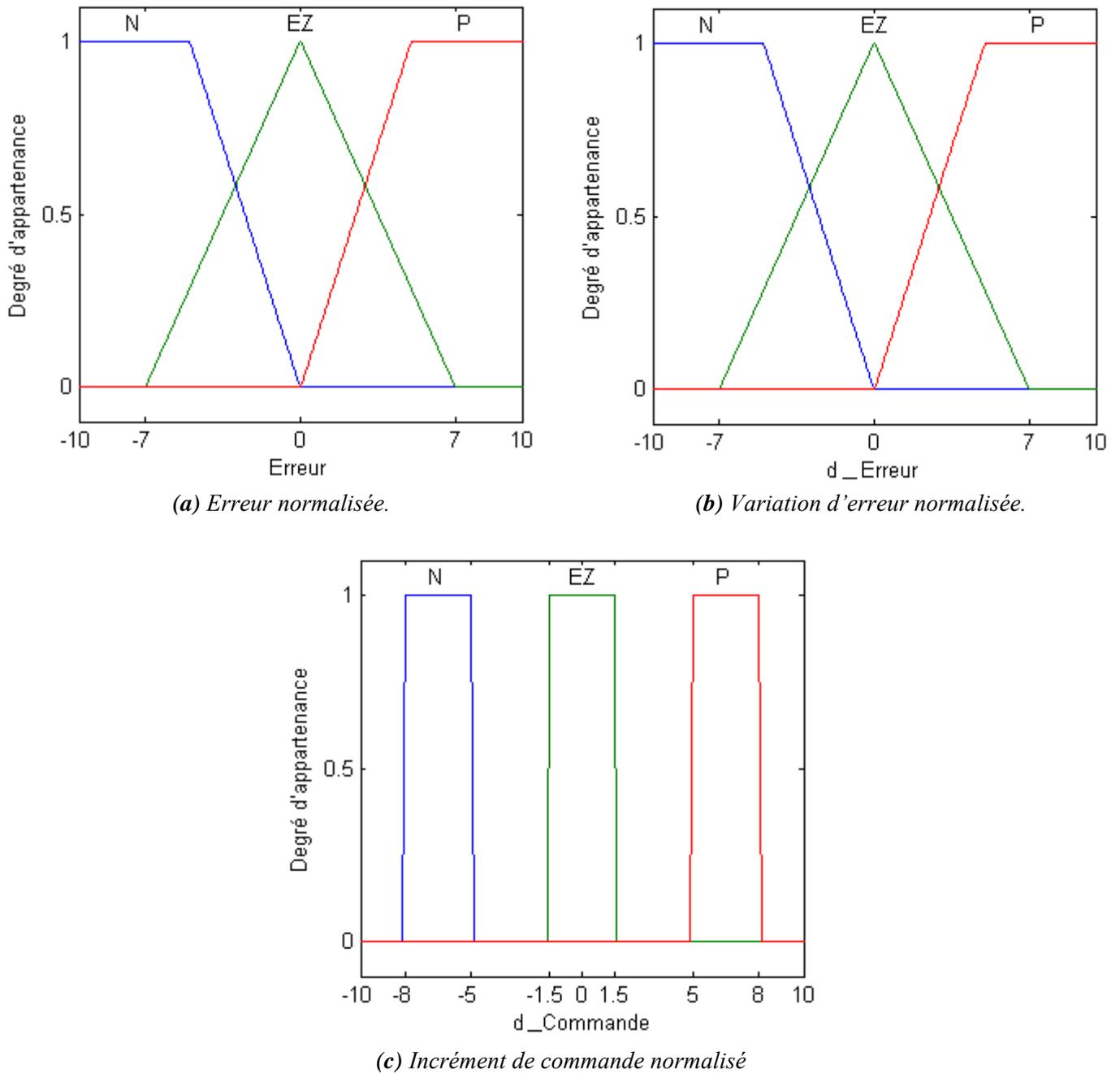


Figure 2.17. Fonctions d'appartenances des différents variables linguistiques (RLF du courant).

ΔE_i	N	EZ	P
N	N	N	EZ
EZ	N	EZ	P
P	EZ	P	P

Tableau 2.3. Table de règles pour le RLF de courant.

De même que pour le régulateur de vitesse, la méthode d'inférence utilisée est celle de Mamdani (Max, Min) et la déffuzzification est réalisée, par la méthode du centre de gravité.

2.10.3. Simulation et interprétation des résultats

Après avoir réalisé la synthèse des régulateurs flous, nous les insérons dans le schéma bloc de la figure 1.22, afin de simuler l'application de ces régulateurs sur la commande de vitesse de la MAS.

La figure 2.18 donne les réponses du système lors d'un démarrage à vide avec une référence de 1420 tr/mn , puis avec l'application d'une charge de 10N.m à l'instant de 0.7s et pendant 0.7s . Ensuite on provoque une inversion du sens de rotation à une vitesse de 1000 tr/mn à $t=2\text{s}$.

Les résultats obtenus montrent que les performances de poursuite de la consigne sont satisfaisantes. Le rejet de la perturbation est mieux que celui des régulateurs classiques (vu en chapitre 1). Le découplage de la machine est réalisé avec succès. La chute de la vitesse est de l'ordre de 1.4%, elle est éliminée en un temps de 0.1s , le dépassement lors de l'enlèvement de la charge (1.4s) est de 1.4%, il est éliminé aussi à 0.1s .

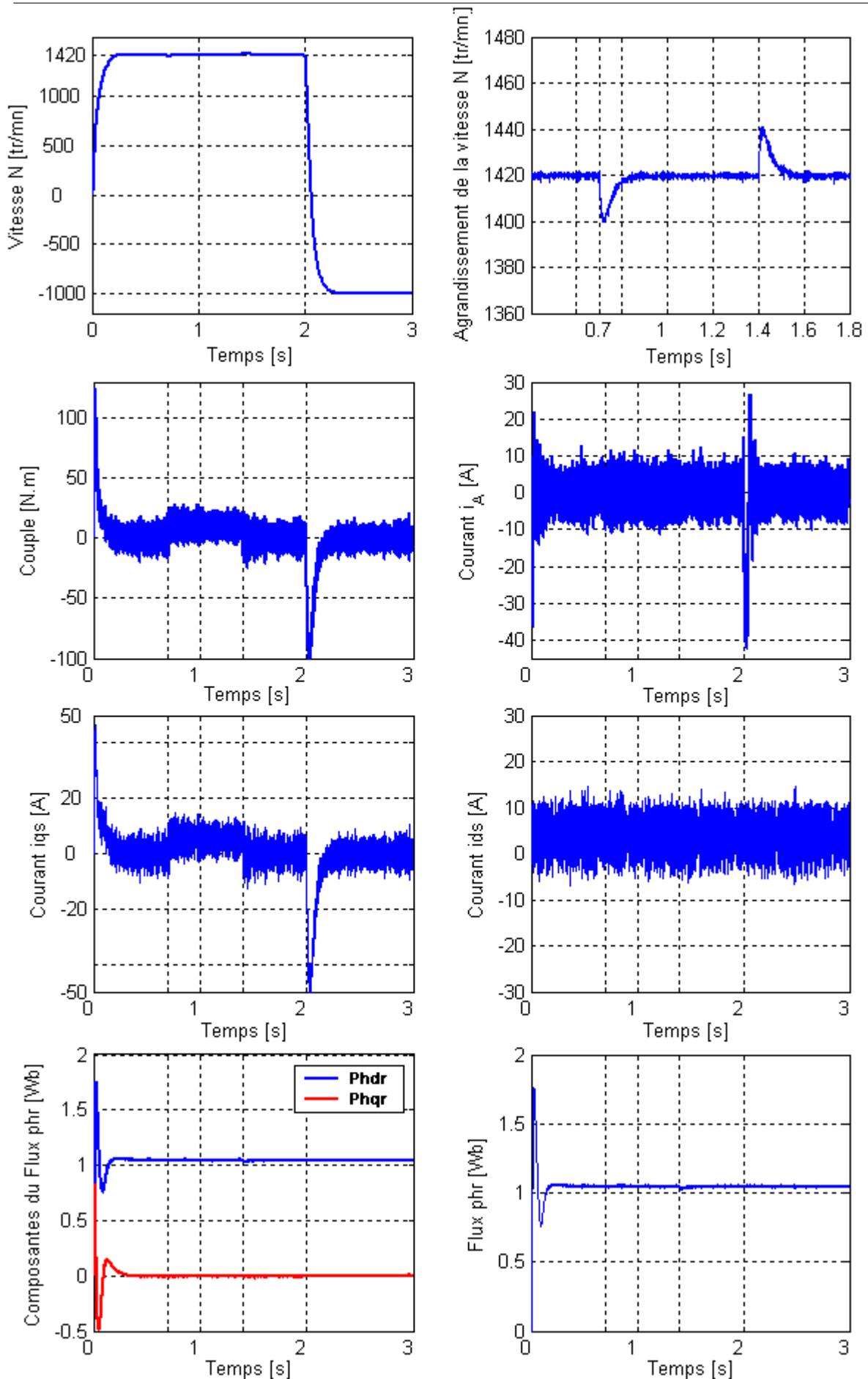


Figure 2.18. Comportement dynamique du système (MAS, Onduleur de tension) en utilisant des régulateurs à Logique floue RLF.

2.10.3.1. Test de robustesse

Dans le but de tester la robustesse de la commande par logique floue, nous allons étudier l'influence des variations paramétriques sur les performances de réglage. Nous faisons fonctionner le système avec différentes valeurs du moment d'inertie ($J = 2J_n$ et $J = 5J_n$), avec une variation de 100% de la résistance rotorique ainsi qu'avec une variation de -20% de l'inductance mutuelle.

La figure (2.19.a) illustre la réponse du système avec le RLF pour une valeur d'inertie $J=2J_n$. nous présentons dans cette figure, les grandeurs les plus significatives : la vitesse N , l'agrandissement de la vitesse pendant le régime transitoire, l'erreur $EN = N_{2J} - N_J$, le couple C_{em} qui donne une information sur le courant i_{qs} puisqu'ils ont la même allure, le courant i_{ds} qui représente de façon implicite le flux rotorique Φ_r et la composante quadrature du flux rotorique Φ_{qr} pour montrer le découplage réalisé par la commande vectorielle.

D'après la figure 2.19.a, la commande floue présente une très grande robustesse vis-à-vis d'un changement de 100% du moment d'inertie ($J = 2J_n$) ; puisque l'erreur ne dépasse pas 8.8% lors de l'inversion de vitesse.

Nous avons ensuite augmenté le moment d'inertie à une valeur encore plus grande de l'ordre ($J = 5J_n$). Les réponses du système avec RLF sont données à la figure (2.19.b). Nous pouvons constater que la réponse de vitesse est encore conforme, plus ou moins, au profil qui lui est imposé, mais que les performances se détériorent ; puisque l'erreur de vitesse devient plus grande (800 tr/mn).

Pour tester la robustesse de cette commande vis-à-vis du changement de la résistance rotorique (figure 2.20), nous avons provoqué une variation de 100% de R_r à l'instant de $1.5s$; et cela après, l'application d'une charge de 10 N.m à $t = 1s$. Les résultats montrent que la vitesse subit une légère diminution à l'instant de la variation qui sera vite éliminée.

Mais ce qui est intéressant dans ce test est que le découplage entre Φ_r et C_{em} est affecté à l'instant de la variation : Φ_{qr} devient non nul et Φ_{dr} ne suit pas sa référence.

La figure 2.21 montre l'influence de l'inductance mutuelle. De même que pour le cas précédent : à $t = 1.5s$, nous provoquons un changement de -20% de la valeur nominale ($L_{sr}=0.8L_{srn}$) après une application de charge à $t=1s$. Il apparaît, selon les résultats, que la vitesse subit une légère diminution lors de changement de L_{sr} qui sera compensée au bout de $0.2s$. Le flux Φ_{qr} reste nul lors du changement, alors que le flux Φ_{dr} coïncide avec le flux Φ_r qui diminue lors de la variation (voir les deux derniers graphes). Cette diminution est due à la proportionnalité entre le flux et l'inductance.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à l'étude de la commande par logique floue de la machine asynchrone. Ce choix a été justifié par la capacité de la logique floue à traiter l'imprécis, l'incertain et le vague. En effet pour le contrôleur flou, l'imprécision des paramètres du système est contrée par le fait de manipuler des labels (variables linguistiques) ; dont les bornes ne sont pas rigides. Cette logique permet aux entrées de varier dans l'intervalle déterminée.

Les résultats de simulation montrent qu'un RLF est robuste face aux variations des conditions de fonctionnements. Cependant, il n'est pas capable de compenser une très grande variation ($J = 5J_n$ par exemple). Autrement dit, il n'est pas lui-même un régulateur adaptatif. Une forme de commande adaptative est donc souhaitable, pour assurer une bonne performance sur une large plage de conditions de fonctionnement.

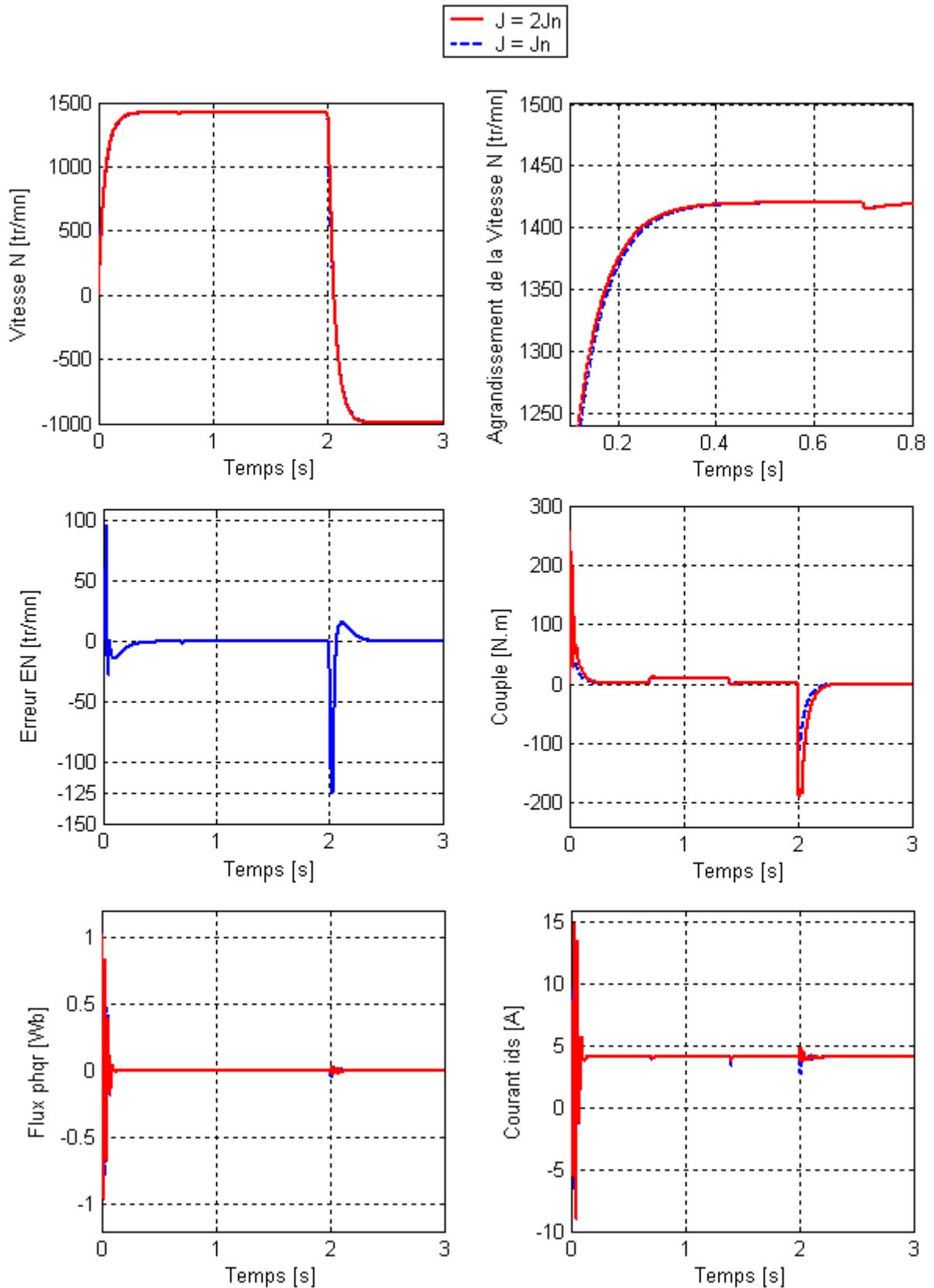


Figure 2.19.a. Test de robustesse du régulateur flou avec application de la charge et inversion du sens de rotation lors d'une variation de 100% du moment d'inertie ($J = 2J_n$).

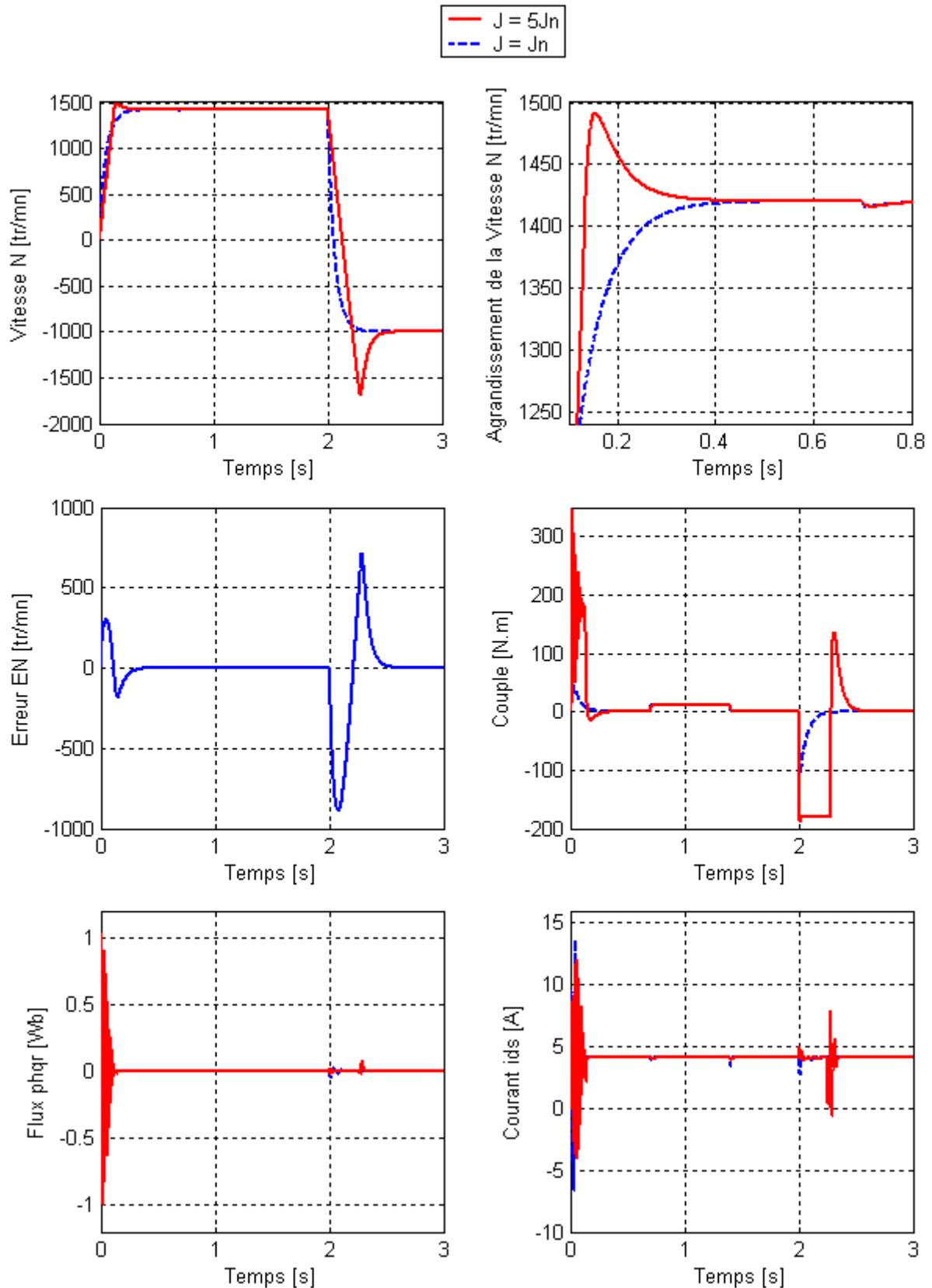


Figure 2.19.b Test de robustesse du régulateur flou avec application de la charge et inversion du sens de rotation lors d'une variation de 400% du moment d'inertie ($J = 5J_n$).

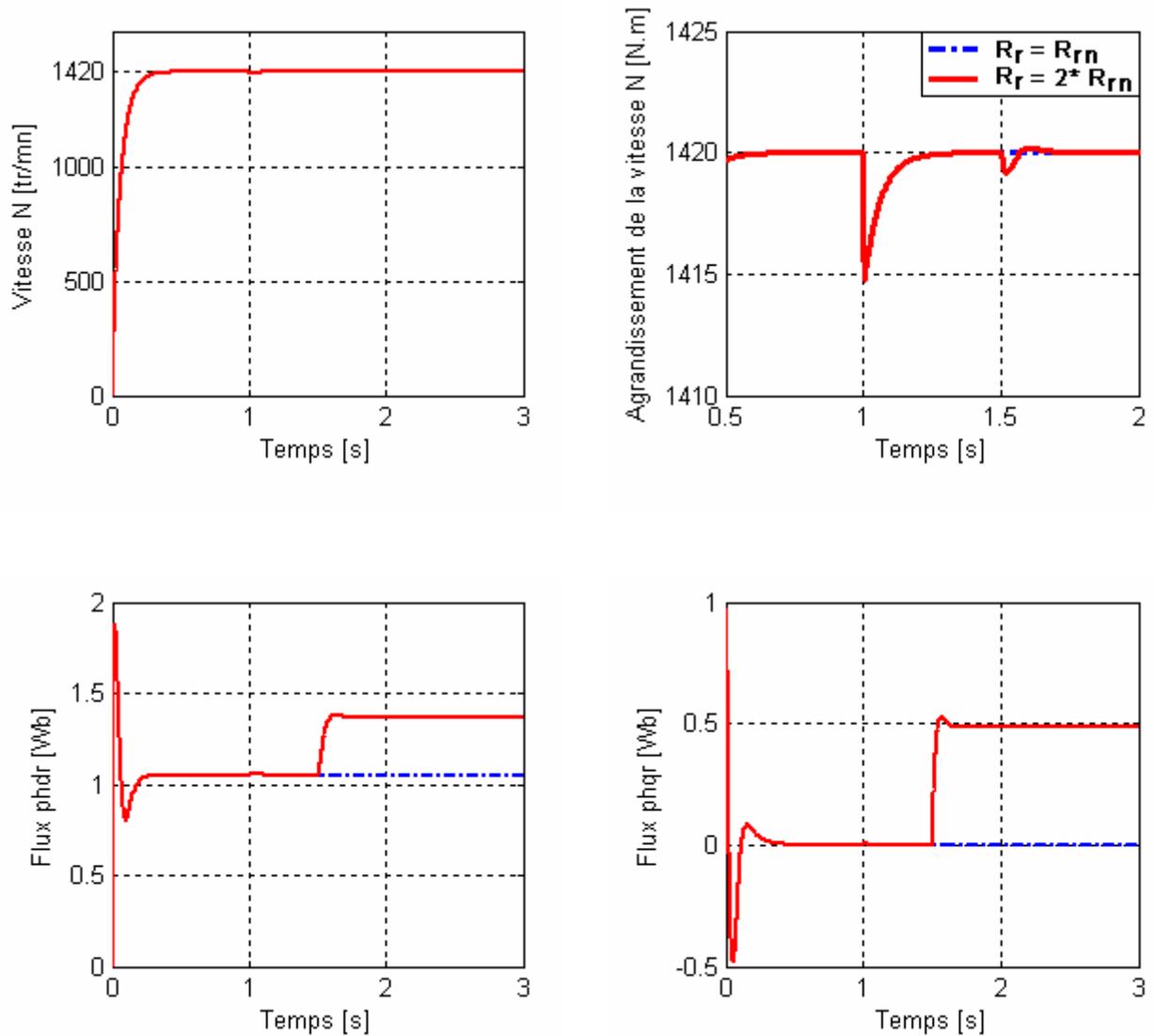


Figure 2.20 Test de robustesse du régulateur flou RLF avec application

de la charge $C_{ch} = 10 \text{ N.m}$ à $t = 1 \text{ s}$ et lors d'une variation

de 100% de la résistance rotorique

R_r à $t = 1.5 \text{ s}$ ($R_r = 2R_{rn}$).

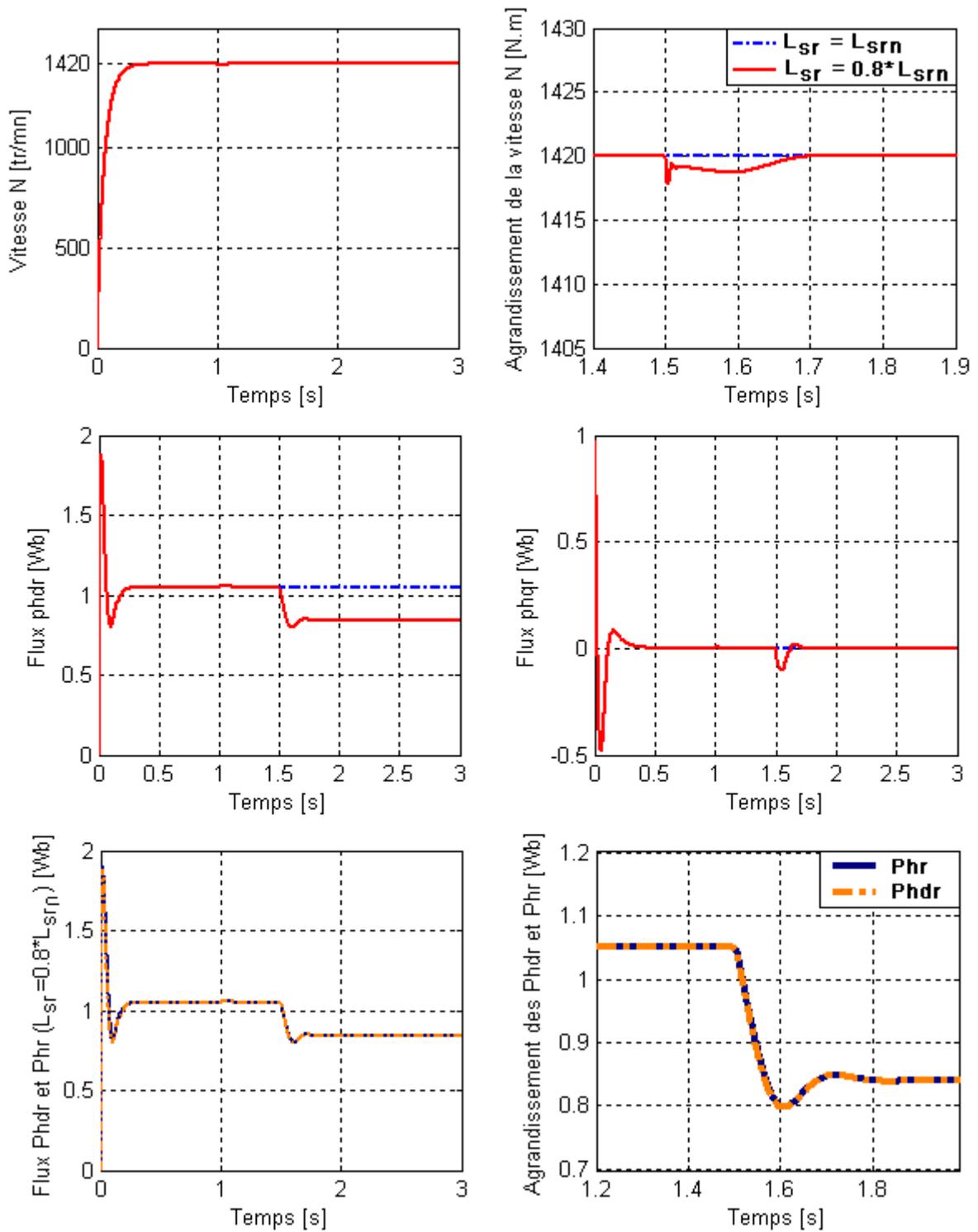


Figure 2.21 Test de robustesse du régulateur flou RLF avec application de la charge à $t = 1\text{ s}$ lors d'une variation de -20% de l'inductance mutuelle L_{sr} à $t = 1.5\text{ s}$ ($L_{sr} = 0.8L_{sr}$).

