



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche
scientifique



Université Abou Bekr Belkaid Tlemcen

Département de Technologie

Département de Génie Electrique et Electronique

Mémoire de Master

Spécialité : Génie Electrique

Option : Commande des Machines

Présenté par :

BENIKHLEF Fethallah

**Apport de la logique floue et des algorithmes
génétiques à l'optimisation de la commande
IFOC d'un moteur asynchrone triphasé**

Soutenu le 11 octobre 2013 devant la commission d'examen composée de :

Président :	M ^r	S.M. MELIANI	Maitre de Conférences 'B'	U.A.B - Tlemcen
Encadreur :	M ^r	A. MECHERNENE	Maitre-Assistant 'A'	U.A.B - Tlemcen
Examineurs	M ^{me}	S. CHEKROUNE	Maitre de Conférences 'B'	U.A.B - Tlemcen
:	M ^r	M.A. BRIKCI NIGASSA	Maitre-Assistant 'A'	U.A.B - Tlemcen

Année Universitaire : 2012 - 2013

Dédicaces

*A cœur vaillant rien d'impossible
A conscience tranquille tout est accessible*

*Quand il y a la soif d'apprendre
Tout vient à point à qui sait attendre*

*Quand il y a le souci de réaliser un dessein
Tout devient facile pour arriver à nos fins*

*Malgré les obstacles qui s'opposent
En dépit des difficultés qui s'interposent*

*Les études sont avant tout
Notre unique et seul atout*

*Ils représentent la lumière de notre existence
L'étoile brillante de notre réjouissance*

*Comme un vol de gerfauts hors du charnier natal
Nous partons ivres d'un rêve héroïque et brutal*

*Espérant des lendemains épiques
Un avenir glorieux et magique*

*Souhaitant que le fruit de nos efforts fournis
Jour et nuit, nous mènera vers le bonheur fleuri*

*Aujourd'hui, ici rassemblés auprès des jurys, Nous
prions dieu que cette soutenance
Fera signe de persévérance
Et que nous serions enchantés
Par notre travail honoré.*

*Je dédie ce modeste travail à mes parents Mohamed et Halima qui surent toujours rallumer la
flamme qui est en moi à mes frères Kamel et Didene et à mes petits neveux Adnane Khalil
Wail et à la toute petite Halima.*

Remerciements

Nos remerciements vont premièrement à Dieu tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donnée durant toutes ces longues années.

Ainsi, nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur Monsieur Abdelkader MECHERNENE pour avoir d'abord proposé ce thème, pour suivi continuel tout le long de la réalisation de ce mémoire et qui n'a pas cessé de nous donner ses conseils et remarques.

Nos sincères remerciements à messieurs les membres du jury pour l'honneur qu'ils nous font en participant au jugement de ce travail.

Nos remerciements vont aussi à tous les enseignants du département d'électrotechnique qui ont contribué à notre formation.

Enfin nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collègues pour leur le soutien moral.

Sommaire

I) Concepts Fondamentaux De La Logique Floue Et Des Algorithmes Génétiques.....	3
I-1) Introduction	3
I-2) les principes de la logique floue	3
I-3) Notions de base et terminologie relative à la logique floue	4
I-3-1) Ensembles floues, fonction d'appartenance et degré d'appartenance	4
I-3-1-1 Caractéristique d'un sous ensemble floue	4
I-3-1-2 Les différentes formes de fonction d'appartenance.....	5
I-3-2) Variables linguistiques	6
I-4) Opérateurs de la logique floue.....	6
I-5) Technique de commande floue.....	9
I-5-1) la Fuzzification	10
I-5-2) Moteur d'Inférence floue.....	11
I-5-3) Méthode d'inférence «MAX-MIN»	12
I-5-4) Méthode d'inférence max-produit (méthode de Larsen).....	13
I-5-4-1 Méthode d'inférence som-prod	13
I-5-4-2 La Défuzzification.....	13
I-6) Théorie des algorithmes génétiques	15
I-6-1) Codage d'individus.....	16
I-7) Operateurs génétiques	16
I-7-1) Du codage binaire au codage réel.....	17
I-7-2) Sélection	18
I-7-3) Reproduction (croisement).....	18
I-8) Le codage réel	20
I-8-1) Croisement entre paramètres	20
I-8-2) Mutation codée réelle	21
II) Modélisation et contrôle vectoriel à flux rotorique orienté du moteur asynchrone triphasé	22
II-1) Introduction	22
II-2) Généralité sur La machine asynchrone triphasée	22
II-2-1) Description du moteur asynchrone à cage.....	22
II-2-2) Avantages du moteur asynchrone à cage.....	23
II-2-3) Principe de fonctionnement.....	23
II-3) Hypothèses simplificatrices.....	24
II-4) Modélisation de la machine asynchrone triphasée	25

II-4-1) Les équations de la machine asynchrone triphasée	25
II-4-1-1 Les équations électriques.....	25
II-4-1-2 Les équations magnétiques.....	26
II-4-1-3 Equation mécanique	27
II-4-2) Transformation triphasé - diphasé	27
II-4-3) La transformation de Park	28
II-4-4) Le modèle mathématique dans le référentiel de Park.....	30
II-4-4-1 Les équations électriques.....	30
II-4-4-2 Les équations magnétiques.....	30
II-4-4-3 Le couple électromagnétique.....	31
II-4-5) Définition des différents référentiels	32
II-4-5-1 Référentiel fixe par rapport au stator	32
II-4-5-2 Référentiel fixe par rapport au rotor	32
II-4-5-3 Référentiel fixe par rapport au champ tournant.....	32
II-4-6) Représentation d'état du système	33
II-5) Modélisation de l'alimentation de la MAS	34
II-5-1) Modélisation de l'onduleur.....	35
II-5-2) Technique de commande M.L.I.....	37
II-5-2-1 MLI sinus-triangle.....	38
II-5-2-2 MLI vectorielle.....	38
II-6) Simulation et interprétation	46
II-6-1) Les résultats de simulation	47
II-6-2) Interprétation	49
II-7) Théorie de la commande vectorielle de la MAS	49
II-8) commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté.....	51
II-9) Découplage entrée-sortie.....	53
II-9-1) Découplage par compensation.....	53
II-10) Commande vectorielle indirecte.....	55
II-10-1) Principe.....	55
II-10-2) Structure d'une commande vectorielle indirecte	55
II-11) Synthèse des différents régulateurs	56
II-11-1) Régulateurs PI de courant.....	57
II-11-2) Régulateur PI de vitesse	58
II-12) Simulation et interprétation	59
II-12-1) Les résultats de simulation	61
II-12-2) Interprétation	67
II-13) Conclusion.....	67

III) Application du contrôle par la logique floue à la commande IRFOC du moteur asynchrone triphasé	68
III-1) Introduction	68
III-1-1) Réglage de la vitesse par logique floue	68
III-1-2) Régulateur utilisé (type Mamdani)	68
III-2) Simulation et interprétation	71
III-2-1) Résultats de simulation	72
III-2-2) Interprétation et discussion sur les résultats obtenus en simulation	77
III-3) CONCLUSION	77
IV) Amélioration de la commande IRFOC du moteur asynchrone	79
IV-1) Introduction	79
IV-2) Loi de commande pour le régulateur PI flou	79
IV-2-1) Loi de commande pour le régulateur PI flou à gain flou adapté	80
IV-3) Résultats de simulation et interprétation	82
IV-3-1) Demurrage à vide :	82
IV-3-2) Inversion du sens de rotation	84
IV-3-3) Robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique	86
IV-4) Conclusion	86

Liste des figures

Figure I.1	Les différentes formes de fonctions d'appartenance	5
Figure 0-2	Schéma de principe d'un contrôleur flou	10
Figure I.3	Exemple d'une méthode d'inférence MAX-MIN	13
Figure I.4	Défuzzification par le centre de gravité	14
Figure II.1	Représentation de la machine asynchrone avec le stator et le rotor	23
Figure II.2	Représentation spatial des enroulements de la MAS	25
Figure II.3	Transformation de Park	28
Figure II.4	Structure de l'alimentation du moteur asynchrone	35
Figure II.5	Structure d'un onduleur de tension triphasé	36
Figure II.6	Exemple de chronogramme d'une commande «sinus-triangle»	38
Figure II.7	Etats de l'onduleur et les tensions correspondants	39
Figure II.8	Représentation des états de l'onduleur dans le repère $\alpha\beta$, et les différents secteurs	40
Figure II.9	Tension de référence comme combinaison de deux vecteurs adjacents dans le secteur 1	40
Figure II.10	Signaux de commande dans le cas où \vec{V}_{ref} est au secteur 1	42
Figure II.11	Signaux de commande pour chaque secteur	44
Figure II.12	Tension de sortie de l'onduleur a MLI vectorielle	46
Figure II.13	Démarrage direct du procédé [MAS +onduleur] à vide	47
Figure II.14	Démarrage direct du procédé [MAS +onduleur] à vide avec application d'un échelon de couple résistant de 10 N.m à 0.5seconde, puis sa suppression à 0.7 seconde	48
Figure II.15	Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'un MAS	50
Figure II.16	Illustration de l'orientation de flux	51
Figure II.17	Principe du découplage par compensation statique	54

Figure II.18	Schéma de principe d'une commande vectorielle indirecte pour MAS triphasé	56
Figure II.19	Schéma bloc de la boucle de régulation de la composante i_{sd} du courant statorique	57
Figure II.20	Schéma bloc de la boucle de régulation de vitesse	58
Figure II.21	Réponse du procédé à échelon de vitesse, suivi d'une version du sens de rotation	61
Figure II.22	Réponse du procédé à différentes consignes	62
Figure II.23	Réponse du procédé à échelon de vitesse, suivi d'une version du sens de rotation avec application et suppression d'un couple de charge	63
Figure II.24	Réponse du procédé à un échelon de vitesse avec application et suppression d'un couple de charge et variation de moment d'inertie de 1.3 et 1.6 fois valeur nominale	64
Figure II.25	Réponse du procédé à un échelon de vitesse avec application et suppression d'un couple de charge et variation de résistance rotorique de 1.25 et 1.5 fois valeur nominale	65
Figure II.26	Réponse du procédé à un échelon de vitesse avec application et suppression d'un couple de charge et variation de résistance statorique de 1.2 et 1.4 fois valeur nominale	66
Figure III.1	Schéma d'un contrôleur flou proposé par Mamdani	69
Figure III.2	Distribution des fonctions d'appartenance sur l'univers de discours	70
Figure III.3	Surface caractéristique FLC5	71
Figure III.4	Figure III.4 Test de poursuite MAS+OND+IFOC a régulateur flou	72
Figure III.5	Figure III.5 Test de régulation	73
Figure III.6	Test de poursuite d'un chemin trapézoïdale	75
Figure III.7	Test de régulation d'un chemin trapézoïdale	75
Figure III.8	Test de robustesse vis avis à la variation des paramètres de la machine	76
Figure IV.1	Structure de réglage par un PI flou de la vitesse d'une machine asynchrone.	78
Figure IV.2	Structure de réglage par un PI flou à gain flou adapté de la vitesse d'une machine asynchrone	81
Figure IV.3	<i>Réponse dynamique de la machine avec application de la commande PI flou lors d'introduction d'un couple de charge de ($C_r=10N.m$) à l'instant $t=0.5 s$</i>	83

Figure IV.4	Réponse dynamique de la vitesse, du couple et du courant	84
Figure IV.5	Composantes de flux rotorique (ϕ_{dr} ; ϕ_{qr}) et variation du gain $k_{\Delta C}$	85
Figure IV.6	Réponse dynamique de la vitesse, les composantes des flux (ϕ_{dr} ; ϕ_{qr}) lors de la variation du paramètre (R_r) avec application de la commande PI flou à gain flou adapté.	86
Figure IV.7	Réponse dynamique de la vitesse, les composantes des flux (ϕ_{dr} ; ϕ_{qr}) lors du Variation du paramètre (R_r) avec application de la commande PI flou	87

Liste des tableaux

Tableau I.1	Opérateurs les plus utilisés dans la logique floue	7
Tableau I.2	Autres opérateurs flous	7
Tableau I.3	Autres méthodes d'implication	8
Tableau II.1	Valeurs des tensions correspondantes	41
Tableau III.1	Matrice d'inférence pour la variation de la commande en fonction de (e) et (de)	70
Tableau VI.1	Table d'inférence	80
Tableau VI.2	Table d'inférence	81

Nomenclature

Les principales notations et abréviations utilisées dans ce mémoire sont explicitées ci-dessous, sous leur forme la plus couramment employée dans le domaine du génie électrique.

GRANDEURS

Symboles	Significations	Unités
R_S	Résistance de l'enroulement statorique	Ω
R_r	Résistance de l'enroulement rotorique	Ω
L_{rr}	Inductance cyclique rotorique par phase	H
L_{SS}	Inductance cyclique statorique par phase	H
l_S	Inductance propre d'une phase statorique	H
L_r	Inductance propre d'une phase rotorique	H
m_S	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques	H
m_r	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques	
m_{Sr}	Inductance mutuelle maximale entre phases statoriques et rotoriques	H
M_{Sr}	Inductance mutuelle cyclique	H
p	Nombre de paires de pôles	
J	Moment d'inertie des parties tournantes ramenées à l'arbre moteur	kg.m^2
f_v	Coefficient de frottement visqueux	N.s/rad
T_S, T_r	Constante de temps statorique et rotorique	s
σ	Coefficient de dispersion de Blondel	
θ_S	Position angulaire du stator	rad
θ_r	Position angulaire du rotor	rad
θ	Position angulaire relative entre le rotor et l'axe d	rad
N_S	Vitesse de synchronisme	tr/mn
Ω	Pulsation (vitesse) mécanique	rad/s
Ω_S	Pulsation (vitesse) de synchronisme	rad/s
ω_S	Pulsation statorique	rad/s
ω_R	Pulsation rotorique	rad/s
e	Erreur	

u	Loi de commande	
U_{CC}	Tension continue appliquée à l'onduleur	V
I	Courant statorique de ligne	A
f	Fréquence	Hz
Φ, ϕ, φ	Flux	Wb
v	Tension	V
P	Puissance	W
C_{em}	Couple électromagnétique	N.m
C_r	Couple résistant (Couple de charge)	N.m
e, E	Erreurs absolue et normalisée	rad/s
de, dU	dérivée de l'Erreur, absolue et normalisée	rad/s ²
du, dU	Incrément de la sortie (loi de commande), absolue et normalisée	
$\mu_A(x)$	Fonction (degré) d'appartenance	
K_{id}, K_{pd}	Coefficients intégral et proportionnel du régulateur du courant d'axe d	
K_{iq}, K_{pq}	Coefficients intégral et proportionnel du régulateur du courant d'axe q	
K_{iw}, K_{pw}	Coefficients intégral et proportionnel des régulateurs de vitesse PI et IP	
K_{de}, K_e, K_{du}	Gains de normalisation	
$[P]$	Matrice de transformation de PARK.	
$[C]$	Matrice de Clarke	
v_{AO}, v_{BO}, v_{CO}	Tension entre phases et neutre fictif	V
u_{AB}, u_{BC}, u_{CA}	Tension entre phases en sortie de l'onduleur	V
S_A, S_B, S_C	Signaux de commande des bras de l'onduleur	
s	Opérateur de Laplace	
T_Z	Période d'échantillonnage	S
T	Période de commutation de l'onduleur	S
w_n	Pulsation propre	rad/s
A	Matrice d'état	
B	Matrice de commande	
C	Matrice d'observation	

X	L'entrée de système
y	La sortie de système
X_{SA}, X_{SB}, X_{SC}	Grandeurs statoriques dans le repère triphasé (A_S, B_S, C_S) fixe au stator
X_{ra}, X_{rb}, X_{rc}	Grandeurs rotoriques dans le repère triphasé (a_R, b_R, c_R) fixe au rotor
X_{Sd}	Grandeur statorique d'axe d
X_{Sq}	Grandeur statorique d'axe q
X_{rd}	Grandeur rotorique d'axe d
X_{rq}	Grandeur rotorique d'axe q
x^*, X^*	Grandeur de référence ou de consigne

Glossaire

MAS	Machine asynchrone
MLI	Modulation par largeur d'impulsion
FOC	Field oriented control
IFOC	Indirect Field oriented control
PI	Proportionnel intégrale
RLF5	Régulateur floue à cinq fonction d'appartenance
VSS	Système à structure variable
MC	Mode de convergence
MRP	Mode de régime permanent

INTRODUCTION GENERALE

La technologie moderne des systèmes d'entraînement exige de plus en plus un contrôle précis et continu de la vitesse, du couple et de la position, tout en garantissant la stabilité, la rapidité et le rendement le plus élevé possible.

La machine à courant continu a fourni le premier actionneur électrique performant pour la variation de vitesse. Ce type d'actionneur occupe encore une place favorisée dans la réalisation des asservissements destinés à l'usage industriel. Ceci est essentiellement dû à la simplicité des lois de contrôle (découplage naturel entre le flux et le couple). Cependant, la présence des balais frottant sur le collecteur à lames limite sa puissance et sa vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement et bien que le coût de fabrication soit assez élevé.; Pour tous ces raisons, l'orientation vers les recherches aboutissant à des meilleures exploitations d'un robuste actionneur, est très justifiée, à savoir, le moteur asynchrone à cage et le moteur synchrone à aimants permanents, qui sont robustes et ont une construction simple qui limite le coût et augmente le rapport de puissance massique. C'est pourquoi les machines à courant alternatif remplacent de plus en plus les moteurs à courant continu dans de nombreux domaines. La machine asynchrone triphasée a été inventée en 1889, par l'ingénieur russe M.O.Dolivo -Dobrovolski dont le principe de fonctionnement repose sur l'utilisation du champ magnétique tournant. Elle demeure la machine la plus pratique dans les entraînements électriques, vu qu'il ne nécessite pas un entretien fréquent comme celui exigé par le moteur à courant continu. Ainsi, il procure un bon rendement face à un faible coût, ajoutant à cela sa robustesse et sa fiabilité. En outre, il peut être utilisé dans les environnements explosifs parce qu'il ne produit pas d'étincelles.

Depuis quelques années, grâce au développement récent de l'électronique de puissance, la mise au point des calculateurs numériques ont provoqué des changements importants dans la conception des systèmes de commande/régulation, on exploite de plus en plus les machines asynchrones. On ne savait pas réaliser le découplage courant-flux car on ne pouvait jouer que sur les caractéristiques de la tension du moteur.

Pour bénéficier les nombreux avantages la machine asynchrone, il faut élaborer beaucoup stratégies de commande.

Une des stratégies la plus connue est la technique d'orientation du flux qui rend le comportement de la machine asynchrone (MAS) identique à celui de la machine à courant

continu (MCC) a excitation séparé. Cette technique permet le découplage entre le flux et le couple électromagnétique du moteur asynchrone. Cependant cette commande nécessite une grande capacité de traitement numérique pour son implémentation, de même elle présente une grande sensibilité aux variations paramétriques particulièrement celle de la résistance rotorique due à l'échauffement du moteur. Ces deux principaux inconvénients ont conduit ces dernières années au développement de plusieurs études visant à en faire des commandes plus robustes telle que la commande utilise la logique floue, la commande par adaptative et l'addition des estimateur des paramètres de la machine etc...

Parmi les types de stratégie de commande moderne est l'application de la logique floue à la commande vectorielle par orientation du flux; elle a devenue une autre technique de réglage de la machine ; cette stratégie permet d'introduit l'expertise humaine a l'algorithme de commande et de réduit la complexité existe dans le modèle de processus a commandé.

L'intégration de la commande vectorielle dans un structure floue adaptative est une autre manière de résoudre le problème de la commande (tels que : éviter l'exigence de la connaissance explicite de la dynamique du système qui n'est pas toujours possible, réduire les influences des paramètres inconnusetc). Une hypothèse fondamentale de cette approche est que le processus à commander soit modélisable et que la structure du modèle soit connue.

Tout ces commandes présentent le risque de perte de découplage entre les axes du repère (d,q) s'il y un changement dans les paramètres de la machine ; donc il est nécessaire de trouver une solution pour résoudre ce problème.

Structure du document

Le présent mémoire est organisé autour de quatre chapitres :

Le premier chapitre est consacré à décrire les concepts fondamentaux de la logique floue et des algorithmes génétiques

On trouve dans le deuxième chapitre la modélisation et le contrôle vectoriel à flux rotorique orienté du MAS

Le chapitre trois explique l'application du contrôle par la logique floue à la commande IRFOC du moteur asynchrone

Le dernier chapitre est consacré à l'amélioration de la commande IRFOC du MAS par un PI adaptatif flou

Enfin nous clôturons ce travail par une conclusion générale, dans laquelle nous rappelons les objectifs de ce travail, et soulignons l'intérêt des résultats obtenus, notamment en termes de poursuite, régulation et robustesse. Des perspectives de recherches pour des futurs travaux seront indiquées

CHAPITRE I

**Concepts fondamentaux de
la logique floue et des
algorithmes génétiques**

CHAPITRE I

Concepts fondamentaux de la logique floue et des algorithmes génétiques

I.1. Introduction

La logique floue est l'une des classes de l'intelligence artificielle. La théorie de la logique floue a été établie par [ZAD 65] au milieu des années soixante à l'université de Berkeley en Californie a été le point de départ des recherches étendues dans divers domaines de l'ingénierie, avec l'application des algorithmes flous, en raison de la simplicité, de leur mise au point et de la non nécessité de la modélisation du processus. Elle a été introduite pour approcher le raisonnement humain à l'aide d'une représentation adéquate des connaissances. Son intérêt réside dans sa capacité à traiter l'imprécis, l'incertain et le vague. Elle est issue de la capacité de l'homme à décider et agir de façon pertinente malgré le flou des connaissances disponibles le premier contact entre cette nouvelle théorie et la commande en 1970. [MAM 74]. L'étude de La commande par logique floue est un moyen fait pour le but de traiter des problèmes de commande et/ou pour remplacer la commande classique. Dans ce chapitre nous allons donner un aperçu général sur la logique floue et les algorithmes génétiques.

I.2. Principes de la logique floue

Contrairement aux sous-ensembles booléens dont la fonction caractéristique prend seulement une des deux valeurs 0 ou 1, la logique floue permet un rapport admettant de considérer des classes d'objets dont les limites ne sont pas clairement déterminées par une fonction caractéristique pouvant prendre des valeurs comprises entre 0 et 1 [BAG 99]. La logique floue est basée sur l'imitation des aspects approximatifs et qualitatifs du raisonnement humain. C'est à dire de capturer l'imprécision de la pensée humaine et de l'exprimer avec des outils mathématiques appropriés. à partir d'une représentation de la dynamique du système non linéaire par un système flou ou les relations entre les entrées, les sorties et les états sont exprimées par des règles floues de type « SI-ALORS ». Le jugement humain intervient lorsqu'il n'est pas possible ou plus significatif de quantifier numériquement un phénomène ou un état sans dénaturer sa signification par rapport à son contexte.

I.3. Notions de base et terminologie relative à la logique floue

I.3.1 Ensembles flous, fonction d'appartenance et degré d'appartenance

Un ensemble flou est défini par sa « fonction d'appartenance », qui correspond à la notion de « fonction caractéristique » en logique classique.

La « fonction d'appartenance », qui diffère d'une fonction caractéristique par le fait qu'elle peut prendre n'importe quelle valeur dans l'intervalle $[0,1]$, permet de mesurer le degré d'appartenance d'un élément à l'ensemble flou. Ce concept permet d'autoriser un élément à appartenir plus ou moins fortement à une classe donnée.

Les fonctions d'appartenance peuvent avoir différentes formes (figure I.1) : Monotones (croissantes ou décroissantes), Triangulaires, Trapézoïdales, (Gaussiennes) ou en forme de cloche ; Les plus souvent utilisées sont les fonctions de forme trapézoïdale ou triangulaire. Puis qu'elles sont simples, elles comportent des points permettant de définir les zones où la notion est vraie, les zones où elle est fausse, ce qui simplifie le recueil d'expertise.

On peut aussi définir l'univers de discours ou l'univers de référence comme étant l'ensemble des valeurs réelles que peut prendre la variable floue.

I.3.2. Caractéristique d'un sous ensemble flou

Les caractéristiques d'un sous ensemble flou E_1 de U les plus utilisés pour décrire sont celle qui montrent à quel point il diffère d'un sous ensemble ordinaire de U .

Support

Le support de E_1 , noté $\text{sup}(E_1)$, est la partie U sur laquelle la fonction d'appartenance de E_1 appartient, au moins un peu à E_1 (pas nulle) :

$$\text{sup}(E_1) = \{x \in U / \mu_A(x) \neq 0\}$$

Hauteur

La hauteur, notée $h(E_1)$, du sous ensemble flou E_1 de U est la plus grande valeur prise par sa fonction d'appartenance :

$$h(E_1) = \sup_{x \in U} \mu_A(x)$$

Il existe au moins un élément de U appartient de façon absolue (avec un degré 1) à E_1 .

Le sous ensemble flou E_1 de U est normalisé si sa hauteur $h(E_1)$ est égal à 1.

Noyau

Le noyau de E_1 , noté $\text{noy}(E_1)$, est l'ensemble des éléments de U pour lesquels fonction d'appartenance de E_1 vaut 1.

$$\text{noy}(E_1) = \{x \in U / \mu_A(x) = 1\}$$

Cardinalité

Lorsque U est fini, on caractérise également le sous ensemble flou E_1 de U par sa cardinalité, qui indique le degré global avec lequel les éléments de U appartiennent E_1 .

I.3.3. Les différentes formes de fonction d'appartenance

La figure (I.1) représente les différentes formes de fonctions d'appartenance.

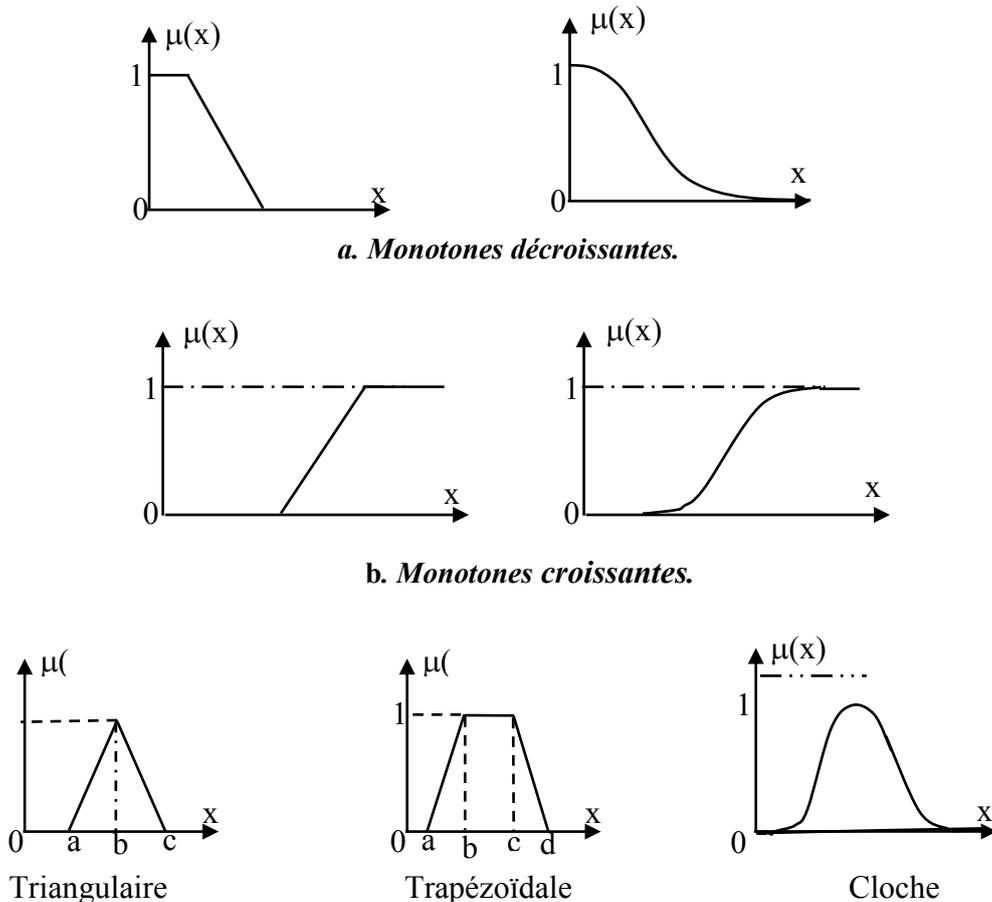


Figure I.1 Les différentes formes de fonctions d'appartenance.

Parmi les fonctions présentées en figure (I.1) on va donner la formulation mathématique seulement pour les fonctions les plus utilisées qui sont triangulaire et trapézoïdale.

Fonction triangulaire

L'allure de cette fonction est définie par trois paramètres $\{a, b, c\}$ avec :

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

Fonction trapézoïdale

Elle est définie par quatre paramètres $\{a, b, c, d\}$.

avec :

$$\mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c}\right), 0\right). \quad (I.2)$$

I.3.4. Variables linguistiques

Une variable linguistique comme son nom le suggère représente un état dans le système à régler ou une variable de réglage dans un contrôleur flou. Est une variable définie à base de mots ou des phrases au lieu des nombres. En termes de mots ou d'expressions du langage naturel. comme "quelque, beaucoup, souvent, chaud, froid, rapide, lent, grand, petit, fort, faible...etc."

Généralement une variable floue est un triplet (u, U, T_u) pour le quel u représente la variable définie sur un ensemble de référence U . L'ensemble $T_u = (A_1, A_2)$ fini ou infini, contient des sous-ensembles flous dans un univers de discours normalisé U utilisables pour caractériser ce genre d'expressions et forme ce qu'on appelle des variables linguistiques de la logique floue.

I.3.5. Opérateurs de la logique floue

Les fonctions d'appartenance en logique floue a permis une extension de certaines opérations définies sur les ensembles classique, Les opérateurs de l'intersection, l'union, la complémentation et l'implication sont traduites par les opérateurs " *ET, OU, NON* et *ALORS*" respectivement. Pour définir ces opération et ces propriétés on considère deux sous-ensembles flous A et B d'une variable linguistique définit dans l'univers de discours U ayant respectivement μ_A et μ_B comme fonction d'appartenance ;

Relation floue

Se sont des structures qui représentent l'absence ou la présence d'une interaction entre les éléments de divers ensembles.

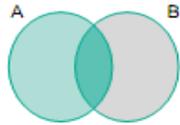
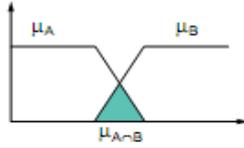
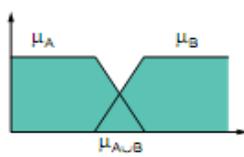
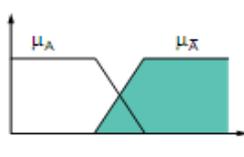
Une opération floue sur deux univers U et V est un ensemble floue :

$$R : U \times V \longrightarrow [0,1]$$

$$(U, V) \longrightarrow \mu_R(U, V)$$

Maintenant on va donner les opérations existant entre deux relations floues. Les opérations [ZAD 73] sont encore les plus utiles grâce à l'avantage de leur simplicité sont présentées le tableau suivant.

Tableau I-1 Opérateurs les plus utilisés dans la logique floue

		Opérateur de ZADEH	Opération logique	Diagramme
Intersection		$\mu_{A \cap B} = \min(\mu_A, \mu_B)$	ET	
Union		$\mu_{A \cup B} = \max(\mu_A, \mu_B)$	OU	
Négation		$\mu_{\bar{A}} = 1 - \mu_A$	NON	

L'opérateur de l'intersection' ET'

L'opérateur *ET* est réalisé, dans la plus part des cas par la formation du minimum, ce que l'on exprime par :

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

En admet 0 comme élément absorbant et 1 comme élément neutre.

L'opérateur Union' OU'

Elle possède aussi les propriétés de commutativité, d'associativité et de monotonie, en admettant également, 1 comme élément absorbant et 0 comme élément neutre.

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

L'opérateur de complémentation' NON'

$$\mu_A - (u) = 1 - \mu_A(u)$$

On résume les autres expressions mathématiques sur le tableau (III.2) qui réalisent les mêmes opérations suggérées par autre auteur et qui sont rarement utilisé :

Tableau I.2 Autres opérateurs flous

Opérateurs flous	Et	Ou	Non
Lukasiewicz Giles (1976)	$\text{Max}(\mu_A(U) + \mu_B(V) - 1, 0)$	$\text{Min}(\mu_A(U) + \mu_B(V), 1)$	$1 - \mu_A(x)$
Hamacher (1978) ; (y>0)	$\frac{\mu_A(x) \cdot \mu_B(y)}{y + (1 - y)(\mu_A(x) + \mu_B(y) - \mu_A(x) \cdot \mu_B(y))}$	$\frac{\mu_A(x) + \mu_B(y) - (2 - y)\mu_A(x) \cdot \mu_B(y)}{1 - (1 - y)\mu_A(x) \cdot \mu_B(y)}$	$1 - \mu_A(x)$
Bondler et Kohout (1980)	$\mu_A(U) \cdot \mu_B(V)$	$\mu_A(x) + \mu_B(y) - \mu_A(x) \cdot \mu_B(y)$	$1 - \mu_A(x)$
Weber	$\mu_A(U) \text{ si } \mu_B(V) = 1$ $\mu_B(y) \text{ si } \mu_A(x) = 1$ 0 si non	$\mu_A(x) \text{ si } \mu_B(y) = 0$ $\mu_B(y) \text{ si } \mu_A(x) = 0$ 1 si non	$1 - \mu_A(x)$

Implication floue

L'implication floue est un opérateur qui permet d'évaluer le degré de vérité d'une règle, l'implication de Kleene-Dienes est une extension de l'implication la logique classique

$$A \Rightarrow B \text{ équivaut à } \mu_{A \Rightarrow B}(u, v) = \max(1 - \mu_A(u), \mu_B(v)).$$

Il existe plusieurs méthodes pour l'implication floue, elle a construit à partir des propositions floues élémentaires. Parmi ces méthodes on va présenter Les opérateurs les plus utilisés en commande floue sont les implications de Mamdani et de Larsen.

On utilise couramment l'implication de Mamdani :

$$\mu_{A \Rightarrow B}(u, v) = \max(\mu_A(u), \mu_B(v)).$$

Les autres définitions d'implication floue elles sont moins utilisées ; le tableau (III.3) résumé ces définitions.

Tableau I.3 Autres méthodes d'implication

Appellation	Implication floue
Reichenbach	$1 - \mu_A(x) + \mu_A(x) \cdot \mu_B(y)$
Willmott	$Max\{1 - \mu_A(x), Min(\mu_A(x), \mu_B(y))\}$
Dienes	$Max(1 - \mu_A(x), \mu_B(x))$
Brown Godel	1 si $\{\mu_A(x) \leq \mu_B(y)\}$ $\mu_B(y)$ sinon
Lukasiewicz	$Min(1, 1 - \mu_A(x) + \mu_B(y))$

I.3.6. Technique de commande floue

La commande floue elle a mêmes objectifs de régulation et de poursuite qu'une commande classique. La technique de commande floue est souvent présentée comme une technique robuste dans le cas de systèmes variant dans le temps.

Capable de compenser quasi naturellement les incertitudes et / ou le manque de connaissances précises quant au processus à commander. Dans la majorité des applications des régulateurs flous,

Le principe du réglage par logique floue s'approche de la démarche humaine dans le sens que les variables traitées ne sont pas des variables logiques (au sens de la logique binaire par exemple) mais des variables linguistiques, proches du langage humain de tous les jours. De plus ces variables linguistiques sont traitées à l'aide de règles qui font références à une certaine connaissance du comportement du système.

Toute une série de notions fondamentales sont développées dans la logique floue. Ces notions permettent de justifier et de démontrer certains principes de base. Dans ce qui suit, on ne retiendra que les éléments indispensables à la compréhension du principe du réglage par logique floue. Ce type de commande simple à réaliser, est facilement adaptable aux conditions de fonctionnement.

Structure d'un contrôleur flou

Le système à commander ne recevant que des valeurs déterministes (non floues), un contrôleur à logique floue doit convertir des valeurs déterministes à son entrée en valeurs floues, les traiter avec les règles floues et convertir le signal de commande en valeurs déterministes pour les appliquer au procédé ; La structure conventionnelle est composée de quatre étapes pour une commande floue.

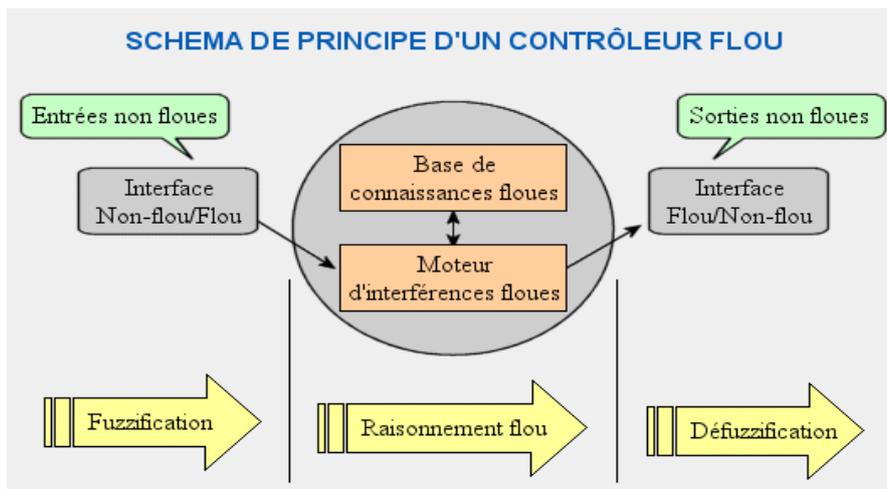


Figure 0 Schéma de principe d'un contrôleur flou

- Base de connaissance : règles et paramètres des fonctions d'appartenance.
- Bloc de décision ou le moteur d'inférence : inférence des opérations sur les règles.
- Fuzzification : transformation des entrées précises en degrés d'appartenance.
- Défuzzification : transformation des résultats flous en sorties précises.

1.3.7. Fuzzification

C'est la quantification floue des entrées, il s'agit d'une projection de la variable physique sur les ensembles flous caractérisant cette variable à l'aide d'un facteur d'échelle. Cette opération permet d'avoir une mesure précise sur le degré d'appartenance de la variable d'entrée à chaque ensemble flou. On peut dire que la stratégie de fuzzification est un choix de l'univers de discours et des formes des fonctions d'appartenance.

Univers de discours

L'univers de discours représente l'intervalle de variation des grandeurs d'entrée du contrôleur flou après une normalisation par un facteur d'échelle.

Facteur d'échelle

Est un moyen de normalisation des grandeurs physiques dans un intervalle de $[-1, 1]$. Le facteur d'échelle doit être choisi sur la base de l'étude du système de sortie à condition que lors de petits phénomènes transitoires, le domaine admissible pour les grandeurs normalisées ne doit pas être dépassé.

On utilise comme opérateur de fuzzification la transformation dite (Mamdani ou singleton).

La méthode MAMDANI est la plus connue et présente les caractéristiques suivantes :

- Elle est intuitive ;
- Elle largement utilisée ;
- Elle simule le raisonnement humain ;

La méthode dite de Sugeno, introduite pour la première fois en 1985, présente, quant à elle, les avantages suivants : [CHE 98]

- Très efficace du point de vue de calcul ;
- Elle fonctionne bien avec les techniques linéaires, l'optimisation et les techniques dites adaptives ;
- Enfin, elle privilégie l'analyse mathématique ;

I.3.8. Moteur d'Inférence floue

C'est une logique de prise de décision établissant des règles liant les variables de sorties aux variables d'entrées ; la stratégie de réglage dépend essentiellement des inférences adoptées, Sachant qu'il n'est pas possible d'indiquer des règles précises, l'expérience joue un rôle important.

Base de connaissances : La base de connaissance comprend une connaissance du domaine d'application et les buts du contrôle prévu. Elle est composée :

D'une base de données fournissant les informations nécessaires pour les fonctions de normalisation¹.

D'une base de règle : En logique floue, On appelle règles d'inférence l'ensemble des différentes règles qui sont exprimées en langage naturel en utilisant les variables linguistiques d'entrée d'un système liant aux variables linguistiques de sorties par des opérateurs flous. Les règles floues sont élaborées à partir de la base de connaissance du concepteur,

La structure de ces règles d'inférence peut être présentée sous forme (symbolique, linguistique) ou sous forme graphique par une matrice d'inférence :

Symbolique ou linguistique

Si Prémisse Conjonction Implication Conclusion

Où la prémisse (l'antécédent) est un ensemble de conditions liées entre elles par des opérateurs flous. La partie conclusion (la conséquence) peut être une description d'évolution dans le cas d'identification ou une action dans le cas de commande.

¹ La normalisation : consiste à normaliser l'univers de discours U dans un intervalle bien déterminé.

Le résultat de l'application d'une règle floue dépend de trois facteurs :

- la définition d'implication floue choisie ;
- la définition de la fonction d'appartenance de l'ensemble ou de la proposition située en conclusion de la règle floue ;
- le degré de validité des propositions situées en prémisse.

Par matrice d'inférence

Dans ce cas, une matrice dite d'inférence rassemble toutes les règles d'inférence sous forme d'un tableau. Dans le cas d'un tableau à deux dimensions, les entrées du tableau représentent les ensembles flous des variables d'entrées,. L'intersection d'une colonne et d'une ligne donne l'ensemble flou de la variable de sortie définie par la règle.

Remarque

La relation entre la prémisse et la conclusion "Alors" peut être traduite par trois méthodes qui sont («max-min» «max-produit » «somme-produit »)

I.3.9. Méthodes d'inférence

Méthode d'inférence «MAX-MIN»

La méthode d'inférence «max-min» est réalisée, au niveau de la condition l'opérateur «ET» par la formulation du minimum. La conclusion dans chaque règle, introduite par «ALORS», lie le facteur d'appartenance de la prémisse avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie est réalisé par la formation du minimum. Enfin l'opérateur «OU» qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum [MEU 95]. Cette méthode est appliquée au contrôleur de type «Mamdani».

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

$$\mu_{R_i} = \mu_{RM}(\alpha_i, \mu_{e_i}(Z)) = \min(\alpha_i, \mu_{e_i}(Z))$$

avec
$$\alpha_i = \mu_{RM}(\mu_{A_i}(x_0), \mu_{B_i}(y_0)) = \min(\mu_{A_i}(x_0), \mu_{B_i}(y_0))$$

α_i : représente la valeur de vérité des règles d'inférences.

Le résultat des deux règles est construit comme suit :

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

Exemple : la figure suivante représente méthode d'inférences MAX-MIN

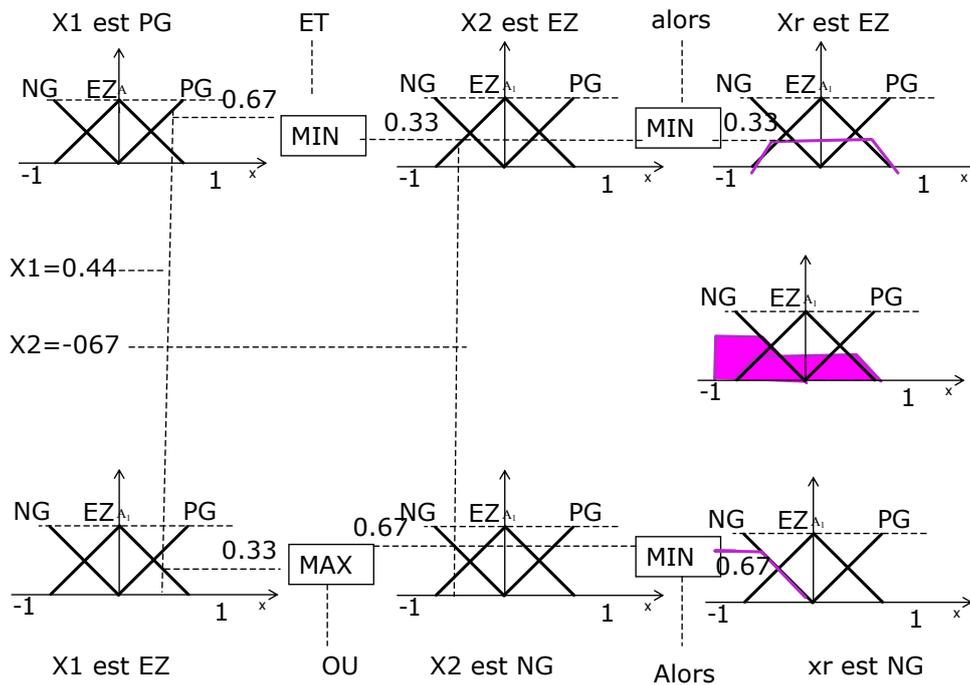


Figure I.3 Exemple d'une méthode d'inférence MAX-MIN

Méthode d'inférence max-produit (Méthode de Larsen)

La méthode d'inférence «max-produit» est réalisée, au niveau de la condition, l'opérateur « ET » par la formation du produit. La condition dans chaque règle, introduite par « ALORS » est réalisée par la formation du produit. L'opérateur «OU», qui lie les différentes règles, est réalisé par la formation du maximum [MEU 95], [PAS 98]. Cette méthode est appliquée au contrôleur de type « Larsen »

Méthode d'inférence Som-Prod

Cette méthode est appliquée au contrôleur dit de type « Zadeh »
 L'opérateur «ET» est réalisé par la formation du minimum, la conclusion de chaque règle floue a une forme polynomiale. La sortie est égale à la moyenne pondérée de la sortie de chaque règle floue.

I.3.10. Défuzzification

Qui est l'opération inverse de la fuzzification. La commande nécessitant un signal précis, il faudra donc transformer la fonction d'appartenance résultante obtenue à la sortie du

moteur d'inférence en une valeur précise, pour laquelle on détermine une action précise a la sortie, parmi les méthodes utilisées on peut citer :

La méthode de la hauteur

La méthode de la hauteur modifiée

La méthode de la valeur maximum qui correspond à l'abscisse minimum de l'ordonnée maximum de la surface. Elle est peu utilisée.

La méthode du centroïde (centre de gravité) [PAS 98] permet d'exprimer analytiquement la sortie du système flou, de simplifier sa mise en œuvre et de réduire le temps de calcul. Dans ce cas, la sortie du système flou qui correspond à l'abscisse du centre de gravité de la surface de la fonction d'appartenance résultante.

Il existe deux méthodes :

- On prend l'union des sous-ensembles flous de sortie et on en tire le centroïde global (calculs très lourds).
- On prend chaque sous-ensemble séparément et on calcul son centroïde, puis on réalise la moyenne de tous les centroïdes.

$$u = \frac{\int_{x_0}^{x_1} x \mu(x) dx}{\int_{x_0}^{x_1} \mu(x) dx}$$

L'intégrale au dénominateur donne la surface, tandis que l'intégrale au numérateur correspond au moment de la surface.

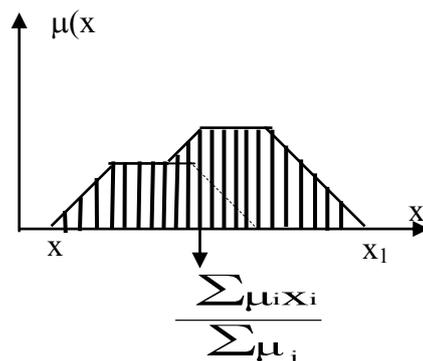


Figure 1.4 Défuzzification par le centre de gravité.

Lorsque la fonction $\mu(x)$ est discrétisée, le centre de gravité est donné par :

$$u = \frac{\sum_{i=1}^n \mu_i x_i}{\sum_{i=1}^n \mu_i}$$

Où n est le nombre des niveaux de quantisation, x_i la valeur de sortie pour le niveau i et μ_i sa valeur d'appartenance.

II. Théorie des algorithmes génétiques

Les algorithmes génétiques (AG) sont des procédures de recherche basées sur les mécanismes de la sélection naturelle et de la génétique. Il combine une stratégie de "survie des plus forts" avec un échange d'information aléatoire mais structure. Pour un problème pour lequel une solution est inconnue, un ensemble de solutions possibles est créé aléatoirement. On appelle cet ensemble la population. Les caractéristiques (ou variables à déterminer) sont alors utilisées dans des séquences de gènes qui seront combinées avec d'autres gènes pour former des chromosomes et par après des individus. Chaque solution est associée à un individu, et cet individu est évalué et classifié selon sa ressemblance avec la meilleure, mais encore inconnue, solution au problème. Il peut être démontré qu'en utilisant un processus de sélection naturelle inspiré de Darwin, cette méthode convergera graduellement à une solution.

Comme dans les systèmes biologiques soumis à des contraintes, les meilleurs individus de la population sont ceux qui ont une meilleure chance de se reproduire et de transmettre une partie de leur héritage génétique à la prochaine génération. Une nouvelle population, ou génération, est alors créée en combinant les gènes des parents. On s'attend à ce que certains individus de la nouvelle génération possèdent les meilleures caractéristiques de leurs deux parents, et donc qu'ils seront meilleurs et seront une meilleure solution au problème. Le nouveau groupe (la nouvelle génération) est alors soumis aux mêmes critères de sélection, et par après génère ses propres rejetons. Ce processus est répété plusieurs fois, jusqu'à ce que tous les individus possèdent le même héritage génétique. Les membres de cette dernière génération, qui sont habituellement très différents de leurs ancêtres, possèdent de l'information génétique qui correspond à la meilleure solution au problème.

L'algorithme génétique de base comporte trois opérations simples qui ne sont pas plus compliquées que des opérations algébriques :

- Sélection
- Reproduction
- Mutation

L'algorithme génétique fut développé par Holland [1].