CHAPITRE III

*Conception d'une nouvelle forme de
la commande adaptative floue.*

Introduction

Dans la pratique, de nombreux systèmes d'asservissement présentent en plus des perturbations extérieures, des non linéarités et des variations paramétriques. Chose qui a poussé les chercheurs à élaborer des algorithmes de commande robustes, aussi bien en stabilisation qu'en poursuite de trajectoire.

L'application des régulateurs à base de connaissances linguistiques (régulateurs flous), constitue un outil puissant pour la commande des processus complexes. Mais sa capacité de robustesse reste moyennement limitée car elle perd sa propriété pour les grandes plages de variations paramétriques.

Très récemment, une nouvelle forme de la commande adaptative est apparue comme remède à ce problème ; elle est appelée **commande à modèle de comportement**. Son principe est d'imposer au processus un comportement assimilable à celui d'un modèle (choisi auparavant), malgré les grandes plages des aléas et des perturbations qui affectent le processus pendant son fonctionnement.

Dans ce travail, nous utilisons des régulateurs flous pour implanter ce type de commande afin d'augmenter sa robustesse. On aboutit ainsi à une commande floue à modèle de comportement.

3.1. Commandes à modèle

Ce sont des commandes adaptatives qui déterminent le réglage d'un processus en utilisant un modèle (plus ou moins explicite) dans leurs algorithmes.

L'étude des caractéristiques des commandes à modèle peut être généralisée grâce à une présentation partant de quatre blocs fonctionnels bien définis (figure 3.1).

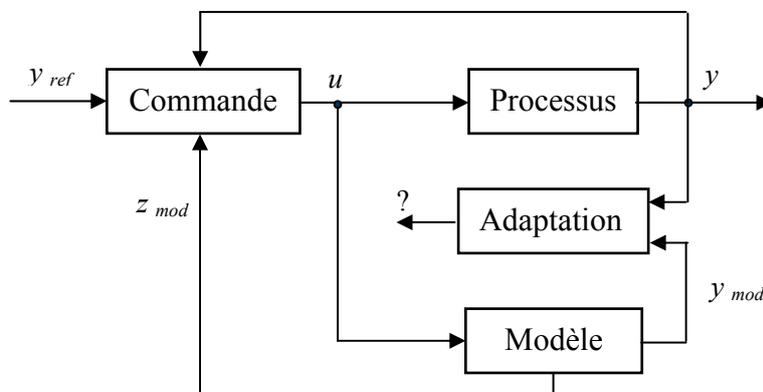


Figure 3.1. Représentation d'une commande à modèle.

Le bloc « processus » correspond au processus réel. Il est caractérisé par le vecteur d'entrée u et le vecteur de sortie y .

Le bloc « commande » définit la variable de contrôle u , pour que le processus suive le vecteur de référence y_{ref} . D'autres entrées peuvent agir au niveau de ce bloc : le vecteur des sorties du processus (comme retour) et celui des variables estimées z_{mod} .

Le bloc « modèle » est la simulation du processus, soit un modèle simplifié et idéalisé du processus. Souvent, l'entrée de ce bloc est la même que celle du processus. Les sorties, z_{mod} et y_{mod} , sont utilisées par la commande et par le bloc d'adaptation.

La différence entre la sortie du processus et celle du modèle est gérée par le bloc « d'adaptation ». En fonction de l'utilisation de cette sortie par les autres blocs, on distingue plusieurs types de commandes à modèles, à savoir : commande avec reconstruteur d'état (estimateur/observateur), commande à modèle de référence (MRAC), commande à modèle interne (CMI) et la commande à modèle de comportement (CMC).

3.1.1. Commande avec reconstruteur d'état (Observateur)

Un observateur (Closed- Loop Model Estimation, CLME) [S] est un reconstruteur d'état [Dav00] qui impose au modèle de suivre le processus (figure 3.2). On peut non seulement reconstruire un état, mais aussi des paramètres de processus (par exemple la constante de temps rotorique d'une machine asynchrone).

L'observateur est bouclé par le bloc d'adaptation, dont la sortie agit sur le modèle. L'erreur entre le modèle et le processus va permettre au modèle de converger vers le processus grâce à un traitement par le mécanisme d'adaptation. Les variables estimées sont ensuite utilisées dans le bloc de commande.

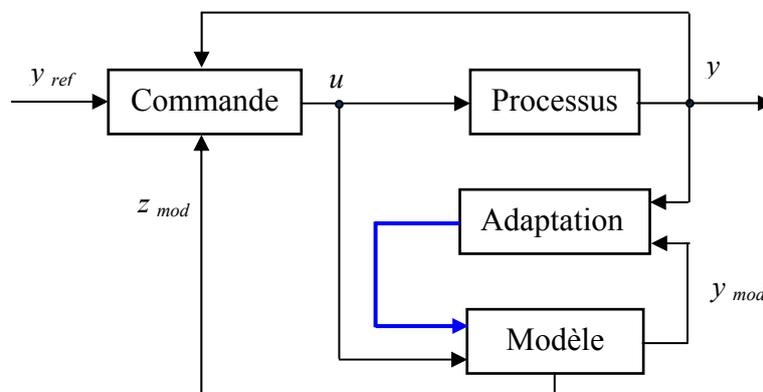


Figure 3.2. Exemple de la commande avec observateur.

3.1.2. Commande adaptative à modèle de référence (Model Reference Adaptive Control, MRAC)

Selon l'erreur entre le modèle et le processus, le module d'adaptation agit directement sur le bloc de commande (les paramètres du régulateur sont recalculés en temps réel en fonction de cette erreur) [Wan97] ; de la même manière l'erreur peut être la variable conduisant à l'adaptation en temps réel des paramètres du modèle [Sch92]. Ces structures de commande sont utilisées soit pour l'estimation adaptative des paramètres du processus [Row91], soit pour l'estimation des variables d'état (comme la vitesse d'une machine asynchrone) [Sch92] [Zhe98].

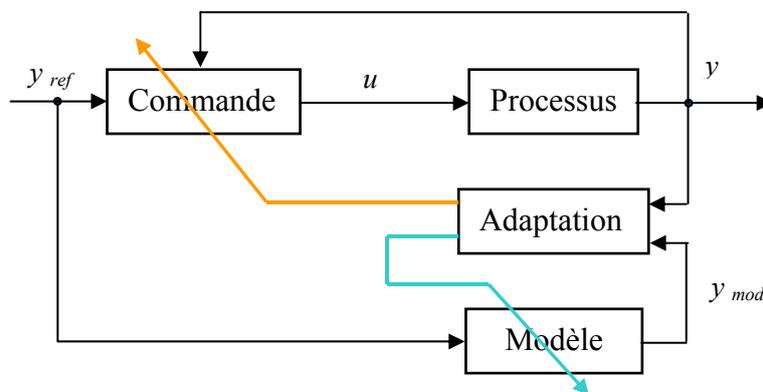


Figure 3.3. Exemple de la commande à modèle de référence.

A noter que la grandeur d'entrée du modèle $M(S)$ est y_{ref} au lieu de u_{reg} ;

3.1.3. Commande à modèle interne (Internal Model Control, IMC)

La commande à modèle interne (figure 3.4) [Mor89] est un autre moyen d'augmenter la robustesse d'une commande. Son module d'adaptation permet de définir une perturbation équivalente qui est ensuite compensée dans le bloc de commande (régulateur) ;

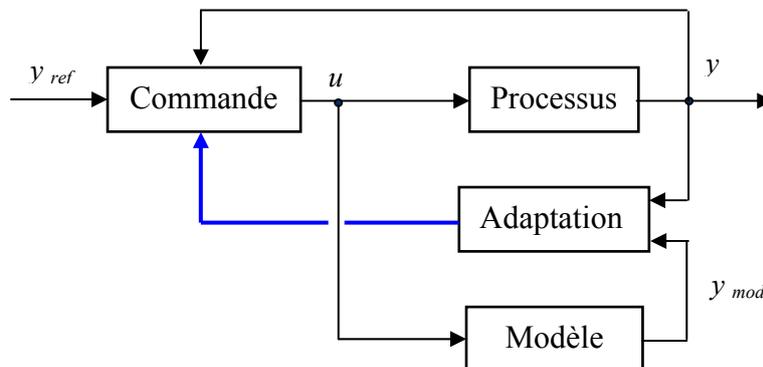


Figure 3.4. Exemple de la commande à modèle interne.

3.1.4. Commande à modèle de comportement (Behavior Model Control, BMC)

Une étude bibliographique [Vu199], nous a permis de classer la commande à modèle de comportement (CMC) parmi les autres commandes à modèle. Son module d'adaptation permet de définir une commande supplémentaire pour le processus afin de faire tendre ce dernier vers le modèle. L'analyse et la structure de cette commande (CMC) font l'objet de la première partie de ce chapitre.

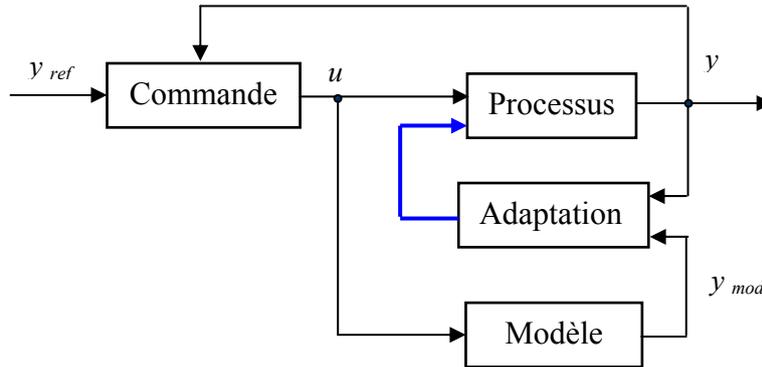


Figure 3.5. Exemple de la commande à modèle de comportement.

3.2. Principe de fonctionnement de la commande à modèle de comportement

La commande à modèle de comportement (CMC ou BMC) « Behavior Model Control » [Hau97] a pour but principal de définir une grandeur de commande complémentaire à celle définie par le régulateur principal afin d'en améliorer les performances. Elle nécessite au minimum deux régulateurs, un modèle et le processus (figure 3.6).

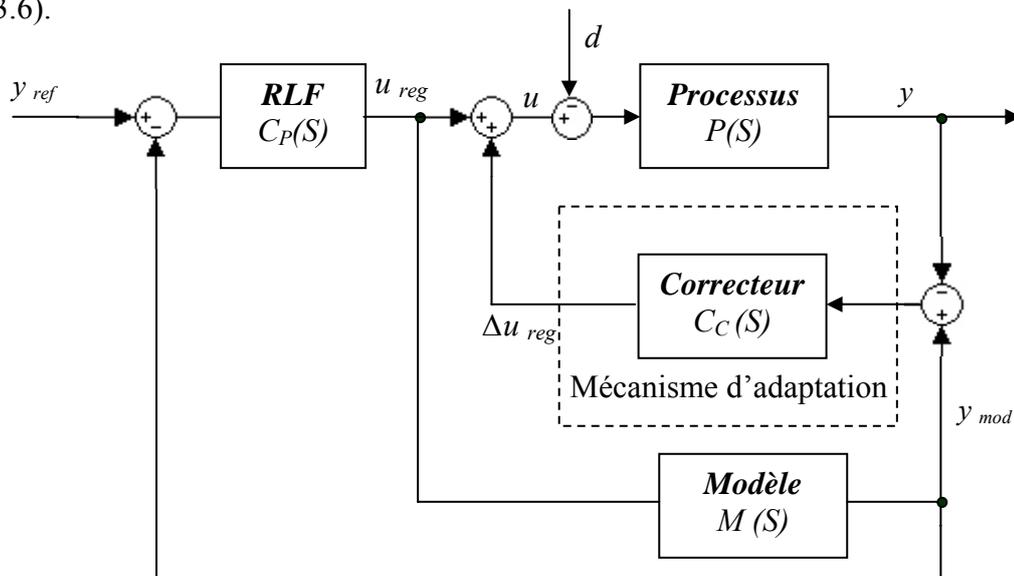


Figure 3.6. Commande à modèle de comportement (Schéma fonctionnel).

Selon une grandeur de référence y_{ref} , un régulateur principal $C_p(S)$ délivre une grandeur de régulation u_{reg} . La grandeur issue du régulateur principal u_{reg} est appliquée à un modèle choisi auparavant $M(S)$, appelé modèle de comportement, ce dernier définit une grandeur de sortie y_{mod} .

Un second régulateur, dit régulateur de comportement ou correcteur d'adaptation $C_C(S)$, utilise l'écart entre la sortie du processus y et celle du modèle y_{mod} , pour définir la grandeur de commande complémentaire Δu_{reg} .

En annulant l'erreur ($y - y_{mod}$), le comportement du processus devient semblable à celui du modèle, d'où l'appellation « Commande à modèle de comportement ».

Cette commande complémentaire sera ajoutée à la grandeur u_{reg} puis fournie au processus $P(S)$.

De ce fait, cette commande auxiliaire augmente la robustesse de la commande globale [Bra96] [Rob95] [Vul00], Elle rejette indirectement diverses perturbations [Ste97] facilite la synthèse du contrôle classique [Dum98] et permet la linéarisation d'un processus non-linéaire à travers d'un modèle linéaire [Pie00].

A noter que le régulateur principal sert à éliminer l'erreur entre la grandeur de référence y_{ref} et celle de la sortie, qui peut aussi bien être la sortie du modèle y_{mod} ou celle du processus y . On peut avoir donc deux types de CMC : CMC à retour par la sortie du modèle ou CMC à retour par la sortie du processus.

3.2.1. Analyse de la boucle de comportement

D'après le schéma de la figure 3.6, on peut déduire les expressions suivantes [VUL02] [BOU07] :

$$\begin{cases} Y(S) = P(S)[U_{reg}(S) + \Delta U_{reg}(S) - d] \\ Y_{mod}(S) = C_C(S)[M(S) \cdot U_{reg}(S) - Y(S)] \end{cases} \quad (3.1)$$

Suite au calcul, on arrive au système qui exprime la sortie du processus y et du modèle y_{mod} .

$$\begin{cases} Y(S) = \frac{P(S)(1 + M(S) \cdot C_C(S))}{1 + P(S) \cdot C_C(S)} \cdot U_{reg}(S) - \frac{P(S)}{1 + P(S) \cdot C_C(S)} \cdot d \\ Y_{mod}(S) = M(S) \cdot U_{reg}(S) \end{cases} \quad (3.2)$$

Où d : représente la grandeur de perturbation.

Afin de simplifier ce système, le régulateur de correction C_C doit satisfaire aux hypothèses suivantes :

$$\begin{cases} |M(S) \cdot C_C(S)| \gg 1 \\ |P(S) \cdot C_C(S)| \gg 1 \end{cases} \quad (3.3)$$

Après simplification, on obtient :

$$\begin{cases} Y(S) = M(S) \cdot U_{reg}(S) - \frac{1}{C_C(S)} d \\ Y_{mod}(S) = M(S) \cdot U_{reg}(S) \end{cases} \quad (3.4)$$

Ce qui donne le résultat suivant :

$$Y(S) = Y_{mod}(S) - \frac{1}{C_C(S)} d \quad (3.5)$$

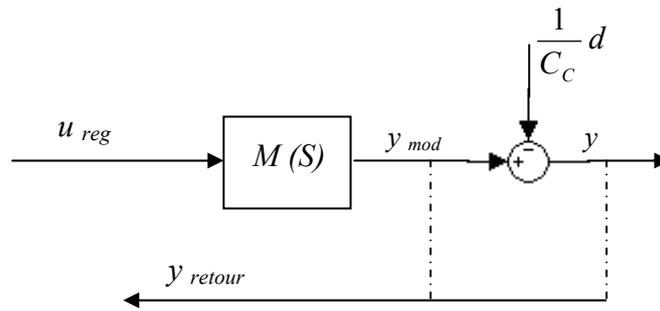


Figure 3.7. Représentation simplifiée de la commande à modèle de comportement.

La sortie du processus (y) est la même que celle du modèle (y_{mod}) à une perturbation près.

Si cette perturbation $\frac{d}{C_C(S)}$ est négligeable par rapport à la sortie du processus y , cette

dernière suit parfaitement la sortie du modèle. Cette condition s'écrit :

$$\frac{d}{C_C(S)} \ll M(S) \cdot U_{reg}(S) \quad (3.6)$$

En considérant le retour émanant de la sortie du modèle y_{mod} , le système (3.2) devient :

$$\begin{cases} y(S) = \frac{P(S)(1 + M(S) \cdot C_C(S))}{M(S) \cdot (1 + P(S) \cdot C_C(S))} \cdot y_{mod}(S) - \frac{P(S)}{1 + P(S) \cdot C_C(S)} \cdot d \\ y_{mod}(S) = \frac{M(S) \cdot C_P(S)}{1 + M(S) \cdot C_P(S)} \cdot y_{ref}(S) \end{cases} \quad (3.7)$$

Pour simplifier la fonction de transfert $\frac{y}{y_{\text{mod}}}$, admettons l'hypothèse suivante :

$$|M(S) \cdot C_C(S)| \gg 1 \quad (3.8)$$

Cette hypothèse pourrait être le résultat de l'évolution du processus, de sorte que la seconde condition de l'hypothèse (3.3) ne serait pas vérifiée. On obtient :

$$y(S) = \frac{P(S) \cdot C_C(S)}{(1 + P(S) \cdot C_C(S))} \cdot y_{\text{mod}}(S) - \frac{P(S)}{1 + P(S) \cdot C_C(S)} \cdot d \quad (3.9)$$

La fonction de transfert $\frac{y_{\text{mod}}}{y_{\text{ref}}}$ n'a besoin d'aucune hypothèse simplificatrice. Elle est

l'expression d'une boucle fermée du modèle $M(S)$ et du correcteur $C_p(S)$. La synthèse du correcteur $C_p(S)$ se fait, suivant le modèle $M(S)$. Cette boucle fermée n'étant perturbée par aucune perturbation externe ou interne apparaît évidemment très robuste.

Ces fonctions de transfert $(\frac{y}{y_{\text{mod}}}, \frac{y_{\text{mod}}}{y_{\text{ref}}})$ mettent en évidence une boucle de réglage

illustrée par le schéma équivalent de la figure 3.8 :

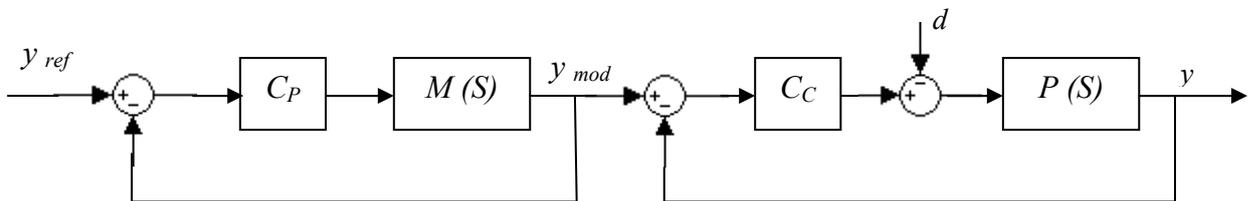


Figure 3.8. Schéma équivalent de la CMC à retour par la sortie du modèle.

Sur ce schéma équivalent, on voit clairement que le correcteur $C_C(S)$ n'intervient pas seulement sur la perturbation, mais également sur la poursuite de la référence (entrée y_{mod}). Comme les deux boucles sont en série, la plus lente va imposer la dynamique globale du réglage. Dans ce cas, on choisit la première boucle ($M-C_p$) plus lente par rapport à la deuxième ($P-C_C$).

La fonction de transfert $\frac{y}{y_{\text{mod}}}$ peut être encore simplifiée, en utilisant l'expression suivante :

$$|P(S) \cdot C_C(S)| \gg 1 \quad (3.10)$$

$$\text{On obtient ensuite : } y(S) = y_{\text{mod}}(S) - \frac{d}{C_c(S)} \quad (3.11)$$

Le résultat 3.11 est en accord avec l'expression 3.5. Le schéma équivalent sera le suivant (figure 3.9).

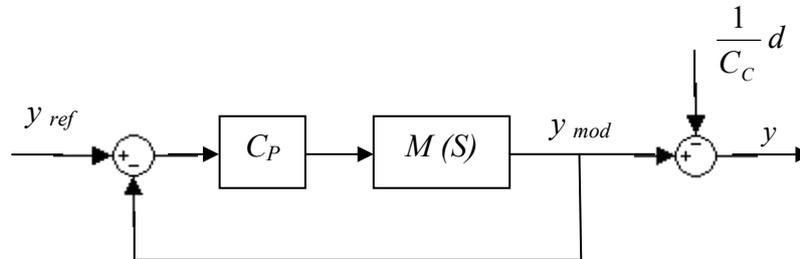


Figure 3.9. Schéma simplifié de la CMC à retour par la sortie du modèle.

3.2.2. CMC pour deux boucles imbriquées

Considérons un processus formé de deux sous- processus en cascade à constantes de temps assez différentes (exemple de la partie électrique et mécanique d'une machine électrique). Pour appliquer la CMC à ce type de processus, on a besoin de deux modèles et de deux correcteurs de comportement (modules d'adaptation).

Selon le point d'action des deux régulateurs de corrections (C_{C1} , C_{C2}), et le rapport de liaison entre les deux modèles, on distingue quatre structures de la CMC [VUL02]:

- 1- BMC action locale – modèle distribué (figure 3.10) ;
- 2- BMC action locale – modèle global (figure 3.11) ;
- 3- BMC action globale – modèle global (figure 3.12) ;
- 4- BMC action globale – modèle distribué (figure 3.13).

La structure est dite « à action globale » si les deux correcteurs agissent sur le même point dans la boucle (au niveau de la tension par exemple) sinon, elle est appelée à action locale. De même qu'elle est appelée « structure à modèle globale », si les deux modèles sont liés entre eux (la sortie de l'une est l'entrée de l'autre), dans le cas contraire où les deux modèles sont totalement indépendants, on parle d'une structure à modèle distribué.

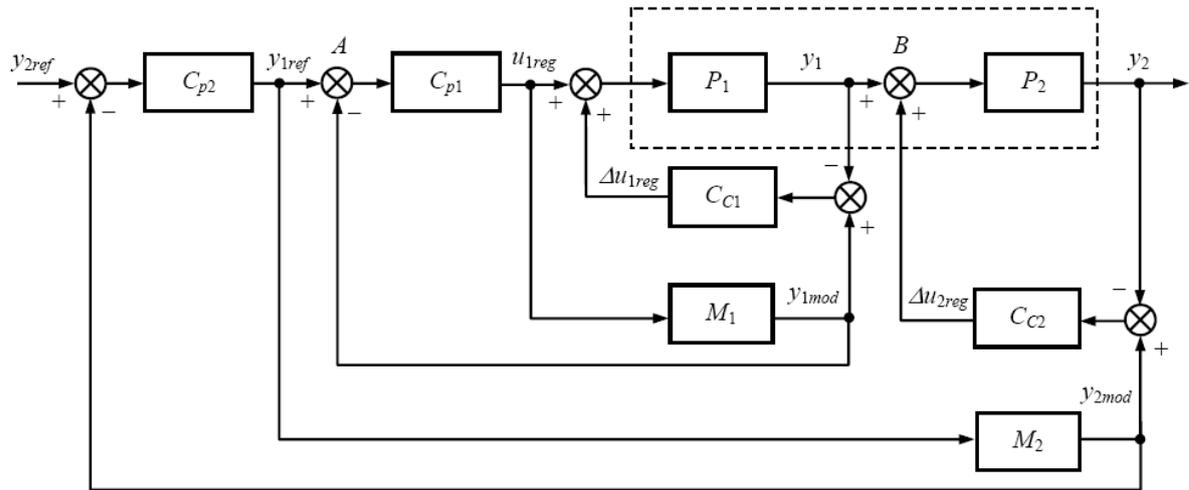


Figure 3.10. CMC à structure « action locale -- modèle distribué ».

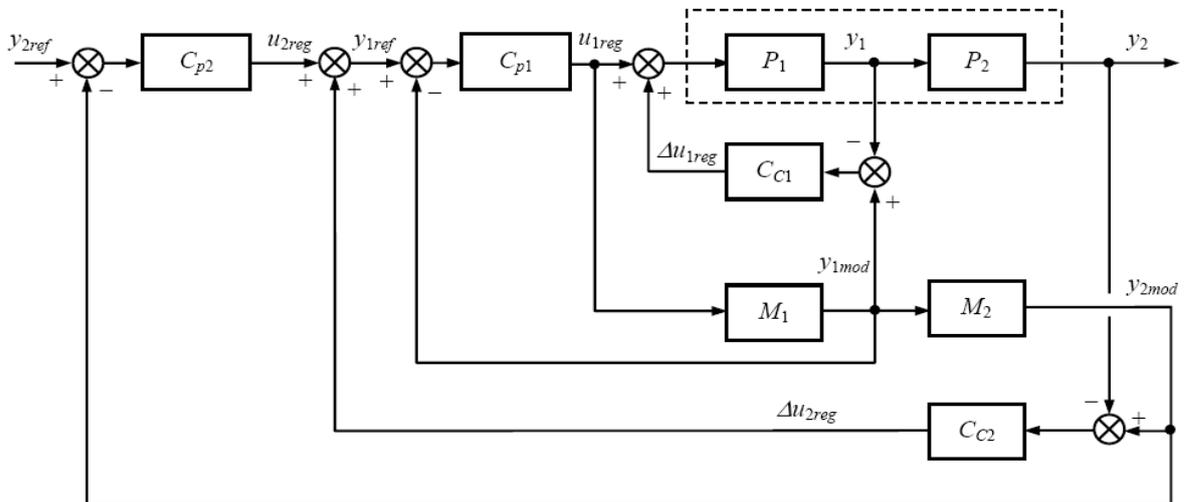


Figure 3.11. CMC à structure « action locale -- modèle global ».

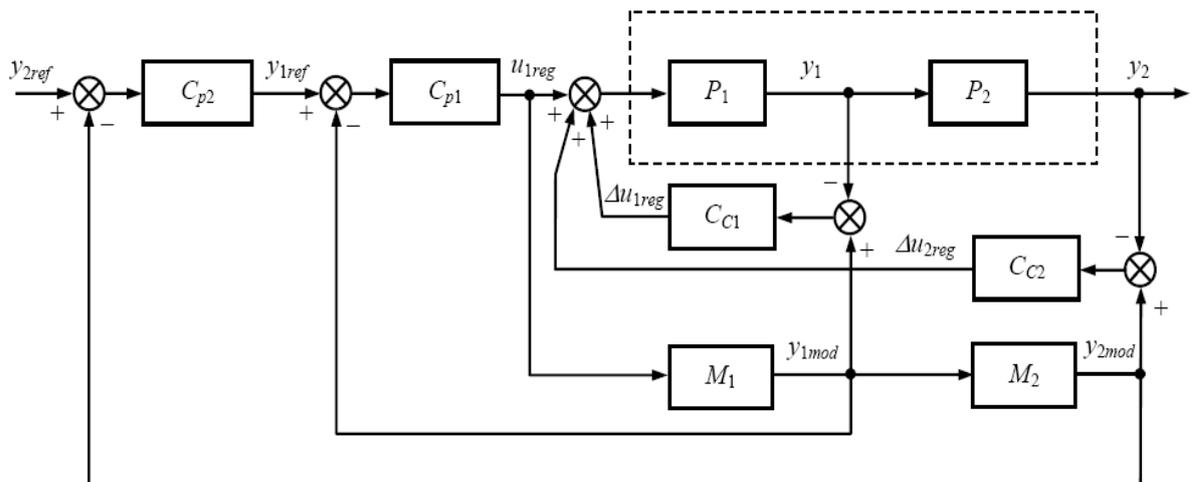


Figure 3.12. CMC à structure « action globale -- modèle global ».