II.1 Codage d'individus

Avant de passer à l'explication des différents processus génétiques, il faut tout d'abord expliquer le codage des individus. La procédure normale pour coder un algorithme génétique ayant plusieurs paramètres est de coder chaque Paramètre comme une séquence de bits. Les séquences sont ensuite tronquées l'une après l'autre pour former une grande séquence, Le chromosome, qui représente le vecteur des paramètres. Chaque séquence du vecteur total représente un gène, et la valeur de chaque gène est un allèle.

Exemple : Soit un vecteur x composé de trois paramètres x_1 , x_2 , et x_3 , codés à 4 bits.

$$x_1 = 0011 \quad x_2 = 1010 \quad x_3 = 0100$$

La séquence totale serait la suivante : x_1 x_2 x_3

Un chiffre codé $x = \{0011|1010|0100\}$

En binaire dans ce cas ne représente pas une valeur spécifique mais

Plutôt un intervalle. Par exemple, si on code des valeurs de 0 à 1 à l'aide de 5 bits, le chiffre 11111 représente l'intervalle de $31/32$ à $32/32$, plutôt que la valeur de $31/32$ exactement.

II.2 Opérateurs génétiques

Sélection: processus où les individus sont copiés selon la valeur de leur fonction objective f . On peut décrire la fonction f comme une mesure de profit, utilité ou qualité que l'on veut maximiser (minimiser). Si on copie des individus selon leur valeur f , ceci implique que les individus ayant des valeurs plus élevées ont une plus grande probabilité de contribuer des rejets à la prochaine génération. Ceci correspond à une version artificielle de la « survie des plus forts » (surviva of the fittest) de Darwin.

L'implantation de la sélection peut se faire de plusieurs façons. La plus facile est peut-être la roue de roulette biaisée, où la probabilité de reproduction d'un individu dépend de sa valeur par rapport au total des valeurs de la population.

Reproduction : Processus où de nouveaux individus sont formés à partir de parents. Ces nouveaux individus, les rejets, sont formés en effectuant un croisement entre deux parents.

On choisit une position aléatoire k entre $[1, l - 1]$ où l est la longueur de

L'individu. Le croisement se fait en échangeant les bits de la position $k + 1$ à l .

Exemple : Soit $k = 4$ pour deux parents (P_1 et P_2) codés à 5 bits (donc $l = 5$). Les rejets sont O_1 et O_2 .

$$P1 = 0110|1 \ . O1 = 01100$$

$$P2 = 1100|0 \ O2 = 11001$$

On voit bien l'échange qui s'est produit ici, le bit 5 ($k + 1$) a passé d'un individu à l'autre, pour ainsi former deux nouveaux individus (O1 and O2).

Ce sont ces deux opérations, la sélection et la reproduction, qui sont à la base des algorithmes génétiques. Ceci peut paraître simple à première vue, puisque aucune opération mathématique complexe n'a été effectuée. Mais on peut comparer le processus précédent à l'innovation humaine : souvent, les découvertes n'arrivent pas par chance. Elles sont le résultat d'un échange d'idées qui crée d'autres idées et finalement mènent à une solution désirée.

Mutation : processus aléatoire où un bit change de valeur. Ce processus joue un rôle secondaire dans l'algorithme génétique, mais il est quand même important. La mutation assure qu'aucun point dans l'espace de recherche n'a une probabilité nulle d'être atteint.

Exemple : mutation du bit 2.

$$A1 = 00101 \Rightarrow A_t = 01101$$

Une explication plus complète de ces phénomènes ainsi qu'une preuve théorique de leur performance sont disponibles dans le livre de Goldberg [2].

II.3 Du codage binaire au codage réel

Les premières techniques d'utilisation de l'algorithme génétique utilisaient un codage binaire pour coder les individus. Mais le codage binaire entraîne certains problèmes, et le codage réel est plus précis (Wright, [3]).

Il y a plusieurs raisons pour lesquelles il est préférable de coder l'algorithme génétique en nombres réels. Une raison est que le codage réel permet une plus grande marge de valeurs possibles des paramètres. Par exemple, si on code à 5 bits, il n'est possible d'obtenir que $2^5 = 32$ différentes valeurs. Si on augmente le codage à 10 bits, il n'est possible d'avoir que 1024 différentes valeurs pour les paramètres. Pour des calculs où chaque point décimal est important, ou une petite différence dans une valeur varie la performance de façon assez drastique, le codage réel a de grands avantages.

On se réfère ici à un article de M. Alden H. Wright [3], qui fut le premier à proposer une stratégie pour coder l'algorithme génétique en nombres réels. Son travail est la base de l'algorithme utilisé ici. Les sections suivantes résument son travail.

Sélection

Le processus de sélection n'est pas modifié par le codage réel, puisque aucune opération algébrique n'est effectuée sur la séquence elle-même. Les meilleurs individus sont encore ceux qui ont la meilleure performance et sont ceux qui ont la meilleure chance de se reproduire. C'est au niveau du croisement qu'il faut regarder pour observer les effets du codage réel.

Reproduction (croisement)

La technique principale de croisement en codage binaire est la coupure d'une séquence en deux parties, et l'échange de ces deux parties. Un rejeton reçoit la partie droite du parent 1 et la partie gauche du parent 2 ; le deuxième rejeton reçoit la partie gauche du parent 1 et la partie droite du parent 2. Comme on a vu dans la section précédente, le croisement se fait comme suit : soit deux parents $P1 = 011|10010$ et $P2 = 100|11110$, avec $k = 3$, on obtient les deux rejetons $O1 = 01111110$ et $O2 = 10010010$.

Pour voir l'effet du croisement binaire (le croisement effectuée sur des séquences), on considère en premier le cas où le point de croisement tombe entre les bits de deux paramètres.

Dans ce cas, le rejeton reçoit quelques-uns de ses paramètres d'un parent et les autres de l'autre parent.

Exemple : Deux séquences $p1 = (x1, x2, \dots, xm)$ et $p2 = (y1, y2, \dots, ym)$ sont deux parents. Le point de croisement (choisi aléatoirement) se situe entre x_i et x_{i+1} . Les deux rejetons seront :

$$O1 = (x1, x2, \dots, x_i, y_{i+1}, \dots, ym)$$

$$O2 = (y1, y2, \dots, y_i, x_{i+1}, \dots, xm)$$

Dans ce cas, le croisement binaire est le même que le croisement réel, puisqu'on n'a fait qu'échanger des paramètres. Aucune opération n'a été effectuée sur des chiffres.

Croisement entre bits

Si le point de croisement se situe entre les bits d'un paramètre, la partie du code binaire à gauche du point de croisement correspond aux bits les plus significatifs et la partie de droite aux bits moins significatifs. Donc le rejeton reçoit une partie plus importante d'un parent et une partie moins significative de l'autre parent.

On peut donc considérer le rejeton comme une perturbation du premier parent, où l'amplitude de la perturbation est déterminée par la différence entre les bits moins significatifs des parents. Si le point de croisement est entre les bits k et $k + 1$, la perturbation équivaut à changer les bits $k + 1$ à n d'un des parents (pour une séquence codée à n bits).

Si $S_i = b_i - a_i$ est l'intervalle du paramètre, la perturbation maximale est de $S_i 2^{-k}$. Afin de mieux illustrer ce point, on donne l'exemple suivant :

Soit $S_i = 0$ à 1 , codé à 5 bits. Deux parents, P_1 et P_2 sont

$$P_1 = 00101 \text{ ou } 5/32$$

$$P_2 = 11011 \text{ ou } 27/32$$

Si le point de croisement est entre les bits 3 et 4 , les deux rejetons sont :

$$O_1 = 01111 \text{ ou } 7/32$$

$$O_2 = 11001 \text{ ou } 25/32$$

Les bits moins significatifs des parents sont 01 et 11 respectivement, et la différence entre eux est de $\pm 2/32$. On peut donc écrire que les rejetons sont

$$O_1 = P_1 + 2/32$$

On remarque que chaque rejeton est égal à son parent principal plus une perturbation de $\pm 2/32$. Pour cet exemple, la perturbation maximale est de

$$\frac{1 - 0}{2^3} = \frac{1}{8} = \frac{2}{32}$$

ce qui correspond à changer les deux derniers bits de 00 à 11 ou vice versa.

On peut donc conclure que le croisement est un échange de paramètres x_i, x_{i+1} , suivi d'une perturbation du paramètre x_i d'au plus $S_i 2^{-k}$, où k est le point de croisement. Ce croisement est appelé le croisement réel.

Mutation

Dans un codage binaire, lorsqu'il y a mutation, les bits sont changés de 0 à 1 ou de 1 à 0 . Lorsqu'un bit subit une mutation, on peut le percevoir comme une perturbation du paramètre réel. L'amplitude de la perturbation dépend du bit qui est modifié. Soit $S_i = b_i - a_i$ l'intervalle du paramètre x_i . En binaire, la mutation du k bit correspond à une perturbation de $S_i 2^{-k}$. La direction de la perturbation dépend du bit qui est modifié. Si le bit change de 0 à 1 , la perturbation est positive. Si le bit change de 1 à 0 , la perturbation est négative.

Exemple : Soit $x_i = 10010$ un paramètre code a 5 bits. L'intervalle de ce paramètre est de 0 à 32 ($S_i = 32$). Donc x_i représente le chiffre 18. Si le second bit est modifié, $x_i = 11010$, ou 26. La perturbation est positive, puisque le bit a change de 0 à 1. L'amplitude du changement est $32 \cdot 2^{-2} = 8$, ce qui correspond à un changement de 18 à 26 (une augmentation de 8).

II.4 Le codage réel

Les deux seules opérations qui sont différentes des opérations binaires lorsqu'on code en réel sont la reproduction (croisement) et la mutation.

II.4.1 Croisement entre paramètres

Si on commence avec une population finie, le croisement entre paramètres ne permet d'atteindre qu'un nombre fini de points dans l'espace de recherche soit ceux où, les paramètres sont choisis parmi les paramètres de la population. En fait, si la population initiale est de taille n , on peut atteindre au plus nm vecteurs de paramètres avec le croisement, où m est le nombre de variables. Donc un des buts de la mutation est de permettre d'atteindre un point arbitraire dans l'espace.

On peut voir le problème du croisement entre paramètres dans la figure 2. Les ellipses de la figure 2 représentent des lignes de contour de la fonction objective. Un minimum se trouve au centre de l'ellipse interne. Les points 1 et 2 sont de bons points, mais n'importe quel point qui sera créé par croisement entre paramètres sera moins bon que les deux parents.

Pour contourner ce problème, Wright propose une autre forme de croisement qu'il appelle le croisement linéaire : de deux parents P_1 et P_2 , trois rejetons sont générés de la façon suivante :

$$O_1 = 0.5 \cdot P_1 + 0.5 \cdot P_2$$

$$O_2 = 1.5 \cdot P_1 - 0.5 \cdot P_2$$

$$O_3 = -0.5 \cdot P_1 + 1.5 \cdot P_2$$

Les deux meilleurs rejetons sont choisis, ce qui conserve la taille de la population.

Cette technique n'est pas compatible avec le Théorème des Schematas (la preuve de la performance des algorithmes génétiques ; Goldberg, [2]) mais elle donne de bons résultats, des résultats qui sont meilleurs que l'algorithme code en binaire.

II.1.2 Mutation codée réelle

Pour concevoir un opérateur de mutation, il faut premièrement se demander si le point dans R_m (le vecteur des paramètres) doit subir un changement ou si chaque paramètre doit subir une mutation.

Il est plus difficile de faire correspondre une mutation en R_m au Théorème des Schematas, bien que celle-ci semble donner de meilleurs résultats (Schwefel, 1981 et Matyas, 1965).

La mutation effectuée par Wright est faite sur chaque paramètre.

Il y a alors deux problèmes :

1. Il faut choisir l'amplitude des mutations.
2. Le point mute doit demeurer dans l'espace de recherche. Deux nouvelles valeurs sont alors définies :
 1. Une probabilité de mutation p_m .
 2. Une amplitude maximale de changement.

Si un paramètre est choisi pour subir une mutation, la direction (positive ou négative) de la mutation est choisie aléatoirement avec une probabilité de $\frac{1}{2}$ (50%). Il faut ensuite déterminer l'amplitude du changement. Wright utilise une mutation uniforme.

Soit M , l'amplitude maximale du changement pour un paramètre x_i défini dans l'intervalle $a < x_i < b$.

– Si la mutation est positive, $x_t = \text{nombre aléatoire dans } [x_i, \min(M, b)]$

– Si la mutation est négative, $x_t = \text{nombre aléatoire dans } [\max(M, a), x_i]$

Le chiffre x_t est choisi aléatoirement avec une distribution uniforme.

Cette mutation ne correspond pas trop à la mutation binaire, mais les résultats obtenus par Wright sont quand même bons. La mutation binaire favorise de plus petits changements, surtout si les paramètres sont codés avec plusieurs bits. Par contre, la mutation de Wright est utilisée par presque tous ceux qui codent l'algorithme génétique en réel.

CHAPITRE II

**Modélisation et contrôle
vectoriel à flux rotorique
orienté du moteur
asynchrone triphasé**

CHAPITRE II

Modélisation et contrôle vectoriel à flux rotorique orienté du moteur asynchrone triphasé

II.1 Introduction

Le comportement électrique et dynamique d'un système quelconque ne peut être étudié que s'il est possible de le définir par un modèle mathématique, c'est ce qu'on appelle modélisation, il est donc évident que cette étape de modélisation est un passage indispensable pour concevoir des systèmes de commande performants [GAA05].

Ce chapitre sera l'objectif d'une étude de modélisation de la machine asynchrone, commençant par des généralités sur la machine asynchrone, puis on passe au développement du modèle de la MAS (machine asynchrone triphasée) à partir des équations générales suivit par la transformation de PARK et le choix du référentiel afin d'obtenir la représentation d'état du modèle. Ensuite, nous passerons à la modélisation de l'alimentation de la machine constituée d'un onduleur de tension à deux niveaux contrôlés en MLI vectorielle. La simulation de ce modèle est réalisée par le logiciel **SIMULINK** sous **MATLAB**. Enfin on arrive à faire l'interprétation de ces résultats.

II.2 Généralité sur La machine asynchrone triphasée

II.2.1 Description du moteur asynchrone à cage

La machine asynchrone, souvent appelée moteur à induction sont des convertisseurs électromagnétique tournants transformant l'énergie électrique en énergie mécanique.

La machine asynchrone à cage est constituée de deux parties, le stator et rotor.

Le stator représente la partie statique de la machine. Il constitué d'un circuit magnétique comportant de multiples encoches à l'intérieur desquelles sont bobinages par trois enroulements statoriques. Au centre de ce cylindre, on retrouve le rotor de la machine dont le circuit magnétique est composé des barres généralement en cuivre ou en aluminium coulé. Ces barres sont reliées entre elles à chaque extrémité par un anneau de court-circuit.

La figure II.1 présente la machine asynchrone et ses principales composantes que sont stator et le rotor

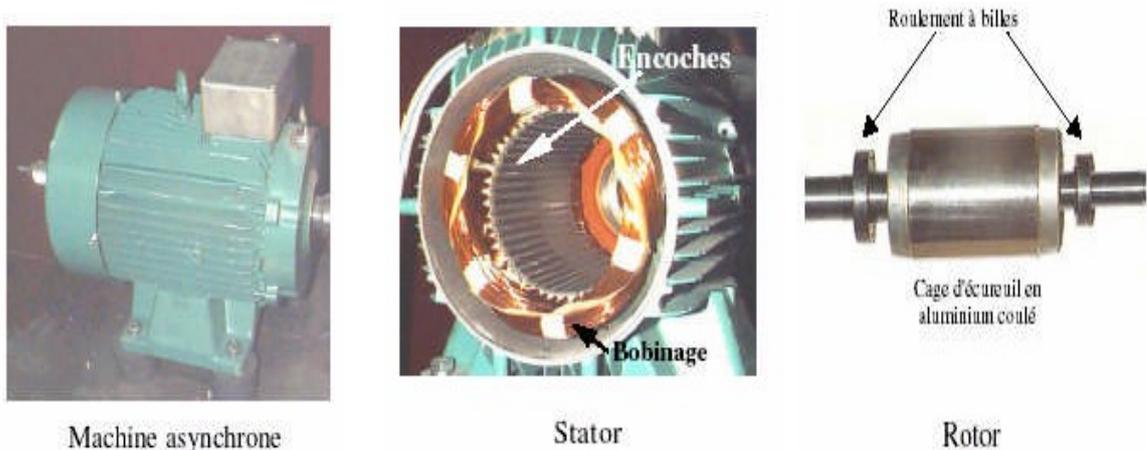


Fig II.1. Représentation de la Machine asynchrone avec le stator et le rotor

II.2.2 Avantages du moteur asynchrone à cage

Le moteur asynchrone à cage est le moteur le plus répandu dans l'industrie: il est robuste, fiable, économique. Il est également apprécié pour sa très bonne standardisation [BUK01].

II.2.3 Principe de fonctionnement

Admettons qu'un stator formé de trois bobines avec des axes décalés de 120° et alimentées par un réseau triphasé équilibré, crée dans l'entrefer du moteur un champ magnétique tournant à la vitesse de synchronisme :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (I.1)$$

Un rotor en court-circuit, balayé par ce champ tournant, est traversé par des courants induits. Le rotor donc soumis à des forces électromagnétiques de Laplace, l'ensemble de ces forces crée un couple moteur qui entraîne le rotor en rotation.

Le rotor tourne dans le même sens que le champ tournant, mais sa vitesse de rotation est nécessairement inférieure à celle du champ tournant ($\Omega_s > \Omega_r$).

La vitesse relative de l'onde par rapport au stator est donnée par $\Omega = \Omega_s - \Omega_r$

avec :

$$\Omega_s = 2\pi.N_s = \frac{2\pi.f}{p} = \frac{\omega_s}{p} \quad (I.2)$$

$$\Omega_r = \frac{\omega_r}{p} \quad (I.3)$$

Ω : Vitesse angulaire du champ magnétique

N_s : Fréquence de synchronisme du champ tournant

Ω_s : Vitesse angulaire du stator

Ω_r : Vitesse angulaire du rotor

p : Nombre de paires de pôles.

En effet, si les deux fréquences de rotation étaient égales, il n'y aurait plus création de courant induits dans le rotor et donc plus de couple moteur, ceci résulte de la loi de Lenz qui énonce que la F.E.M induite s'oppose toujours par ses effets à la cause qui lui donne naissance [FOD08].

II.3. Hypothèses simplificatrices

Afin de modéliser le moteur nous nous appuierons sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont le plus couramment considérées dans la littérature scientifique. Ainsi les bobinages au stator et au rotor sont triphasés et ont p paires de pôles, si le rotor est à cage d'écureuil, nous l'assimilerons pour l'étude à un rotor bobiné. Aussi nous supposons que [CAR 95], [MAY 04].

- la machine présente une parfaite symétrie de construction, tant au rotor qu'au stator;
- l'entrefer est d'épaisseur et de perméabilité constante, l'effet d'encoche est alors négligé;
- la saturation du circuit magnétique est négligeable, et sa perméabilité également constante;
- les pertes ferromagnétiques dues à l'hystérésis et aux courants de Foucault sont négligeables;
- les pertes mécaniques sont négligeables;
- la distribution spatiale des forces magnétomotrices dans l'entrefer est sinusoïdale;
- l'effet de peau est négligé, la densité de courant est uniforme dans la section des conducteurs;
- la résistance des différents enroulements de la machine est constante;
- l'influence de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

Ces hypothèses imposent les conséquences suivantes :

- les inductances propres sont constantes tant au stator qu'au rotor;

- les inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques varient de manière sinusoïdale avec la position des enroulements;
- les flux magnétiques sont additifs.

II.4. Modélisation de la machine asynchrone triphasée

II.4.1 Les équations de la machine asynchrone triphasée

La figure II.2 représente la machine asynchrone triphasée qui se compose suivant

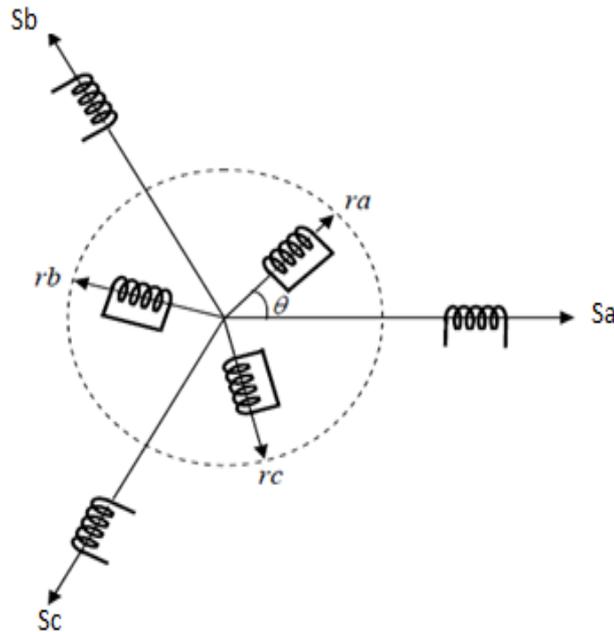


Fig II.2. Représentation spatiale des enroulements de la MAS

Par des enroulements de trois phases statoriques et trois phases rotoriques répartis dans l'espace. Les phases rotoriques sont court-circuit sur elles même. L'angle électrique θ est défini entre l'axe de la phase statorique et la phase rotorique.

II.4.2 Les équations électriques

Les équations de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques se présentent sous la forme suivante:

$$\begin{cases} [\mathbf{V}_{SABC}] = [\mathbf{R}_s] \cdot [\mathbf{I}_{SABC}] + \frac{d}{dt} [\mathbf{\Phi}_{SABC}] \\ [\mathbf{V}_{rabc}] = [\mathbf{R}_{rabc}] \cdot [\mathbf{I}_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\mathbf{\Phi}_{rabc}] = [0] \end{cases} \quad (\text{I.4})$$

En définissant les vecteurs suivants :

$[V_{SABC}] = [V_{SA} \ V_{SB} \ V_{SC}]^T$: Vecteur de tension statorique.

$[V_{rabc}] = [V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^T$: Vecteur de tension rotorique.

$[I_{SABC}] = [i_{SA} \ i_{SB} \ i_{SC}]^T$: Vecteur de courant statorique.

$[I_{rabc}] = [i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^T$: Vecteur de courant rotorique.

$[\Phi_{SABC}] = [\Phi_{SA} \ \Phi_{SB} \ \Phi_{SC}]^T$: Vecteur de flux statorique.

$[\Phi_{rabc}] = [\Phi_{ra} \ \Phi_{rb} \ \Phi_{rc}]^T$: Vecteur de flux rotorique.

R_s, R_r : Les résistances statorique et rotorique par phase telle que :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Les variables statoriques étant indicées avec les majuscules (A, B, C) et les variables rotoriques avec les minuscules (a, b, c).

II.4.3 Les équations magnétiques

Les équations magnétiques représentant les flux statoriques et rotoriques sont données par :

$$\begin{cases} [\Phi_{SABC}] = [L_{SS}] \cdot [I_{SABC}] + [M_{Sr}] \cdot [I_{rabc}] \\ [\Phi_{rabc}] = [M_{rS}] \cdot [I_{SABC}] + [L_{rr}] \cdot [I_{rabc}] \end{cases} \quad (I.5)$$

Tels que :

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

$$[M_{Sr}] = [M_{rS}]^T = m_{sr} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\Pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\Pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\Pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\Pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\Pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\Pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{pmatrix}$$

Avec:

$[L_{SS}]$: Matrice des coefficients d'inductance statorique,

$[L_{rr}]$: Matrice des coefficients d'inductance rotorique.

$[L_s]$: Coefficient d'inductance propre d'une phase statorique,

$[m_s]$: Coefficient d'inductance mutuelle entre deux phases statoriques,

$[L_r]$: Coefficient d'inductance propre d'une phase rotorique,

$[m_r]$: Coefficient d'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques,

$[M_{sr}]$: Matrice des coefficients d'inductance mutuelle du rotor sur le stator,

$[M_{rs}]$: Matrice des coefficients d'inductance mutuelle du stator sur le rotor,

Le coefficient m_{sr} représente la valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles entre phase rotorique et statorique.

En remplaçant les relations (I.4) dans (I.5) on obtient les expressions matricielles suivantes :

$$\begin{cases} [V_{SABC}] = [R_s] \cdot [I_{SABC}] + [L_{SS}] \cdot \frac{d}{dt} [I_{SABC}] + \frac{d}{dt} ([M_{Sr}] \cdot [I_{rabc}]) \\ [V_{rabc}] = [R_r] \cdot [I_{rabc}] + [L_{rr}] \cdot \frac{d}{dt} [I_{rabc}] + \frac{d}{dt} ([M_{Sr}] \cdot [I_{SABC}]) = [0] \end{cases} \quad (I.6)$$

II.4.4 Equation mécanique

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire de la variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse) :

$$C_{em} = p \cdot [I_{SABC}]^T \cdot \frac{d}{dt} [M_{Sr}] \cdot [I_{rabc}] \quad (I.7)$$

L'équation mécanique de la machine sera donnée comme suit :

$$C_{em} = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f_v \cdot \Omega + C_r \quad (I.8)$$

II.5. Transformation triphasé - diphasé

C'est le passage d'un système triphasé (A, B, C) vers un système biphasé (α, β). Il existe principalement deux transformations : Clarke et Concordia [MOU06].