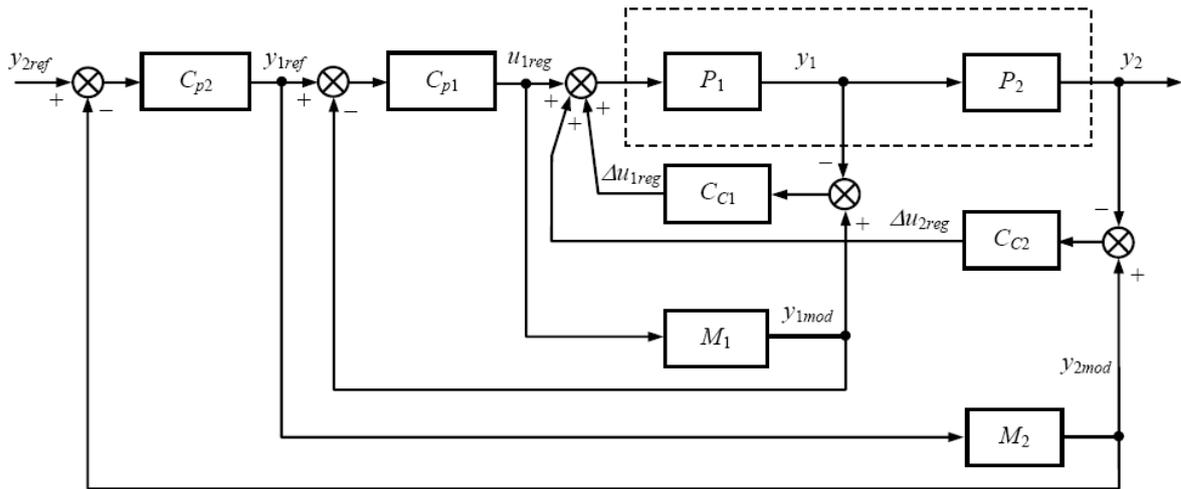


Figure 3.13. CMC à structure « action globale -- modèle distribué ».

Les figures illustrées aux dessus représentent les structures de la CMC avec retour issu de la sortie du modèle. Le résultat reste valable pour le deuxième type de la CMC (retour par la sortie du processus).

3.3. Application à la commande de la MAS

Nous procédons maintenant à l'application de la commande floue à modèle de comportement, pour commander la vitesse de la machine asynchrone (MAS). Nous l'appelons : *commande floue à modèle de comportement*, parce que tous les régulateurs utilisés pour sa conception sont des régulateurs flous.

Nous adaptons le schéma de la commande par logique floue, utilisé dans le deuxième chapitre, au schéma de la figure 3.10 (CMC à action locale, modèle distribué). Le choix des modèles à utiliser et la conception des correcteurs de comportement seront discutés par la suite.

Remarque :

Le choix de la structure « action locale, modèle distribué » est justifié par la facilité d'analyse (voir annexe 5), celui du retour (retour par la sortie du modèle) est choisi pour réduire l'effet du bruit ou toute autre perturbation.

Le choix du modèle, pour la boucle de vitesse, s'est porté sur la fonction de transfert de la machine asynchrone qui relie la vitesse mécanique au couple électromagnétique (équation 3.12). Pour la boucle du courant, le modèle est équivalent à la fonction de transfert utilisée dans le premier chapitre pour définir les paramètres des régulateurs de courants (équation 3.13) [BOU02].

$$M_{\Omega}(S) = \frac{1}{J \cdot S + f} \quad (3.12)$$

$$M_i(S) = \frac{1}{\sigma \cdot L_s \cdot S + K_t} \quad (3.13)$$

$$\text{Avec : } \sigma = 1 - \frac{L_{sr}^2}{L_s \cdot L_r}, \quad K_t = R_s + \frac{L_{sr}^2}{L_r \cdot T_r}$$

3.3.1. Conception des régulateurs de correction

D'après le schéma de commande de la figure 3.14, on a besoin de trois régulateurs de correction : deux correcteurs pour les deux boucles de courants et un troisième pour la boucle de vitesse.

Ces trois régulateurs de corrections (de comportement) sont de type flou. Pour leur conception nous allons suivre les démarches indiquées dans le deuxième chapitre.

Nous commencerons par celui de la vitesse, puis nous passerons aux régulateurs de courant

Note : Les régulateurs Principaux (C_p) restent les mêmes utilisés dans le deuxième chapitre, nous rappelons qu'ils sont de types flous (voir section 2.10).

3.3.1.1. Régulateur de correction (utilisé dans la boucle) de vitesse

Le régulateur de correction utilisé dans la boucle de vitesse permet d'annuler l'erreur entre la vitesse de sortie de la machine Ω et celle du modèle Ω_{mod} . Donc il est très commode d'utiliser cette erreur ainsi que sa dérivée comme entrées à ce correcteur. En intégrant la sortie de ce dernier, on obtient le signal de correction ΔC_{em} qui permet à la MAS d'avoir un comportement assimilable à celui du modèle.

La structure interne du bloque « Régulateur de correction » RCLF est identique à celle d'un RLF (Régulateur principale), c'est-à-dire qu'elle se compose de trois blocs : Fuzzification (F), Base de Connaissance et l'Inférence (I) et la déffuzification (D) (voir figure 3.15).

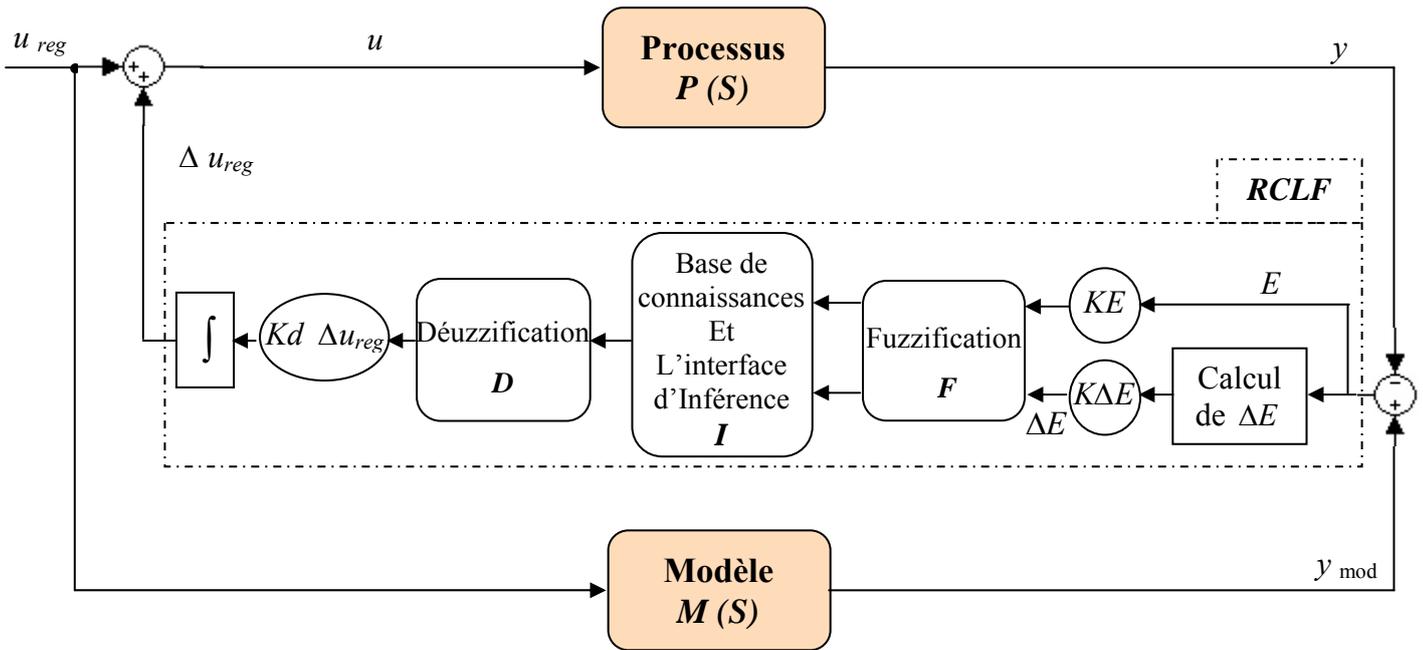


Figure 3.15. Structure du régulateur flou de correction RCLF.

De même que pour le procédé de la conception du régulateur principal RLF, chaque entrée est représentée par sept ensembles flous. Ce qui conduit à une base de règles composée de quarante neuf (49) règles. La méthode d'inférence utilisée est celle de Mamdani (Max- Min). Alors que la défuzzification est réalisée par la méthode de centre de gravité.

Le tableau suivant (3.1) montre les règles employées pour la conception du régulateur de correction (comportement) (employé dans la boucle de vitesse).

ΔE_{Ω}	E_{Ω}	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	EZ
NM	NG	NG	NG	NM	NP	EZ	PP	PM
NP	NG	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG
PP	NM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG	PG
PM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG
PG	EZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG	PG

Tableau 3.1. Table de règles pour le RCLF de vitesse.

3.3.1.2. Régulateur de correction (utilisé dans la boucle) des courants (i_{ds} , i_{qs})

Selon la figure 3.14, nous avons deux régulateurs de comportements pour les deux boucles de courants. Le premier pour la boucle du courant i_{ds} , le deuxième pour la boucle du courant i_{qs} . Chacun de ces régulateurs permet d'annuler la différence entre la grandeur de sortie du processus (MAS) et celle du modèle $M_i(S)$; afin d'imposer à la machine un comportement assimilable à celui du modèle $M_i(S)$.

Comme pour le régulateur de correction de la boucle de vitesse, l'entrée du RCLF est l'erreur E_c , ainsi que sa dérivée. Cette erreur est égale à $E_c = i_{ds} - i_{ds\text{mod}}$ pour le RCLF du courant i_{ds} et $E_c = i_{qs} - i_{qs\text{mod}}$ pour le régulateur RCLF du courant i_{qs} .

Nous allons utiliser trois (03) ensembles pour chaque entrée du correcteur. Ce qui mène à neuf (09) règles pour chaque régulateur de courant (i_{ds} , i_{qs}), montrées dans le tableau 3.2. L'inférence est réalisée par la méthode Max –Min, et la défuzzification par celle du centre de gravité.

ΔE_i	N	EZ	P
N	N	N	EZ
EZ	N	EZ	P
P	EZ	P	P

Tableau 3.2. Table de règles pour le RCLF de courant.

3.3.2. Simulation et interprétation

Pour pouvoir évaluer l'efficacité de la commande proposée, nous avons procédé à la simulation numérique, en nous basant sur le schéma de la commande représenté dans la figure 3.14.

Sur la figure 3.16, nous illustrons les résultats obtenus lors du démarrage à vide, puis en appliquant une charge de $10N.m$ à $t = 0.7s$ pendant une durée de $0.7s$, ensuite, en inversant le sens de rotation par une consigne de 1000 tr/mn ; nous remarquons :

- une diminution de la vitesse qui est presque invisible, elle est de **0.15%**, compensée après une durée de **0.015s** ;
- un découplage parfait puisqu'il n'existe même pas d'oscillations quand on inverse le sens de rotation ;
- une similitude entre i_{qs} et C_{em} , de même que pour i_{ds} et Φ_r .

Dans la figure 3.17, nous avons fait une comparaison entre les réponses des modèles imposés et les réponses du processus. Nous constatons que les réponses du système (processus) suivent parfaitement celles des modèles que ce soit la vitesse N ou les deux courants (i_{ds} et i_{qs}). Cela est illustré par les graphes des erreurs sur la figure, on ne voit même pas la différence entre les deux réponses. On peut dire alors, que le comportement du processus suit celui du modèle. Autrement dit, nous avons imposé au système (Association onduleur de tension MAS) un comportement désiré.

3.3.2.1. Test de robustesse

Pour démontrer la capacité d'adaptation du schéma de commande proposé, nous provoquons des changements paramétriques (comme vu au chapitre II) sur la résistance rotorique et l'inductance mutuelle à l'instant $t = 1.5s$, ainsi que sur le moment d'inertie, les réponses obtenus sont représentées dans les figures (3.18, 3.19, 3.20).

Nous remarquons la supériorité du régulateur adaptatif à logique floue (RALF) dès qu'on examine la figure 3.18, puisque cette dernière donne des résultats extrêmement satisfaisants pour une variation de 400% du moment d'inertie ($J = 5J_n$), chose qui est vraiment impressionnante. Malgré cette large plage de variation, une excellente performance du système est toujours obtenue avec le RALF.

La variation de la résistance rotorique (figure 3.19) provoque une légère perturbation sur la vitesse (l'amplitude de cette perturbation et le temps de rejet se sont améliorés par rapport à la commande floue), de même que pour le chapitre précédent, le couplage est affecté.

Les résultats de la variation de l'inductance mutuelle sont représentés dans la figure (3.20), la perturbation due au changement de L_{sr} est moins forte par rapport à la commande floue, l'amplitude de cette perturbation est minimisée et le temps de compensation est de $0.02s$ au lieu de $0.2s$ vu dans le cas précédent. Le flux Φ_{qr} est maintenu nul. Les deux flux (Φ_{dr} , Φ_r) coïncident et subissent une diminution à cause de la proportionnalité inductance, flux.

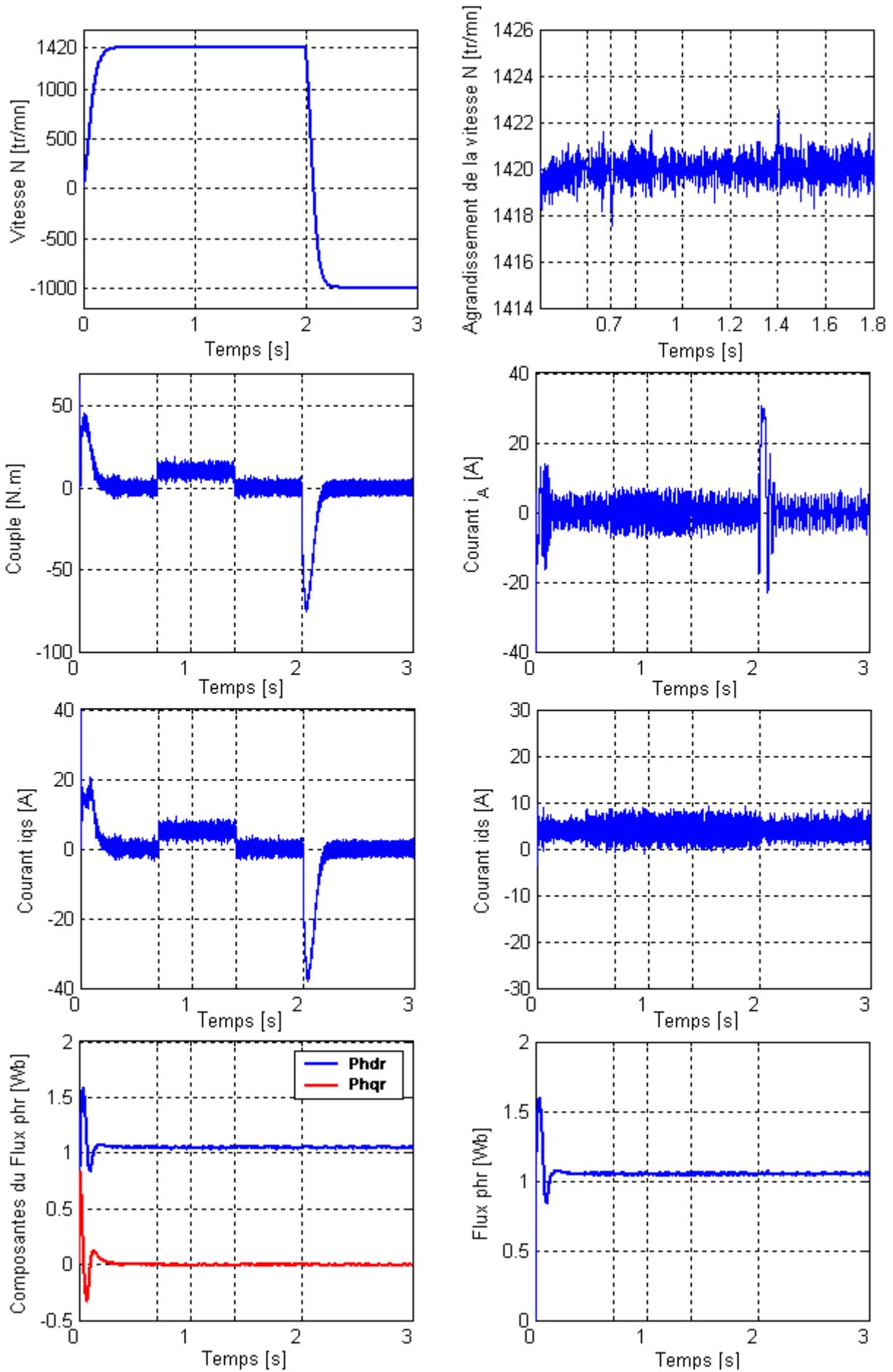


Figure 1.16. Comportement dynamique du système (MAS, Onduleur de tension) en utilisant des régulateurs Adaptatifs à Logique Floue RALF.

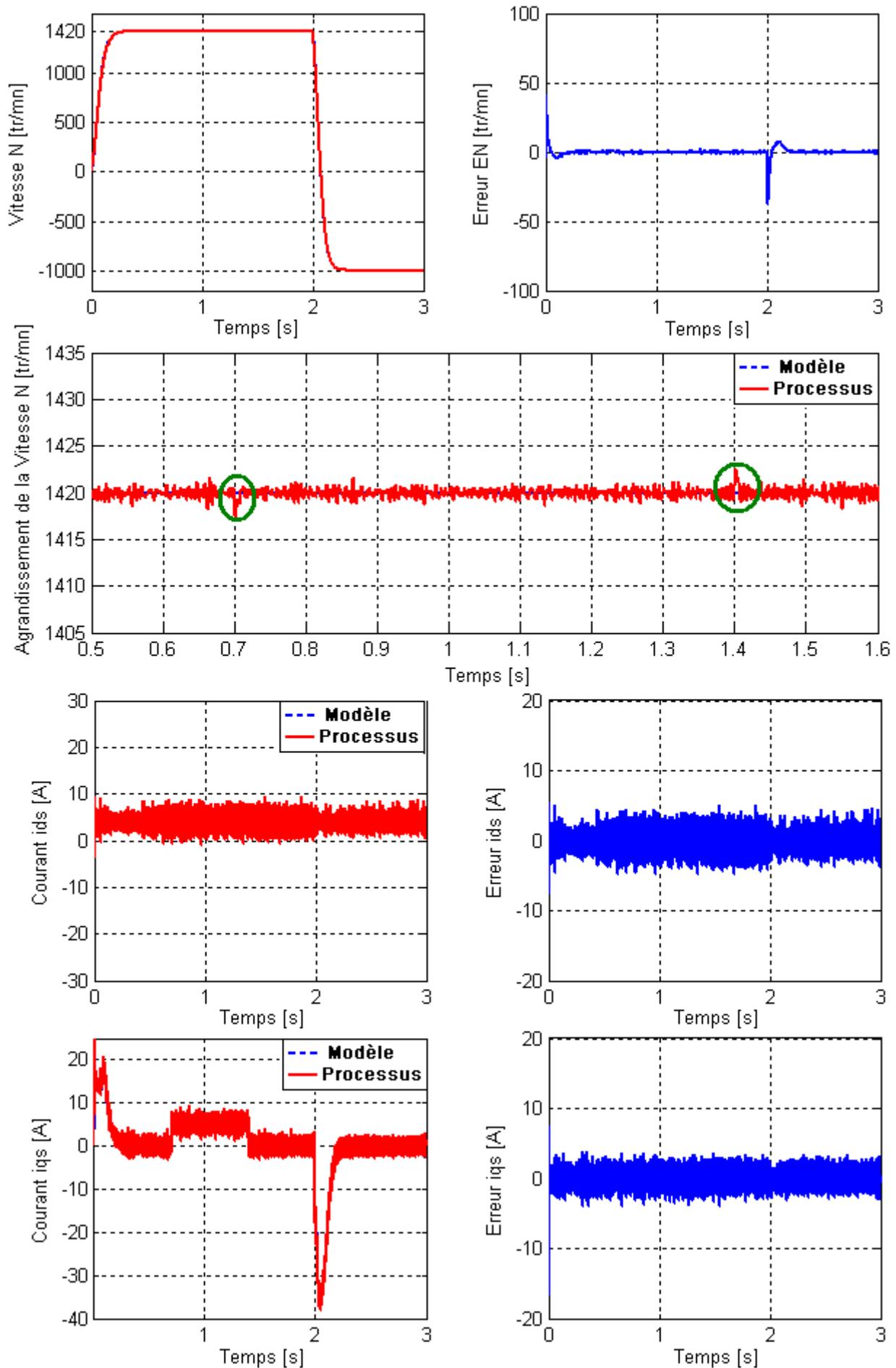


Figure 1.16. Comparaison entre les réponses du système et les comportements des modèles (de courant et de vitesse).

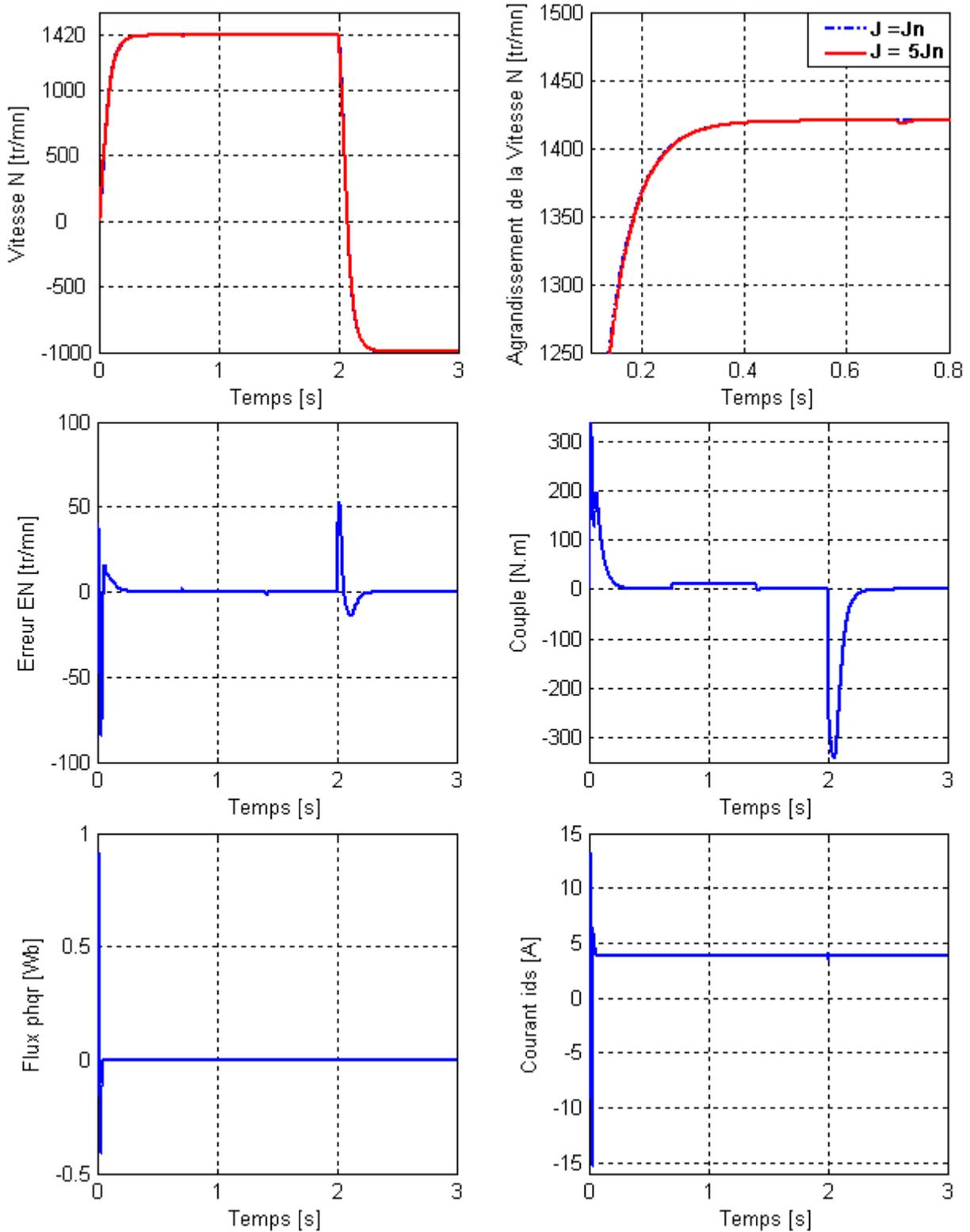


Figure 1.17 Test de robustesse du régulateur Adaptatif flou avec application de la charge et inversion du sens de rotation lors d'une variation de 400% du moment d'inertie ($J= 5J_n$)

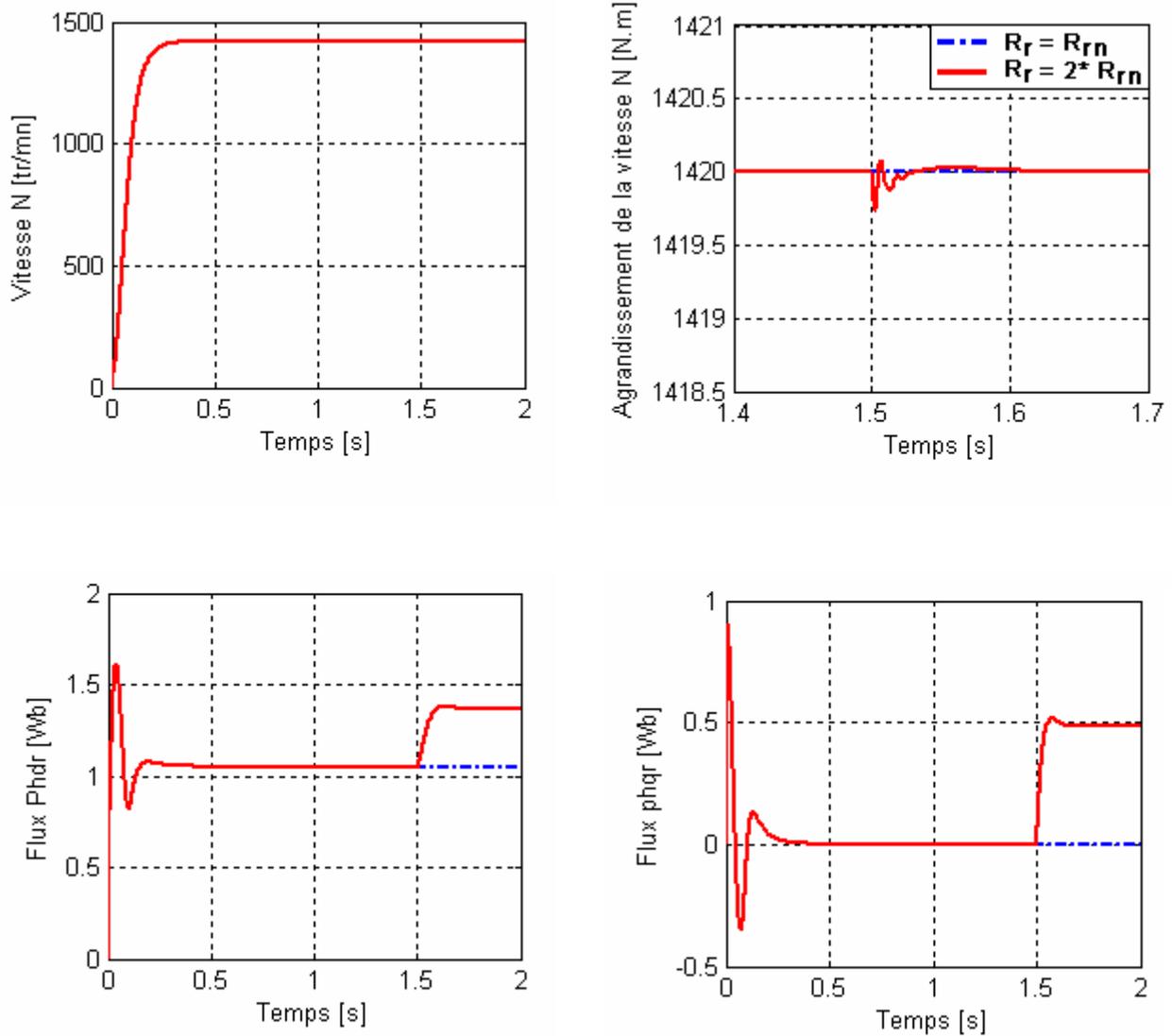


Figure 1.18 Test de robustesse du régulateur adaptatif flou RALF avec application de la charge $C_{ch} = 10 \text{ N.m}$ à $t = 1 \text{ s}$ lors d'une variation de 100% de la résistance rotorique R_r à $t = 1.5 \text{ s}$ ($R_r = 2R_{rn}$).

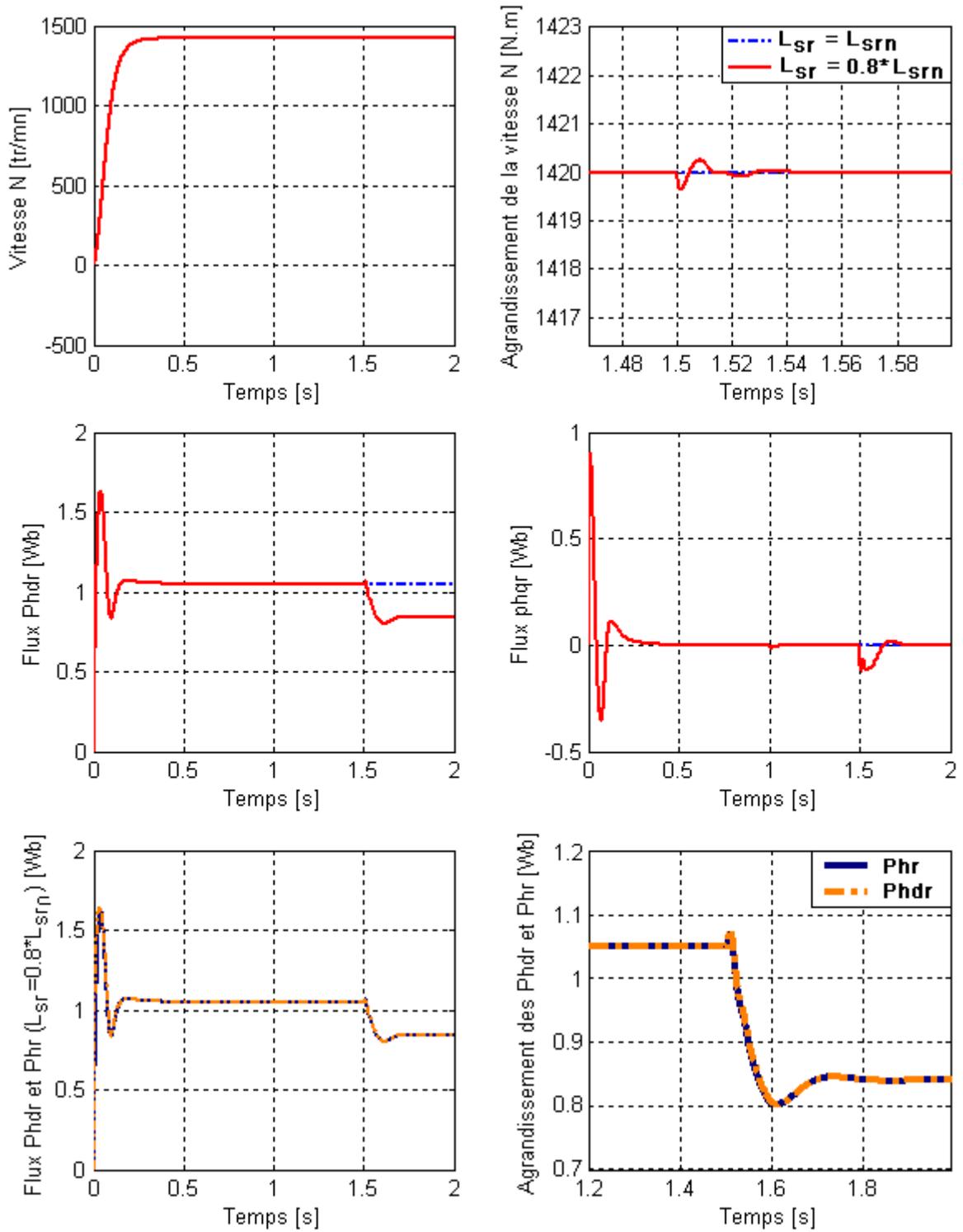


Figure 2.21 Test de robustesse du régulateur adaptatif RALF flou avec application de la charge à $t = 1$ s lors d'une variation de -20% de l'inductance mutuelle L_{sr} à $t = 1.5$ s ($L_{sr} = 0.8L_{sr}$).

3.3.2.2. Comparaison de la performance des RALF avec celles des RLF et des régulateurs classiques (PI, IP)

Pour mettre en évidence l'aptitude de la méthode de la commande proposée, nous avons fait une comparaison entre les différents régulateurs utilisés à savoir : les régulateurs classiques PI et IP, les régulateurs flous RLF et la structure des régulateurs adaptatifs flous RALF.

Pour ce faire, nous avons exposé les différents régulateurs aux mêmes conditions de fonctionnement. Un démarrage à vide, l'application d'une perturbation à $0.7s$ pendant un temps qui dure $0.7s$, puis une inversion de la consigne à $t = 2s$.

Pour nous assurer qu'aucun paramètre n'influe sur l'effet de l'autre, nous utilisons uniquement les fonctions de transfert au lieu de la machine complète.

Pour le test de robustesse des régulateurs de vitesse (figure 3.21), nous utilisons la fonction

de transfert mécanique $F_{\Omega}(S) = \frac{1}{J \cdot S + f}$ (voir l'annexe 3). Pour les régulateurs de

courants (figure 3.22, figure 3.23) nous utilisons la fonction de transfert électrique $F_i(S)$

(voir l'annexe 3)
$$F_i(S) = \frac{L_r^2}{\sigma L_s L_r^2 \cdot S + R_s L_r^2 + R_r L_{sr}^2}$$

La figure 3.21 montre la réponse de la fonction de transfert $F_{\Omega}(S)$ pour différentes valeurs du moment d'inertie ($J = J_n, J = 2J_n, J = 5J_n$). La figure 3.22 montre l'influence de l'inductance mutuelle sur la réponse de la fonction de transfert $F_i(S)$ avec ($L_{sr} = L_{srn}, L_{sr} = 0.9L_{srn}, L_{sr} = 0.7L_{srn}$) ; alors que la figure 3.23 nous montre l'influence de la résistance rotorique. Une méthode différente est appliquée à cette figure : Au lieu d'avoir les réponses de $F_i(S)$ pour $R_r = 1.5R_{rn}$ et $R_r = 2R_{rn}$ nous avons visualisé l'erreur entre le courant i_{R_r} ($R_r = R_{rn}$) et le courant $i_{1.5R_{rn}}$ ($R_r = 1.5R_{rn}$) (figure 3.23.b) et l'erreur $E_i = i_{R_r} - i_{2R_r}$ (figure 3.23.c).

Les tableaux (3.3, 3.4, 3.5) résument les résultats obtenus.

Tests	Critères de performance	PI	IP	RLF	RALF
$J = J_n$	Dépassement en montant Δ_m (tr/mn)	304.5	00	00	00
	Dépassement en descendant Δ_d (tr/mn)	00	00	00	00
	Erreur maximale due au couple de charge (tr/mn)	76	55	23	03
	Temps nécessaire pour le rejet de la perturbation (s)	0.4	0.3	0.3	0.02
$J = 2 J_n$	Dépassement en montant Δ_m (tr/mn)	435	60	00	00
	Dépassement en descendant Δ_d (tr/mn)	76	04	00	00
	Erreur maximale due au couple de charge (tr/mn)	55	53	21	02.5
	Temps nécessaire pour le rejet de la perturbation (s)	0.5	0.35	0.32	0.025
$J = 5 J_n$	Dépassement en montant Δ_m (tr/mn)	630	300	90	00
	Dépassement en descendant Δ_d (tr/mn)	184	50	07	00
	Erreur maximale due au couple de charge (tr/mn)	45	50	19	02
	Temps nécessaire pour le rejet de la perturbation (s)	0.9	0.7	0.4	0.03

Tableau 3.3. Comparaison des performances des régulateurs de vitesse.

Tests	Critères de performance	PI	IP	RLF	RALF
$L_{sr} = L_{srn}$	Dépassement en montant Δ_m (mA)	55	00	00	00
	Dépassement en descendant Δ_d (mA)	00	00	00	00
	Erreur maximale due au couple de charge (mA)	58	55	26	07.5
	Temps nécessaire pour le rejet de la perturbation (ms)	27	25	22	10
$L_{sr} = 0.9L_{srn}$	Dépassement en montant Δ_m (mA)	940	540	00	00
	Dépassement en descendant Δ_d (mA)	75	50	00	00
	Erreur maximale due au couple de charge (mA)	55	50	24	07.3
	Temps nécessaire pour le rejet de la perturbation (ms)	25	22	20	08.5
$L_{sr} = 0.7L_{srn}$	Dépassement en montant Δ_m (mA)	1852	1485	300	00
	Dépassement en descendant Δ_d (mA)	450	350	20	00
	Erreur maximale due au couple de charge (mA)	250	100	22	07
	Temps nécessaire pour le rejet de la perturbation (ms)	20	15	12	07

Tableau 3.4. Comparaison des performances des régulateurs de courant.

(a) Influence de L_{sr} .

Tests	Critères de performance		PI	IP	RLF	RALF
$R_r = R_{rn}$	Dépassement en montant Δ_m (mA)		55	00	00	00
	Dépassement en descendant Δ_d (mA)		00	00	00	00
	Erreur maximale due au couple de charge (mA)		58	55	26	07.5
	Temps nécessaire pour le rejet de la perturbation (ms)		27	20	22	10
$R_r = 1.5 R_{rn}$ $E_i = i_{Rr} - i_{1.5*Rrn}$	Au démarrage (A)		3.85	02.3	01.15	01.12
	Inversion du sens de rotation (A)		09	05.4	02.9	02.89
	Application de la Perturbation	Erreur maximale (A)	0.04	0.03	8.10^{-3}	$0.5.10^{-3}$
		Dépassement lors de rejet (A)	0.02	0.011	2.10^{-3}	$0.2.10^{-3}$
		Temps nécessaire pour le rejet (ms)	50	40	30	12
$R_r = 2 R_{rn}$ $E_i = i_{Rr} - i_{2*Rr}$	Au démarrage (A)		07.4	04.5	02.2	02.2
	Inversion du sens de rotation (A)		17.3	10.5	05.7	05.6
	Application de la Perturbation	Erreur maximale (A)	0.07	55.10^{-3}	16.10^{-3}	01.10^{-3}
		Dépassement lors de rejet (A)	0.03	0.02	0.003	$0.3.10^{-3}$
		Temps nécessaire pour le rejet (ms)	43	36	26	08

Tableau 3.5. Comparaison des performances des régulateurs de courant.

(b) Influence de R_r .

D'après les résultats obtenus, nous constatons que le régulateur IP est meilleur que celui du PI, le RLF est plus robuste que le régulateur IP, face aux variations des conditions de fonctionnement et que le régulateur RALF surpasse le RLF sur les aspects considérés. Donc le RALF est le plus performant.

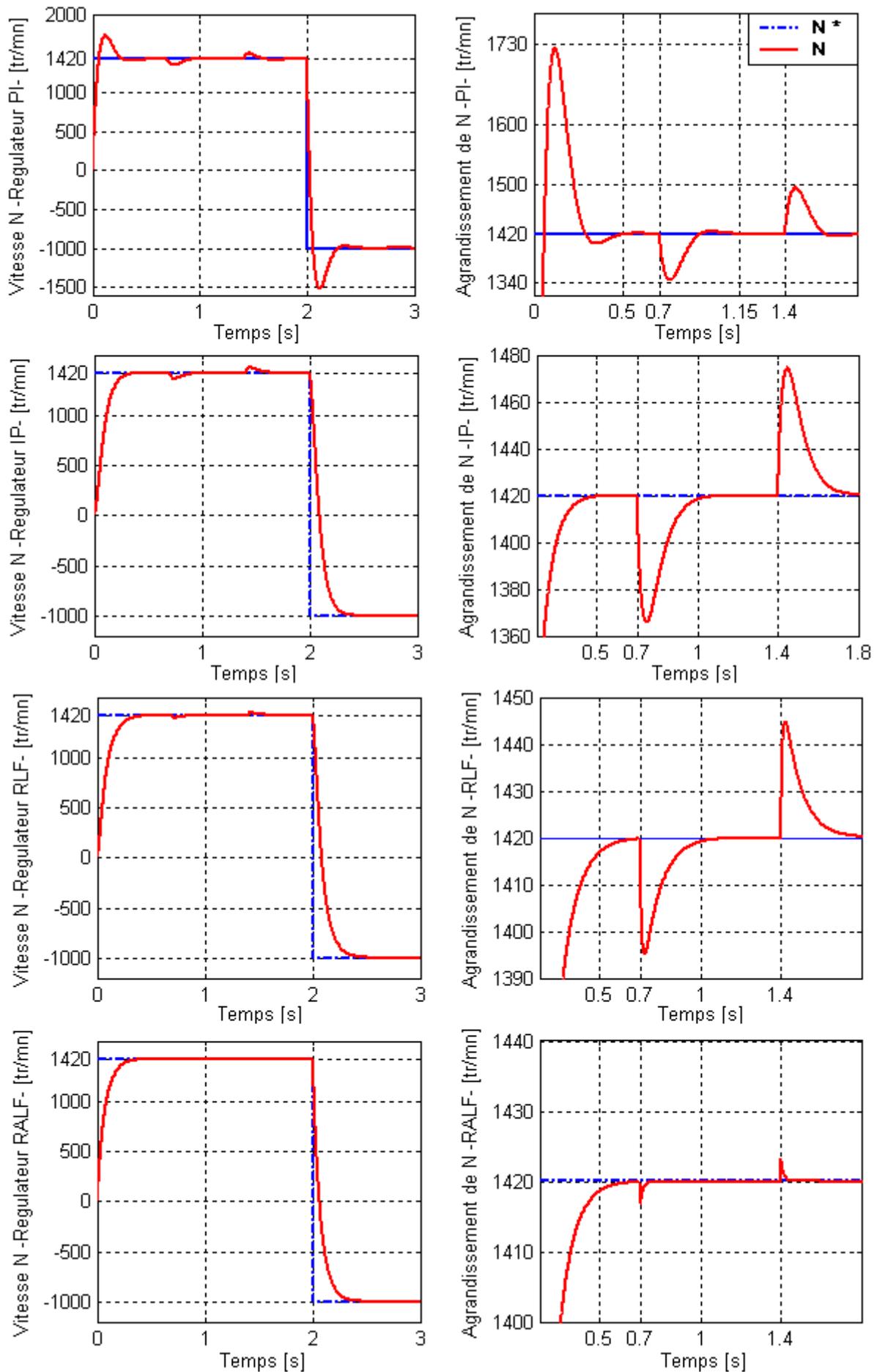


Figure 3.21.a. Comparaison des performances des différents régulateurs de vitesse pour la valeur nominale du moment d'inertie ($J = J_n$).

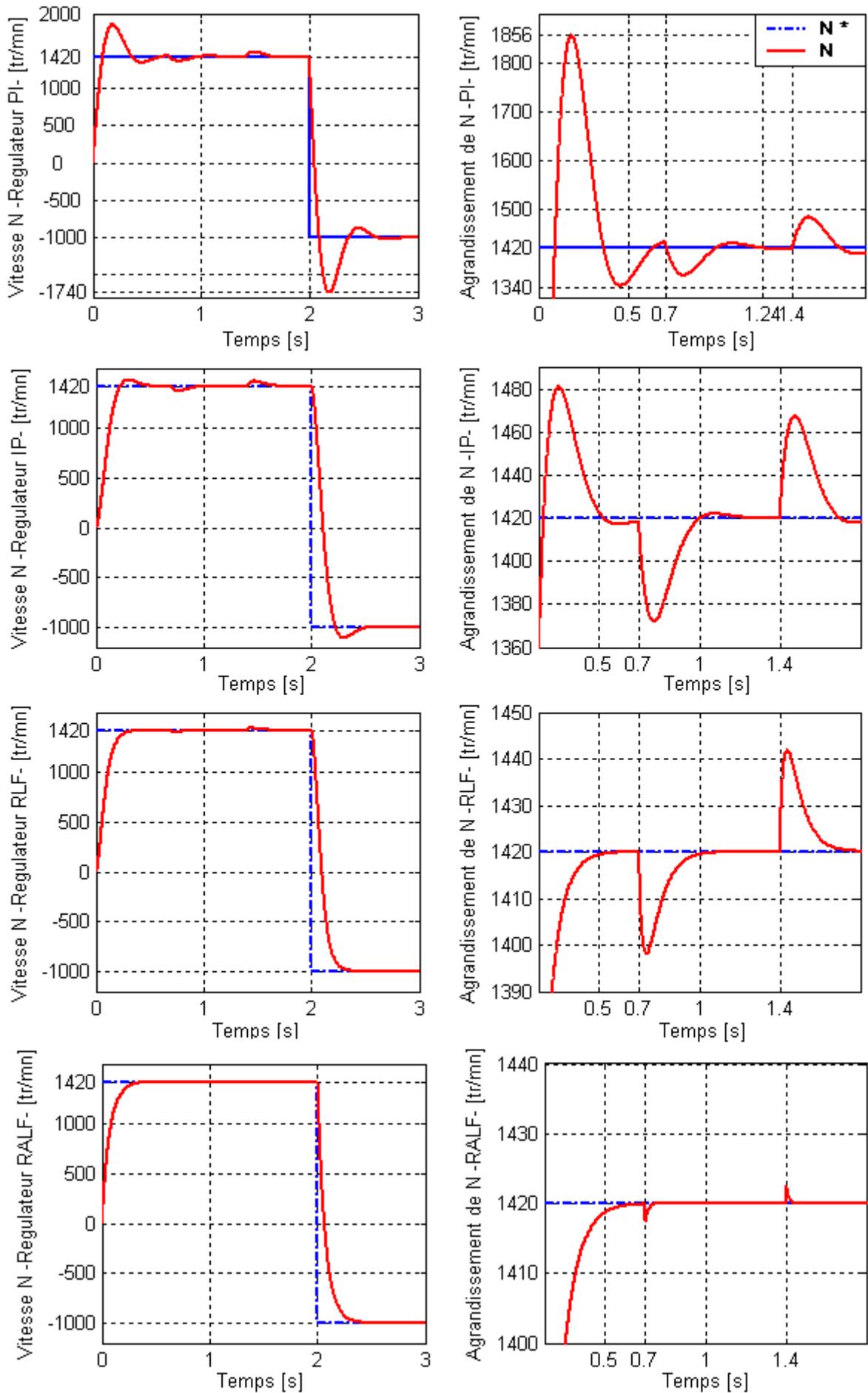


Figure 3.21.b. Comparaison des performances des différents régulateurs de vitesse avec un changement de 100% du moment d'inertie ($J = 2 J_n$).

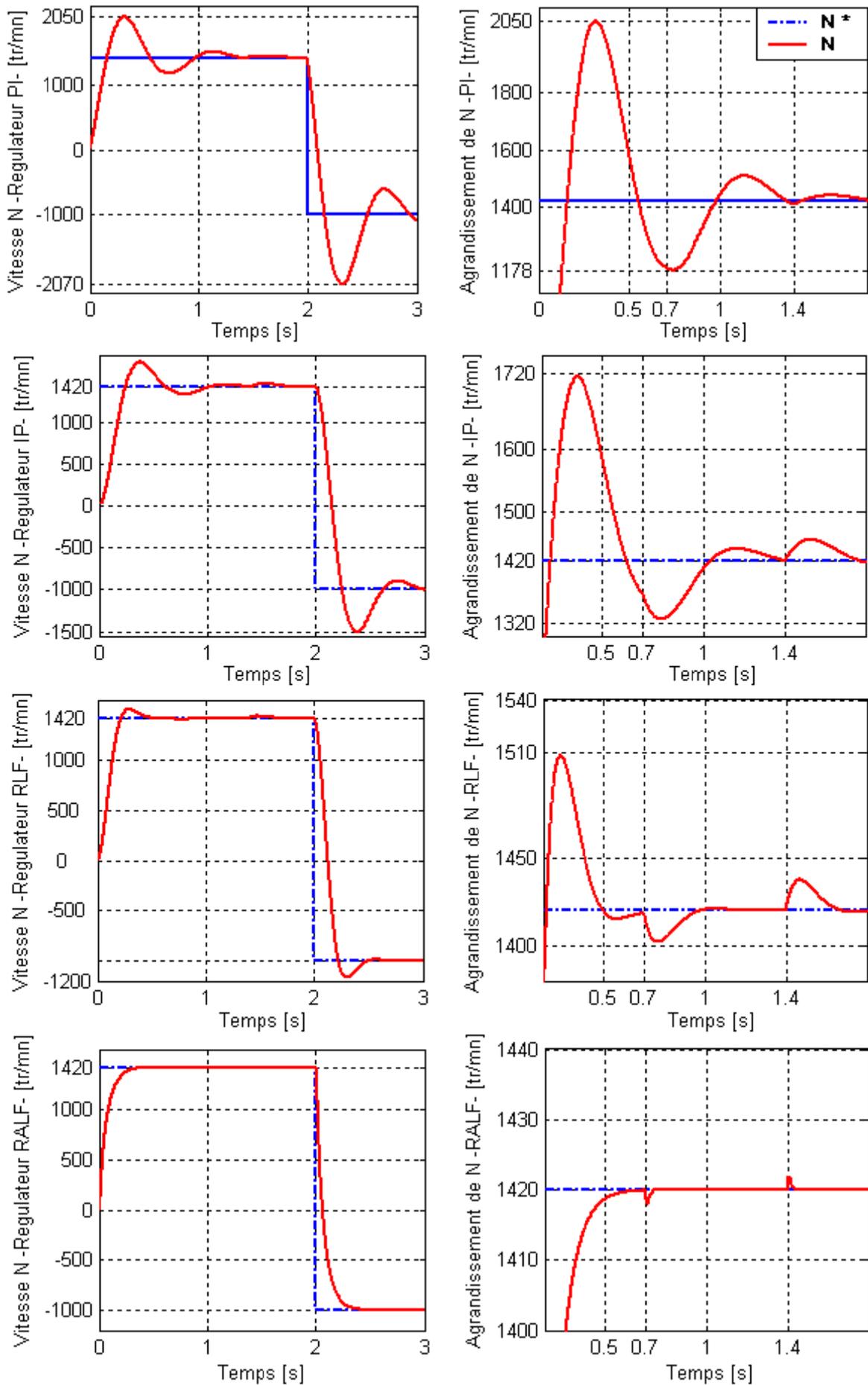


Figure 3.21.c. Comparaison des performances des différents régulateurs de vitesse avec un changement de 400% du moment d'inertie ($J = 5 J_n$).

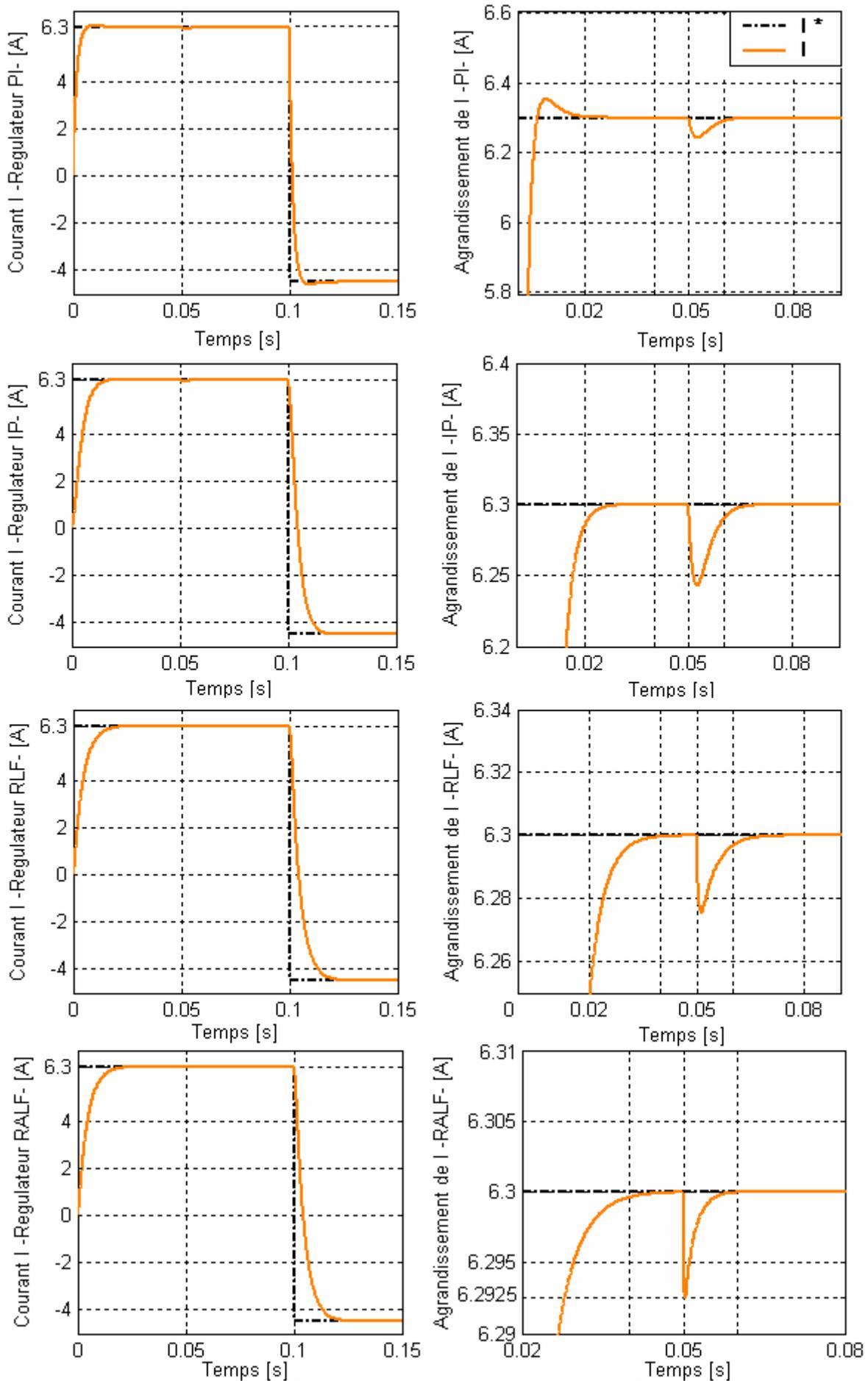


Figure 3.22.a. Comparaison des performances des différents régulateurs de courant pour la valeur nominale de l'inductance mutuelle ($L_{sr} = L_{srn}$).