- La transformation de Clarke conserve l'amplitude des courants.
- La transformation de Concordia conserve la puissance.

Nous avons basée sur la transformation de Clark, mathématiquement la transformation est décrite par la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = C_{23} \cdot \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

avec :

$$C_{23} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix}$$

Pour obtenir une matrice de passage carrée et donc inversible, on ajoute une composante x_0 fictive [BEN05] :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

Le choix de matrice de passage non normée (Clarke) est bien pratique en commande où l'on traite des grandeurs (d, q) (I_{sd}, I_{sq}) que l'on verra par la suite [BAG11].

II.5.1 La transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée - diphasé suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère (A, B, C) vers le repère (α, β) puis vers le repère (d, q). Le repère (α, β) est toujours fixe par rapport au repère (A, B, C), par contre le repère (d, q) est mobile. Il forme avec le repère fixe (α, β) angle qui est appelé l'angle de la transformation de Park ou angle de Park [BAK09], [BAG11].

La figure II.3 montre la transformation de Park.

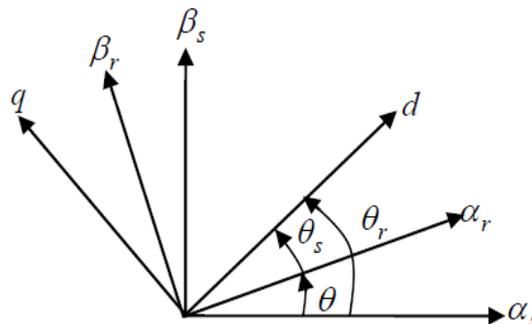


Fig II.3. Transformation de Park

- Transformation de Park initiale : est dite la transformation de Clark et la matrice de passage avec la matrice de rotation donne:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 0 \\ \sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 0 \\ \sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

Après l'équation I.12 on a obtient:

$$\begin{bmatrix} x_{dq0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_{ABC} \end{bmatrix} \quad (\text{I.13a})$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} p(\theta) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad \text{Matrice de Park initiale.}$$

On a aussi la matrice de Park initiale inverse telle que :

$$\begin{bmatrix} x_{ABC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P(\theta) \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} x_{dq0} \end{bmatrix} \quad (\text{I.13b})$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} P(\theta) \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad \text{Matrice de Park initiale inverse.}$$

II.5.2 Le modèle mathématique dans le référentiel de Park

On détermine les équations des tensions et des flux dans le repère (d,q) en appliquant la transformation de Park aux relations (I.4) et (I.5), on obtient après calculs .

Les équations électriques



Stator :

$$\begin{cases} V_{Sd} = R_S \cdot i_{Sd} + \frac{d\Phi_{Sd}}{dt} - \frac{d\theta_S}{dt} \cdot \Phi_{Sq} \\ V_{Sq} = R_S \cdot i_{Sq} + \frac{d\Phi_{Sq}}{dt} + \frac{d\theta_S}{dt} \cdot \Phi_{Sd} \end{cases} \quad (\text{I.14})$$



$$\begin{cases} V_{rd} = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \Phi_{rq} = 0 \\ V_{rq} = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \Phi_{rd} = 0 \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

Les équations magnétiques



$$\begin{cases} \Phi_{Sd} = L_{SS} \cdot i_{Sd} + M_{Sr} \cdot i_{rd} \\ \Phi_{Sq} = L_{SS} \cdot i_{Sq} + M_{Sr} \cdot i_{rq} \end{cases} \quad (\text{I.16})$$



$$\begin{cases} \Phi_{rd} = M_{Sr} \cdot i_{Sd} + L_{rr} \cdot i_{rd} \\ \Phi_{rq} = M_{Sr} \cdot i_{Sq} + L_{rr} \cdot i_{rq} \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

En définissant les coefficients :

$$L_{SS} = l_S - m_S$$

d'inductance cyclique du rotor

$$L_{rr} = l_r - m_r$$

d'inductance cyclique du rotor

$$M_{Sr} = \frac{3}{2} \cdot m_{Sr}$$

d'inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor,

Le couple électromagnétique

La transformation de Park conservant la puissance instantanée invariante, il est possible de déterminer son expression dans le référentiel (d,q) . La puissance électrique peut être mise sous la forme suivante [MEC08] :

$$P_{elec} = [V_{S_{A,B,C}}]^T \cdot [I_{S_{A,B,C}}] = [V_{S_{d,q,o}}]^T \cdot [I_{S_{d,q,o}}] \quad (I.18)$$

En développant le second membre, en remplaçant les composantes directes et en quadrature par leurs expressions (I.14) et (I.15), on peut écrire :

$$P_{elec} = [R_S \cdot i_{Sd}^2 + R_S \cdot i_{Sq}^2] + \left[\frac{d\Phi_{Sd}}{dt} \cdot i_{Sd} + \frac{d\Phi_{Sq}}{dt} \cdot i_{Sq} \right] + \left[\frac{d\theta_S}{dt} \cdot (\Phi_{Sd} \cdot i_{Sq} - \Phi_{Sq} \cdot i_{Sd}) \right] \quad (I.19)$$

Cette expression comporte trois termes qui représentent :

$[R_S \cdot i_{Sd}^2 + R_S \cdot i_{Sq}^2]$: les pertes joules dissipées dans les enroulements fictifs d et q ;

$\left[\frac{d\Phi_{Sd}}{dt} \cdot i_{Sd} + \frac{d\Phi_{Sq}}{dt} \cdot i_{Sq} \right]$: la puissance de nature électromagnétique stockée dans le champ magnétique, c'est donc une puissance réactive;

$\left[\frac{d\theta_S}{dt} \cdot (\Phi_{Sd} \cdot i_{Sq} - \Phi_{Sq} \cdot i_{Sd}) \right]$: la puissance électrique transformée en puissance mécanique, couramment appelée puissance électromagnétique P_{em} .

L'expression du couple électromagnétique peut être déterminée par la relation suivante :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_S} \quad (I.20)$$

et sachant que :

$$\frac{d\theta_S}{dt} = \omega_S = p \cdot \Omega_S \quad (I.21)$$

Nous pouvons donc donner une première relation pour le couple électromagnétique :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot [(\Phi_{Sd} \cdot i_{Sq} - \Phi_{Sq} \cdot i_{Sd})] \quad (I.22)$$

D'autres expressions peuvent être établies selon les variables choisies :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot [(\Phi_{rq} \cdot i_{rd} - \Phi_{rd} \cdot i_{rq})] \quad (I.23)$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot M_{Sr} \cdot [(i_{Sq} \cdot i_{rd} - i_{Sd} \cdot i_{rq})] \quad (I.23a)$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{M_{Sr}}{L_S} \cdot [(\Phi_{Sq} \cdot i_{rd} - \Phi_{Sd} \cdot i_{rq})] \quad (I.23b)$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{M_{Sr}}{L_r} \cdot [(\Phi_{rd} \cdot i_{Sq} - \Phi_{rq} \cdot i_{Sd})] \quad (I.23c)$$

C'est cette dernière expression que nous allons utiliser dans la commande vectorielle qui sera présentée par la suite. Pour compléter le modèle nous pouvons ajouter la relation fondamentale de la dynamique pour les corps en rotation (I.8) :

$$C_{em} = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f_v \cdot \Omega + C_r$$

II.5.3 Définition des différents référentiels

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axes d, q qui dépend généralement des objectifs de l'application [FOD08].

Référentiel fixe par rapport au stator

Il se traduit par les conditions :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r = -\omega \quad (I.24)$$

Ce référentiel sera intéressant dans l'étude des variations des grandeurs statoriques.

Référentiel fixe par rapport au rotor

Il se traduit par les conditions :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0, \quad \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = \omega \quad (I.25)$$

Ce référentiel sera intéressant dans l'étude des variations des grandeurs rotoriques.

Référentiel fixe par rapport au champ tournant

Il se traduit par les conditions:

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s, \quad \frac{d\theta}{dt} = \omega_s - \omega_r, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (I.26)$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \cdot \Phi_{sq} \\ v_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_s \cdot \Phi_{sd} \\ v_{rd} = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - \omega_r \cdot \Phi_{rq} = 0 \\ v_{rq} = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + \omega_r \cdot \Phi_{rd} = 0 \end{cases} \quad (I.27)$$

Combinant ces équations avec les équations magnétiques (I.16) et (I.17), on obtient les relations électromagnétiques suivantes :

$$\begin{cases} v_{sd} = \left(R_s + L_s \frac{d}{dt} \right) i_{sd} + M_{sr} \frac{di_{rd}}{dt} - L_s \cdot \omega_s \cdot i_{sq} - M_{sr} \cdot \omega_s \cdot i_{rq} \\ v_{sq} = \left(R_s + L_s \frac{d}{dt} \right) i_{sq} + M_{sr} \frac{di_{rq}}{dt} + L_s \cdot \omega_s \cdot i_{sd} + M_{sr} \cdot \omega_s \cdot i_{rd} \\ v_{rd} = \left(R_r + L_r \frac{d}{dt} \right) i_{rd} + M_{sr} \frac{di_{rd}}{dt} - L_r \cdot \omega_r \cdot i_{rq} - M_{rs} \cdot \omega_r \cdot i_{sq} = 0 \\ v_{rq} = \left(R_r + L_r \frac{d}{dt} \right) i_{rq} + M_{sr} \frac{di_{sq}}{dt} + L_r \cdot \omega_r \cdot i_{rd} + M_{rs} \cdot \omega_r \cdot i_{sd} = 0 \end{cases} \quad (I.28)$$

C'est ce référentiel que l'on considérera par la suite, vu qu'il s'adapte parfaitement à la commande vectorielle par orientation du flux [BOU11] que nous étudierons au chapitre suivant.

II.5.4 Représentation d'état du système

La représentation d'état dépend du repère et des variables d'état considérées. Pour une machine asynchrone triphasée alimentée en tension, les tensions statorique (V_{sd}, V_{sq}) sont considérées comme variables de commande, le couple résistant (C_r) comme perturbation, les courants statoriques, les flux rotoriques ($i_{sd}, i_{sq}, \Phi_{rd}, \Phi_{rq}$) comme variables d'état et le référentiel choisi est celui du champ tournant. Après arrangement des équations (I.16), (I.17) et (I.28) il vient :

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU \quad (I.29)$$

$$X = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \Phi_{rd} \quad \Phi_{rq}]^T \quad \text{Vecteur d'état}$$

$$U = [v_{sd} \quad v_{sq}]^T \quad \text{Vecteur de commande}$$

Après tout calcul fait on trouve :

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) & \omega_s & \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M_{sr} T_r}\right) & \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M_{sr}}\right) \\ -\omega_s & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) & \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M_{sr}}\right) & \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M_{sr} T_r}\right) \\ \frac{M_{sr}}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_r \\ 0 & \frac{M_{sr}}{T_r} & -\omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I.30)$$

Et la matrice de commande

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.31)$$

En définissant les trois grandeurs caractéristiques T_s, T_r, σ [CAR95], [BAG11]

$T_s = \frac{L_s}{R_s}$ et $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ Respectivement constantes de temps statorique et rotorique,

$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}}{L_r \cdot L_s}$: Coefficient de dispersion de Blondel.

II.6. Modélisation de l'alimentation de la MAS

II.6.1 Structure de l'alimentation

Dans certaines applications pour lesquelles la variation de la vitesse est nécessaire, le moteur sera alimenté par un système de tensions triphasées dans les enroulements du stator, par l'intermédiaire d'un convertisseur statique placé entre le moteur et le réseau industriel électrique, comme il est représenté dans la figure (1. 4).

Le convertisseur statique tel qu'il est représenté sur la figure II.4, est constitué [BOS01] :

- d'un redresseur non commandé, supposé parfait.
- d'un filtre de type passe-bas
- d'un onduleur de tension permet de produire à partir d'une tension continue, une tension modulée, dont l'amplitude et la fréquence sont variable.

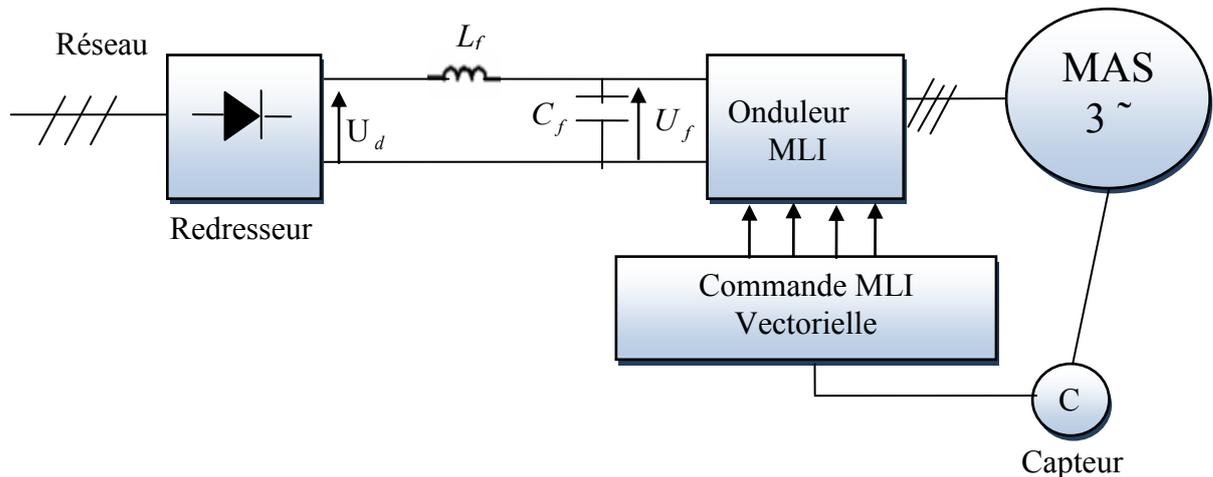


Fig II.4. Structure de l'alimentation du moteur asynchrone

Les caractéristiques exigées du convertisseur statique dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble. Ces caractéristiques sont [MER08], [MEC08]:

Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variable, en régime dynamique comme en régime permanent.

Une large plage de variation de vitesse.

Des constantes de temps électrique et mécanique faible.

La source d'alimentation triphasée symétrique, de fréquence et d'amplitude de tension constante.

II.6.2 Modélisation de l'onduleur

L'onduleur de tension est un convertisseur qui permet d'obtenir une tension alternative de fréquence et valeur efficace fixe ou réglable à partir d'une source de tension continue et il est constitué de cellule de commutation généralement à transistor ou thyristor pour les grandes puissances. Constitué de trois bras menus de diodes de récupérations. La commande des interrupteurs du même bras est complémentaire; lorsqu'un interrupteur conduit, l'autre est bloqué.

Sa commande peut être réalisée par la technique classique ou par la technique de modulation de largeur d'impulsion. Dans ce travail on commande l'onduleur par la (MLI) de tension.

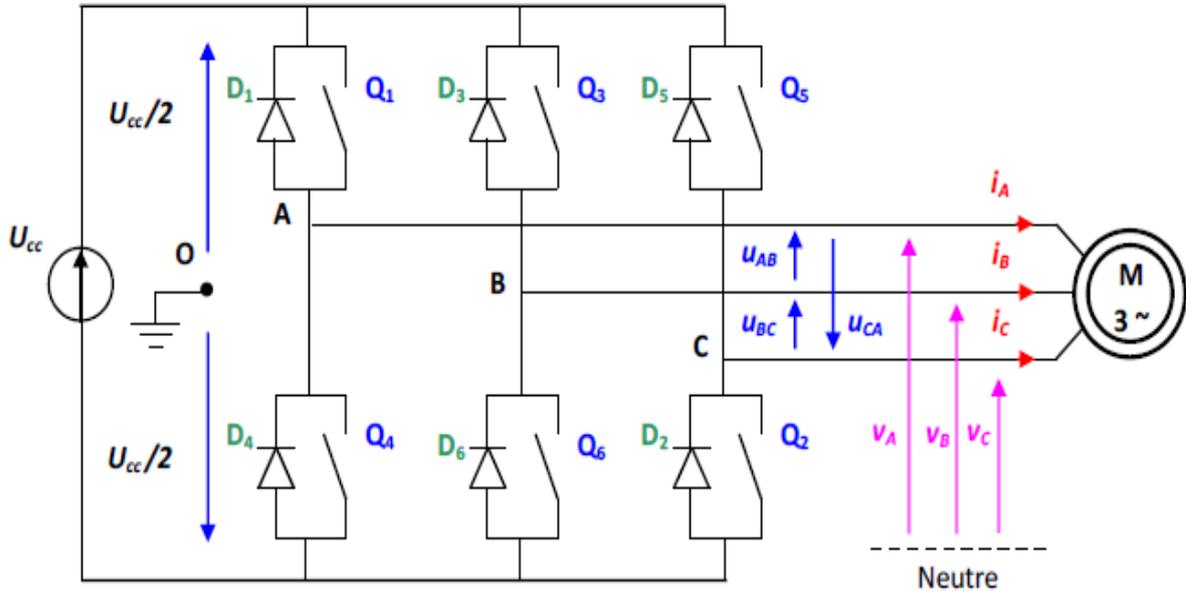


Fig II.5. Structure d'un onduleur de tension triphasé [LOU11]

➤ tension composée :

$$\begin{cases} u_{AB} = v_{AO} - v_{BO} \\ u_{BC} = v_{BO} - v_{CO} \\ u_{CA} = v_{CO} - v_{AO} \end{cases} \quad (I.32)$$

➤ tension simples:

$$\begin{cases} v_A = \frac{1}{3} \cdot (u_{AB} - u_{CA}) \\ v_B = \frac{1}{3} \cdot (u_{BC} - u_{AB}) \\ v_C = \frac{1}{3} \cdot (u_{CA} - u_{BC}) \end{cases} \quad (I.33)$$

On peut déterminer l'expression des tensions simples en fonction des tensions mesurées entre les points A,B,C et le points milieu fictif O associé à l'alimentation, soit :

$$\begin{cases} v_A = \frac{1}{3} \cdot (2 \cdot v_{AO} - v_{BO} - v_{CO}) \\ v_B = \frac{1}{3} \cdot (-v_{AO} + 2 \cdot v_{BO} - v_{CO}) \\ v_C = \frac{1}{3} \cdot (-v_{AO} - v_{BO} + 2 \cdot v_{CO}) \end{cases} \quad (I.34)$$

On obtient sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \frac{U_{cc}}{2} \begin{bmatrix} v_{AO} \\ v_{BO} \\ v_{CO} \end{bmatrix} \quad (I.35)$$

Chaque bras de l'onduleur est constitué de deux interrupteurs supposés parfaits et fonctionnant de façon complémentaire, on peut par conséquent associer à chacun d'eux une valeur binaire de commande S_i , avec ($i=A, B, C$) et telle que :

$S_i=+1 \Rightarrow$ interrupteur du haut fermé, interrupteur de bas ouvert.

$S_i=0 \Rightarrow$ interrupteur du haut ouvert, interrupteur de bas fermé.

Ce qui nous permet d'écrire :

$$\begin{bmatrix} v_{AO} \\ v_{BO} \\ v_{CO} \end{bmatrix} = \frac{U_{cc}}{2} \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \quad (I.36)$$

D'où la nouvelle forme :

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \frac{U_{cc}}{2} \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \quad (I.37)$$

Les tensions simples délivrées par l'onduleur seront obtenues directement à partir des états des grandeurs de commande S_A, S_B, S_C qui représentent les signaux de commande. Les états de ces grandeurs seront aussi déterminés par la stratégie de commande envisagée.

II.6.3 Technique de commande MLI

Cette technique consiste à multiplier le nombre d'impulsions renvoyées aux interrupteurs de l'onduleur. Ce procédé présente l'avantage de repousser les harmoniques de rangs faibles à des rangs ordres plus élevé ce qui facilite leur filtrage. Il permet aussi la variation à la fois de l'amplitude du fondamentale de la tension de sortie et sa fréquence.

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs en fait appel à la technique MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) qui consiste à calculer les instants de commutation des interrupteurs en utilisant l'intersection de trois tensions de références Sinusoïdales et une tension de modulation triangulaire.

MLI sinus-triangle

La MLI sinus-triangle considérée est classique : il s'agit d'une modulante sinusoïdale d'amplitude A_m et de fréquence f_m , combinée à une porteuse triangulaire d'amplitude A_p de haute fréquence f_p , les angles de commutation de la tension d'entrée d'un pont sont situés aux intersections de la porteuse et de la modulante figure I.6

Porteuse Modulante

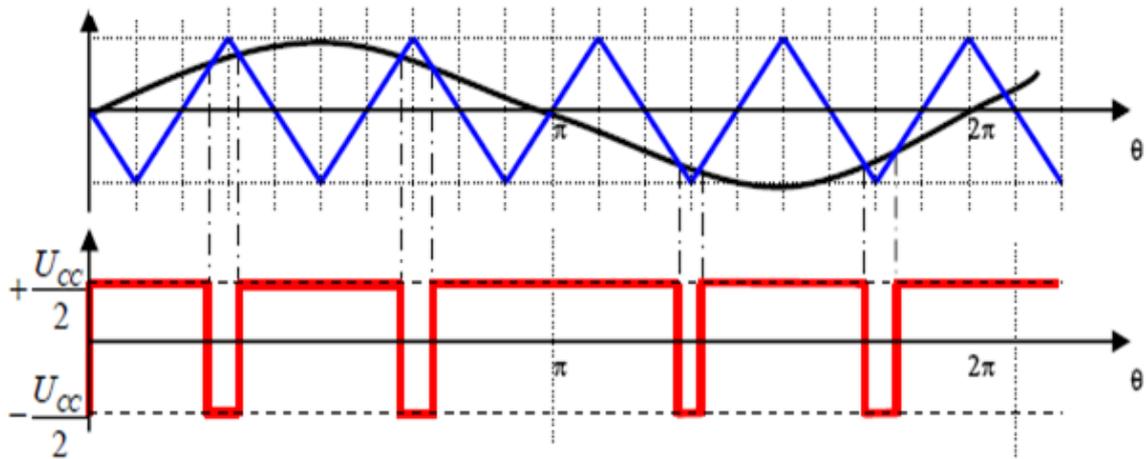


Fig 10.6. Exemple de chronogramme d'une commande «sinus-triangle»

Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoïdale :

m : l'indice de modulation égale au rapport de la fréquence de modulation (porteuse) sur la fréquence de référence (modulant)

$$m = \frac{f_p}{f_m} \quad (\text{I.38})$$

r : c'est le coefficient de réglage en tension: égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation

$$r = \frac{A_m}{A_p} \quad (\text{I.39})$$

MLI vectorielle

Cette technique est beaucoup sollicitée dans le domaine de la commande, ses effets sur les ondulations du courant et couple sont remarquables, c'est pourquoi elle est la plus utilisée par les chercheurs et industriels, elle permet de déterminer les séquences des allumages et

extinctions des composants du convertisseur et de minimiser ainsi les harmoniques des tensions appliquées au Moteur [REZ09].

Cette technique de MLI suit les principes suivants [MER08], [MEC12]:

- Echantillonnage du signal de référence à intervalles réguliers T_z appelé période de modulation.
- Réalisation dans chaque période de modulation, d'une impulsion de largeur T_z centrée sur la période, et dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence au milieu de la période de modulation (MLI symétrique).
- Uniformisation des états de tous les interrupteurs d'un même demi-pont au centre et aux deux extrémités de la période.

La technique de modulation vectorielle se diffère de celle *MLI* Sinus triangulaire par le fait qu'au lieu d'employer un modulateur séparé pour chacune des trois phases, les tensions de référence sont données par un vecteur de contrôle global approximé sur une période de modulation T_z .

Elle est basée sur la représentation spatiale du vecteur de tension dans le repère fixe $\alpha\beta$. Les huit états de commutation peuvent s'exprimer dans le plan $\alpha\beta$, par huit vecteurs de tension $(\vec{v}_0, \vec{v}_1, \vec{v}_2, \vec{v}_3, \vec{v}_4, \vec{v}_5, \vec{v}_6, \vec{v}_7)$. Parmi eux deux sont nuls \vec{v}_0 et \vec{v}_7 parce qu'ils n'ont aucun angle et phase qui correspondent respectivement à $S(000)$ et $S(111)$, les autres sont appelés états actifs.

La représentation dans le plan α, β de ces vecteurs équi-répartis tous les 60° , permet de déterminer un hexagone figure II.7 à l'intérieur duquel le vecteur tension de référence \vec{v}_{ref} doit s'y trouver pour éviter la saturation de la grandeur de commande.

$$\vec{v}_{ref} = v_\alpha + jv_\beta = \frac{2}{3}U_{cc}(S_A + aS_B + a^2S_C) \quad (I.40)$$

avec
$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$$

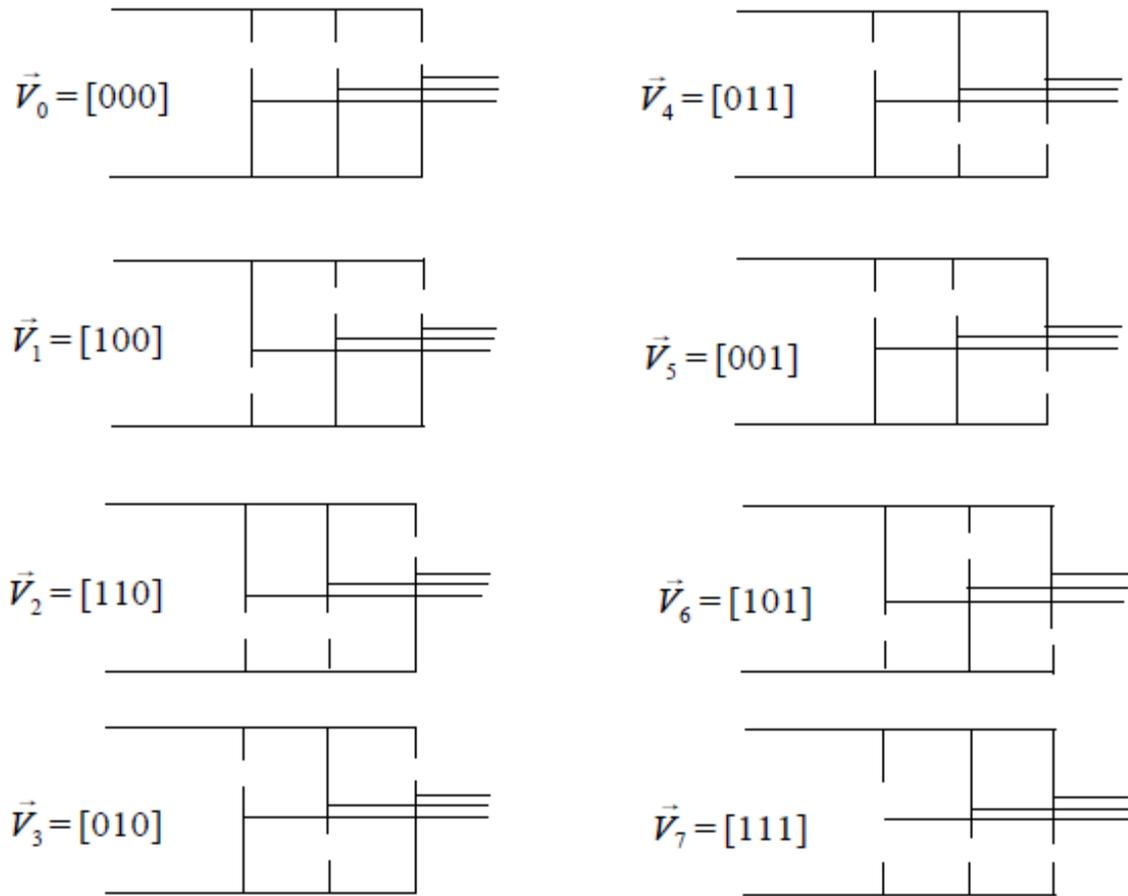


Fig II.7. Etats de l'onduleur et les tensions correspondants

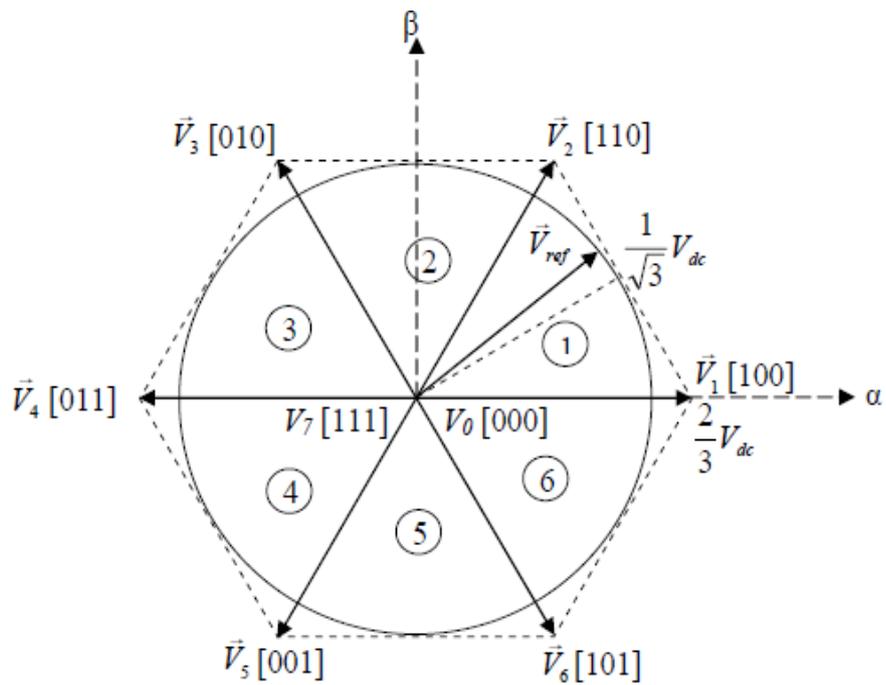


Fig II.8. Représentation des états de l'onduleur dans le repère $\alpha\beta$, et les différents secteurs

Les vecteurs tensions des six états actifs, peuvent s'écrire en fonction des portions de l'hexagone appelés secteur k , où $K=1, \dots, 6$:

$$\vec{v}_k = \frac{1}{3} U_{cc} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \tag{I.41}$$

Chaque vecteur de référence \vec{v}_{ref} dans l'hexagone peut être exprimé comme combinaison de deux vecteurs tensions actifs adjacents et de vecteurs tension d'états nuls. En se reportant à la figure I.7, si le vecteur de référence est dans le secteur k , les vecteurs actifs adjacents sont \vec{v}_k et \vec{v}_{k+1} (avec $k+1 = 1$ pour $k = 6$). Le tableau II.1 résume les définitions suscitées :

Notons que toutes les valeurs des tensions doivent être multipliées par U_{cc}

Tableau II.1. Valeurs des tensions correspondantes

Vecteur d'état	Valeur de $\alpha \beta$	Tensions simples			Tensions composées		
		V_A	V_B	V_C	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
$\vec{v}_i - (v_A, v_B, v_C)$	V_i	V_A	V_B	V_C	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
$\vec{v}_0 - (v \ v \ v)$	0	0	0	0	0	0	0
$\vec{v}_1 - (v \ v \ v)$	e^{j0}	2/3	-1/3	-1/3	1	0	-1
$\vec{v}_2 - (v \ v \ v)$	$e^{j\frac{2\pi}{3}}$	1/3	1/3	1/3	0	1	-1
$\vec{v}_3 - (v \ v \ v)$	$e^{j\frac{\pi}{3}}$	-1/3	2/3	-1/3	-1	1	0
$\vec{v}_4 - (v \ v \ v)$	$e^{j\frac{4\pi}{3}}$	-2/3	1/3	1/3	-1	0	1
$\vec{v}_5 - (v \ v \ v)$	$e^{j\frac{5\pi}{3}}$	-1/3	-1/3	2/3	0	-1	1
$\vec{v}_6 - (v \ v \ v)$	$e^{j\pi}$	1/3	-2/3	1/3	1	-1	0
$\vec{v}_7 - (v \ v \ v)$	0	0	0	0	0	0	0

La méthode SVM peut être implémentée par les étapes suivantes:

- Déterminer V_α, V_β , et par conséquent V_{ref} , et l'angle α .
- Déterminer les temps d'application des états de l'onduleur.
- Déterminer les séquences d'impulsions pour chaque bras de l'onduleur.

➤ **Détermination de $V_\alpha, V_\beta, V_{ref}$, et l'angle α**

Les tensions V_α, V_β , sont issues directement de la transformation de Clarke comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{An} \\ V_{Bn} \\ V_{Cn} \end{bmatrix} \quad (I.42)$$

$$V_{ref} = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \quad (I.43)$$

$$\alpha = \tan^{-1} \left(\frac{V_\alpha}{V_\beta} \right) \quad (I.44)$$

où: V_{ref} , est le module du vecteur tension de référence, et α son argument.

➤ **Calcul des temps d'application des états de l'onduleur**

La partie centrale de la stratégie SVM est la détermination des temps qui doivent être attribués à chaque vecteur de tension durant chaque cycle de modulation ou période d'échantillonnage T_z . À chaque période de commutation de l'onduleur le vecteur \vec{v}_{ref} , projeté sur ses deux vecteurs adjacents assure le calcul des temps de commutation figure II.9

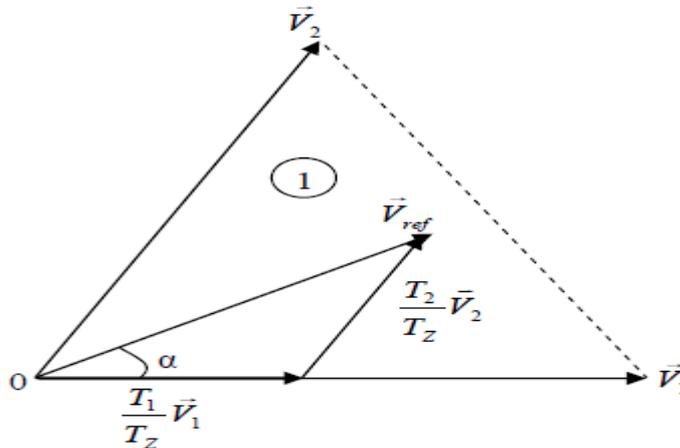


Fig II.9. Tension de référence comme combinaison de deux vecteurs adjacents dans le secteur 1

Dans ce qui suit T_K dénote la demi période de l'application de \vec{V}_K (l'état *on*), T_0 est le de mi-temps de l'état-nul, la somme des temps de conduction T_0, T_K, T_{K+1} doit être égale à la demi période de commutation de l'onduleur T_z , on aura alors:

$$T_0 + T_K + T_{K+1} = \frac{T_z}{2} \quad (I.45)$$

$$\int_0^{\frac{T_z}{2}} \vec{V}_{ref} \cdot \vec{u} \, dt = \int_0^{T_0} \vec{v}_0 \cdot \vec{u} \, dt + \int_{\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2} + T_K} \vec{v}_K \cdot \vec{u} \, dt + \int_{\frac{T_0}{2} + T_K}^{\frac{T_0}{2} + T_K + T_{K+1}} \vec{v}_{K+1} \cdot \vec{u} \, dt + \int_{\frac{T_0}{2} + T_K + T_{K+1}}^{\frac{T_z}{2}} \vec{v}_7 \cdot \vec{u} \, dt \quad (I.46)$$

En tenant compte que $\vec{V}_0 = \vec{V}_7 = \vec{0}$, et \vec{V}_{ref} est constant pendant la période de commutation, et du fait que \vec{V}_K et \vec{V}_{K+1} sont aussi constants, la relation (I-46) est réduite à ceci:

$$\vec{V}_{ref} \cdot \frac{T_z}{2} = \vec{v}_K \cdot T_K + \vec{v}_{K+1} \cdot T_{K+1} \quad (I.47)$$

En exprimant le vecteur tension \vec{V}_{ref} par ses composantes en $\alpha\beta$ nous aurons :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \frac{T_z}{2} = \frac{3}{2} U_{cc} \left(T_K \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{(K-1)\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\frac{(K-1)\pi}{3}\right) \end{bmatrix} + T_{K+1} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{K\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\frac{K\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \right) = \frac{3}{2} U_{cc} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{(K-1)\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{K\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\frac{(K-1)\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{K\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_K \\ T_{K+1} \end{bmatrix} \quad (I.48)$$

Où: k est déterminé à partir de la relation α .

Sachant que :

$$\frac{(K-1)\pi}{3} \leq \alpha \leq \frac{K\pi}{3} \quad (I.49)$$

La solution du système (I-48) conduit au résultat suivant:

$$\begin{bmatrix} T_K \\ T_{K+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{T_z}{U_{cc}} \cdot \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{K\pi}{3}\right) & -\cos\left(\frac{K\pi}{3}\right) \\ -\sin\left(\frac{(K-1)\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{(K-1)\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (I.50)$$

Le temps T_0 est défini à partir de la relation (I-45) :

$$T_0 = \frac{T_z}{2} - T_1 + T_2 \quad (I.51)$$

Sachant que, $\vec{v}_{ref} = v_{ref} \cdot e^{j\alpha} = V_{ref} \cdot (\cos(\alpha) + j \cdot \sin(\alpha))$, le système (I-50) devient:

$$\begin{bmatrix} T_K \\ T_{K+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{V_{ref}}{U_{CC}} \cdot T_Z \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{K\pi}{3}\right) & -\cos\left(\frac{K\pi}{3}\right) \\ -\sin\left(\frac{(K-1)\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{(K-1)\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) \\ \sin(\alpha) \end{bmatrix} \quad (I.52)$$

Si par exemple, $0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3}$, alors le vecteur \vec{V}_{ref} se situe au secteur 1, donc (I.52) donne:

$$\begin{cases} T_1 = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{V_{ref}}{U_{CC}} \cdot T_Z \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \\ T_2 = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{V_{ref}}{U_{CC}} \cdot T_Z \cdot \sin(\alpha) \\ T_0 = \frac{T_Z}{2} - T_K + T_{K+1} \end{cases} \quad (I.53)$$

➤ **Détermination des séries d'impulsions pour chaque bras de l'onduleur**

Afin d'obtenir de performance optimum en harmoniques (moins d'harmoniques en sortie), et une fréquence de commutation minimum pour chaque composant de puissance, l'ordre des états est arrangé tels que la transition d'un état au prochain est exécuté en commutant seulement un bras de l'onduleur.

Pour cela, le modèle d'impulsion symétrique ou méthode à états-nuls symétriques, est utilisée, ainsi pour les secteurs impair ($K=1,3,5$) la séquence est la suivante : $\vec{V}_0 \vec{V}_K \vec{V}_{K+1} \vec{V}_7 \vec{V}_{K+1} \vec{V}_K \vec{V}_0$, et pour les secteurs pairs ($K=2,4,6$) la séquence est: $\vec{V}_0 \vec{V}_{K+1} \vec{V}_K \vec{V}_7 \vec{V}_K \vec{V}_{K+1} \vec{V}_0$,

figure II.10 [REZ09].

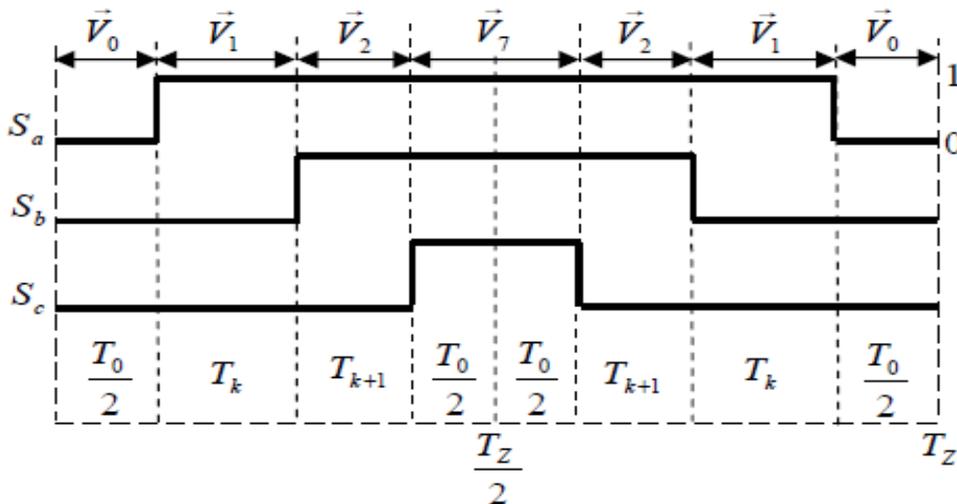


Fig II.10. Signaux de commande dans le cas où \vec{V}_{ref} est au secteur 1

Les figures II.11 illustrent l'analyse qui vient d'être décrit pour chaque secteur.

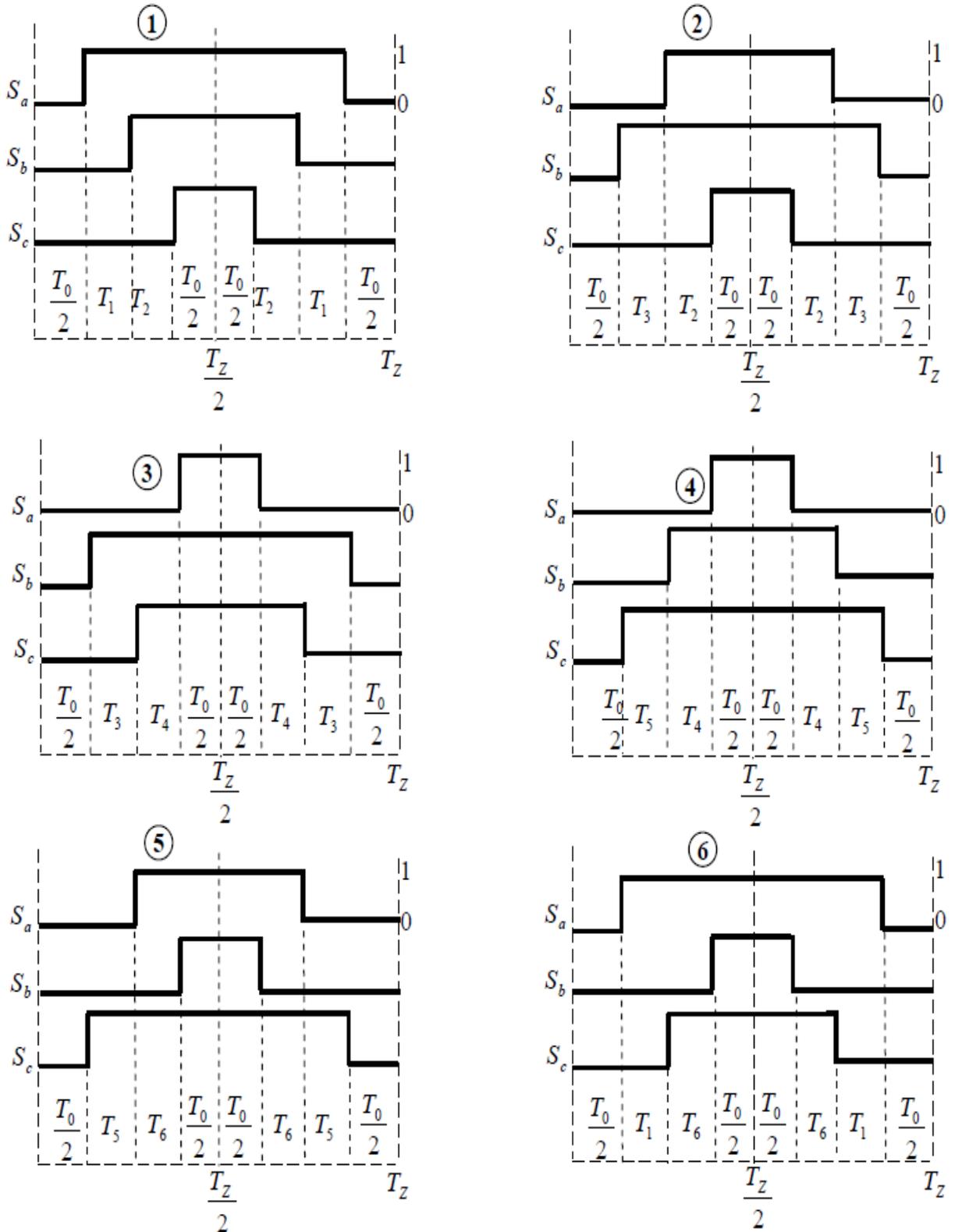


Fig II.11. Signaux de commande pour chaque secteur

Donc on présente L'allure de tension de sortie de l'onduleur a MLI vectorielle avec leu harmonique

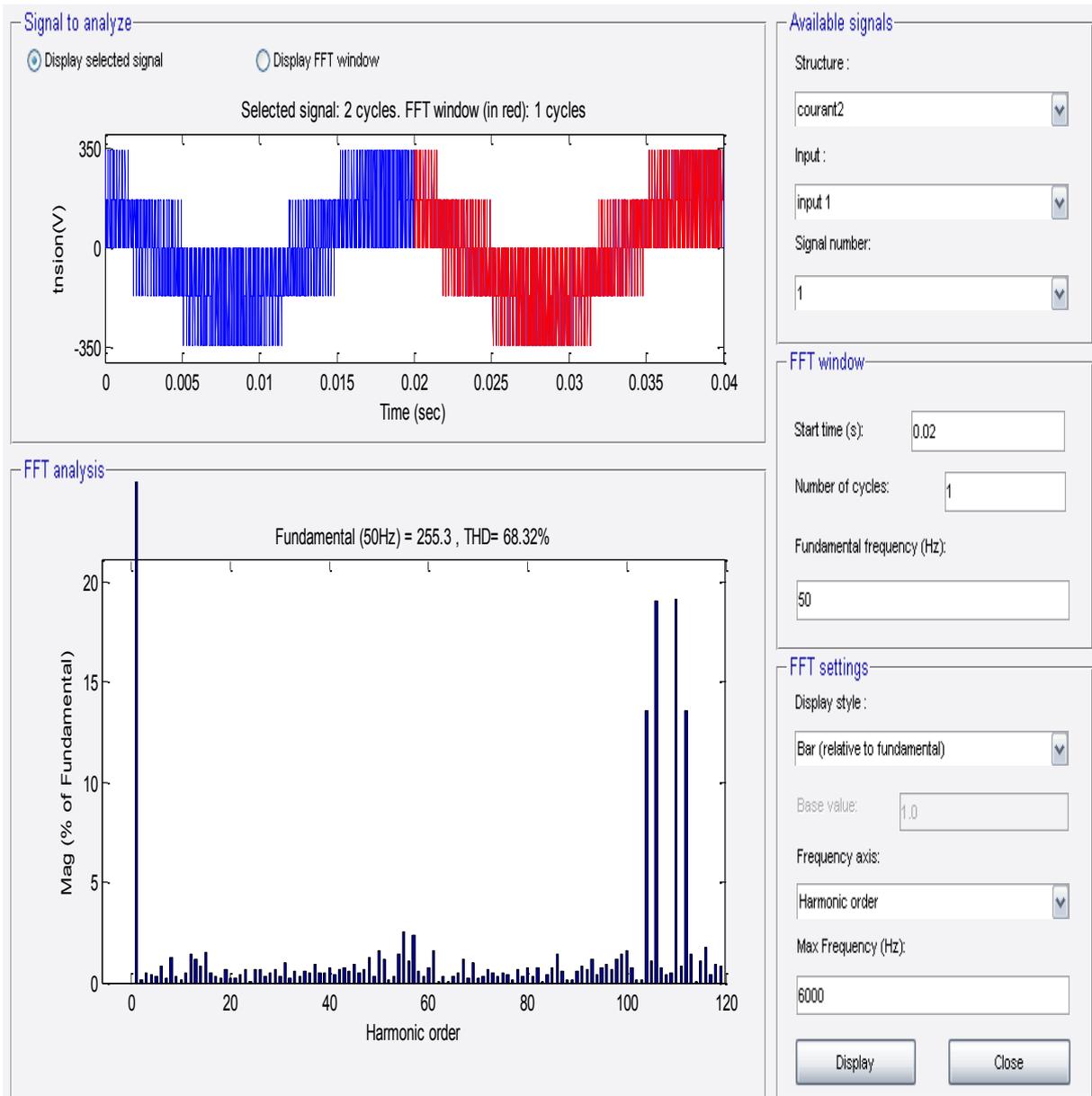


Fig II.12. la tension de sortie de l'onduleur a MLI vectorielle

II.7. Simulation et interprétation

Nous avons simulé la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à MLI vectorielle, figure (II-13) présente démarrage à vide, figure (II-14) présente démarrage à vide, avec application d'un couple de charge de (10N.m) a l'intervalle $t = [0,5-0,7]$, les

grandeurs simulées sont les variables d'état (i_{sd} , i_{sq} , Φ_{rd} , Φ_{rq}) ainsi que le couple, la vitesse de rotation et le courant statorique i_{as} .