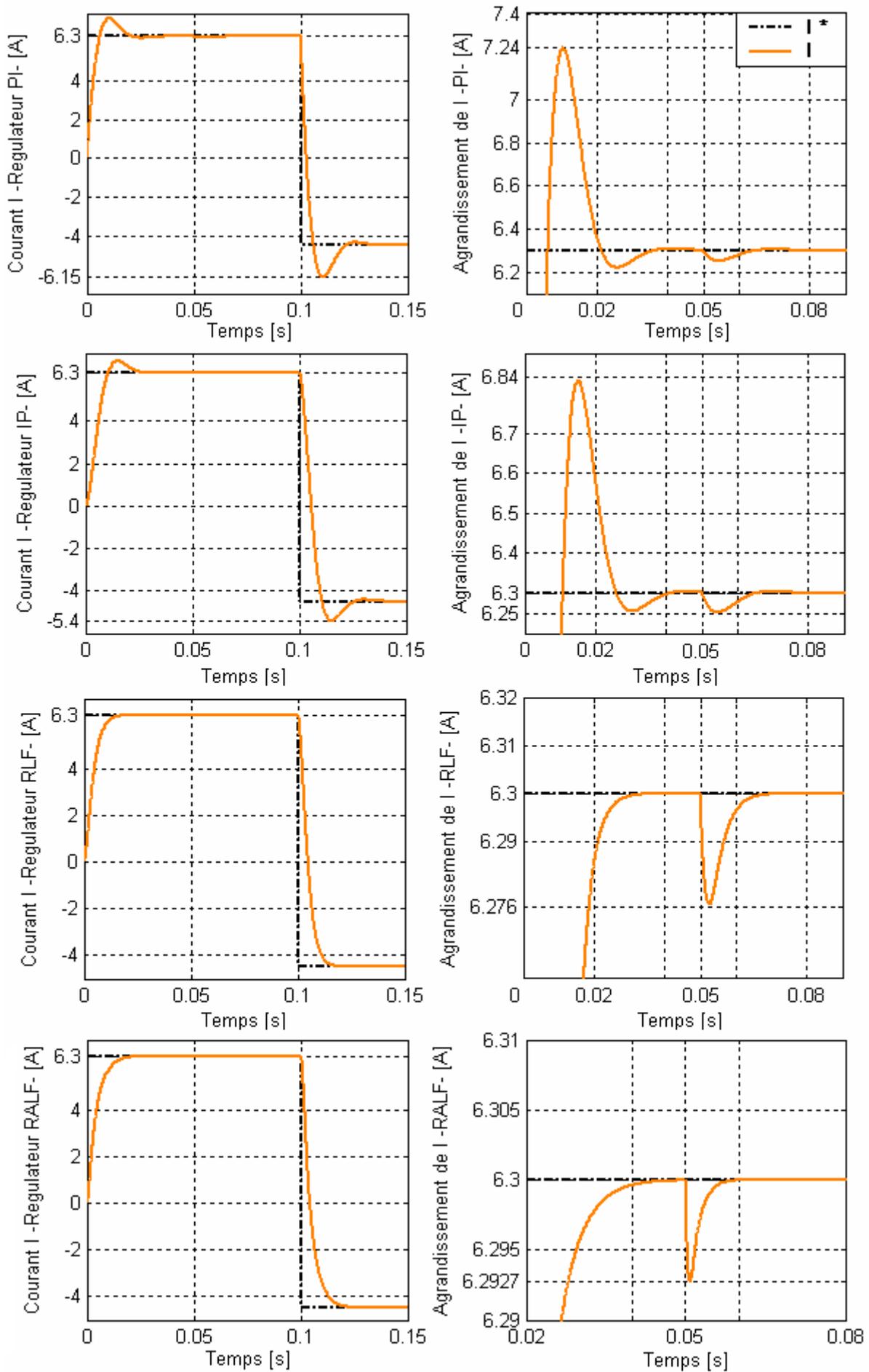


Figure 3.22.b. Comparaison des performances des différents régulateurs de courant avec un changement de -10 % de l'inductance mutuelle ($L_{sr} = 0.9 L_{srn}$).

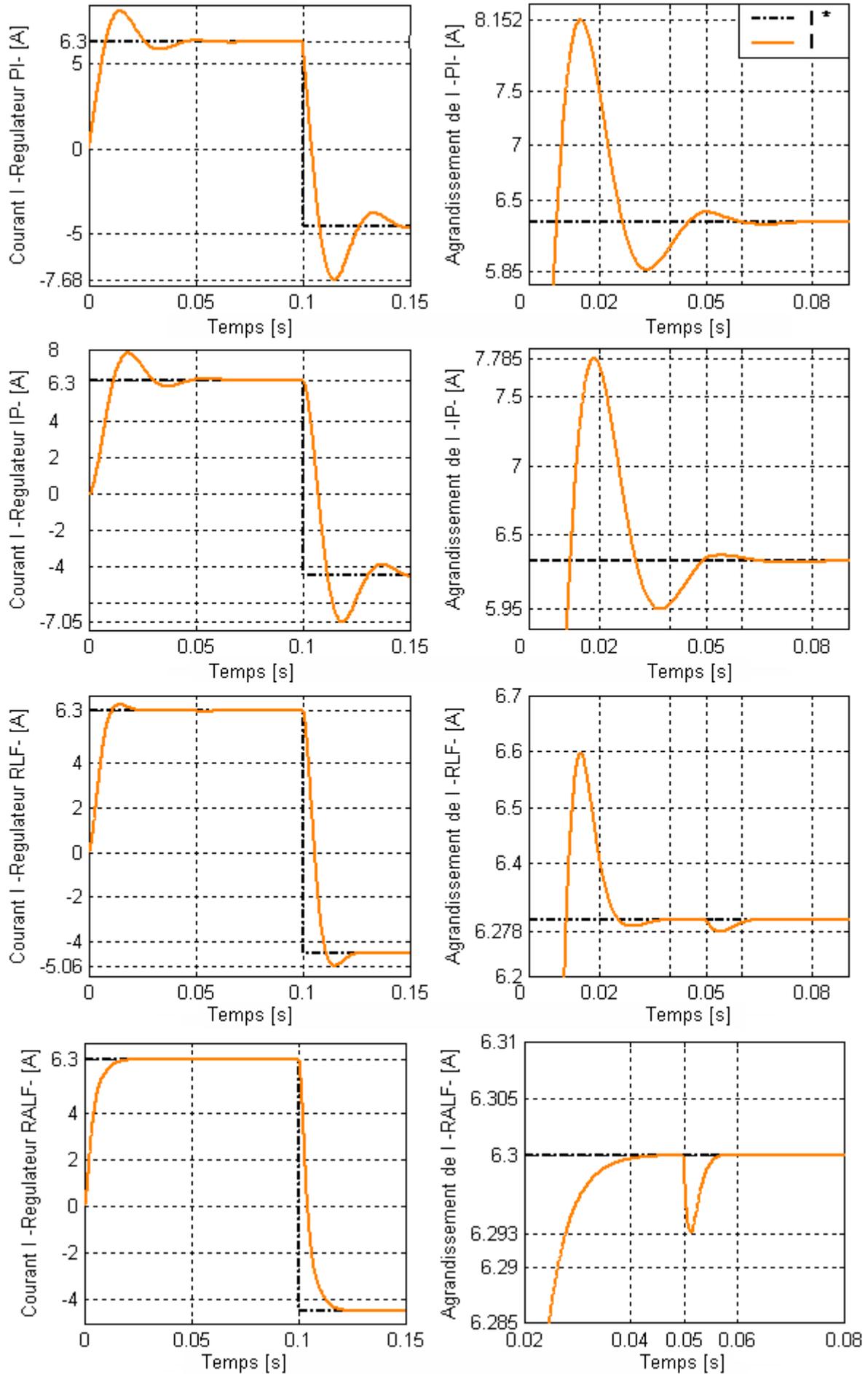


Figure 3.22.c. Comparaison des performances des différents régulateurs de courant avec un changement de -30 % de l'inductance mutuelle ($L_{sr} = 0.7 L_{srn}$).

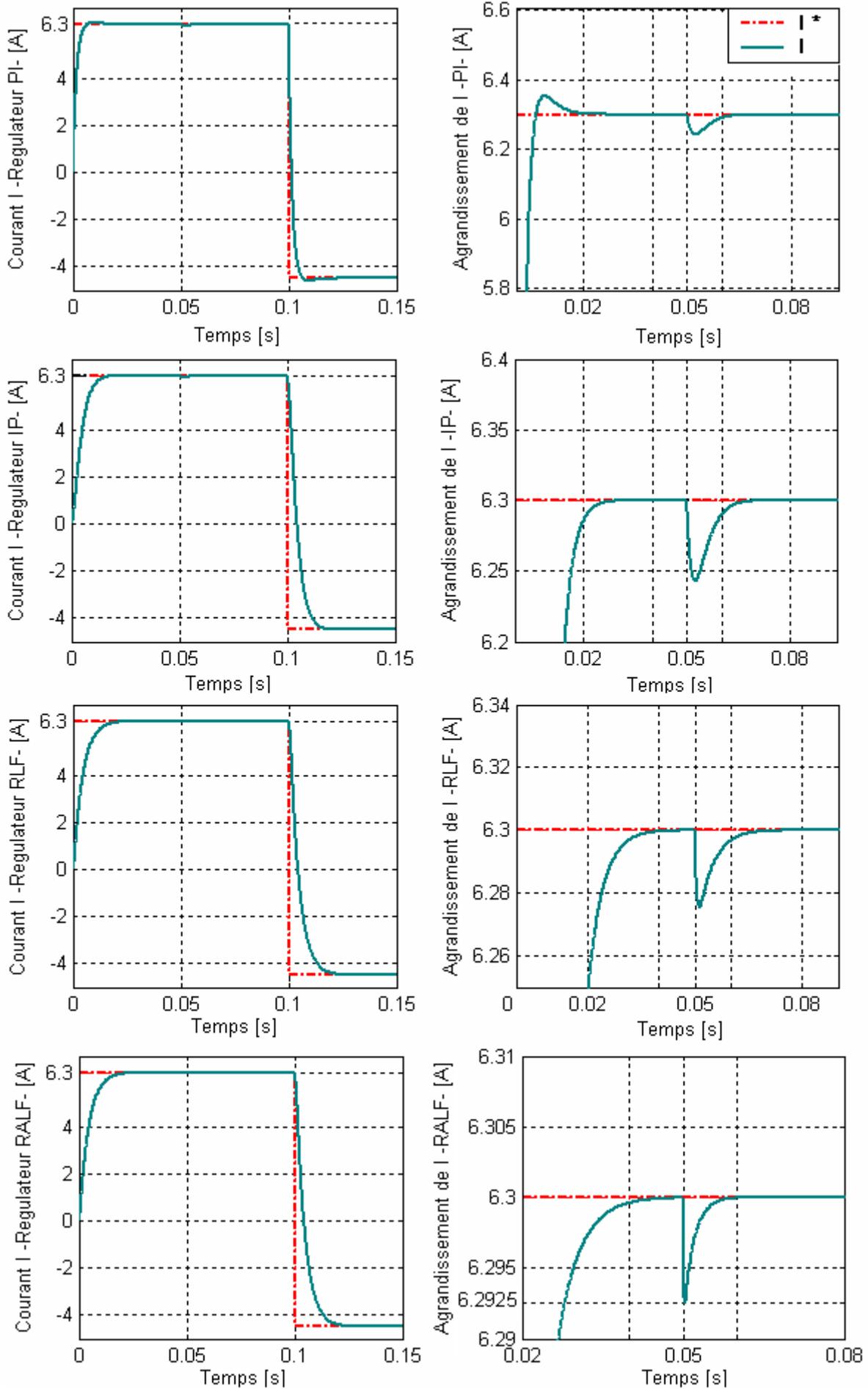


Figure 3.23.a. Comparaison des performances des différents régulateurs de courant pour la valeur nominale de la résistance rotorique ($R_r = R_{r,n}$).

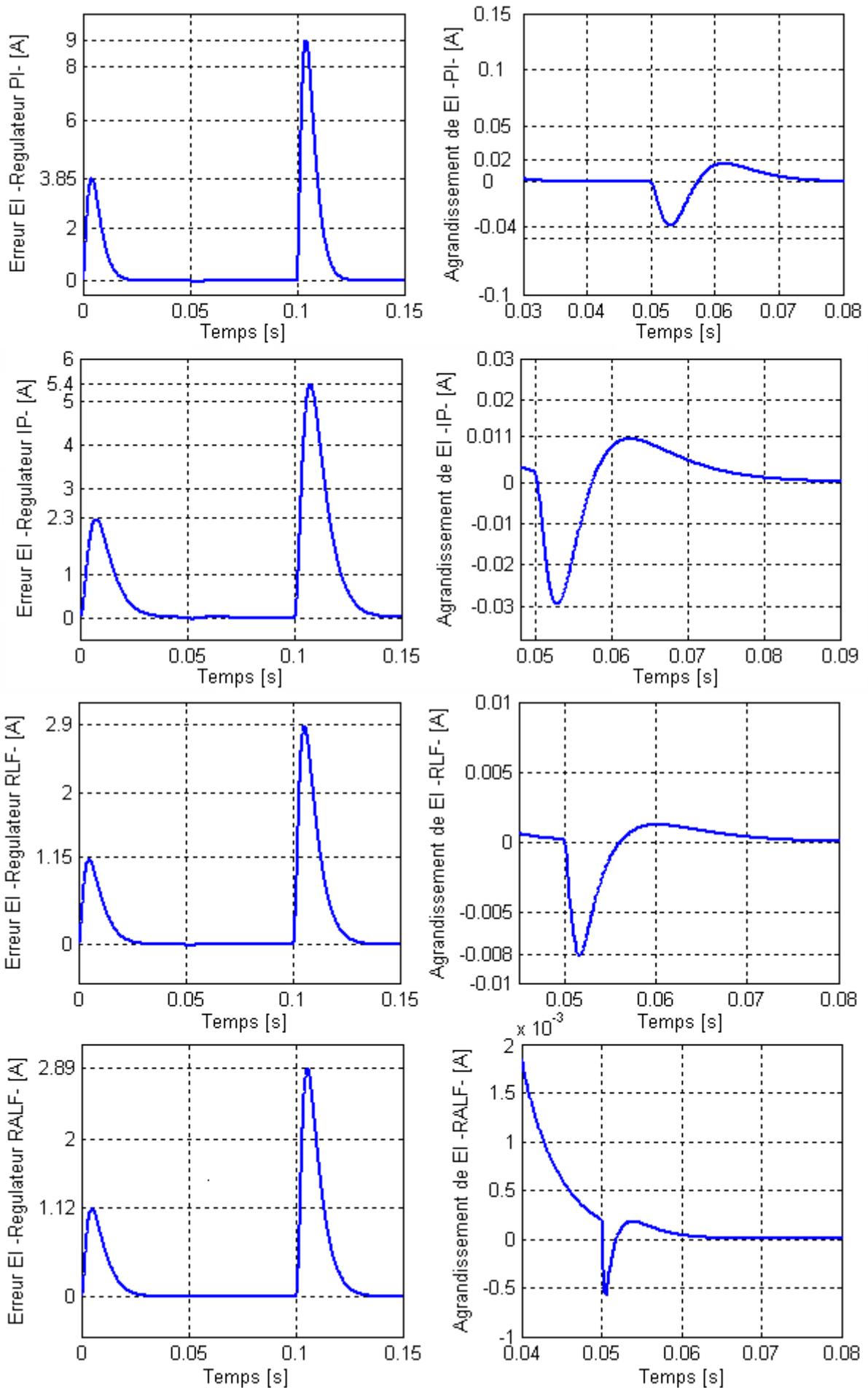


Figure 3.23.b. Les graphes de l'erreur $E_i = i_{R_r} - i_{1.5R_r}$ lors de l'utilisation des différents régulateurs de courant.

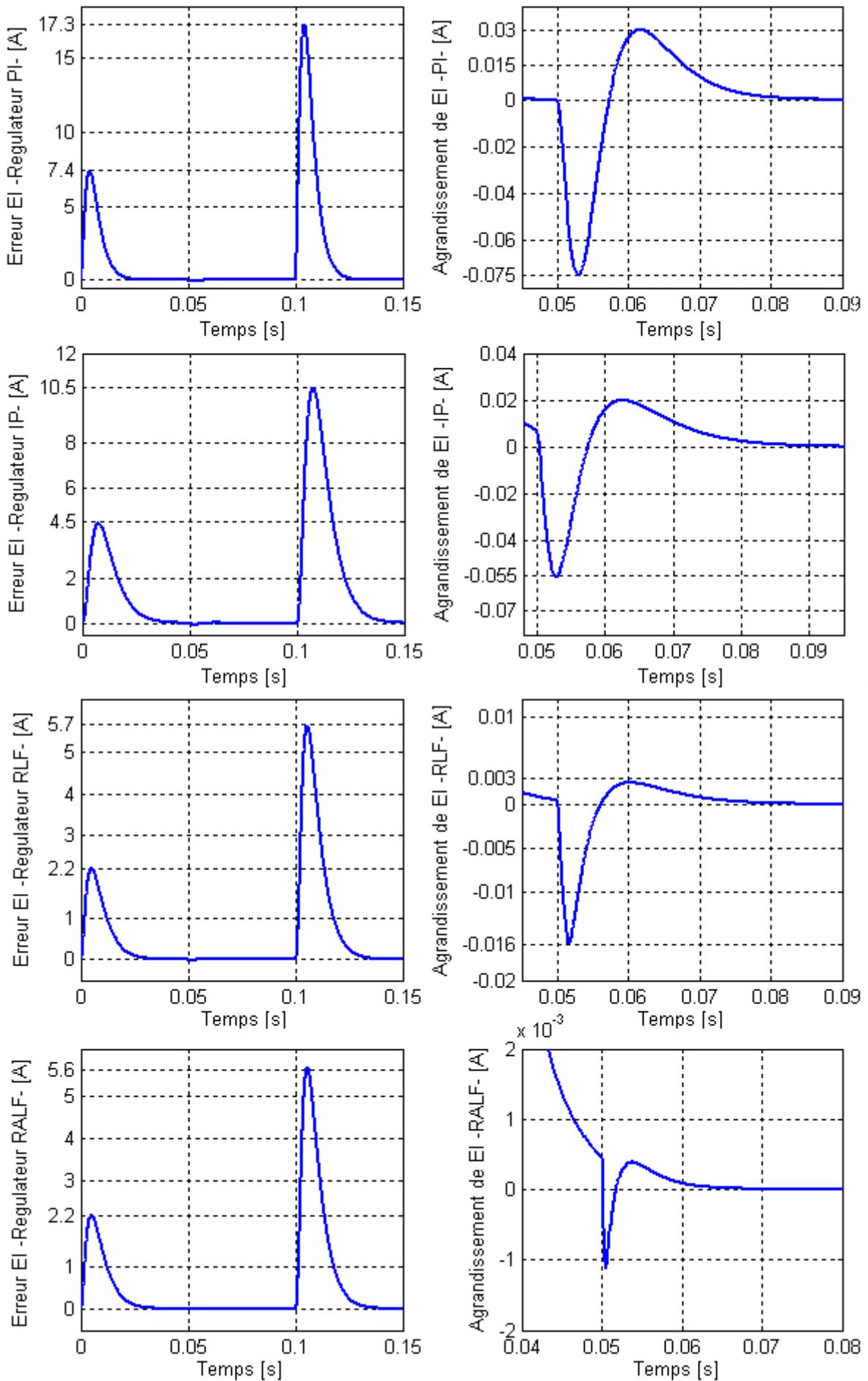


Figure 3.23.c. Les graphes de l'erreur $E_i = i_{R_i} - i_{2R_n}$ lors de l'utilisation des différents régulateurs de courant.

Conclusion

Nous avons élaboré dans ce chapitre, une nouvelle forme de la commande adaptative basée sur la logique floue, c'est **la commande floue à modèle de comportement**

Les avantages de cette commande se trouvent dans le fait qu'elle exploite l'écart entre la réponse du système et celle d'un modèle imposé afin de forcer le système à suivre un comportement défini, en générant un signal de commande parfaitement adapté au fonctionnement de la machine.

Une comparaison de manière objective est faite entre les différentes performances des différents régulateurs utilisés.

Comme nous l'avons démontré précédemment, les avantages de la commande proposée sont impressionnantes, néanmoins, la détermination de l'angle θ_s qui assure le découplage est réalisé par la commande vectorielle (voir section 1.3.1). Toutefois, cette dernière dépend fortement des paramètres utilisés pour le calcul de θ_s , telle que la constante de temps rotorique. Une erreur entre les paramètres utilisés dans l'algorithme de commande et les paramètres réelles de la machine, se traduit par un mauvais découplage entre le flux et le couple.

Dans le chapitre suivant nous mettrons en évidence l'influence des variations des paramètres, (en particulier la constante de temps rotorique $T_r = \frac{L_r}{R_r}$) sur le découplage réalisé par la commande vectorielle. Nous proposerons enfin une solution à ce problème.

CHAPITRE IV

Estimation de la constante de temps rotorique.

Introduction

Comme mentionné au chapitre précédent, la commande vectorielle est très sensible aux variations des paramètres non accessibles de la machine et en particulier la constante de temps rotorique. Cela dépend largement des conditions de fonctionnement de la machine, telles que la température et la saturation magnétique. Ainsi toute imprécision entre les paramètres utilisés dans l'algorithme de la commande vectorielle et les paramètres réels de la machine se traduit par une réduction de l'efficacité du système de contrôle [MAH00] [BOU97].

Dans ce travail, nous allons étudier l'influence de la constante de temps rotorique sur la commande et de trouver une solution afin d'augmenter la robustesse de la commande proposée.

4.1. Influence de la constante de temps sur la commande vectorielle

Comme on l'a déjà vu, la commande vectorielle impose aux enroulements statoriques trois grandeurs de consignes qui sont i_{ds} , i_{qs} et ω_{gl} . L'expression de ces grandeurs montre que l'algorithme de la commande vectorielle indirecte est sensible à la variation de la constante de temps rotorique, $T_r = \frac{L_r}{R_r}$, qui varie avec l'état de fonctionnement de la machine, à cause des phénomènes divers tels que la saturation magnétique, l'effet de peau ou la variation de température. L'erreur entre les paramètres utilisés dans le modèle de la commande et les paramètres réels se répercutent sur une mauvaise orientation du flux dans le repère choisi [MAH00].

$$\text{Posons : } \begin{cases} L_r = k_1 \cdot L_{ro} \\ R_r = k_2 \cdot R_{ro} \end{cases}$$

avec :

L_r et R_r : paramètres réels de la machine ;

L_{ro} et R_{ro} : valeurs utilisées dans l'algorithme de commande.

La valeur effective de la constante de temps T_r vaut :

$$T_r = \frac{k_1}{k_2} \cdot T_{ro} = \rho \cdot T_{ro} \quad (4.1)$$

$$\text{On a : } \omega_{gl} = \frac{1}{T_{ro}} \cdot \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \Rightarrow \omega_{gl} \cdot T_{ro} = \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \quad (4.2)$$

A partir des équations du modèles de Park, nous tirons les composantes, directe et en quadrature, du flux rotorique et du couple réel de la machine en régime permanent :

$$\Phi_{dr} = L_{sr} \frac{i_{ds} + \omega_{gl} \cdot T_r \cdot i_{qs}}{1 + (\omega_{gl} \cdot T_r)^2} \quad (4.3)$$

$$\Phi_{qr} = L_{sr} \frac{i_{qs} - \omega_{gl} \cdot T_r \cdot i_{ds}}{1 + (\omega_{gl} \cdot T_r)^2} \quad (4.4)$$

$$C_{em} = \frac{P \cdot L_{sr}}{L_r} (\Phi_{dr} \cdot i_{qs} - \Phi_{qr} \cdot i_{ds}) \quad (4.5)$$

En remplaçant Φ_{dr} , Φ_{qr} des expressions (4.3), (4.4) dans l'équation (4.5), on aura :

$$C_{em} = \frac{P}{L_r} (L_{sr}^2 \cdot \omega_{gl} \cdot T_r \cdot i_{ds}^2) \frac{1 + \left(\frac{i_{qs}}{i_{ds}}\right)^2}{1 + (\omega_{gl} \cdot T_r)^2} \quad (4.6)$$

Le module du flux rotorique est :

$$\Phi_r = L_{sr} \cdot i_{ds} \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{i_{qs}}{i_{ds}}\right)^2}{1 + (\omega_{gl} \cdot T_r)^2}} \quad (4.7)$$

Sachant que la valeur de T_r imposée dans la commande est fixe et en tenant compte de (4.1) et (4.2) nous écrivons :

$$\omega_{gl} \cdot T_r = \rho \cdot \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \quad (4.8)$$

D'où, nous tirons les rapports du flux rotorique réel et du couple sur leurs valeurs estimées:

$$\frac{\Phi_r}{\Phi_{ro}} = \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{i_{qs}}{i_{ds}}\right)^2}{1 + \left(\rho \frac{i_{qs}}{i_{ds}}\right)^2}} \quad (4.9)$$

$$\frac{C_{em}}{C_{em0}} = \rho \frac{1 + \left(\frac{i_{qs}}{i_{ds}}\right)^2}{1 + \left(\rho \frac{i_{qs}}{i_{ds}}\right)^2} = \rho \left(\frac{\Phi_r}{\Phi_{ro}}\right)^2 \quad (4.10)$$

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

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta\Phi_{dr} = \Phi_{ro} \left[\frac{1 + \rho \left(\frac{i_{qs}}{i_{ds}}\right)^2}{1 + \left(\rho \frac{i_{qs}}{i_{ds}}\right)^2} - 1 \right] \\ \Delta\Phi_{qr} = \Phi_{ro} \frac{(1 - \rho) \cdot \left(\frac{i_{qs}}{i_{ds}}\right)}{1 + \left(\rho \frac{i_{qs}}{i_{ds}}\right)^2} \end{array} \right. \quad (4.11)$$

Si $\rho = 1$: $\begin{cases} \Delta\Phi_{dr} = 0 \\ \Delta\Phi_{qr} = 0 \end{cases} \Rightarrow \Phi_r$ garde son module et sa phase et reste en phase avec l'axe d .

Si $\rho < 1$: $\begin{cases} \Delta\Phi_{dr} > 0 \\ \Delta\Phi_{qr} > 0 \end{cases} \Rightarrow \Phi_r$ augmente et s'oriente en avance par rapport à l'axe d .

Si $\rho > 1$: $\begin{cases} \Delta\Phi_{dr} < 0 \\ \Delta\Phi_{qr} < 0 \end{cases} \Rightarrow \Phi_r$ diminue et s'oriente en arrière par rapport à l'axe d .

La déviation de T_r de sa valeur prédite conduit à la création d'une composante en quadrature du vecteur flux rotorique, ce vecteur perd donc son orientation suivant l'axe d . Nous pouvons nous attendre alors, à une dégradation des performances de la commande vectorielle.

4.1.1. Simulation et Interprétation

Afin de montrer la sensibilité de la commande proposée, vis-à-vis de la variation de la constante de temps rotorique, nous sommes passés à la simulation numérique.

Tout d'abord, nous avons démarré le moteur à vide, puis nous avons appliqué un couple de charge de 10 N.m à $t=1\text{ s}$. Après une durée de 0.5 s , nous avons provoqué une variation brusque de -50% de T_r , par rapport à sa valeur nominale ($T_r=0.5T_{r0}$).

Les résultats de simulations (figure 4.1, figure 4.2) montrent clairement que le découplage entre le flux rotorique et le couple électromagnétique est très affecté par la variation de la constante T_r .

Pour $\rho < 1$, qui correspond à une diminution de l'inductance L_r (par saturation), ou à une augmentation de la résistance R_r (par échauffement), le flux rotorique subit une augmentation (le cas le plus pratique). Pour $\rho > 1$, un changement de $+100\%$ ($T_r=2T_{r0}$) entraîne une diminution du flux. Ce qui est parfaitement en accord avec l'étude précédente.