II.7.1 Résultats de simulation

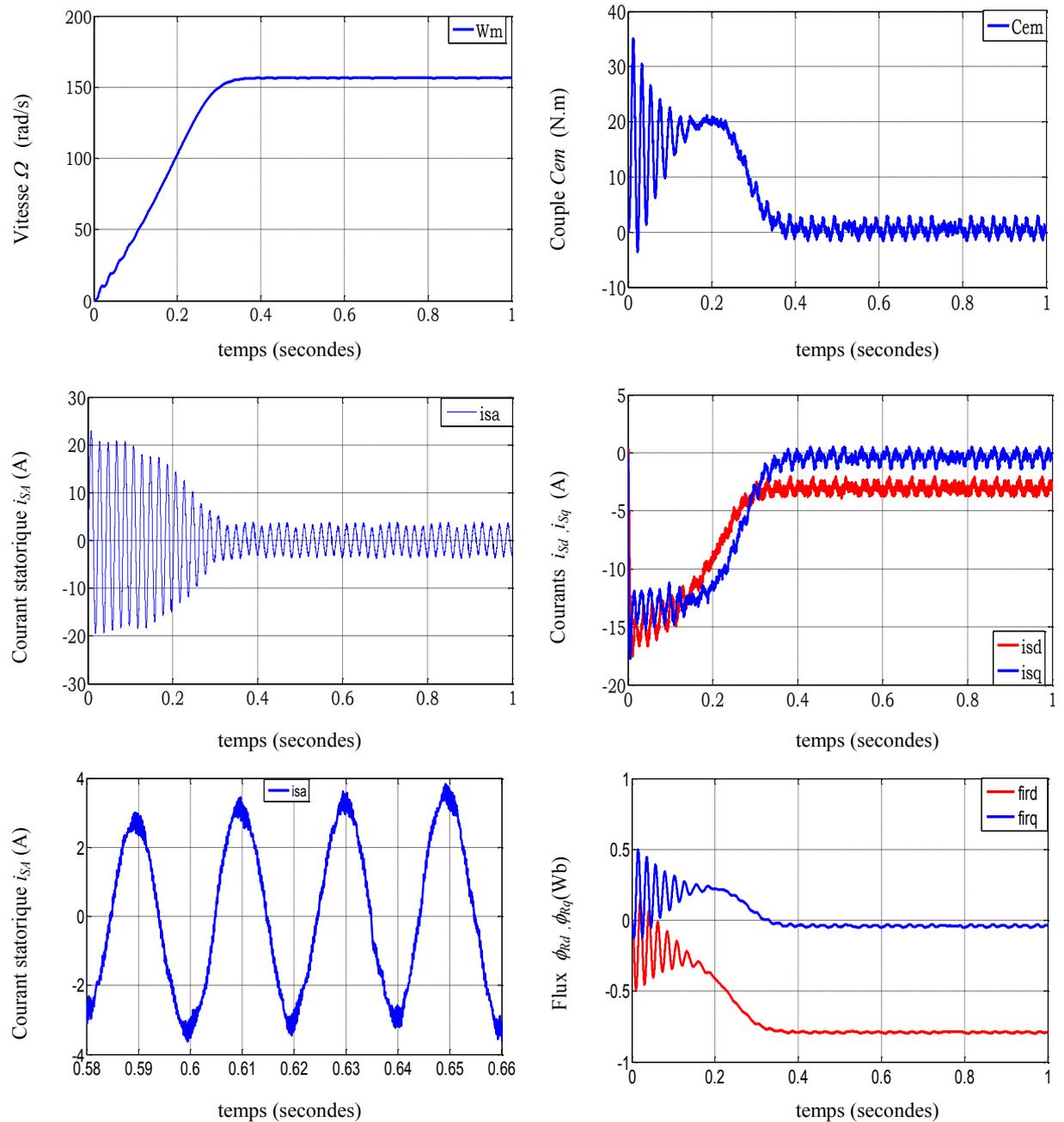


Fig II.13. Démarrage direct du procédé [MAS +onduleur] à vide

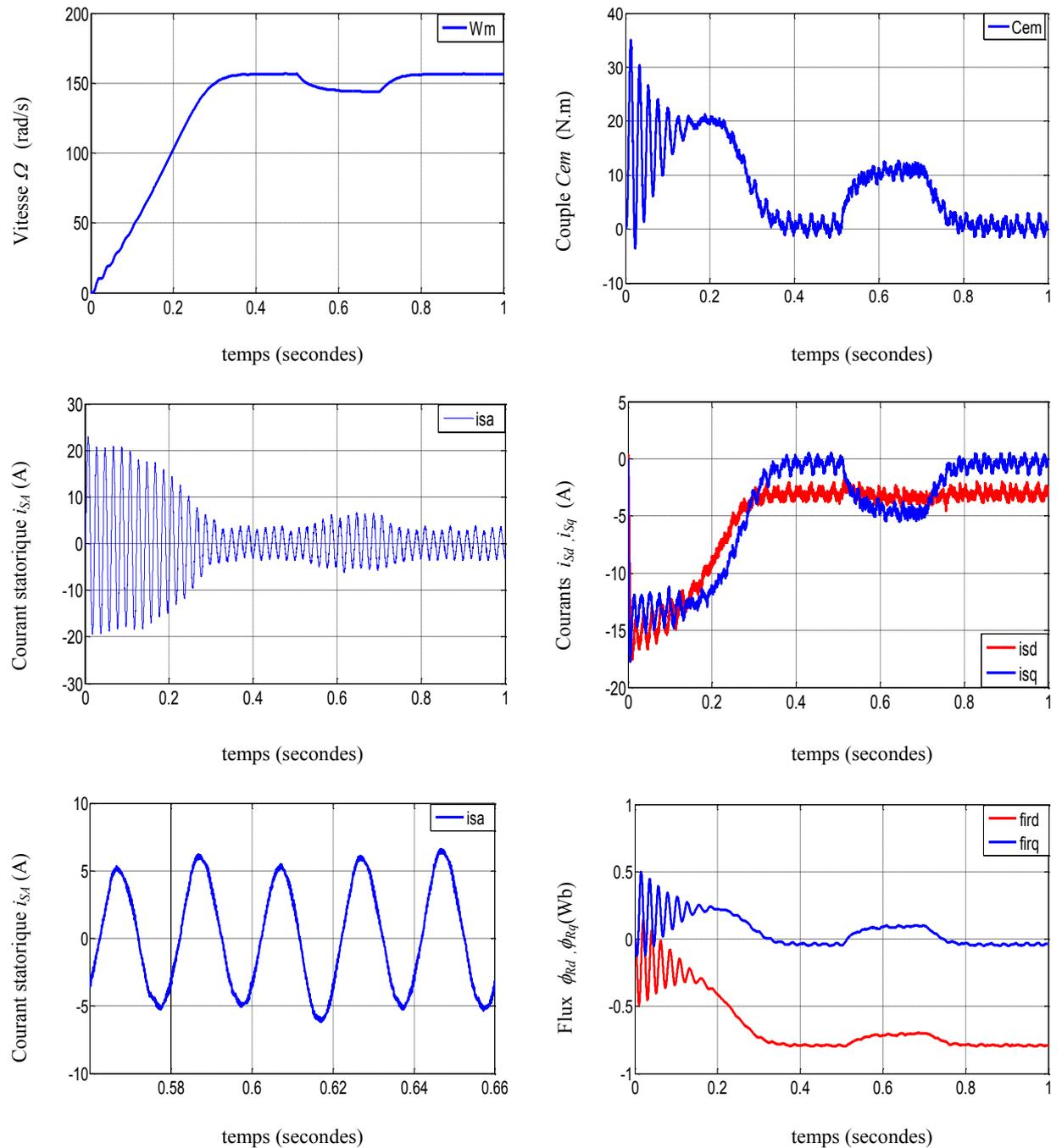


Fig II.14. Démarrage direct du procédé [MAS + onduleur] à vide avec application d'un échelon de couple résistant de 10 N.m à 0.5seconde, puis sa suppression à 0.7 seconde

II.7.2 Interprétation

D'après les Figures II.13 ($C_r=0\text{N.m}$) on constate que :

➤ Pour la vitesse

La courbe de la vitesse présente des oscillations dans le premier instant de démarrage avec un accroissement presque linéaire, après un temps d'environ 0.3sec la vitesse de rotation s'établit à une valeur synchronisme de 157 rad/sec c'est-à-dire en régime permanent.

➤ Pour le courant statorique

Au démarrage de la machine il y a fort appel de courant avec une amplitude maximale de 22A jusque de 0.3s après ce temps l'amplitude est diminuée à 3.8A et reste constant sous forme sinusoïdale.

➤ Pour le couple électromagnétique

La croissance de la vitesse au démarrage et due la présence du fort couple électromagnétique très important jusqu'à 35N.m suivi d'un nombre d'oscillations avant de se stabiliser à zéro en régime permanent.

Maintenant la figure II.14 $C_r=10\text{N.m}$ à l'instant [0.5, 0.7]:

On a observé que légère diminution de vitesse à 148 rad/sec à l'instant d'application de charge [0.5, 0.7] et pour le courant statorique augment à cause de l'augmentation de couple ce dernier tend vers la valeur nominale de 10 N.m.

II.8. Théorie de la commande vectorielle de la MAS

Il est aujourd'hui possible d'obtenir des machines asynchrones aussi performantes que des machines à courant continu. La machine à courant continu à excitation indépendante offre comme principal avantage d'être facilement commandable, le couple et le flux sont découplés et contrôlables indépendamment. Le flux est contrôlé de l'inducteur et le couple est contrôlé par le courant d'induit. Cependant, pour la machine asynchrone, l'expression du couple électromagnétique et complexe, elle ne ressemble pas à celle d'une machine à courant continu ou le découplage entre le réglage du flux et celui de couple est naturel.

On se retrouve donc confronté à une difficulté supplémentaire pour contrôler ce couple. La commande vectorielle vient de régler ce problème de découplage entre le réglage du flux et celui de couple [ACH07].

II.8.1 Principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique est actuellement considérée comme la technique la plus utilisée pour les entraînements à vitesse variable des machines asynchrones. Elle permet un contrôle de la vitesse et du couple, avec des performances statiques et dynamiques élevées, ainsi qu'une maîtrise excellente des régimes transitoires. Le but recherché lors de sa conception est d'obtenir une situation identique à celle rencontrée dans la machine à courant continu en séparant la commande du flux de celle du couple, l'orthogonalité entre les vecteurs flux et courant étant la condition optimale de production du couple maximal. L'objectif est donc de réaliser un découplage efficace entre ces deux grandeurs. La machine asynchrone ne présentant pas la configuration classique [inducteur-induit] à deux alimentations distinctes, il est difficile de mettre en évidence un courant générateur de flux d'un courant générateur de couple [BUC 01].

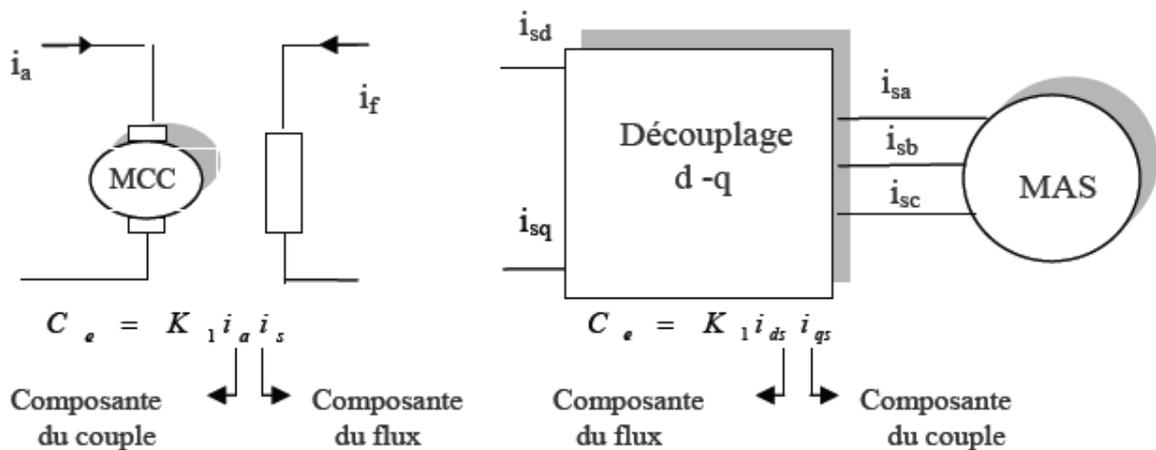


Fig II.15. Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'un MAS

Dans cette optique on exploite le modèle dynamique du moteur asynchrone représenté dans le repère de Park. La commande vectorielle consiste à choisir un système d'axe diphasé (d, q) et à l'orienter suivant le flux rotorique, le flux statorique ou le flux d'entrefer. L'orientation du référentiel selon le flux rotorique est la plus utilisée, celle-ci éliminant l'influence des réactances de fuites rotoriques et statoriques en donnant les meilleurs résultats [MEC08].

Pour simplifier la commande, il est nécessaire de faire un choix judicieux de référentiel. On se place donc dans un référentiel dq lié au champ tournant tel que l'axe d coïncide avec la direction désiré du flux.

Donc Le principe de la commande vectorielle est base sur le choix de repère de référence [CAR 95] lie aux flux qu'on désire orienter.

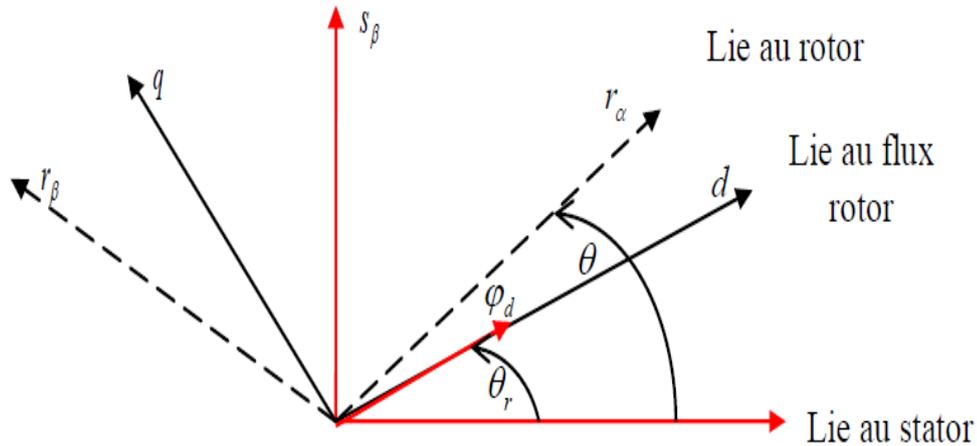


Fig II.16. Illustration de l'orientation de flux

Dans le modèle biphasé de la machine asynchrone, nous choisissons un référentiel lie au champ tournant, telle sorte que l'axe d de ce référentiel coïncide avec un des trois flux de la machine (statorique, rotorique ou entrefer),

Le flux rotorique avec la condition : $\phi_{rd} = \phi_r$ et $\phi_{rq} = 0$;

Le flux statorique avec la condition : $\phi_{sd} = \phi_s$ et $\phi_{sq} = 0$;

Le flux d'entrefer avec la condition : $\phi_{de} = \phi_e$ et $\phi_{qe} = 0$;

II.8.2 Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté

Le contrôle du flux statorique ou du flux d'entrefer n'assure pas un découplage total entre le couple et celui du flux. Nous nous limitons à étudier le principe de la commande vectorielle avec orientation de l'axe d suivant l'axe du flux rotorique. Elle présente des meilleures performances par rapport aux autres techniques d'orientation [MER 08].

Dans cette optique on exploite le modèle dynamique du moteur asynchrone représenté dans le repère de Park. La commande vectorielle consiste à choisir un système d'axe diphasé (dq) et à l'orienté suivant le flux rotorique, le flux statorique ou le flux d'entrefer. L'orientation du référentiel selon le flux rotorique est la plus utilisée, celle-ci éliminant l'influence des réactances de fuites rotoriques et statoriques en donnant les meilleurs résultats [BAG 99].

Nous avons vu que le couple en régime transitoire (quelconque) s'exprime dans le repère dq comme un produit croisé de courants ou de flux. Si nous reprenons l'écriture:

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{M_{sr}}{L_r} (\phi_{rd} \cdot i_{sq} - \phi_{rq} \cdot i_{sd}) \quad (\text{II.54})$$

On s'aperçoit que si l'on élimine le deuxième produit ($\phi_{rq} \cdot i_{sd}$), alors le couple ressemblerait fort à celui d'une MCC.

Il suffit, pour ce faire, d'orienter le repère dq de manière à annuler la composante de Flux en quadrature. C'est-à-dire, de choisir convenablement l'angle de rotation de Park de sorte que le flux rotorique soit entièrement porté sur l'axe direct (d) et donc d'avoir :

$$\phi_{rd} = \phi_r \quad \text{et} \quad \phi_{rq} = 0 \quad (\text{II.55})$$

$$\phi_r = \sqrt{\phi_{rd}^2 + \phi_{rq}^2} \quad (\text{II.56})$$

Le couple s'écrit :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{M_{Sr}}{L_r} \cdot \phi_r \cdot i_{sq} \quad (\text{II.57})$$

Alors : L'expression du couple développé par une MCC même que la MAS.

Après les équations (II.30) du modèle dynamique du moteur défini précédemment, et la relation (II.2), nous obtenons le système suivant :

$$\frac{di_{sd}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma \cdot T_s} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) \cdot i_{sd} + \omega_s \cdot i_{sq} + \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M_{Sr} \cdot T_r}\right) \cdot \phi_r + \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \cdot v_{sd} \quad (\text{II.58b})$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s \cdot i_{sd} - \left(\frac{1}{\sigma \cdot T_s} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) \cdot i_{sq} - \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M_{Sr}} \cdot \omega\right) \cdot \phi_r + \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \cdot v_{sq} \quad (\text{II.58b})$$

$$\frac{d\phi_{rd}}{dt} = \frac{M_{Sr}}{T_r} \cdot i_{sd} - \frac{1}{T_r} \cdot \phi_{rd} \quad (\text{II.58c})$$

$$0 = \frac{M_{Sr}}{T_r} \cdot i_{sq} - \omega_r \cdot \phi_{rd} \quad (\text{II.5d})$$

A l'aide de transformée de Laplace nous obtenons :

$$\phi_{rd} = \frac{M_{Sr}}{1 + T_r \cdot S} \cdot i_{sd} \quad (\text{II.59a})$$

En régime permanent le flux rotorique aura pour expression :

$$\phi_{rd} = M_{Sr} \cdot i_{sd} \quad (\text{II.60b})$$

Il existe des méthodes de commande vectorielle directe et indirecte :

Dans la commande indirect, l'angle de Park est calculer à partir de la pulsation statorique, elle –même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique.

En ce qui concerne commande vectorielle directe, l'angle de Park est calculé directement à l'aide des grandeurs mesurées ou estimée [BAG 99].

II.8.3 Découplage entrée-sortie

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pouvons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono variables évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives.

Différentes techniques existent : découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, et découplage par compensation. Nous présenterons ce dernier type de découplage.

Découplage par compensation

Les expressions v_{sd} et v_{sq} permettent respectivement le réglage de flux et du couple, mais il existe entre deux processus un couplage non linéaire du a la présence de terme dans l'expression suivant [CAR 95].

Le principe revient à définir deux variables de commande V_{ds} et V_{qs} .

$$v_{sd} = \left(R_S + R_r \frac{M_{Sr}^2}{L_r^2} \right) \cdot i_{sd} + \sigma \cdot L_S \cdot \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_S \cdot \sigma \cdot L_S \cdot i_{sq} - \frac{M_{Sr}}{L_r^2} \cdot R_r \cdot \phi_r \quad (\text{II.61 a})$$

$$v_{sq} = \left(R_S + R_r \frac{M_{Sr}^2}{L_r^2} \right) \cdot i_{sq} + \sigma \cdot L_S \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_S \cdot \sigma \cdot L_S \cdot i_{sd} + \frac{M_{Sr}}{L_r} \cdot \omega \cdot \phi_r \quad (\text{II.62 b})$$

Il est donc intéressant d'introduire, dans le cas de moteur commandés en tension un découplage entre les actions des axes d et q afin d'améliorer les performances de l'association faite entre la machine et sa commande [MEC 08].

Le découplage rend les axes d et q complètement indépendant et permet surtout d'écrire les équations de la machine et de la partie commande d'une manière simple et aussi de calculer les coefficients des régulateurs [BAG 99].

Les expressions (II.7a) et (II.7b) mettent en évidence deux processus électromagnétiques monovariables et couplés par les grandeurs de perturbations [CAR 95].

Ces grandeurs ont pour expressions :

$$e_{sd} = -\omega_S \cdot \sigma \cdot L_S \cdot i_{sq} - \frac{M_{Sr}}{L_r^2} \cdot R_r \cdot \phi_r \quad (\text{II.63 a})$$

$$e_{sq} = +\omega_S \cdot \sigma \cdot L_S \cdot i_{sd} + \frac{M_{Sr}}{L_r} \cdot \omega \cdot \phi_r \quad (\text{II.64 b})$$

La méthode de compensation statique consiste à introduire des termes, dits f.e.m (s) de compensation \tilde{v}_{sd} et \tilde{v}_{sq} identiques à ceux responsables du couplage, mais de signes opposés de manière à supprimer leur influence et donc à séparer les actions mutuelles sur les deux axes d et q . Leurs expressions sont données par les relations :

$$\tilde{v}_{sd} = \tau \cdot L_S \cdot i_{sq} + \frac{M_{Sr}}{L_r^2} \cdot R_r \cdot \phi_r \tag{II.65 a}$$

$$\tilde{v}_{sq} = \sigma \cdot L_S \cdot i_{sd} - \frac{M_{Sr}}{L_r} \cdot \omega \cdot \phi_r \tag{II.65 b}$$

En substituant les relations (I.26) et (II.5d) dans l'équation (II.9b) on peut exprimer le terme \tilde{v}_{sd} sous une nouvelle forme :

$$\tilde{v}_{sd} = \sigma \cdot L_S \cdot i_{sd} - \frac{M_{Sr}}{L_r} \cdot \omega_s \cdot \phi_r + \frac{M_{Sr}^2}{L_r \cdot T_r} \cdot i_{sq} \tag{II.65 c}$$

On peut alors définir deux nouvelles variables de commande V_{sd1} et V_{sq1} telles que :

$$V_{sd1} = \left(R_S + R_r \cdot \frac{M_{Sr}}{L_r^2} \right) \cdot i_{sd} + \sigma \cdot L_S \cdot \frac{di_{sd}}{dt} \tag{II.66 a}$$

$$V_{sq1} = \left(R_S + R_r \cdot \frac{M_{Sr}}{L_r^2} \right) \cdot i_{sq} + \sigma \cdot L_S \cdot \frac{di_{sq}}{dt} \tag{II.66 b}$$

Les tensions directe et quadratique V_{sd} et V_{sq} sont alors reconstituées à partir des deux variables V_{sd1} et V_{sq1} et des termes de compensation \tilde{v}_{sd} et \tilde{v}_{sq} , comme exprimés par les relations (II.11).

$$V_{sd} = V_{sd1} - \tilde{v}_{sd} \tag{II.67 a}$$

$$V_{sq} = V_{sq1} - \tilde{v}_{sq} \tag{II.67 b}$$

Grace à cette technique de découplage illustrée sur la figure II.3, si la compensation est correcte (c'est-à-dire si : $\tilde{v}_{sd} = -\tilde{v}_{sd}$), l'action sur l'une des entrées n'engendra aucune variation sur l'autre sortie.

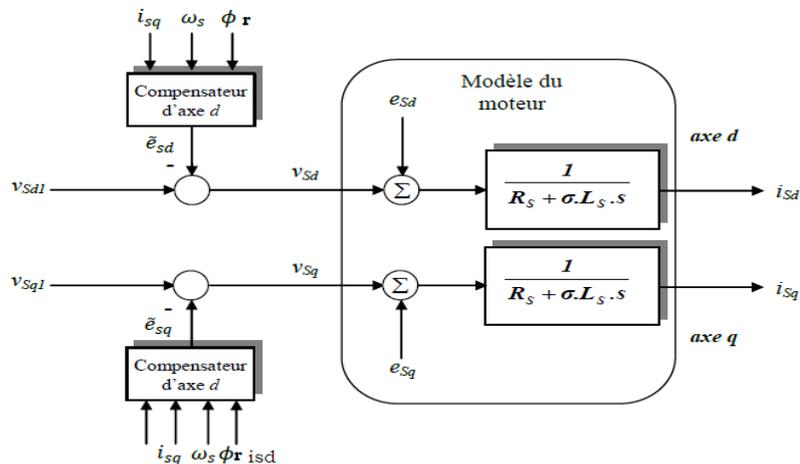


Fig II.17. Principe du découplage par compensation statique

On peut remarquer que ce type de découplage exploite les valeurs des courants acquis à la période d'échantillonnage considérée, mais par la même occasion, reporte leur bruit sur les références de tension [BAG 99].

II.8.4 Commande vectorielle indirecte

Principe

Dans le contrôle vectoriel direct, on effectue une régulation du flux qui nécessite la connaissance de celui-ci, alors que dans le contrôle vectoriel indirect, on s'affranchit de la connaissance de ce flux en faisant quelques approximations. Le contrôle indirect, proposé par HASSE (feedforward control), utilise un modèle inverse déduit du modèle de la machine exprimé dans le repère du flux rotorique.

Dans ce cas précis et si la machine est contrôlée en courant, le découplage est obtenu par le fait que le flux et le couple moteur sont contrôlés indépendamment par les composantes du vecteur statorique [BOU09].

Dans cette méthode, le flux rotorique n'est pas régulé, donc on n'a pas besoin ni de capteur, ni d'estimateur ou d'observateur de flux. La position du flux doit être connue pour effectuer les changements des coordonnées, ceci exige la présence d'un capteur de position du rotor [TAH05], [BEN05].

Si le module réel du flux rotorique n'est pas exploité, sa position elle, doit être connue à tout instant pour effectuer les changements de coordonnées [CAR05], [MIL07].

Alors l'angle de Park $\hat{\theta}_s$ est calculé à partir de la pulsation, elle-même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique ω_r .

$$\omega_s = \omega + \omega_r = p \cdot \Omega + \frac{M_{Sr}}{T_r \cdot \phi_{rd}} \cdot i_{sq} \quad (\text{II.68 a}) \quad \hat{\theta}_s = \int \omega_s \cdot dt \quad (\text{II.68 b})$$

II.8.5 Structure d'une commande vectorielle indirecte

La figure II.18 représente un exemple de structure d'une commande vectorielle indirecte dont l'objectif est d'assurer la régulation de la vitesse d'un moteur asynchrone triphasé.

On y remarque l'absence de la boucle de la régulation du flux rotorique, celui-ci étant contrôlé en boucle ouverte. Par contre, comme pour la méthode directe, on utilise le bloc de

défluxage qui impose la référence de flux rotorique, le bloc de compensation assurant le découplage des deux axes d et q , les deux boucles de courant, les blocs des transformations de Park directe et inverse, et enfin la boucle externe de régulation de vitesse.

La commande vectorielle indirecte est la plus simple à mettre en œuvre, en effet son avantage principal réside dans le fait qu'elle ne nécessite pas de régulation du flux rotorique.

Les deux techniques de commande vectorielle donnent pratiquement des résultats similaires, la cause en est que pour la méthode directe l'estimation du flux est faite à partir des mêmes paramètres que l'on emploie dans le cas du contrôle indirect.

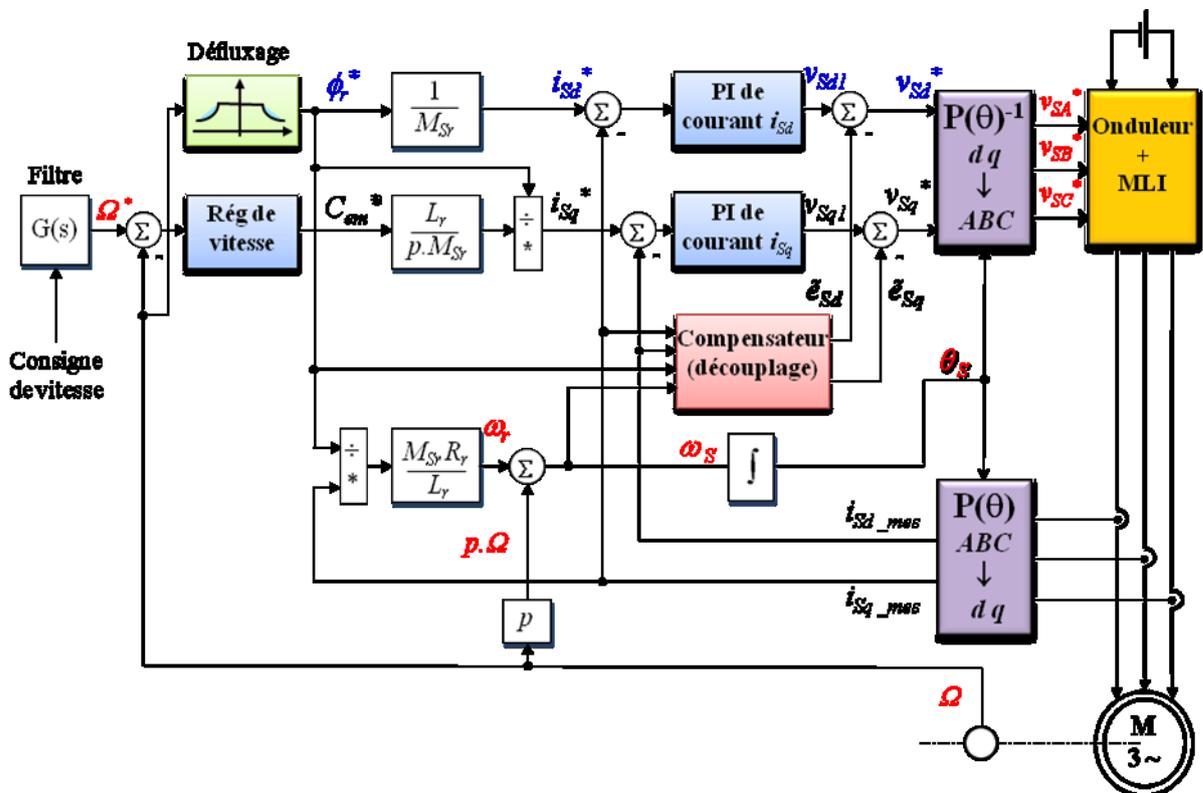


Fig II.18. Schéma de principe d'une commande vectorielle indirecte pour MAS triphasé

Des limitations devront être envisagées dans les boucles de régulation des courants, leurs sorties représentant les images des tensions statoriques triphasées à appliquer au moteur, elles ne doivent pas dépasser la valeur maximale admissible par l'onduleur [MEC08].

II.8.6 Synthèse des différents régulateurs

La commande vectorielle utilisée dans cette partie de la mémoire est une commande indirecte par orientation du flux rotorique.

Par rapport au schéma déjà introduit au paragraphe précédent, il est intéressant d'ajouter des termes de découplage afin de rendre des axes d et q complètement indépendants.

Ce découplage permet surtout d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer les coefficients des régulations.

A partir de ces points, des différentes techniques de commandes sont utilisées afin de remplir le cahier de charge de la commande, techniques classiques ou avancées. L'une des techniques classiques consiste à utiliser les régulateurs type proportionnel et intégral PI dont les coefficients sont calculés à partir des paramètres de la machine à commander.

Les régulateurs à action proportionnelle-intégrale PI sont très répandus dans le domaine de la commande des machines électriques, l'action du régulateur proportionnelle assure la rapidité de la réponse dynamique, et l'action du régulateur intégral élimine l'erreur statique en régime permanent. Dans notre commande il y a trois régulateurs PI, deux pour la régulation de la vitesse, et deux pour les courants i_{sd} et i_{sq} [REZ 09].

Régulateurs PI de courant

Pour les courants, direct et de quadrature, nous mettons en évidence deux boucles de régulation symétriques munit de régulateurs définis par les paramètres (K_{pd} , K_{id}) et (K_{pq} , K_{iq}).

Considérons l'axe direct, la relation (II.10a) nous permet d'écrire :

$$\frac{I_{sd}}{V_{sd1}} = \frac{1}{R_s \cdot (1 + \sigma \cdot T_s \cdot s)} \quad (\text{II.69})$$

Le schéma fonctionnel de la régulation du courant direct est représenté sur la figure II.19:

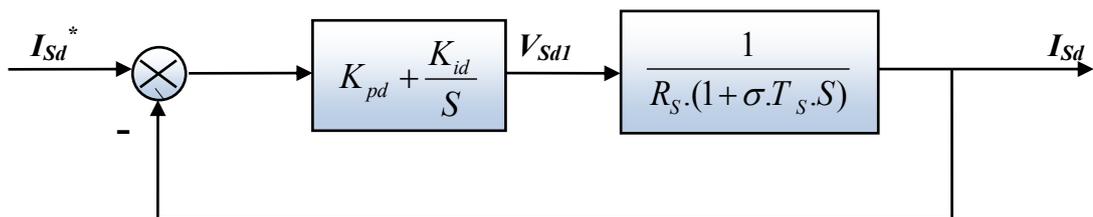


Fig II.19. Schéma bloc de la boucle de régulation de la composante i_{sd} du courant statorique

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$G_{do}(s) = \frac{I_{sd}}{I_{sd}^*} = \frac{K_{pd} + \frac{K_{id}}{S}}{R_s + \sigma \cdot L_s \cdot S} \quad (\text{II.70a})$$

En boucle fermée, on obtient une fonction de transfert de la forme :

$$G_{dF}(s) = \frac{I_{Sd}^*}{I_{Sd}} = \frac{\frac{K_{pd} \cdot S + K_{id}}{\sigma \cdot L_S}}{S^2 + \left(\frac{R_S + K_{pd}}{\sigma \cdot L_S} \right) \cdot S + \frac{K_{id}}{\sigma \cdot L_S}} \quad (II.70.b)$$

Son polynôme caractéristique met en évidence une dynamique du deuxième ordre :

$$P(s) = S^2 + \left(\frac{R_S + K_{pd}}{\sigma \cdot L_S} \right) \cdot S + \frac{K_{id}}{\sigma \cdot L_S} \quad (II.71)$$

Imposons deux pôles complexes et conjugués à parties réelles négatives tels que :

$$S_{1,2} = \rho_d (-1 \pm j) \quad (II.72)$$

Le polynôme définissant la dynamique désirée prend alors la forme suivante :

$$P_d(s) = S^2 + 2 \cdot P_d \cdot S + 2 \cdot P_d^2 \quad (II.73)$$

On obtient les expressions donnant les paramètres du régulateur en identifiant terme à terme les deux équations (II.18) et (II.19) :

$$K_{pd} = 2 \cdot \sigma \cdot L_S \cdot P_d - R_S \quad (II.74a)$$

$$K_{id} = 2 \cdot \sigma \cdot L_S \cdot P_d^2 \quad (II.74b)$$

En choisissant des dynamiques identiques pour les deux boucles de courant :

$$K_{pd} = K_{pq} \quad \text{et} \quad K_{id} = K_{iq} \quad (II.74c)$$

Régulateur PI de vitesse

La boucle externe de régulation de vitesse sera définie par les paramètres (K_{pw} , K_{iw}). On établit, à partir de l'équation de la mécanique régissant la dynamique des corps en rotation, la relation liant la vitesse au couple électromagnétique :

$$\frac{\Omega}{C_{em} - C_r} = \frac{1}{(f_v + J \cdot S)} \quad (II.75)$$

La figure II.20 montre le schéma fonctionnel de la régulation de vitesse :

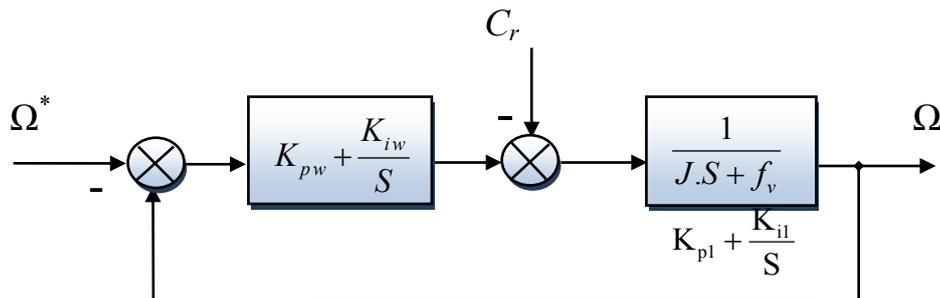


Fig II.20. Schéma-bloc de la régulation de vitesse

D'où nous pouvons déduire l'expression de la vitesse de rotation :

$$\Omega = \frac{1}{f_V + J \cdot S} \cdot \left(K_{P_w} + \frac{K_{id}}{S} \right) \cdot (\Omega^* - \Omega) - \frac{1}{f_V + J \cdot S} \cdot C_r \quad (\text{II.76a})$$

Après arrangement on obtient une nouvelle forme pour l'écriture de la vitesse :

$$\Omega = \frac{K_{P_w} + \frac{K_{iw}}{S}}{S^2 + \left(\frac{K_{P_w} + f_V}{J} \right) \cdot S + \frac{K_{iw}}{J}} \cdot \Omega^* - \frac{S}{S^2 + \left(\frac{K_{P_w} + f_V}{J} \right) \cdot S + \frac{K_{iw}}{J}} \cdot C_r \quad (\text{II.76b})$$

Ce qui fait apparaître un polynôme caractéristique définissant également une dynamique du deuxième ordre :

$$P(S) = S^2 + \left(\frac{K_{P_w} + f_V}{J} \right) \cdot S + \frac{K_{iw}}{J} \quad (\text{II.77})$$

De la même manière que précédemment, imposons deux pôles complexes et conjugués à parties réelles négatives et identifions terme à terme les polynômes caractéristiques et désirés. On peut alors exprimer les paramètres du régulateur de vitesse par les relations suivantes :

$$K_{P_w} = 2 \cdot P_w \cdot J - f_V \quad (\text{II.78})$$

$$K_{iw} = 2 \cdot P_w^2 \cdot J \quad (\text{II.79})$$

II.9. Simulation et interprétation

Dans le présent chapitre, Nous avons simulé la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à MLI vectorielle équipée à une commande vectorielle indirect à orientation du flux rotorique IFOC.

Nous proposons deux catégories de benchmarks.

- 1) L'une pour l'analyse des performances en poursuite pour différentes consignes de vitesse :
 - Une consigne rectangulaire faite d'échelon de 130 rad/s suivi par une inversion du sens de rotation à -130 rad/s à l'instant $t = 2s$, puis la vitesse est annulée à l'instant $t = 4.5s$;
 - Une consigne trapézoïdale faite d'échelon de 130 rad/s suivi par une inversion du sens de rotation à -130 rad/s à l'instant $t = 2s$, puis la vitesse est annulée à l'instant $t = 4.5s$;
 - une consigne de vitesse en marche d'escalier, constituée d'une succession de créneaux d'amplitudes respectives de 60, 90, 130, 90 et 60 rad/s, évoluant à chaque seconde ;
- 2) L'autre pour l'étude du comportement en régulation et vis à vis des incertitudes de charge, qui un couple de charge rectangulaire est introduit par l'application puis la suppression d'une

perturbation de charge de 10Nm aux instants successifs $t = 0.6s$ et $t = 1.1s$; la vitesse étant nulle à 4.5s, une autre perturbation de -10Nm est de nouveau appliquée.

La robustesse de la commande face aux incertitudes de charge traduites par changement de l'inertie moment (30% et 60%), résistance rotorique (25% et 50%), résistance statorique (20% et 40%)

Les résultats des tests est illustré sur les figures aux dessus.

- II.21 et II.22 pour les essais de poursuite,
- II.23 pour les essais de régulation,
- II.24 pour l'influence des variations du moment d'inertie,
- II.25 pour l'influence des variations de la résistance rotorique,
- II.26 pour l'influence des variations de la résistance statorique.

Résultats de simulation

➤ Tests de poursuite

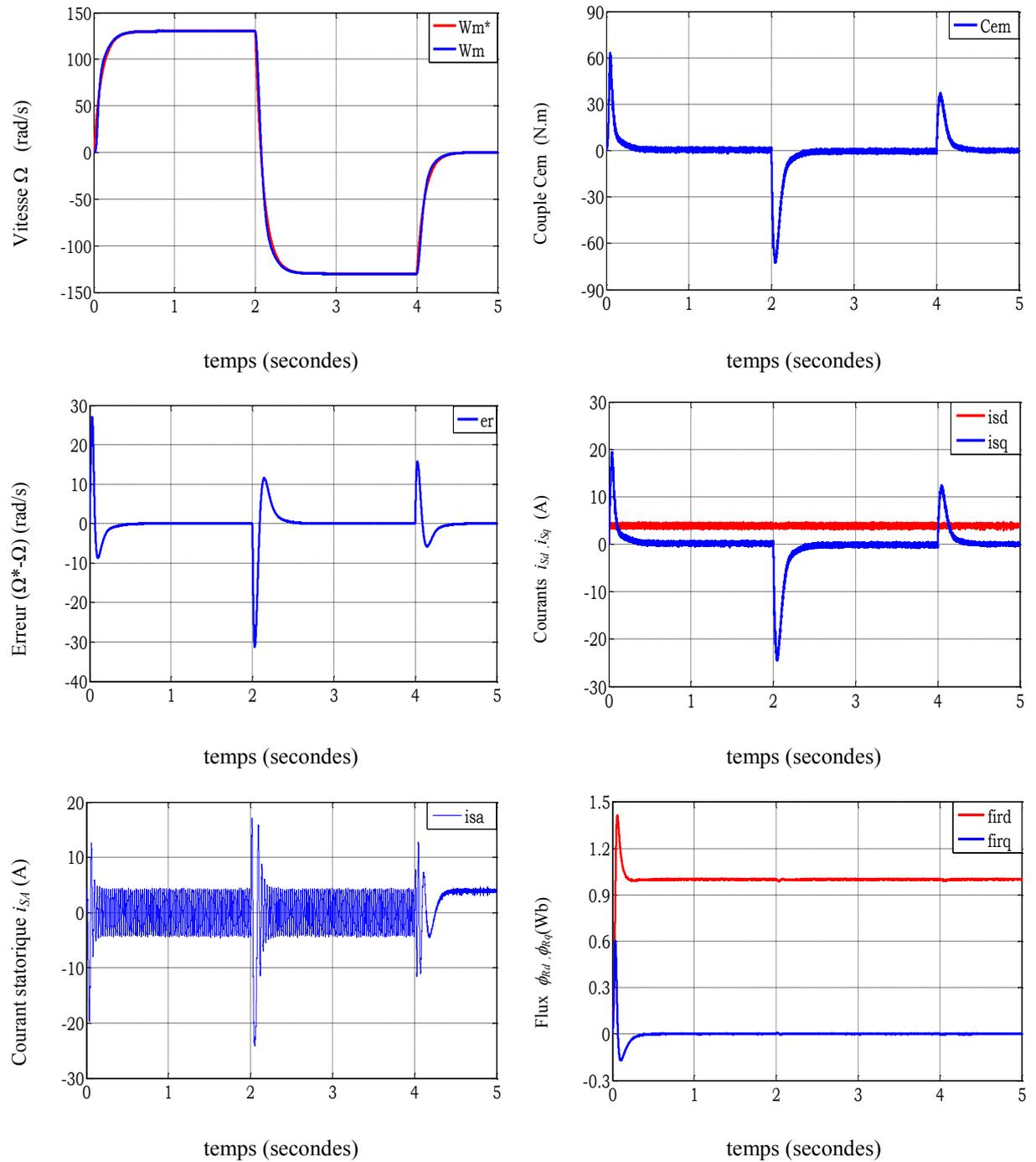


Fig II.21. Réponse du procédé à échelon de vitesse, suivi d'une version du sens de rotation

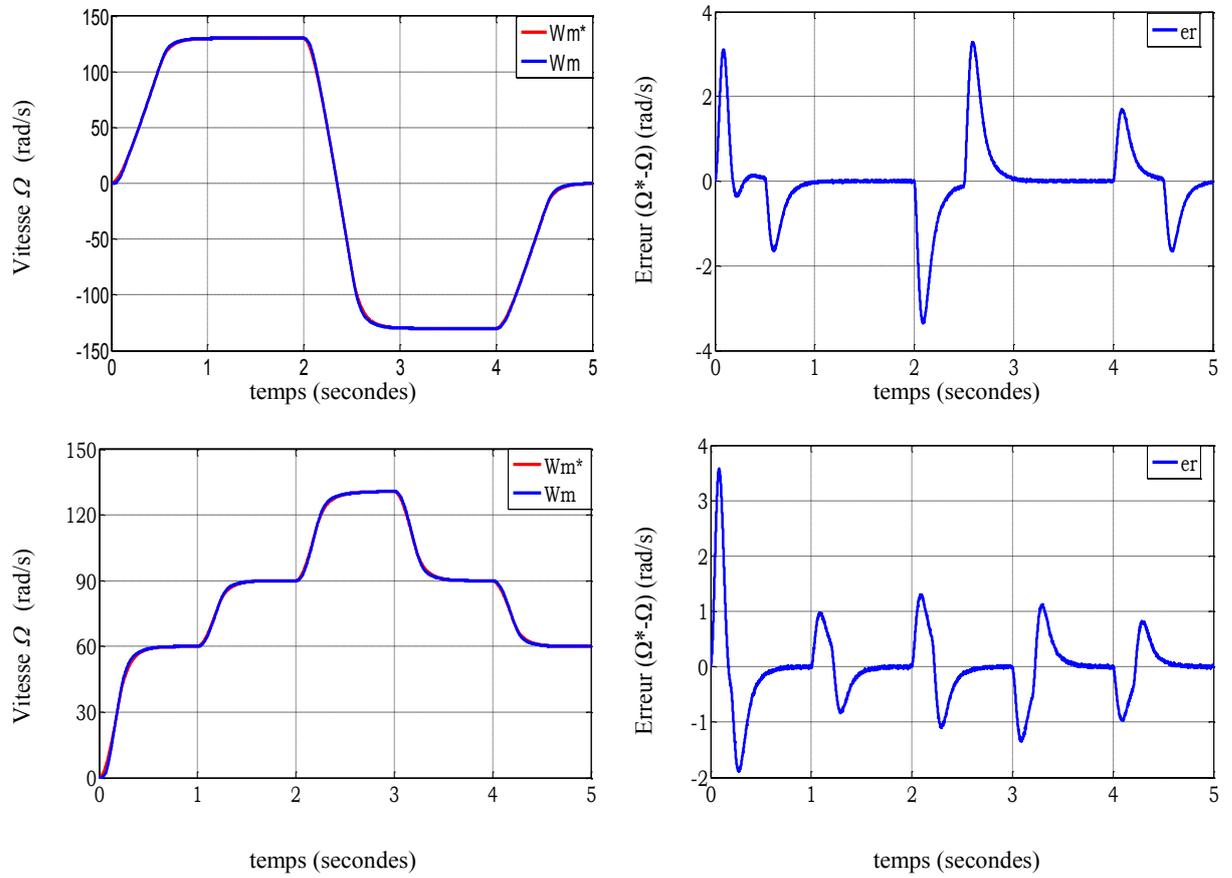


Fig II.22. Réponse du procédé à différentes consignes

➤ Tests de régulation

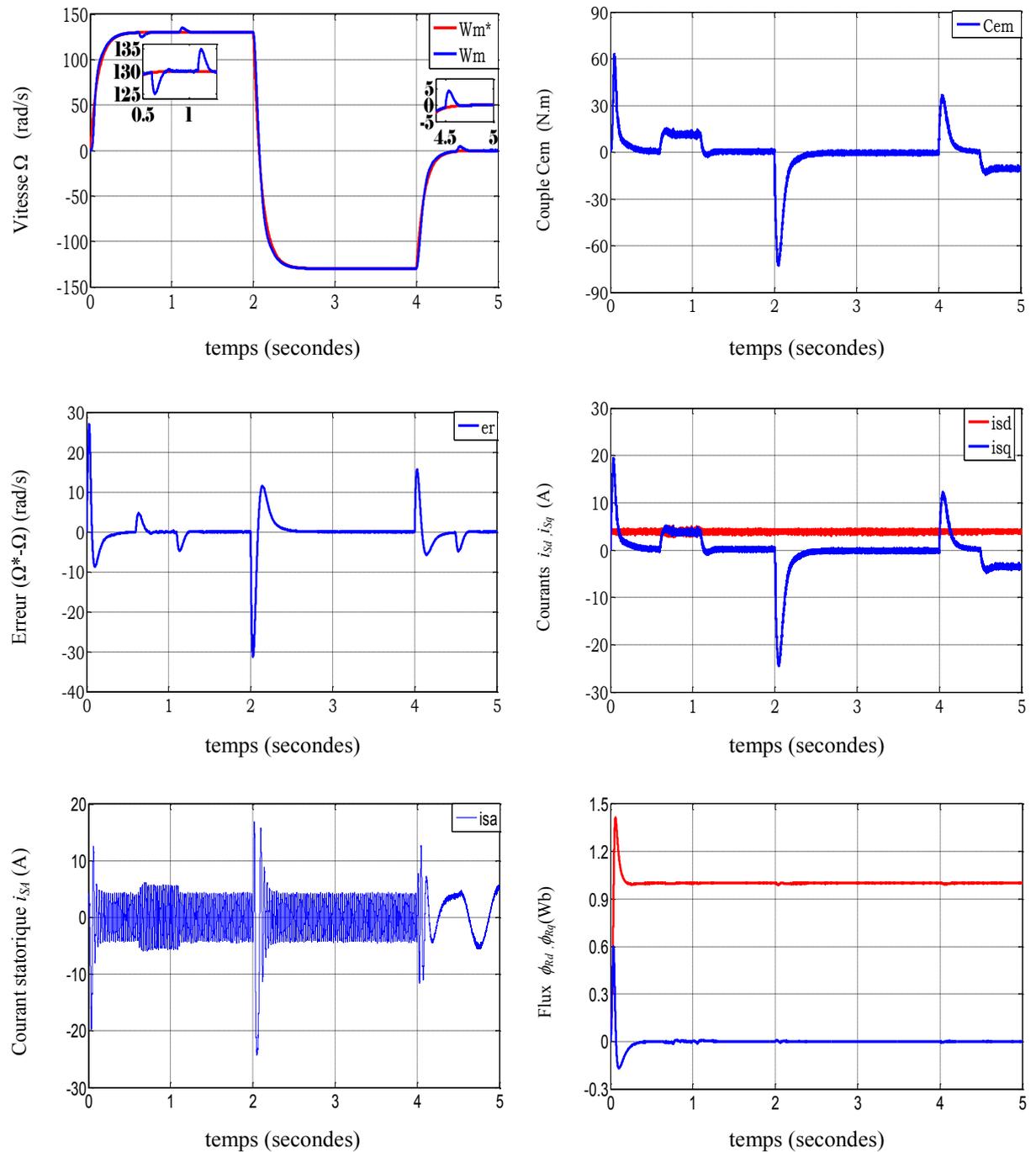


Fig II.23. Réponse du procédé à échelon de vitesse, suivi d'une version du sens de rotation avec application et suppression d'un couple de charge