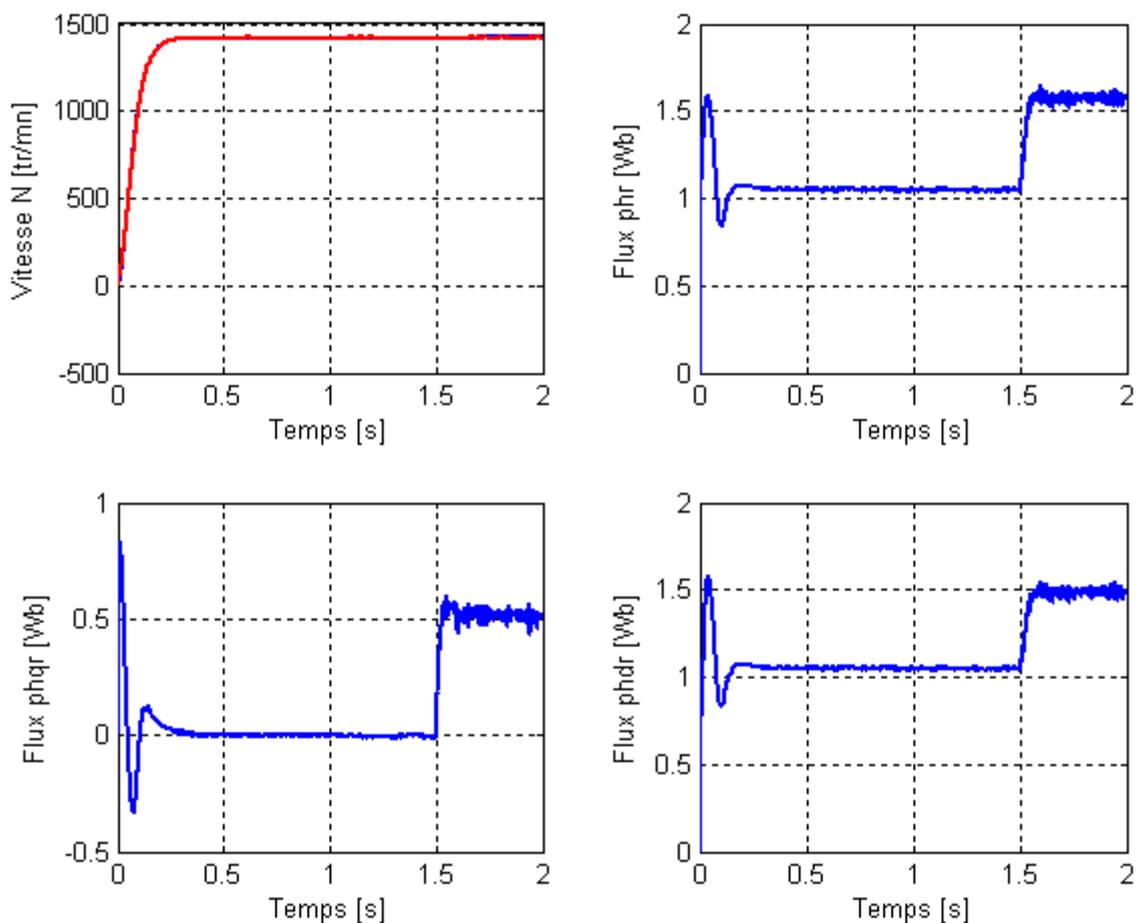


Figure 4.1. Sensibilité du découplage à une variation de -50% de T_r ($\rho < 1$).

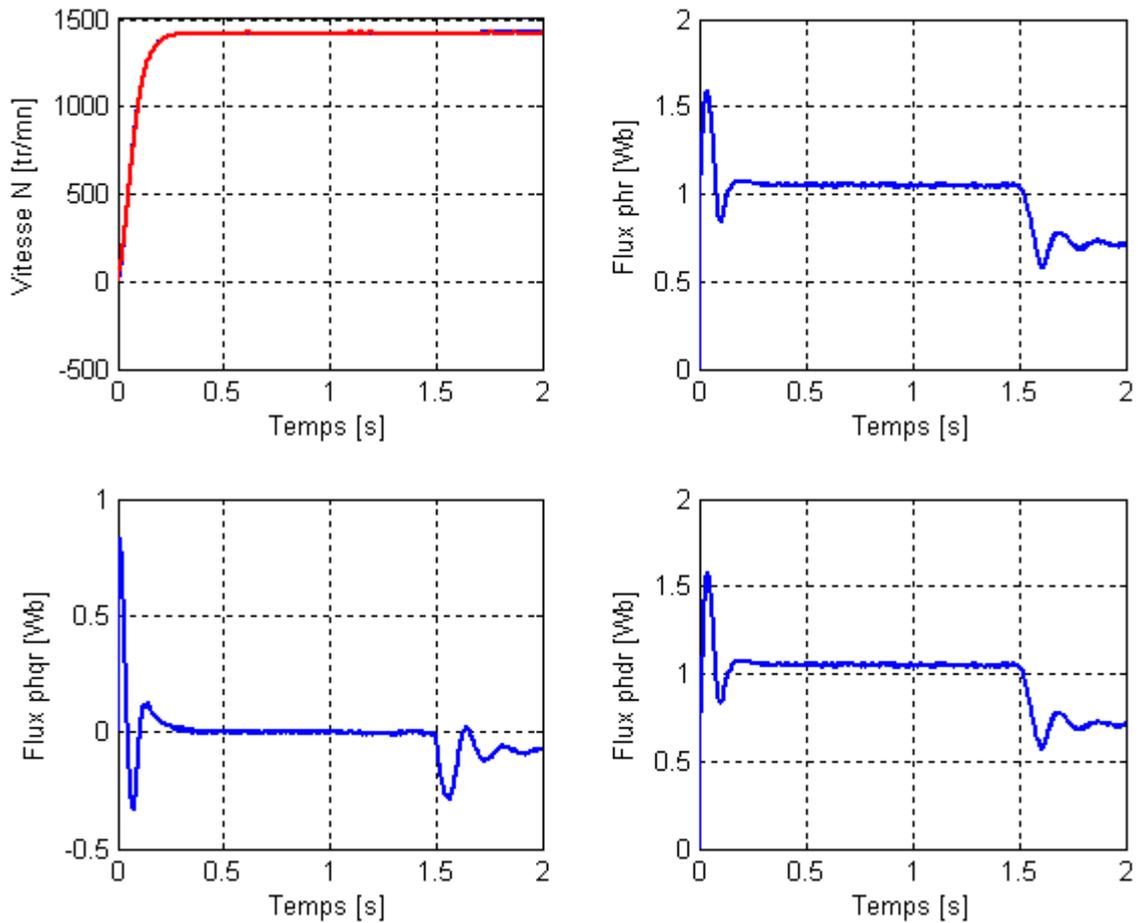


Figure 4.2. Sensibilité du découplage à une variation de +100% de T_r ($\rho > 1$).

On déduit donc, que pour chaque variation de la constante de temps rotorique (que ce soit $\rho > 1$ ou $\rho < 1$) le découplage entre le flux rotorique et le couple électromagnétique sera perdu, par conséquent les performances de la commande vectorielle se trouvent alors affectées.

A cet effet, pour obtenir des performances meilleures, il est indispensable de procéder à l'identification précise de la constante de temps rotorique, en intégrant un algorithme d'adaptation en ligne qui doit garantir le découplage entre le flux rotorique et le couple. Nous préservons ainsi, les performances de la commande proposée.

4.2. Différentes techniques d'adaptation de la constante de temps T_r

Au cours de ces dernières années, plusieurs recherches ont été entreprises afin de développer les méthodes d'estimation (adaptation en temps réel) de la constante de temps T_r qui peuvent être classées comme suit :

4.2.1. Estimation par observateurs

Différentes structures d'observation d'état, ont été proposées en littérature. Les algorithmes d'observation utilisent le modèle analytique de la machine pour estimer la constante de temps rotorique T_r , à partir des courants et des tensions du stator. Parmi les méthodes d'observation, on peut citer les observateurs déterministes (Luenberger, observateur adaptatif d'ordre réduit ou d'ordre complet), le filtre de Kalman et l'observateur à structure variable par mode glissant. Ces observateurs sont utilisés pour l'observation du flux et l'estimation de la constante T_r [CHA05] [VAS95] [ZAI92] [DUV06].

4.2.2. Estimation par un système adaptatif avec modèle de référence MRAS

L'approche par le système adaptatif avec modèle de référence MRAS a été proposée par Schauder [SCH98]. Plus tard, elle a été exploitée pour plusieurs travaux [PEN02] [ZHE98].

Comme son nom l'indique, cette méthode est basée sur l'identification adaptative avec modèle de référence pour estimer la T_r [CHA05] [PER07]. Dans sa forme la plus simple, la structure MRAS comme présentée par la figure 4.3 se compose de deux modèles qui calculent les mêmes variables du moteur, le premier est un modèle de référence et le deuxième est un modèle adaptatif possédant comme entrée la constante de temps T_r estimée. La différence entre les sorties des deux modèles agit sur le mécanisme d'adaptation pour corriger la valeur estimée de T_r [LOR90].

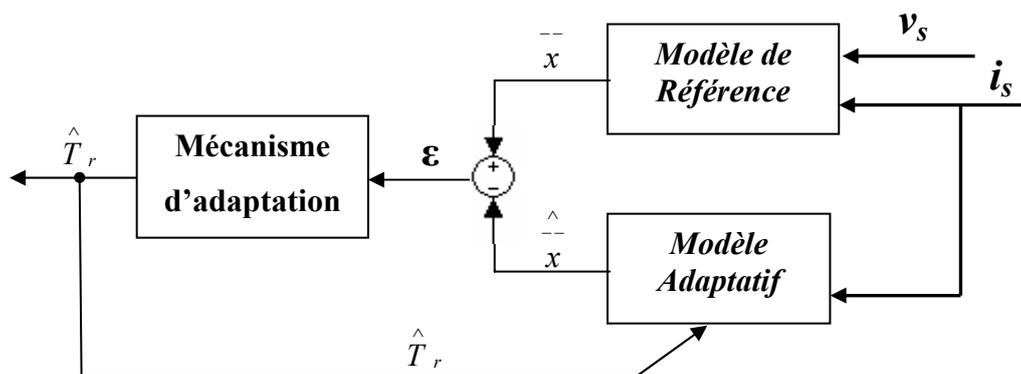


Figure 4.3. Structure d'un estimateur MRAS

Plusieurs structures MRAS sont dénombrées selon le choix de la variable x , tels que le flux rotorique, la force contre électromotrice ou la puissance réactive [PER07] [CHA05].

4.2.3. Estimation par analyse Spectrale

Cette technique est basée :

- Soit sur la détection des harmoniques des encoches du rotor dans les tensions statoriques (méthode d'harmonique d'encoches) [PER07] [CHA05] [HOL02] [BAG06] [HOL96] ;
- Soit par l'injection d'un signal sinusoïdal à haute fréquence dans les composantes des tensions ou des courants. Ceci afin d'enrichir le contenu harmonique de la tension qui permettra d'estimer correctement la constante T_r (méthode d'injection des signaux) [HOL96] [HOL01] [BOT03].

N.B. : Une description détaillée de ces méthodes peut être consultée dans [TOL03].

Parmi toutes les méthodes d'estimations proposées, notre choix tend vers celle qui comporte une fonction mathématique dont l'expression nous fournit une information sur l'état de flux (amplitude et position), tout en étant indépendante de la constante de temps rotorique. Cette fonction a été trouvée dans une expression de la fonction de la puissance réactive.

4.3. Méthode d'estimation de la constante de temps rotorique T_r basée

sur le calcul de la puissance réactive

Cette méthode d'estimation a été développée par L.J. Garcès [GAR80], elle est basée sur le calcul de la puissance réactive de la machine en régime permanent, un changement de la valeur actuelle de T_r se reflète sur l'énergie réactive de la machine [HOL01]. En modifiant la valeur estimée de la constante de temps rotorique, on peut minimiser le changement de l'énergie réactive.

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

$$Q_r = v_{ds} \cdot i_{qs} - v_{qs} \cdot i_{ds} \quad (4.12)$$

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

$$v_{ds} = R_s i_{ds} - \sigma L_s \omega_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{L_{sr}}{L_r} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \frac{L_{sr}}{L_r} \omega_s \Phi_{qr} \quad (4.13)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \sigma L_s \omega_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{L_{sr}}{L_r} \omega_s \Phi_{dr} + \frac{L_{sr}}{L_r} \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \quad (4.14)$$

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

$$\begin{aligned} Q_r = & \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} i_{qs} - \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} i_{ds} - \sigma L_s \omega_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) - \frac{L_{sr}}{L_r} \frac{d\Phi_{qr}}{dt} i_{ds} \\ & + \frac{L_{sr}}{L_r} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} i_{qs} - \frac{L_{sr}}{L_r} \omega_s (\Phi_{qr} i_{qs} + \Phi_{dr} i_{ds}) \end{aligned} \quad (4.15)$$

On définit une nouvelle fonction F , en regroupant les termes dépendants uniquement des tensions et des courants :

$$F = \left(v_{ds} - \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} \right) \cdot i_{qs} - \left(v_{qs} - \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} \right) \cdot i_{ds} + \sigma L_s \omega_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) \quad (4.16)$$

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

$$F = \frac{L_{sr}}{L_r} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} i_{qs} - \frac{L_{sr}}{L_r} \frac{d\Phi_{qr}}{dt} i_{ds} - \frac{L_{sr}}{L_r} \omega_s (\Phi_{qr} i_{qs} + \Phi_{dr} i_{ds}) \quad (4.17)$$

En introduisant les conditions d'orientation du flux rotorique dans l'équation (4.17), on définit la fonction F_0 :

$$F_0 = \frac{L_{sr}}{L_r} \left(\frac{d\Phi_{dr}}{dt} i_{qs} - \omega_s \Phi_{dr} i_{ds} \right) \quad (4.18)$$

Ainsi, la différence $EF = F - F_0$ reflète la variation de la constante de temps rotorique (ΔT_r), [GAR80] [MIN98]. Dans notre travail, cette différence est utilisée pour la correction de la constante de temps rotorique T_r (figure 4.4).

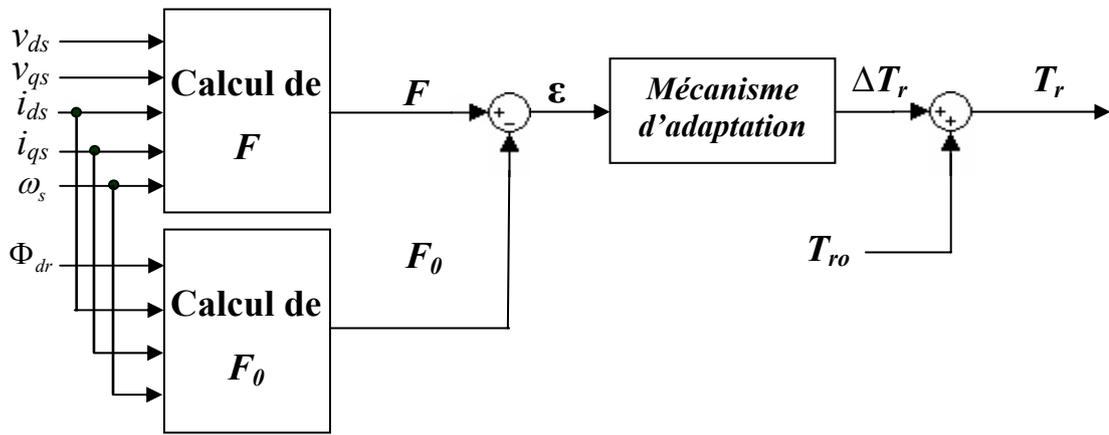


Figure 4.4. Structure d'un estimateur de T_r basé sur le calcul de la puissance réactive.

Plusieurs études ont proposé la correction de T_r (mécanisme d'adaptation) par des régulateurs conventionnelle [FAI95] [LAL96]. Nous, nous proposons dans ce travail l'utilisation d'un régulateur flou pour effectuer cette correction.

4.3.1. Application de la logique floue pour l'estimation de la T_r

On utilise dans cette section, le principe de la logique floue pour la conception du mécanisme d'adaptation afin d'annuler l'erreur entre les deux grandeurs F et F_0 . Le schéma bloc du contrôleur à logique floue utilisé pour l'estimation de la constante T_r est montré dans la figure 4.5.

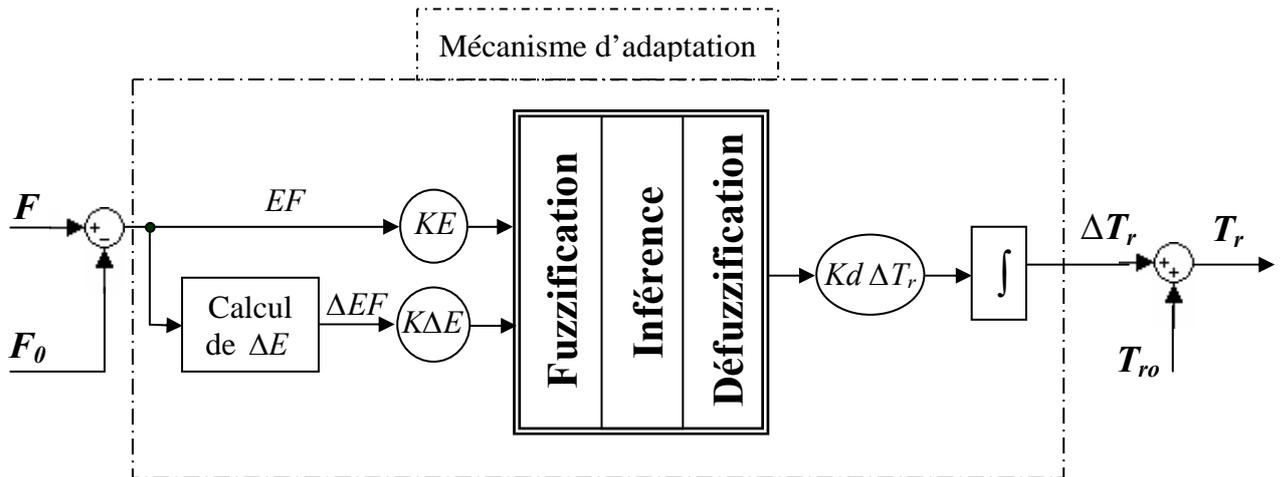


Figure 4.5. Schéma bloc du contrôleur flou pour l'adaptation du T_r .

La figure ci dessus nous montre que les entrées du mécanisme d'adaptation sont l'erreur EF et la variation de l'erreur ΔEF . La structure interne du contrôleur (utilisé pour l'estimation de T_r) est similaire à celle du régulateur de vitesse (section 2.10.1), cependant les gains de normalisation et d'adaptation changent.

4.4. Simulation et interprétation

Afin d'évaluer les performances de la commande proposée (commande floue à modèle de comportement) avec l'adaptation en ligne de la constante de temps rotorique T_r , nous avons testé le système global (figure 4.6) par simulation.

Nous avons démarré le moteur à vide avec une consigne de vitesse de 1420 tr/mn, puis à l'instant de $t = 1s$, nous avons appliqué un couple de charge de $10N.m$. A $t = 1.5s$ nous avons appliqué une réduction de la constante de temps T_{ro} de 60% ($T_r = 0.4 \cdot T_{ro}$).

La réponse du système avec l'estimation de la constante T_r est illustrée à la figure 4.7, les résultats nous montrent que :

- la constante de temps rotorique adaptée converge vers la valeur réelle de la machine après une courte durée de variation. Cette variation est due au temps de réponse du contrôleur utilisé dans le mécanisme d'adaptation.
- La composante en quadrature du flux rotorique est maintenue nulle lors de changement de la T_r après un temps de réponse du contrôleur, le composant direct du flux suit sa valeur de référence (1.05 Wb) ; ce qui améliore le découplage perdu auparavant et corrige la sensibilité de la commande vis-à-vis du changement de la T_r pendant le fonctionnement de la machine.
- Le couple électromagnétique est maintenu constant après une petite oscillation due au temps de réponse du régulateur.
- La régulation de vitesse reste très robuste et elle n'est nullement affectée par le changement de la T_r , le comportement de la machine suit parfaitement celui du modèle.

Conclusion

Nous avons évoqué dans ce chapitre la sensibilité de la commande aux variations de la constante de temps rotorique T_r . Cette étude a montré la nécessité d'adaptation en temps réel de la T_r confirmée par une simulation numérique.

La deuxième partie a été consacrée à l'estimation de la T_r . On a décrit succinctement les différentes techniques citées dans les littératures pour l'adaptation de ce paramètre. Puis nous avons choisi une méthode basée sur l'expression de l'énergie réactive où nous avons utilisé un contrôleur flou. Les résultats obtenus montrent l'efficacité de l'algorithme choisi pour l'adaptation de T_r .

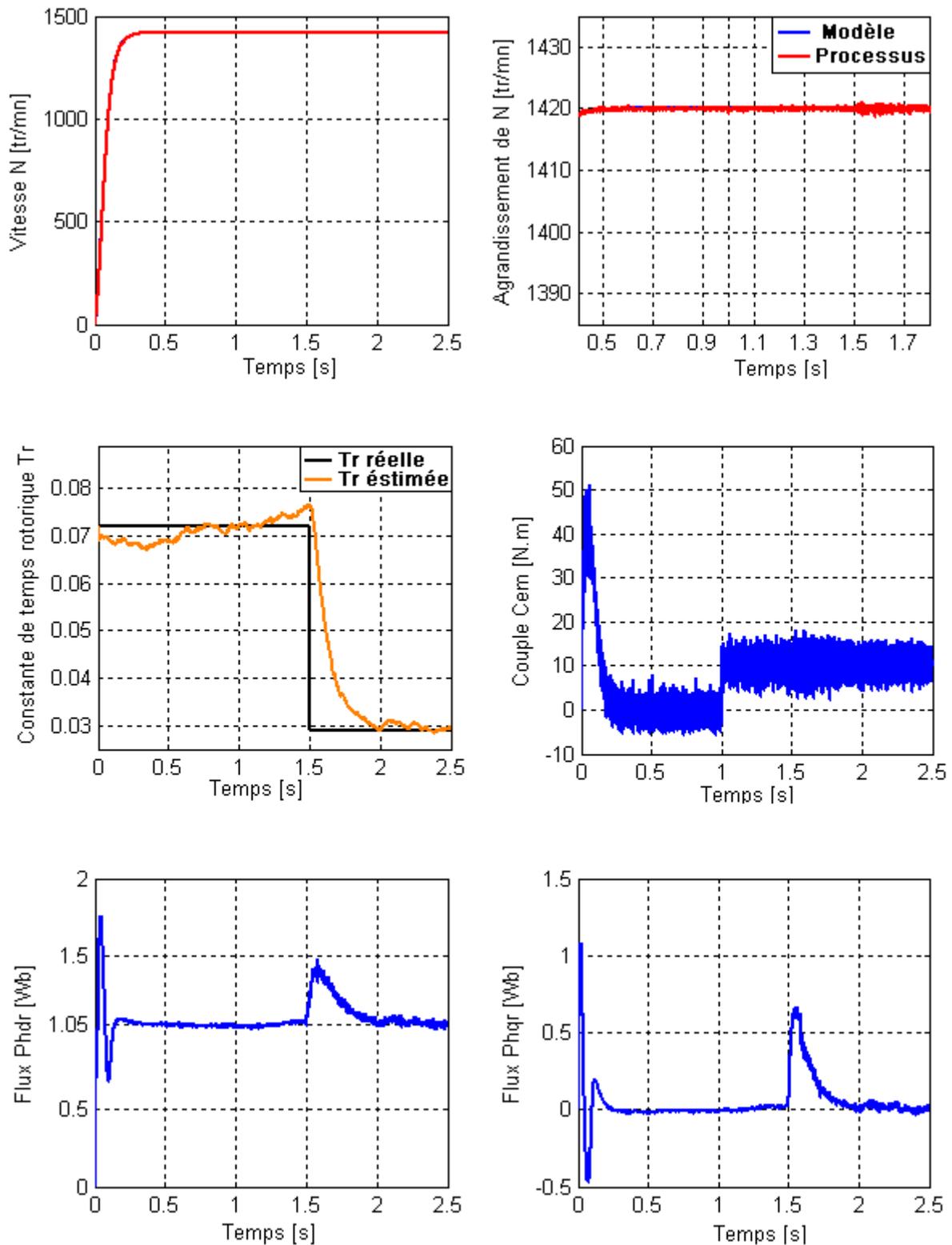


Figure 4.7. Réponses du système avec l'utilisation d'un estimateur de la Tr
 (Application de la charge à $t = 1$ s et variation de la Tr à $t = 1.5$ s).

CONCLUSION GENERALE

Le présent travail apporte une solution à deux problèmes majeurs liés à la commande de la machine asynchrone. Ces deux problèmes concernent la robustesse vis-à-vis des variations de conditions d'opérations et la robustesse par rapport aux variations de paramètres de la MAS. Pour résoudre ces deux problèmes, le principe de la logique floue a été utilisé dans les algorithmes proposés, avec une nouvelle forme de la commande adaptative et avec l'estimation de la constante de temps rotorique.

Dans le premier chapitre, nous avons élaboré un modèle mathématique de la machine asynchrone, alimentée par un onduleur de tension. L'onduleur est contrôlé par la technique de la modulation de largeur d'impulsion. Puis, nous avons présenté la commande vectorielle indirecte et son application à la MAS afin de réaliser le découplage entre le flux rotorique et le couple C_{em} . Nous avons utilisé deux types de régulateurs classiques pour réaliser cette commande : Le premier est un régulateur PI, le second est de type IP. Les résultats de simulations montrent l'apport de ce dernier dans le rejet de la perturbation. Ainsi, la détermination de ces régulateurs montre une forte dépendance aux paramètres de la machine, ce qui fait qu'un petit changement de ces paramètres provoque une détérioration des performances. Cela a conduit à changer ces régulateurs par d'autres de types flous.

L'approche de la commande par logique floue a été choisie pour la suite de ce travail. Les notions de bases ont été présentées au début du deuxième chapitre. Les principes de la commande par logique floue ont été introduits, en justifiant le choix de cette méthode pour commander les MAS. Un RLF est, par la suite, conçu étape par étape pour la boucle de vitesse et d'une façon similaire nous avons conçu deux régulateurs pour les deux boucles de courants ; afin de commander la vitesse de la machine asynchrone. Les résultats de simulation, sous plusieurs conditions de fonctionnement, ont été rapportés. Ce qui démontre que les RLF sont robustes vis-à-vis des conditions de fonctionnement. Cependant, les essais extensifs sur le RLF ont montré que : bien que ce régulateur soit plus robuste qu'un régulateur classique (PI ou IP), il ne peut pas assurer une haute performance lorsque les conditions de fonctionnement changent sur une très grande plage. Une forme de commande adaptative est donc souhaitable.

La conclusion du deuxième chapitre, nous a motivé à investir dans la commande adaptative par logique floue, qui est le contenu du troisième chapitre.

Une nouvelle forme de la commande adaptative appelée commande floue à modèle de comportement est élaborée dans ce chapitre. Elle utilise un modèle et deux régulateurs dans sa structure : l'un est un régulateur principal, l'autre est un mécanisme d'adaptation. Le principe de fonctionnement de cette commande et son application sur la commande de la machine asynchrone sont montrés au cours de ce chapitre.

Afin de comparer les performances, les différents régulateurs (PI, IP, RLF, RALF) ont été testés sous les mêmes conditions. Les résultats de simulations ont montrés que : le régulateur IP est plus efficace que le régulateur PI (pour le rejet de la perturbation) ; Le RLF est plus robuste que le régulateur IP face aux variations paramétriques et que le RALF surpasse le RLF sur les aspects considérés.

Dans le dernier chapitre nous avons montré l'influence de la variation de la constante de temps rotorique sur le découplage réalisé par la commande vectorielle. Puis nous avons cité quelques techniques utilisées pour l'estimation de ce paramètre. Enfin une méthode d'estimation de la T_r basée sur le calcul de la puissance réactive est réalisée en utilisant le concept de la logique floue.

Pour la continuité de ce travail, nous proposons :

- La comparaison de la forme de la commande adaptative floue proposée à d'autres formes, telles que les commandes adaptatives floues directes et indirectes ;
- L'application de cette commande pour d'autres systèmes non linéaires ;
- L'implantation de l'algorithme de la commande proposée sur un DSP.

ANNEXES

ANNEXE I**PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE**

La machine asynchrone triphasée utilisée pour notre étude, est une machine à cage d'écureuil, sa plaque signalétique est :

- Puissance nominale..... $P_n = 1.5 \text{ Kw}$
- Tension nominale..... $V_n = 220/380 \text{ V}$
- Courant nominal..... $I_n = 6.31/3.62 \text{ A}$
- Vitesse nominale..... $N_n = 1420 \text{ tr/mn}$
- Fréquence nominale..... $f_s = 50 \text{ Hz}$
- Rendement nominal..... $\eta_n = 0.78$
- Nombre de paires de pôles..... $P = 2$
- Facteur de puissance nominal..... $\text{Cos}\varphi = 0.8$

A1.1 Paramètres électriques

- Résistance statorique..... $R_s = 4.850 \Omega$
- Résistance rotorique..... $R_r = 3.805 \Omega$
- Inductance cyclique propre du stator..... $L_s = 0.274 \text{ H}$
- Inductance cyclique propre du rotor..... $L_r = 0.274 \text{ H}$
- Inductance cyclique mutuelle stator-rotor..... $L_{sr} = 0.258 \text{ H}$

A1.2 Paramètres mécaniques

- Moment d'inertie..... $J = 0.031 \text{ Kg.m}^2$
- Coefficient de frottement visqueux..... $f = 0.00136 \text{ Nm.s.rd}^{-1}$

- D'après ces paramètres, on peut tirer l'expression du couple électromagnétique

$$\text{nominale : } C_{em\ n} = \frac{P_n}{N_n} = \frac{1500}{1420 \frac{2\pi}{60}} = 10 \text{ N.m}$$

- Le flux nominal $\Phi_{r\ n}$ est obtenu lors d'un essai de la MAS couplée au réseau avec application d'une charge nominale (figure 1.6) $\Phi_{dr} = 1.05 \text{ Wb} \Rightarrow \Phi_{r\ n} = 1.05 \text{ Wb}$

ANNEXE II**MODELE D'ETAT DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE**

Afin d'obtenir le modèle d'état de la machine, en choisissant comme référentiel de travail, celui lié au champ tournant :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\ v_{dr} = 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \phi_{qr} \\ v_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \phi_{dr} \end{array} \right. \quad (\text{A2.1})$$

- Le vecteur d'état : $X = [i_{ds}, i_{qs}, \phi_{dr}, \phi_{qr}, \omega_m]^T$;
- Le vecteur d'entrée : $U = [v_{ds}, v_{qs}]^T$;
- Le vecteur de sortie : $Y = X$;
- Le couple résistant de la charge C_{ch} comme perturbation.

Pour faciliter les calculs, on décompose le système (A2.1) en :

- **Equations des tensions**

○ Pour le stator :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \end{array} \right. \quad (\text{A2.2})$$

○ Pour le rotor :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{dr} = 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \phi_{qr} \\ v_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \phi_{dr} \end{array} \right. \quad (\text{A2.3})$$

On rappelle que :

- **Equations des flux**

○ Pour le stator :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + L_{sr} i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + L_{sr} i_{qr} \end{cases} \quad (\text{A2.4})$$

○ Pour le rotor :

$$\begin{cases} \phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_{sr} i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_{sr} i_{qs} \end{cases} \quad (\text{A2.5})$$

D'après (22) et (24), on a :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{dr}}{dt} = -R_r i_{dr} + (\omega_s - \omega_m) \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = -R_r i_{qr} - (\omega_s - \omega_m) \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{A2.6})$$

Et

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{1}{L_r} \phi_{dr} - \frac{L_{sr}}{L_r} i_{ds} \\ i_{qr} = \frac{1}{L_r} \phi_{qr} - \frac{L_{sr}}{L_r} i_{qs} \end{cases} \quad (\text{A2.7})$$

En remplaçant (A2.7) dans (A2.4) et (A2.6) dans (A2.5), on obtient :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = \sigma L_s i_{ds} + \frac{L_{sr}}{L_r} \phi_{dr} \\ \phi_{qs} = \sigma L_s i_{qs} + \frac{L_{sr}}{L_r} \phi_{qr} \end{cases} \quad (\text{A2.8})$$

et

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{L_{sr}}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_{dr} + (\omega_s - \omega_m) \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{L_{sr}}{T_r} i_{qs} - \frac{1}{T_r} \phi_{qr} - (\omega_s - \omega_m) \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{A2.9})$$

Avec : $\sigma = 1 - \frac{L_{sr}^2}{L_s L_r}$: Coefficient de dispersion ;

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: Constante de temps rotorique.

En substituant (A2.8) dans (A2.2), on obtient :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{L_{sr}}{L_r} \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_s \left(\sigma L_s i_{qs} + \frac{L_{sr}}{L_r} \phi_{qr} \right) \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{L_{sr}}{L_r} \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \omega_s \left(\sigma L_s i_{ds} + \frac{L_{sr}}{L_r} \phi_{dr} \right) \end{cases} \quad (\text{A2.10})$$

Et finalement en remplaçant (A2.9) dans (A2.10) on obtient :

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[- \left(R_s + \frac{L_{sr}^2}{L_r T_r} \right) i_{ds} + \sigma \omega_s L_s i_{qs} + \frac{L_{sr}}{L_r T_r} \phi_{dr} + \frac{L_{sr}}{L_r} \omega_m \phi_{qr} + v_{ds} \right] \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[- \sigma \omega_s L_s i_{ds} - \left(R_s + \frac{L_{sr}^2}{L_r T_r} \right) i_{qs} - \frac{L_{sr}}{L_r} \omega_m \phi_{dr} + \frac{L_{sr}}{L_r T_r} \phi_{qr} + v_{qs} \right] \end{cases} \quad (\text{A2.11})$$

D'après (A2.11), (A2.9) et l'équation mécanique (1.15), on obtient le modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée en fonction des variables d'état : i_{ds} , i_{qs} , ϕ_{dr} , ϕ_{qr} et ω_m [TAL04] [REH96] [ZAI].

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[- \left(R_s + \frac{L_{sr}^2}{L_r T_r} \right) i_{ds} + \frac{L_{sr}}{L_r T_r} \phi_{dr} + \frac{L_{sr}}{L_r} \omega_m \phi_{qr} + \sigma \cdot \omega_s L_s i_{qs} + v_{ds} \right] \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[- \left(R_s + \frac{L_{sr}^2}{L_r T_r} \right) i_{qs} - \frac{L_{sr}}{L_r} \omega_m \phi_{dr} + \frac{L_{sr}}{L_r T_r} \phi_{qr} - \sigma \cdot \omega_s L_s i_{ds} + v_{qs} \right] \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{L_{sr}}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_{dr} + (\omega_s - \omega_m) \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{L_{sr}}{T_r} i_{qs} - \frac{1}{T_r} \phi_{qr} - (\omega_s - \omega_m) \cdot \phi_{dr} \\ \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{p^2}{J} \frac{L_{sr}}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) - \frac{p}{J} C_{ch} - \frac{f}{J} \omega_m \end{cases} \quad (\text{A2.12})$$

ANNEXE III**CALCUL DES REGULATEURS CONVENTIONNELS (PI, IP) DE COURANTS ET DE VITESSE**

La vitesse Ω_m est régulée à travers la boucle externe, alors que les courants sont régulés à travers la boucle interne, à condition que la boucle interne soit plus rapide que la boucle externe (Réglage de vitesse) [LAB98].

A3.1 Régulation du courant

Rappelons le schéma de la figure 1.20.

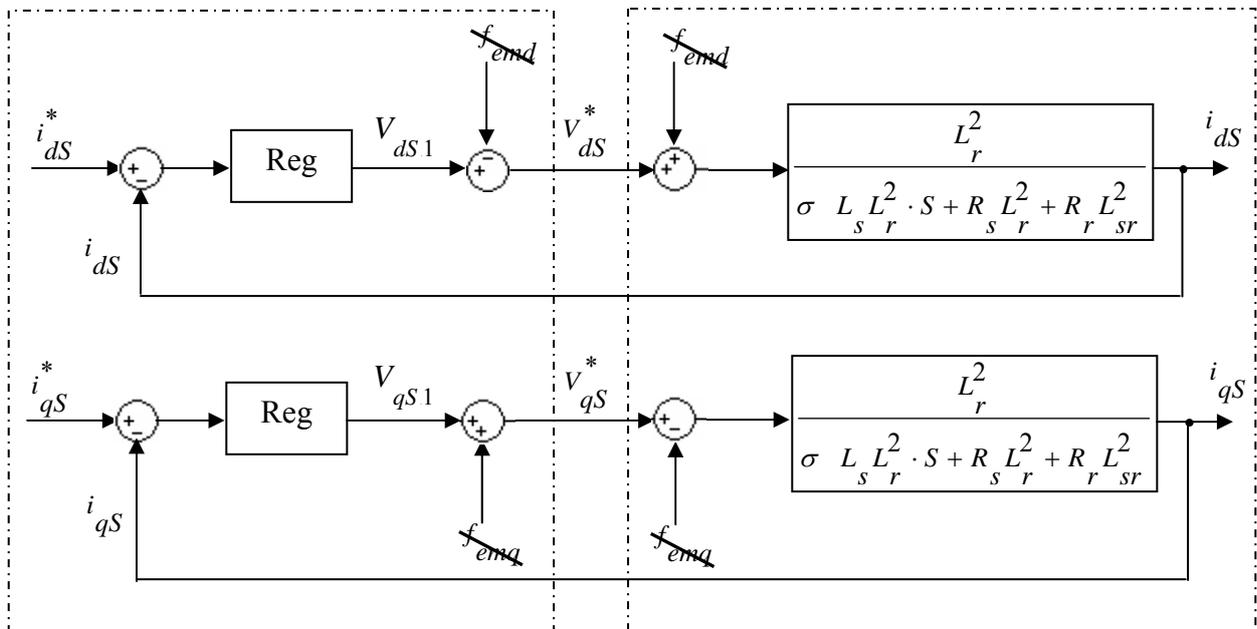


Figure A3.1. Découplage par addition des termes de compensation.

Additionner les termes de couplage avec ceux de compensations, nous amène à travailler avec le schéma bloc simple et identique pour les deux axes [BAG99] [LAB98].

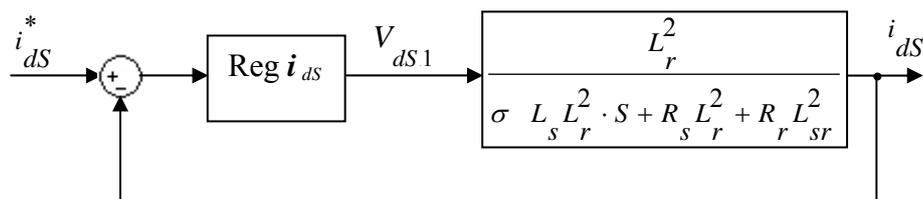


Figure A3.2. Boucle de régulation du courant i_{dS} .

D'après le schéma ci-dessus, on tire :

$$F_i(S) = \frac{i_{ds}}{v_{ds1}} = \frac{i_{qs}}{v_{qs1}} = \frac{L_r^2}{\sigma L_s L_r^2 \cdot S + R_s L_r^2 + R_r L_{sr}^2} \quad (\text{A3.1})$$

A3.2 Régulation de vitesse :

Pour définir le régulateur de vitesse, nous utilisons la relation qui lie la vitesse Ω_m au couple électromagnétique C_{em} , soit l'équation mécanique suivante :

$$\begin{aligned} \frac{d\omega_m}{dt} &= \frac{p^2}{J} \frac{L_{sr}}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) - \frac{p}{J} C_{ch} - \frac{f}{J} \omega_m \\ \Rightarrow J \cdot \frac{d\Omega_m}{dt} &= C_{em} - C_{ch} - f \cdot \Omega_m \Rightarrow (J \cdot S + f) \cdot \Omega_m = C_{em} - C_{ch}; \end{aligned} \quad (\text{A3.2})$$

Avec S : opérateur de Laplace

Donc la fonction de transfert est : $F_{\Omega}(S) = \frac{1}{J \cdot S + f}$ (A3.3)

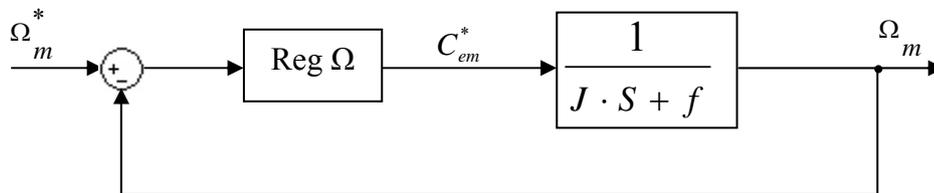


Figure A3.3. Boucle de régulation de vitesse.

A3.3 Dimensionnement des Régulateurs :

Pour chacune des boucles de courants et celle de la vitesse, nous proposons de faire une étude comparative entre deux types de régulateur classique :

Le premier est un régulateur à action proportionnelle –intégrale (PI). Il comporte une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité, en parallèle avec l'action intégrale qui élimine l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de consigne.

Le second est un régulateur intégrale- Proportionnelle (IP). Il comporte les deux actions mais en cascade cette fois-ci.

A3.3.1 Correcteur PI

Le schéma bloc du correcteur PI est illustré par la figure suivante :

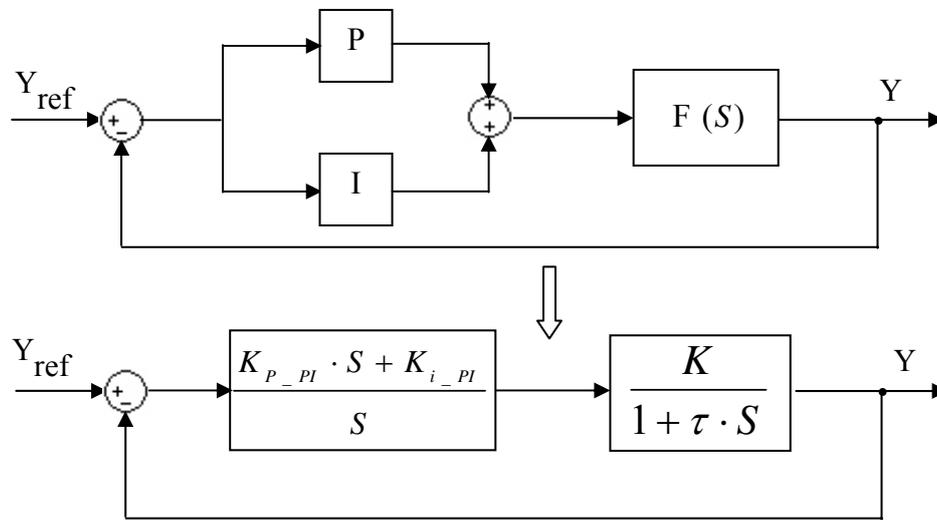


Figure A3.4. Schéma fonctionnel d'un correcteur PI.

Tel que :

$F(S) = \frac{K}{1 + \tau \cdot S}$: représente la fonction de transfert du système à réguler.

K_{P_PI} : Gain proportionnel du correcteur PI.

K_{i_PI} : Gain d'intégrale du correcteur PI.

D'après le schéma bloc, on définit les paramètres du régulateur, en fonction de l'amortissement ξ et de la fréquence ω_n .

$$\begin{cases} K_{P_PI} = \frac{2\xi\omega_n\tau - 1}{K} \\ K_{i_PI} = \frac{\omega_n^2\tau}{K} \end{cases} \quad (\text{A3.4})$$

Pour une erreur statique de 5% et un temps de réponse t_r du système : $\omega_n = \frac{5}{\xi \cdot t_r}$.

A3.3.2 Correcteur IP

Le schéma bloc du correcteur IP est illustré par la figure suivante :

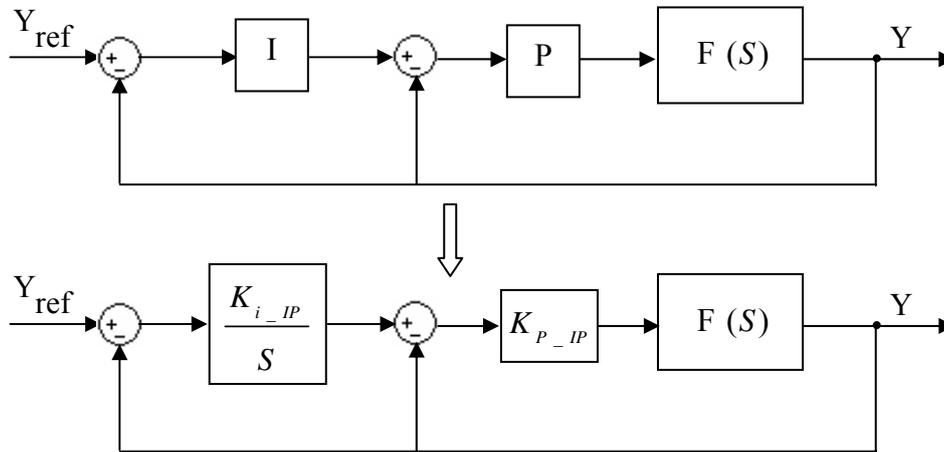


Figure A3.5. Schéma fonctionnel d'un correcteur IP.

Tel que :

$F(S) = \frac{K}{1 + \tau \cdot S}$: représente la fonction de transfert du système à réguler.

K_{P_IP} : Gain proportionnel du correcteur IP.

K_{i_IP} : Gain d'intégrale du correcteur IP.

D'après le schéma bloc, on définit les paramètres du régulateur, en fonction de l'amortissement ξ et de la fréquence ω_n .

$$\begin{cases} K_{P_IP} = \frac{2\xi\omega_n\tau - 1}{K} \\ K_{i_IP} = \frac{\omega_n^2\tau}{K \cdot K_{P_IP}} \end{cases} \quad (\text{A3.5})$$

Pour une erreur statique de 5% et un temps de réponse t_r du système : $\omega_n = \frac{5}{\xi \cdot t_r}$.

A3.4 Application sur la boucle de courant et de vitesse :

A3.4.1 Application sur la boucle de vitesse :

D'après le Schéma A3.3 et par identification à $F(S) = \frac{K}{1 + \tau \cdot S}$, on a :

$$\begin{cases} K_{\Omega} = \frac{1}{f} \\ \tau_{\Omega} = \frac{J}{f} \end{cases} \quad (\text{A3.6})$$

A3.4.2 Application sur la boucle de courant :

D'après le Schéma A3.2 et par identification à $F(S) = \frac{K}{1 + \tau \cdot S}$, on a :

$$\begin{cases} K_I = \frac{L_r^2}{R_s L_r^2 + R_r L_{sr}^2} \\ \tau_I = \frac{\sigma L_s L_r^2}{R_s L_r^2 + R_r L_{sr}^2} \end{cases} \quad (\text{A3.7})$$

ANNEXE IV

**PROGRAMMATION D'UN REGULATEUR FLOU SUR
L'ENVIRONNEMENT MATLAB**

Dans cette section, nous allons voir ce que contient le programme utilisé pour la conception du régulateur flou de vitesse ($RLF_{\Omega} - C_P -$).

A4.1 Description du programme*% Conception d'un Régulateur Flou RFL de vitesse %*

```
clear all
a = newfis ('RFLdevitesse');
a = addvar (a, 'input', 'Erreur e', [-1 1]);
a = addmf (a, 'input', 1, 'NG', 'trapmf', [-1 -1 -0.6 -0.3]);
a = addmf (a, 'input', 1, 'NM', 'trimf', [-0.6 -0.3 -0.1]);
a = addmf (a, 'input', 1, 'NP', 'trimf', [-0.3 -0.1 0]);
a = addmf (a, 'input', 1, 'EZ', 'trimf', [-0.1 0 +0.1]);
a = addmf (a, 'input', 1, 'PP', 'trimf', [0 +0.1 +0.3]);
a = addmf (a, 'input', 1, 'PM', 'trimf', [+0.1 +0.3 +0.6]);
a = addmf (a, 'input', 1, 'PG', 'trapmf', [+0.3 +0.6 +1 +1]);
a = addvar (a, 'input', 'Changement de Erreur ce', [-1 1]);
a = addmf (a, 'input', 2, 'NG', 'trapmf', [-1 -1 -0.4 -0.1]);
a = addmf (a, 'input', 2, 'NM', 'trimf', [-0.4 -0.1 -0.05]);
a = addmf (a, 'input', 2, 'NP', 'trimf', [-0.1053 -0.05529 -0.005291]); %[-0.1 -0.05 0]
a = addmf (a, 'input', 2, 'EZ', 'trimf', [-0.05 0 +0.05]);
a = addmf (a, 'input', 2, 'PP', 'trimf', [0.005291 0.05529 0.1053]); % [0 +0.05 +0.1]
a = addmf (a, 'input', 2, 'PM', 'trimf', [+0.05 +0.1 +0.4]);
a = addmf (a, 'input', 2, 'PG', 'trapmf', [+0.1 +0.4 +1 +1]);
a = addvar (a, 'output', 'Changement du courant ciqs', [-1 +1]);
a = addmf (a, 'output', 1, 'NG', 'trapmf', [-1 -1 -0.5 -0.2]);
a = addmf (a, 'output', 1, 'NM', 'trimf', [-0.5 -0.2 -0.1]);
a = addmf (a, 'output', 1, 'NP', 'trimf', [-0.2 -0.1 0]);
a = addmf (a, 'output', 1, 'EZ', 'trimf', [-0.1 0 +0.1]);
a = addmf (a, 'output', 1, 'PP', 'trimf', [0 +0.1 +0.2]);
a = addmf (a, 'output', 1, 'PM', 'trimf', [+0.1 +0.2 +0.5]);
a = addmf (a, 'output', 1, 'PG', 'trapmf', [+0.2 +0.5 +1 +1]);
rulelist = [
    1 1 1 1 1
    1 2 1 1 1
    1 3 1 1 1
    1 4 1 1 1
```

```
1 5 2 1 1
1 6 3 1 1
1 7 4 1 1
2 1 1 1 1
2 2 1 1 1
2 3 1 1 1
2 4 2 1 1
2 5 3 1 1
2 6 4 1 1
2 7 5 1 1
3 1 1 1 1
3 2 1 1 1
3 3 2 1 1
3 4 3 1 1
3 5 4 1 1
3 6 5 1 1
3 7 6 1 1
4 1 1 1 1
4 2 2 1 1
4 3 3 1 1
4 4 4 1 1
4 5 5 1 1
4 6 6 1 1
4 7 7 1 1
5 1 2 1 1
5 2 3 1 1
5 3 4 1 1
5 4 5 1 1
5 5 6 1 1
5 6 7 1 1
5 7 7 1 1
6 1 3 1 1
6 2 4 1 1
6 3 5 1 1
6 4 6 1 1
6 5 7 1 1
6 6 7 1 1
6 7 7 1 1
7 1 4 1 1
7 2 5 1 1
7 3 6 1 1
7 4 7 1 1
7 5 7 1 1
7 6 7 1 1
7 7 7 1 1]
```

```
a = addrule (a, rulelist);
```

```
showfis (a)
```

```
fuzzy (a)
```

```

figure(1)
plotfis(a)%
figure(2)
plotmf (a, 'input',1),grid
figure(3)
plotmf (a, 'input',2),grid
figure(4)
plotmf (a, 'output',1),grid
ruleview (a);
surfview (a);
figure(5)
gensurf (a);
%fin de programme.

```

A4.2 Description du programme

Les commandes les plus utilisées pour la conception d'un système flou par la méthode de programmation sur MATLAB sont [MATv2] :

newfis : créer un nouveau système flou ;
 addvar : ajouter une nouvelle variable (entrée ou sortie) ;
 addmf : ajouter un ensemble flou ;
 addrule : ajouter la base de règles

Ensemble n° de l'entrée1 Input 1 - E -	Ensemble n° de l'entrée2- Input 2 - ΔE -	Ensemble n° de la sortie1- Output 1 - ΔC _{em} -	Poids de la règle (Weight)	Connexion
7	5	7	1	1
7	6	7	1	1
7	7	7	1	1

Tableau A4.1 : Exemple d'une base de règles

showfis : générer une liste d'informations qui comporte tous les détails sur le système flou ;
 plotfis : tracer le système flou (fis) sous forme de blocs ;
 plotmf : tracer les ensembles flous ;
 ruleview : voir la base de règles sous forme graphique ;
 surfview : tracer le système flou en trois dimensions ;
 getfis : avoir une information sur la structure du système flou ;
 setfis : vous permet de changer n'importe quelle propriété du système flou fis ;
 gensurf : générer une évolution en trois dimensions.

ANNEXE V

DIFFERENTS STRUCTURE DE LA CMC POUR DEUX BOUCLES

Considérons un processus en cascade formé de deux sous- processus à constantes de temps assez différentes (exemple de la partie électrique et mécanique d'une machine électrique). Pour appliquer la CMC à ce type de processus, on a besoin de deux modèles et de deux correcteurs de comportement (modules d'adaptation).

Selon le point d'action des deux régulateurs de corrections (C_{C1} , C_{C2}), et le rapport de liaison entre les deux modèles, on distingue quatre structures de la CMC [VUL02] [BOU02]:

- 1- BMC action locale – modèle distribué (figure 5A.1) ;
- 2- BMC action locale – modèle global (figure 5A.2) ;
- 3- BMC action globale – modèle global (figure 5A.4) ;
- 4- BMC action globale – modèle distribué (figure 5A.5).

A5.1 CMC action locale – modèle distribué

Cette stratégie de commande est illustrée à la figure 5A.1 :

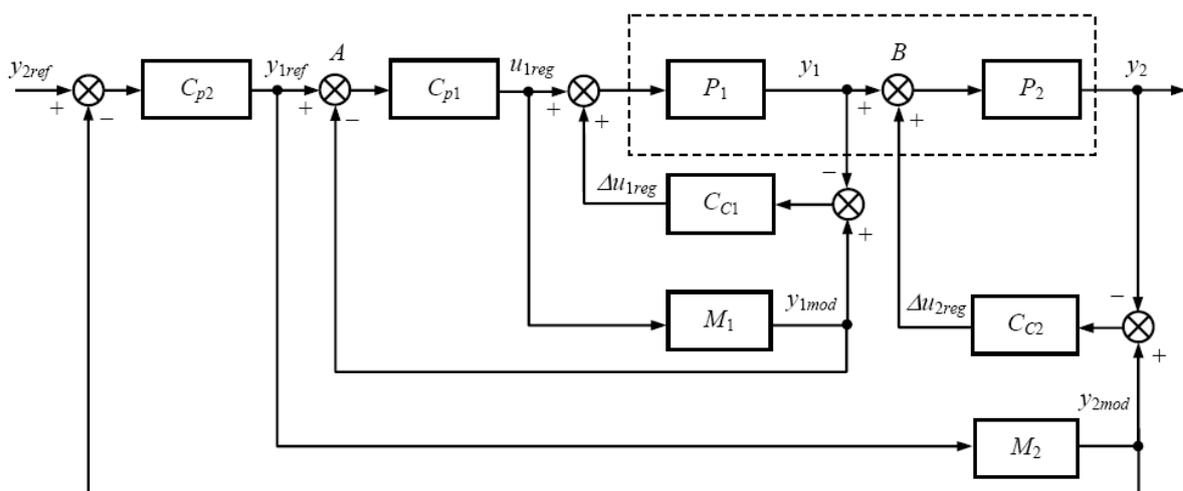


Figure 5A.1 CMC à structure « action locale -- modèle distribué ».

On remarque que le deuxième correcteur de comportement C_{C2} doit agir à l'intérieur du processus (point B) conformément au principe de la CMC. Mais cela n'est pas possible, car on ne peut pas injecter un couple à l'intérieur de la MAS, par exemple.

En faisant l'hypothèse de séparation des modes des processus P_1 et P_2 , on peut considérer que les points A et B sont identiques à l'échelle du temps du 2^{ème} processus. Ainsi, on va agir au niveau de la commande, au point A .

On démontre l'efficacité de l'hypothèse de séparation des modes à l'aide des équations.

D'après la figure 5A.1, on a :

$$\begin{cases} y_{1ref} = (y_{2ref} - y_{2mod})C_{P2} + (y_{2mod} - y_2)C_{C2} \\ y_{1mod} = (y_{1ref} - y_{1mod})C_{P1}M_1 \\ y_1 = P_1[(y_{1ref} - y_{1mod})C_{P1} + (y_{1mod} - y_1)C_{C1}] \\ y_{2mod} = (y_{2ref} - y_{2mod})C_{P2}M_2 \\ y_2 = P_2y_1 \end{cases} \quad (5A.1)$$

Les expressions (5A.1) mènent aux fonctions de transfert suivantes :

$$\begin{cases} \frac{y_1}{y_{1mod}} = F = \frac{P_1(1 + M_1C_{C1})}{M_1(1 + P_1C_{C1})} \\ \frac{y_{1mod}}{y_{1ref}} = O = \frac{M_1C_{P1}}{1 + M_1C_{P1}} \end{cases} \quad (5A.2)$$

$$\begin{cases} \frac{y_2}{y_{2mod}} = \frac{FO.P_2(1 + M_2C_{C2})}{M_2(1 + FOP_2C_{C2})} \\ \frac{y_{2mod}}{y_{2ref}} = \frac{M_2C_{P2}}{1 + M_2C_{P2}} \end{cases} \quad (5A.3)$$

En faisant l'hypothèse de séparation des modes, $F \rightarrow 1$ et $O \rightarrow 1$, on retrouve les mêmes équations de la CMC que celles d'une seule boucle de réglage (équation 3.7).

A5.2 CMC action locale – modèle global

Cette stratégie est illustrée sur la figure 5A.2.

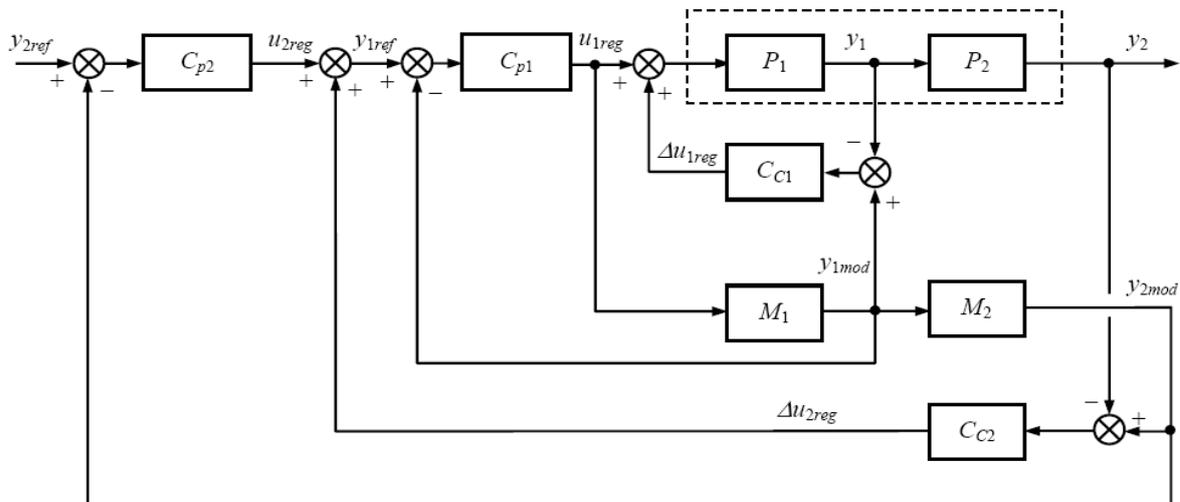


Figure 5A.2 CMC à structure « action locale -- modèle global ».

Les équations de départ sont :

$$\begin{cases} y_{1ref} = (y_{2ref} - y_{2mod})C_{p2} + (y_{2mod} - y_2)C_{c2} \\ y_{1mod} = (y_{1ref} - y_{1mod})C_{c1}M_1 \\ y_1 = P_1[(y_{1ref} - y_{1mod})C_{p1} + (y_{1mod} - y_1)C_{c1}] \\ y_{2mod} = M_2 y_{1mod} \\ y_2 = P_2 y_1 \end{cases} \quad (5A.4)$$

Les fonctions de transfert de la boucle interne sont données par les expressions (5A.2).

En faisant l'hypothèse d'un bon réglage du correcteur C_{p1} :

$$|M_1 C_{p1}| \gg 1 \quad (5A.5)$$

La fonction de transfert $\frac{y_1}{y_{1mod}}$, peut se simplifier comme suit :

$$\frac{y_1}{y_{1mod}} = \frac{P_1 C_{C1}}{1 + P_1 C_{C1}} \quad (5A.6)$$

Si le correcteur est assez bien réglé :

$$|P_1 C_{C1}| \gg 1 \quad (5A.7)$$

La sortie y_1 suit la référence y_{1ref} via le suivi de y_{1mod} .

Les fonctions de transfert de la boucle externe sont :

$$\begin{cases} \frac{y_2}{y_{2mod}} = \frac{P_2}{M_2} F \\ \frac{y_{2mod}}{y_{2ref}} = \frac{FM_2 C_{P2}}{1 + FM_2 C_{P2} + FM_2 C_{C2} \left(\frac{P_2}{M_2} O - 1 \right)} \end{cases} \quad (5A.8)$$

Cette structure ne respecte pas le principe de la CMC. En supposant que la boucle interne soit parfaite, $F \rightarrow 1$ et $O \rightarrow 1$, le retour du correcteur C_{C2} n'affecte pas seulement le processus P_2 , mais également le modèle M_2 . le système est détaillé par la figure 5A.3.

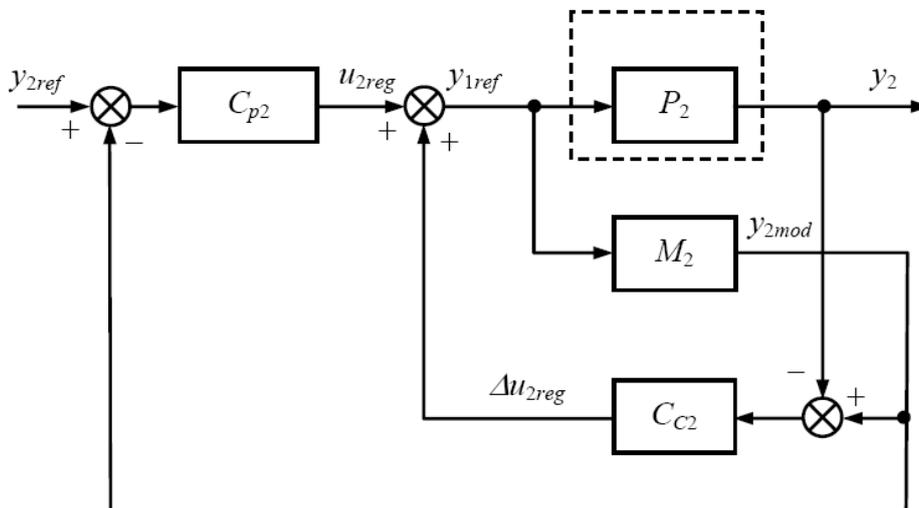


Figure 5A.3 Détail de la CMC à structure « action locale -- modèle global ».

5A.3 CMC action globale – modèle global

Cette stratégie est illustrée sur la figure 5A.4.

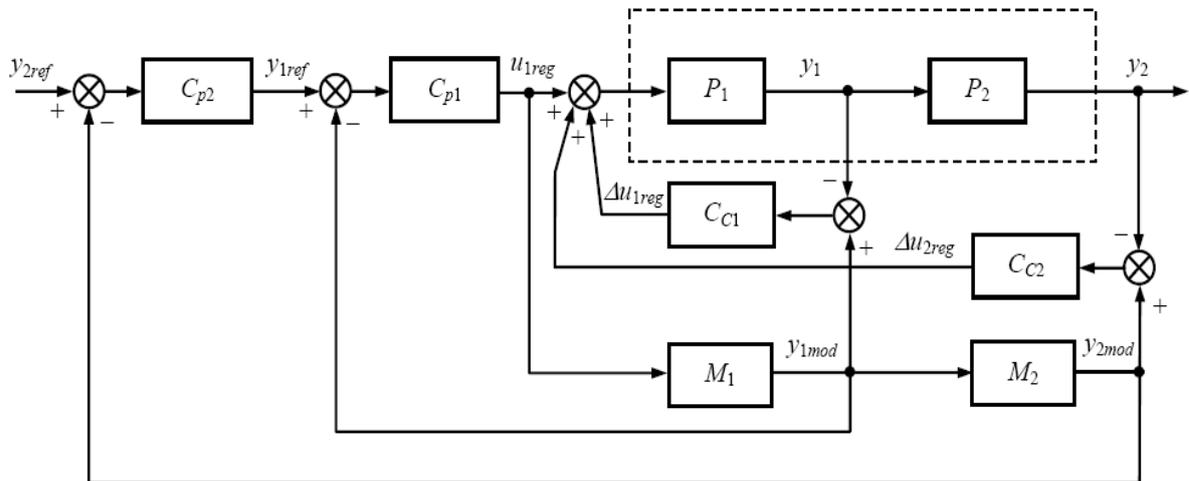


Figure 5A.4 CMC à structure « action globale -- modèle global ».

Les équations de départ sont :

$$\begin{cases} y_{1ref} = (y_{2ref} - y_{2mod})C_{P2} \\ y_{1mod} = (y_{1ref} - y_{1mod})C_{P1}M_1 \\ y_1 = P_1[(y_{1ref} - y_{1mod})C_{P1} + (y_{1mod} - y_1)C_{C1} + (y_{2mod} - y_2)C_{C2}] \\ y_{2mod} = M_2 y_{1mod} \\ y_2 = P_2 y_1 \end{cases} \quad (5A.9)$$

Les fonctions de transfert des boucles interne et externe sont :

$$\begin{cases} \frac{y_1}{y_{1mod}} = F = \frac{P_1(1 + M_1 C_{C1} + M_1 M_2 C_{C2})}{M_1(1 + P_1 C_{C1} + P_1 P_2 C_{C2})} \\ \frac{y_{1mod}}{y_{1ref}} = O = \frac{M_1 C_{P1}}{1 + M_1 C_{P1}} \end{cases} \quad (5A.10)$$

$$\begin{cases} \frac{y_2}{y_{2mod}} = \frac{P_2}{M_2} F \\ \frac{y_{2mod}}{y_{2ref}} = \frac{M_1 M_2 C_{P1} C_{P2}}{1 + M_1 C_{P1} + M_1 M_2 C_{P1} C_{P2}} \end{cases} \quad (5A.11)$$

Les fonctions de transfert $\frac{y_{1\text{mod}}}{y_{1\text{ref}}}$ et $\frac{y_{2\text{mod}}}{y_{2\text{ref}}}$ sont des expressions de boucles fermées obtenues sans aucune hypothèse simplificatrice. En supposant que les correcteurs principaux soient bien réglés (C_{p2} remplit la condition 5A.5), les sorties des modèles suivent les références.

Pour obtenir $\frac{y_{2\text{mod}}}{y_{2\text{ref}}}$ indépendante de $\frac{P_2}{M_2}$, F doit tendre vers $\frac{P_2}{M_2}$. Une hypothèse supplémentaire est nécessaire, mais cela semble beaucoup plus compliqué que (5A.5) ou (5A.7), et donc plus difficile à respecter.

5A.4. CMC action globale – modèle distribué

Cette stratégie est illustrée sur la figure 5A.5.

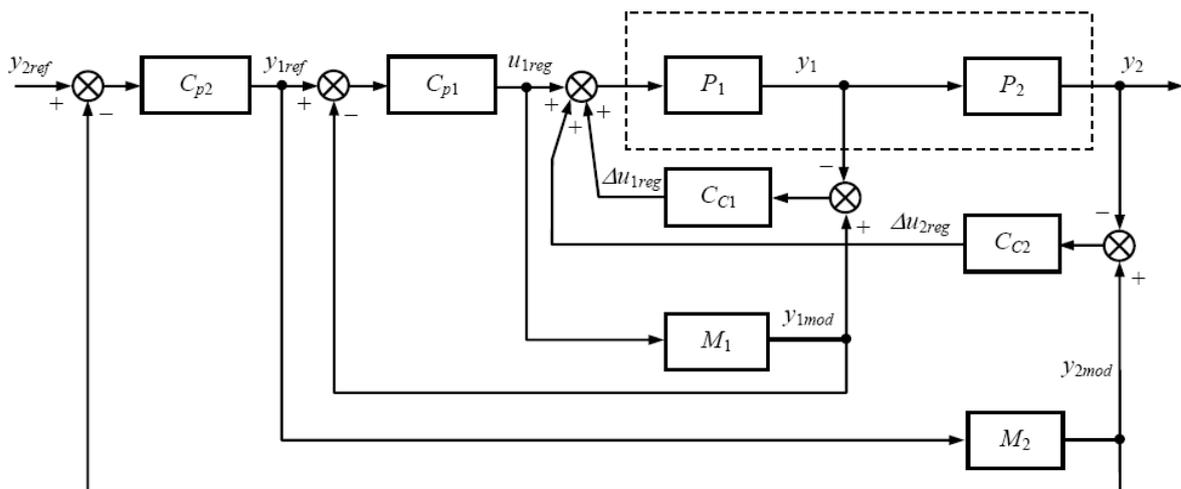


Figure 5A.5 CMC à structure « action globale -- modèle distribué ».

Les équations de départ sont :

$$\begin{cases} y_{1\text{ref}} = (y_{2\text{ref}} - y_{2\text{mod}})C_{P2} \\ y_{1\text{mod}} = (y_{1\text{ref}} - y_{1\text{mod}})C_{P1}M_1 \\ y_1 = P_1[(y_{1\text{ref}} - y_{1\text{mod}})C_{P1} + (y_{1\text{mod}} - y_1)C_{C1} + (y_{2\text{mod}} - y_2)C_{C2}] \\ y_{2\text{mod}} = (y_{2\text{ref}} - y_{2\text{mod}})C_{P2}M_2 \\ y_2 = P_2y_1 \end{cases} \quad (5A.12)$$

Les fonctions de transfert des boucles interne et externe sont :

$$\begin{cases} \frac{y_1}{y_{1\text{mod}}} = F = \frac{P_1 C_{P1} (1 + M_1 C_{C1}) + P_1 C_{C2} M_2 (1 + M_1 C_{P1})}{M_1 C_{P1} (1 + P_1 C_{C1} + P_1 P_2 C_{C2})} \\ \frac{y_{1\text{mod}}}{y_{1\text{ref}}} = O = \frac{M_1 C_{P1}}{1 + M_1 C_{P1}} \end{cases} \quad (5A.13)$$

$$\begin{cases} \frac{y_2}{y_{2\text{mod}}} = \frac{P_2}{M_2} FO \\ \frac{y_{2\text{mod}}}{y_{2\text{ref}}} = \frac{M_2 C_{P2}}{1 + M_2 C_{P2}} \end{cases} \quad (5A.14)$$

De même que pour la structure action globale – modèle global, des conditions supplémentaires doivent être définies. Cette structure sera aussi écartée pour ces raisons.

Ainsi, à part la première stratégie [Rome], on remarque que les autres possibilités ne sont pas aussi faciles à analyser. On ne peut pas faire l'hypothèse de séparation des modes, ce qui conduit à une autre condition de simplification, que celle de la CMC à une boucle (équation 3.3). Cette nouvelle condition est beaucoup plus difficile à respecter.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [AMN97] C. Emanuele, A. Consoli & A. Ratici, "Fuzzy adaptive vector control of induction motor drives", *IEEE Trans. In Power electronics*, vol. 12, no. 6, November 1997.
- [BAG06] Baghli, L., Al-Rouh, I., & Rezzoug, A, »Signal analysis and identification for induction motor sensorless control". *Control Engineering Practice*, 14(11), 1313–1324, 2006.
- [BAG99] L. Baghli, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques". *Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy, Janv.1999*
- [BEN06] S. Bentouati, "Commande direct du couple par logique floue avec observateur robuste : application à la machine synchrone à aimants permanents". *Mémoire de Magister, CUFY Médéa. Avril 2006*
- [BOS02] B. K. Bose, "Modern power electronics and AC drive", *prentice-hall, Inc. 2002, pp. 573-574.*
- [BOT03] G. Bottiglieri, G. Selba, G.ScarcQella, A.Testa and A.Consoli," Sensorless speed estimation in induction motor drives," *Electric Machine and drives conference IEKDC'03,IEEE International, vol.01,pp.624-630,1-4June 2003*
- [BOU02] M. Bounaadja, "Commande par modèle de comportement de la machine asynchrone", *Mémoire de Magister, UHBC. 2002*
- [BOU07] M. Bounadja, A. Mellakhi, B. Belmadani, "A high performance PWM inverter voltage-fed induction machines drive with an alterative strategy for speed control", *Serbian Journal of Electrical Engineering*, vol. 4, No. 1, June 2007, 13-22.
- [BRA97] R. D. Braatz, " The control handbook", *editor W. S. Levine, CRC Press, 1996*
- [BUH87] H. Bühler, " Electronique de réglage et de commande", *Dunod, Paris 1987.*
- [BUH94] H. Bühler, "Réglage par logique floue", *Presse polytechnique et universitaire, Romande, Lausanne (Suisse), 1994.*
- [CAN00] C. Canudas de wit, " Modélisation control vectoriel et DTC-Commode des moteurs asynchrone 1," *Hermis science publications Paris 2000*
- [CHA05] S. Chaouch, "Commande vectorielle robuste d'une machine à induction sans capteur de vitesse", *Thèse de Doctorat Université de Batna, Déc. 2005*
- [CHA88] CHAUPRADE.R, MILSANT.F, « Electronique de puissance, commande des moteurs à courant alternatif. », *collection ingénieur EEA Eyrolles 1988.*
- [CHE] F. Chevie, F. Guely, "La logique floue", *Collection Technique, Cahier Technique Schneider n°191*
- [CUM98] N. M. Cumbria, " Robust controlled flux estimation for field oriented controlled induction motor drives", *Master Thesis, Galgary Alberia, Apr. 1998*
- [DAV00] M. David-Pietrzak, B. de Fornel, X. Roboam, "Optimisation, discrétisations et observateurs (chapitre 4 – Estimations et observations déterministes et stochastiques des états électromagnétiques)", *Editions Hermès Science Europe, 2000*

- [DUM98] E. Dumetz, "modélisation et commande par modèle de référence d'un axe de machine outil à dynamique rapide", *Thèse USTL 1998*
- [DUV06] C. Duval, G. Clerc, & Y. Le Gorrec, »Induction machine control using robust eigen structure assignment". *Control Engineering Practice*, 14(1), 29–43, 2006.
- [FAI95] A.Faidalah," Contribution à l'identification et à la commande vectorielle des machine asynchrones ", *Thèse de doctorat de LINPL, France, Fev1995.*
- [GAR80] J. Garces, "Parameter Adaptation for the Speed-Controlled Static AC Drive with a Squirrel-Cage Induction Motor" *IEEE Trans. Ind. Applicat*, vol. 1A-16,N 2,Marsh/April 1980, pp173-177.
- [HAB06] Habib-ur Rehman, H.N. Nounou, "Application of adaptive fuzzy control to ac machines", *ScienceDirect, Applied soft Computing* 7 (2007) 899-907, Jun 2006.
- [HAD01] D. Hadiouche, " Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure", *Université Henri Poincaré, Nancy-1, Déc. 2001*
- [HAU02] J.P. Hautier, "La commande à Modèle de Comportement". *Equipes CEMASYC et réseaux du L2EP Lille, Juillet 2002*
- [HAU97] J. O. Hautier, J. P. Caron, " Systèmes automatiques (Tome 2 commande des processus)" , *Edition Ellipses Paris, 1997*
- [HEB97] B. Heber, L. X. Uu, Y. Tang, " Fuzzy Logic enhanced speed control of indirect field oriented induction machine drive ", *IEEE trans. on power electronics*, Vol. 12, N°3, Sep. 1997.
- [HOL01] J. Holts,"Sensorless speed and position control of induction motors," 27th annual conference of the *IEEE industrial electronics society, IECON, Denver /Co,Nov.29-Dec.2,2001*
- [HOL02] J. Holtz, " Sensorless position control of induction motors-An emerging technology", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol.45, no. 6, pp. 840-852, Dec. 2002
- [HOL96] J. Holtz, " Methods for sensorless control of AC drives", Published in K. Rajashekara Editor, *Sensorless Control of AC Motors" IEEE Press Book, 1996*
- [HOL96] J. Holtz, "Methods for sensorless control of AC drives," published in K. Rajashkar a Editor, *Sensorless Control of AC Motors " IEEE press Book, 1996*
- [KAD07] M. Kadjoudj, N. Golea1 & M. E. Benbouzid, "Fuzzy Rule – Based Model Reference Adaptive Control for PMSM Drives", *SERBIAN JOURNAL OF ELECTRICAL ENGINEERING*, Vol. 4, No. 1, 13-22, June 2007
- [KET92] R. Kettata, "Methodologies des régulateurs numériques incluant la logique floue", *Thèse de Doctorat à L'INSA de Toulouse, L.A.A.S, France, 1992.*
- [LAB04] S. Labiod, "Contribution à la commande adaptative floue des systèmes non linéaires". *Thèse de Doctorat, ENP.2004*
- [LAB98] S. Labiod, "Commande adaptative par les systèmes flous ; application aux robots manipulateurs", *Mémoire de Magister, ENP, Alger, 1998.*
- [LOR90] R.D. Lorenz, & D. B. Lawson, " A simplified approach to continuous on-line tuning of field-oriented induction machines drives". *IEEE Transactions on Industry Applications*, 26(3), 420–424, 1990.

- [MAH00] MO. Mahmoudi, B. Hemici, " Adaptation de la constante de temps rotorique dans la commande vectorielle de la machine asynchrone ", *Conférence Internationale, ICEL'2000, Oran (ref. 27)*
- [MATv2] User's Guide, Version 2, " Fuzzy Logic Toolbox for use with MATLAB ", *The Math Works*
- [MER00] M. Merabtene, " Sur les techniques de commandes adaptatives d'une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectoriel", *Mémoire de Magister, U.M.M. de Tizi-Ouzou, 2000*
- [MIL01] Y. Miloud, A.Draou, " Fuzzy logic speed Control of an indirect field-oriented induction machine drive", *Conf. Rec. IEEE/IEcon'01 Denver, USA, pp. 2111-2116, Nov. 2001*
- [MIN97] T.C. Minh, "Commande numérique de machines asynchrones par logique floue". *Thèse de Ph.D, Université Laval, Québec, Déc.1997*
- [MIN98] Minh Ta-Cao, Hoang Le-Huy," Rotor Resistance Estimation Using Fuzzy Logic for High Performance Induction Motor Drives". *Conf. Rec. IEEE/IECON Aachen Germany, pp. 303-308, Nov., 2002*
- [MOR89] M. Morari, E. Zafiriou, "Robust Process Control, Prentice Hall", *Englewood Cliffs, New Jersey, 1989.*
- [MOU06] M. A. Moualdia, " " *Mémoire de Magister, CU de Médéa, mai 2006*
- [OUA06] F. Ouahiba, "Modélisation et Commande non linéaire de l'association : Machine synchrone à aimant permanent- Onduleur de tension à trois niveaux", *Mémoire de Magister, Université de Batna, Juin 2006.*
- [OUL] T.M. Ould Abdou, "Commande par mode de glissement floue avec observateur : application à différents pendules inversés". *Mémoire de Magister, ENP.*
- [PEN02] R. Pena-Eguiluz, M. Pietrzak-David, V. Riga and B. De Fornel, "Comparison of several speed sensorless strategies of tow different dual drive induction motor control structures", *Proce IEEE. CIEP, pp. 41-44, Mexico, October 20-24 2002.*
- [PER07] R. S. Perdo, G. C. Aurelio, F. B. Vicente, "Rotor-resistance estimation for induction machines with indirect-field orientation", *ScienceDirect, Control Engineering Practice 15 (2007) 1119-1133. March 2007*
- [PIE00] J. Pierquin, P. Escané, A. Bouscayrol, M. Pietrzak- David, J. P. Hautier, B. de Fornel, "Behaviour model control of a high speed traction system", *EPE-PEMC'2000, Conference Kocise, vol. 6, pp. 197-202, 2000.*
- [PIE06] M. Pierre, M. Boucher, "Logique et commande floue ", *Travail d'Intérêt Personnel Encadré TIPE, Jan. 2006*
- [PIN04] M. Pinard, "Commande électronique des moteurs électriques", *Edition DUNOD, Avril 2004.*
- [REH96] S. Rehahla, " Etude de la commande d'une machine asynchrone triphasé par la technique de flux orienté –Sensibilité aux variations paramétriques – Commande adaptative", *Mémoire de Magister, Déc. 1996*
- [SCH89] C. Schauder, »Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers", *Conf. Rec. IEEE IAS Annu, Meeting, pp.493-499, 1989.*
- [SEG80] G. Seguiet, J. Lesenne, F. Nottelet, « Introduction à l'électrotechnique approfondie », *Edition Lavosier Tec et Doc 1980.*

- [STE98] I.Stefan, C.Forgez, B.Lemaire-Semail, X.Guillaud, "Comparison between neural compensation and internal model control for induction machine drive", *ICEM'98*, pp. 1330-1334 Istanbul, Sep. 98
- [TAL04] R. Taleb, "Commande Vectorielle par Réseaux de Neurones d'une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux". *Mémoire de Magister, UHBC. Sep. 2004.*
- [TLE99] A. Tlemçani, "Sur la commande adaptative par les systèmes floue : application à la machine synchrone à aimant permanents". *Mémoire de Magister, ENP, Déc. 1999.*
- [TOL03] H. A. Toliyat, E. Levi, & M. Raina, »A review of rfo induction motor parameter estimation techniques". *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 18(2), 271–283, 2003.
- [TOU99] O. Toudert, S. Haddad & N. Benamrouche, "Etude de la commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée en tension", *Conf. International SSA'99, Blida, 1999.*
- [TRE95] A. Trebi-Ollennu, B.A.Whitte, "An adaptive fuzzy system approach", *IEEE Proceedings of 34th conference on decision and control*, pp.273-278, 1995.
- [VAS95] T. Du, P. Vas & F.Stronach (1995), »Design and application of extended observers for joint state and parameter estimation in high-performance, ac drives". *IEEE Proceedings-Electrical Power Applications*, 142(2), 71-78
- [VUL00] B. Vulturescu, A. Bouscayrol, J. P. Hautier, X. Guillaud, F. Ionescu, "Behaviour model control of DC machine", *Conference Espoo (Finland)*, pp. 427-431, *ICEM'2000*
- [VUL02] B. Vulturescu, " Contribution à la commande robuste des systèmes électromécaniques par la méthode du modèle de comportement application à la commande des systèmes multi machines ", *Thèse de Doctorat, thèse en cotutelle entre l'université des sciences et technologies de Lille et l'université politehnica de Bucarest, mars 2002*
- [VUL99] B. Vulturescu, "Rapport interne L2EP", *Oct. 99*
- [WAN97] W. Wang, C. Wang, "A rotor flux observer based composite adaptive speed controller for an induction machine", *IEEE Trans. on energy conversion*, vol. 12, no. 4, pp. 323-329, Dec. 1997
- [YAH06] M. Yahia, "Etude de l'estimation de la résistance rotorique dans la commande vectorielle d'un moteur asynchrone en utilisant la logique floue". *Thèse de Doctorat, USTO. Fév. 2006*
- [ZAD65] A. Zadeh, "Fuzzy set", *Information Control*, vol. 8, pp. 338-854, 1965
- [ZAI] S. Zaid, "Commande non linéaire d'un moteur à induction", *Mémoire de Magister, Université de Batna*
- [ZAI92] L.-C. Zai, C. DeMarco & T. Lipo, »An extended Kalman filter approach to rotor time constant measurement in pwm induction motor drives". *IEEE Transactions on Industry Applications*, 28(1), 96-104, (1990).
- [ZHE98] L. Zhen and L.Xu, »Sensorless field orientation control of induction machines based on a mutual MRAS scheme", *IEE Trans. Ind. Electron. vol.45 no. 5,pp. 824-831, Oct 1998.*
- [ZHE98] L. Zhen, L.Xu, "Sensorless field orientation control of induction machines based on mutual MRAS scheme", *IEEE Trans. on industrial Electronics*, vol.45, no. 5, pp. 824-830, Oct 1998