➤ Tests de robustesses

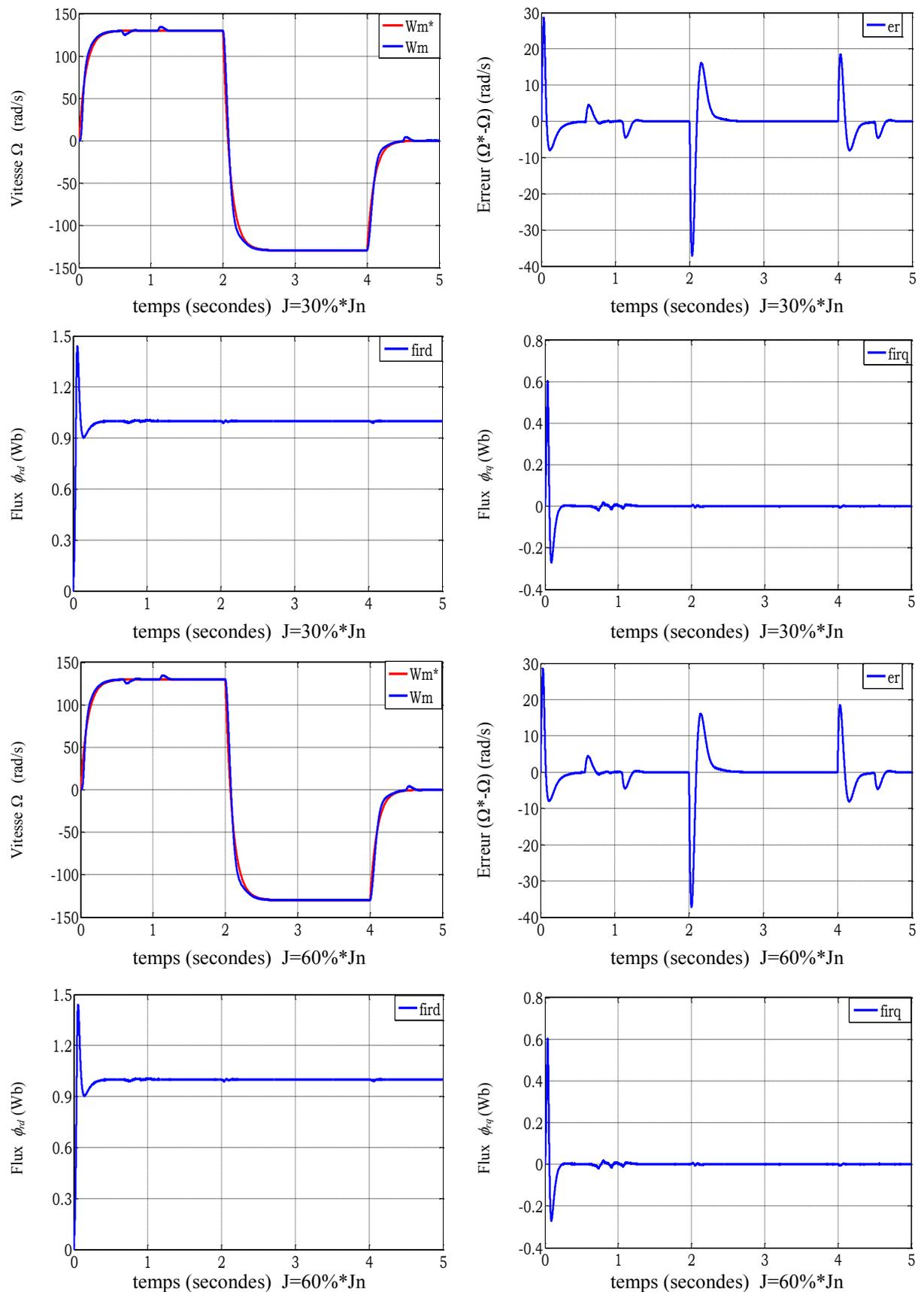


Fig II.24. Réponse du procédé à un échelon de vitesse avec application et suppression d'un couple de charge et variation de moment d'inertie de 1.3 et 1.6 fois valeur nominale

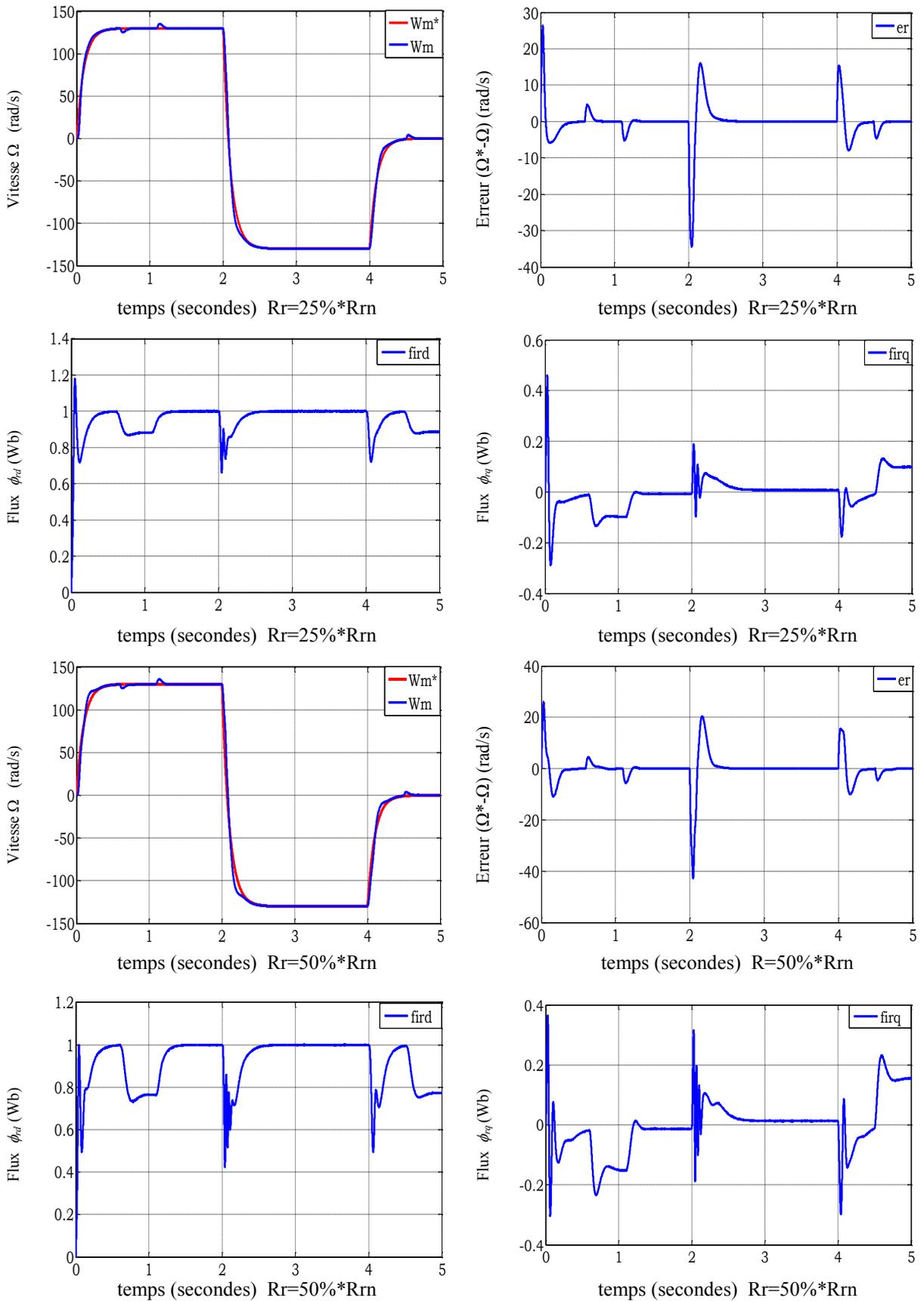


Fig II.25. Réponse du procédé à un échelon de vitesse avec application et suppression d'un couple de charge et variation de résistance rotorique de 1.25 et 1.5 fois valeur nominale

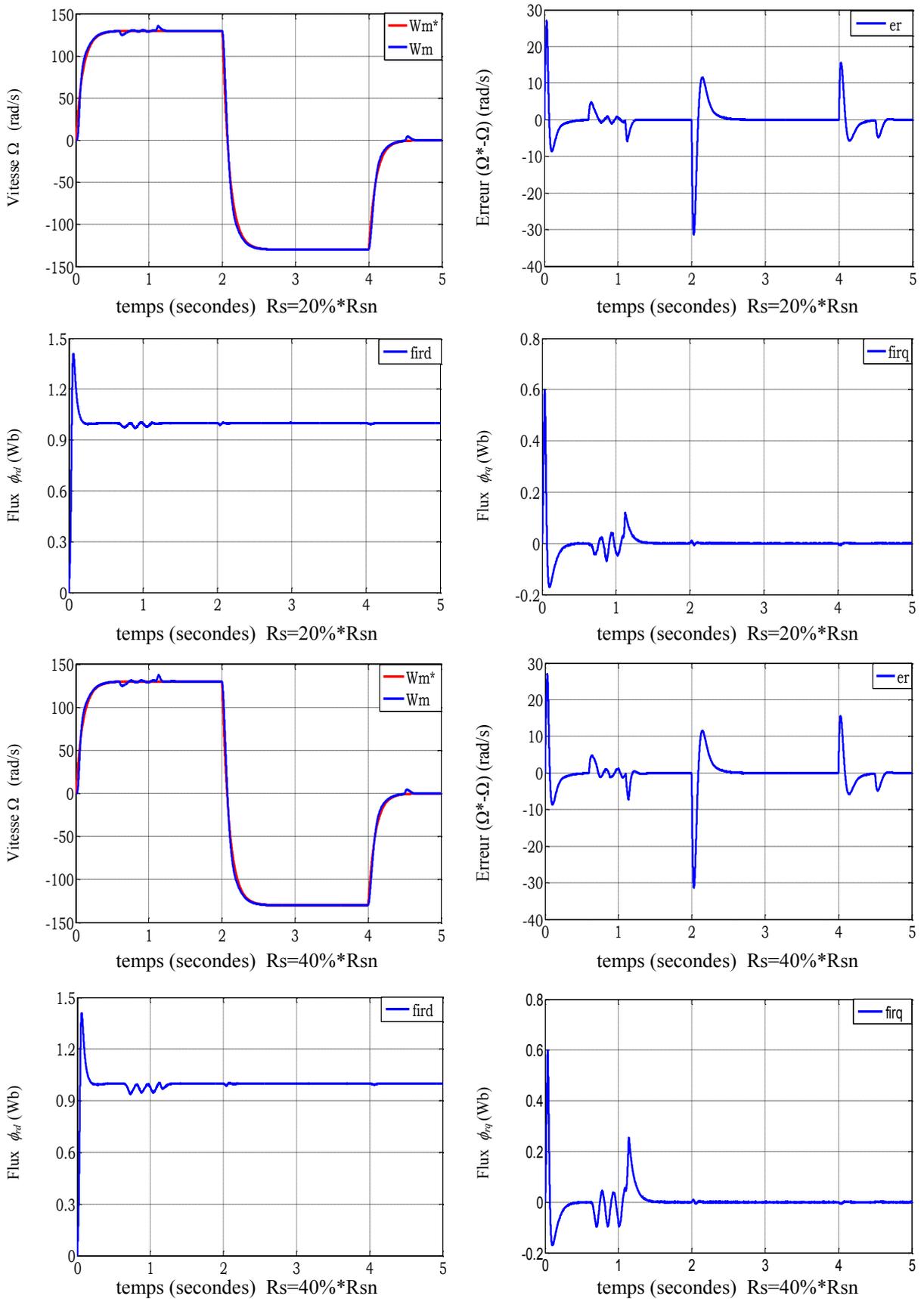


Fig II.26. Réponse du procédé à un échelon de vitesse avec application et suppression d'un couple de charge et variation de résistance statorique de 1.2 et 1.4 fois valeur nominale

Interprétation

- Figure II.21 Nous avons remarqué que la vitesse suit sa valeur de référence avec une erreur faible pendant les phases transitoire (démarrage, inversion de rotation) et s'annule en régime permanent. Le courant i_{sq} c'est l'image de couple électromagnétique qui subit initialement un pic de 60N.m, puis se stabilise au zéro sauf les inversions de rotation. Le courant statorique i_{sa} a une allure sinusoïdale et présente des pics dans les phases transitoires. On observe aussi la convergence du Φ_{rd} vers 1Wb, ainsi que Φ_{rq} tend vers 0 Wb ce qui montre le découplage entre le couple et le flux.
- Figure II.22 Pour tester le comportement de la commande (la vitesse suit bien sa valeur de référence)
- Figure II.23 Au point l'application la charge la vitesse présent une chute dans sa valeur puis stabilise à sa valeur de référence 130rad/s. Les composants du flux rotoriques stabilisent à les valeurs désire qui se montre le découplage existe toujours. ainsi l'augmentation de couple et le courant i_{sq} et i_{sa} .
- Figures II.24, figure II.25 les variations du moment d'inertie et la résistance statorique n'ont que très influence sur l'orientation du flux et la vitesse n'influe pas reste comme le cas paramètre nominale.
- Figure II.26 On observe dans le cas de variation de la résistance rotorique aucune variation sur la courbe de vitesse, mais les allures de flux divergent de leurs valeurs désirée, on constate aussi que le découplage est affecté, et donc perte de la condition d'orientation du flux.

II.10. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les concepts de bas de la commande vectorielle et plus particulièrement la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, cette commande assure le découplage permettant de séparer la commande du flux et celle du couple.

Cette technique de commande possède un inconvénient majeur, car le comportement de la machine et de sa commande vectorielle est fortement dégradé par la variation des paramètres liés à la température (résistance rotorique). Ceci dit que la sensibilité du régulateur PI aux variations paramétriques de la machine. Face à cet inconvénient on propose une technique de commande basée sur la logique floue et qui sera l'objet de chapitre suivant.

CHAPITRE III

**Application du contrôle par la
logique floue à la commande IRFOC
du moteur asynchrone triphasé**

CHAPITRE III

Application du contrôle par la logique floue à la commande IRFOC du moteur asynchrone triphasé

III.1. Introduction

Après avoir énoncé les concepts de base et les termes linguistiques utilisés en logique floue ; nous allons prendre la commande IFOC qui a été simulé dans le chapitre précédent et on va changer le régulateur classique PI de vitesse par un régulateur à logique floue,

On commence tout d'abord par définir les entrées et les sorties, et par la suite on va essayer de lier les fonctions d'appartenances d'une façon logique afin de répondre au cahier des charges (les références). [BAG 99]

III.2. Réglage de la vitesse par logique floue

Pour le réglage de la vitesse d'un moteur asynchrone, on utilise une structure de régulateur de type Mamdani, avec les choix explicités ci-dessous.

Le schéma (figure III.1) de base du régulateur repose sur la structure d'un régulateur classique à la différence que l'on va retenir la forme incrémentale. Le processus possède deux entrées, l'erreur « e » et la variation de l'erreur « Δe ». Quant à sa sortie elle représente l'incrément du signal de commande à appliquer au processus à commander, celui-ci correspondant à la valeur du couple de référence Cem^* . Cette configuration, analogue à celle d'un PI conventionnel, est souvent qualifiée de PI-flou. [BUH 94]

III.2.1 Régulateur utilisé (type Mamdani)

Mamdani est le premier à avoir appliqué la technique de réglage par la logique floue (environ 1974) utilisant le premier régulateur flou, celle-ci est construite d'un organe de décision utilisant des règles subjectives et imprécises données par des experts qui connaissent bien le système. Les avantages du système flou de Mamdani peuvent être résumés par les deux points suivants: [MAM 74]

La simplicité dans la représentation des règles floues :

Dans ce type de système les conséquences aussi bien que les prémisses de règles floues prennent la forme d'ensembles flous, ce qui les rend facile à interpréter.

La flexibilité dans l'implémentation :

Ceci est dû à la liberté dans le choix des formes d'implication floues, du fuzzification et du défuzzificateur.

Le principal inconvénient de ce type de système le nombre élevé de règles floues sur tout lorsque le système est non linéaire et complexe.

Description du contrôleur

Le contrôleur développé utilise le schéma proposé par Mamdani (figure III.1),

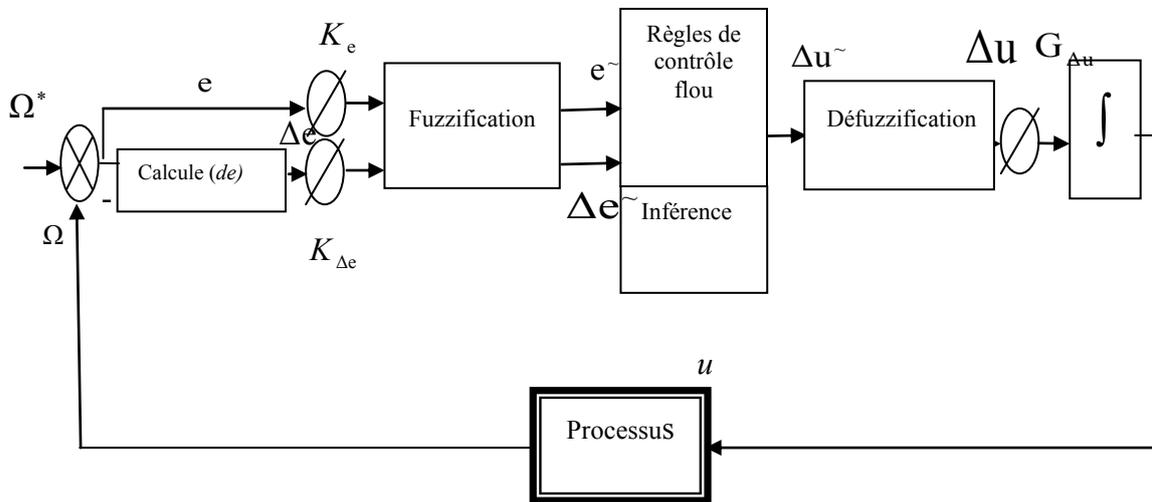


Figure III.1 Schéma d'un contrôleur flou proposé par Mamdani

Ce bloc est l'organe principal du régulateur contenant :

l'interface de fuzzification de l'erreur et sa variation qui représente l'univers de discours et les variables linguistiques,

Puis l'inférence qui fournit l'action (la décision) de la commande ; La stratégie de commande est présentée par une matrice d'inférence du même type que celle présentée dans le tableau (III.2) L'implication de Mamdani pour l'inférence ; et l'interface de défuzzification utilisé pour convertir la variation de commande floue en valeur numérique (fait par la méthode du centre de gravité);

D'un intégrateur. Après plusieurs essais, nous avons privilégiés les choix suivants :

- Les fonctions d'appartenances triangulaires et trapézoïdales, ce choix est dû à la simplicité de mise en œuvre. Figure (III.2).

- Un univers de discours normalisé à l'aide de facteur d'échelle $K_e=1/400$, $K_{de}=1.4$, $K_{du}= 1.5$;
- L'univers de discours est découpé en cinq sous-ensembles flous pour obtenir un réglage fin des variables d'entrées et de sortie;

Les cinq sous-ensembles flous sont désignés de la manière suivante :

GN [négatif grand], N [négatif], EZ [Environ Zéro], P [positif], GP [positif grand]

La figure (III.6) illustre la distribution des fonctions d'appartenance (de l'erreur, sa variation et la commande) sur l'univers de discours normalisé

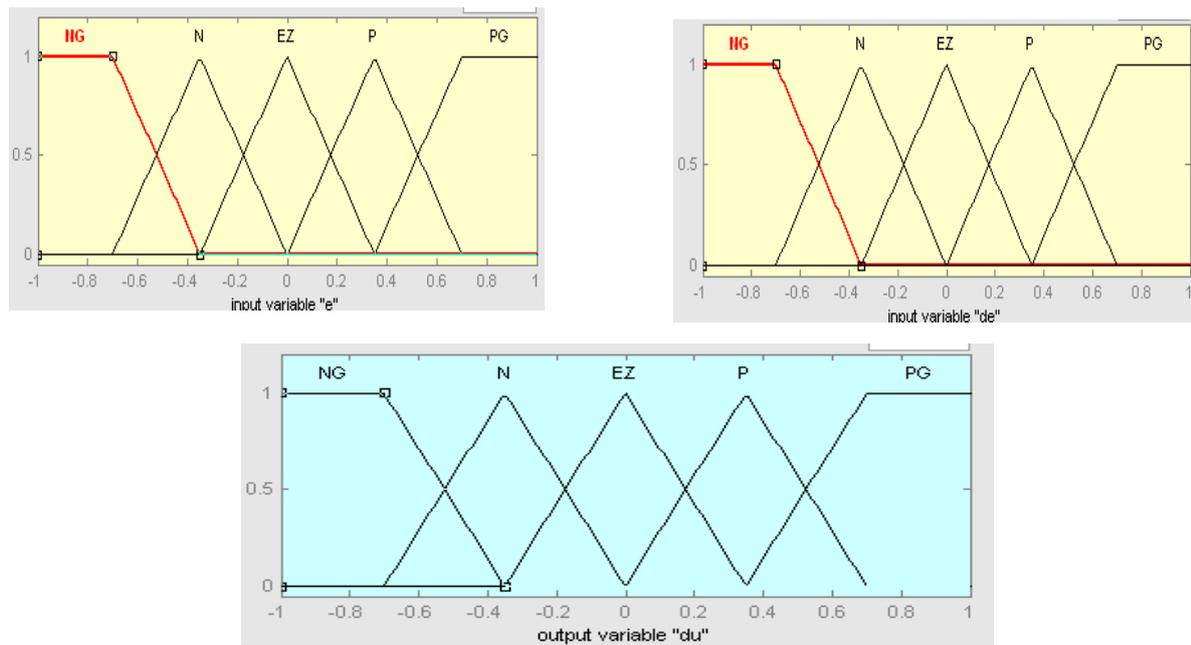


Figure III.2 Distribution des fonctions d'appartenance sur l'univers de discours

Les règles floues correspondantes (L'implication de Mamdani) au fonctionnement sont représentées dans la matrice d'inférence représentée dans le tableau(III.4); Le nombre des ensembles flous pour (e , de et du) est cinq donc il nous faut 25 règles d'inférence (5×5),

Tableau III.1 Matrice d'inférence pour la variation de la commande en fonction de (e) et (de)

de \ e	NG	N	EZ	P	PG
NG	NG	NG	NG	NG	EZ
N	NG	N	N	EZ	P
EZ	N	N	EZ	P	P
P	N	EZ	P	P	PG
PG	EZ	PG	PG	PG	PG

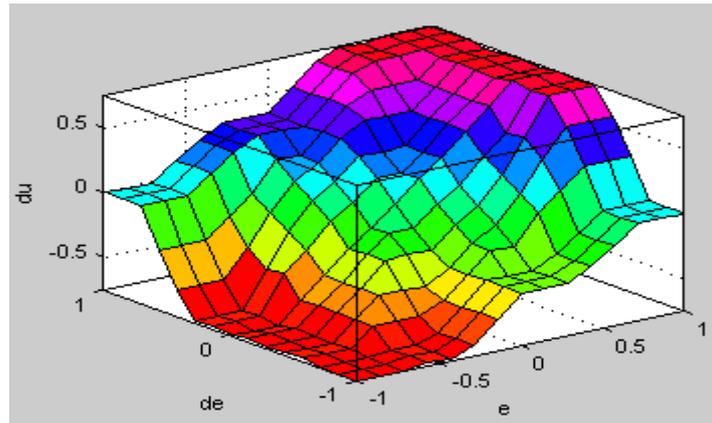


Figure III.3 Surface caractéristique FLC5

- **La loi de commande**

Cette loi est fonction de l'erreur et de sa variation $\mu=f(e, de)$ par conséquent, l'activation de l'ensemble des règles de décision donne la variation de la commande ($d\mu$) nécessaire, permettant l'ajustement d'une telle commande μ .

La forme la plus générale de cette commande est :

$$C_{em} * (k + 1) = C_{em} * (k) + K_{cem} \Delta C_{em} *$$

Où : K_{cem} gain associé à la commande $C_{emref}(k+1)$, en général choisi faible pour assurer la stabilité du système.

ΔC_{emref} : La variation de la commande.

III.3. Simulation et interprétation

Les résultats de simulations présentés sont étudiés sur la machine asynchrone associée à un onduleur de tension à SVM développé au chapitre 1 et équipée d'une commande vectorielle indirecte à orientation du flux rotorique IFOC.

Les résultats des tests sont illustrés sur les figures ci-dessous.

III.3.1 Résultats de simulation

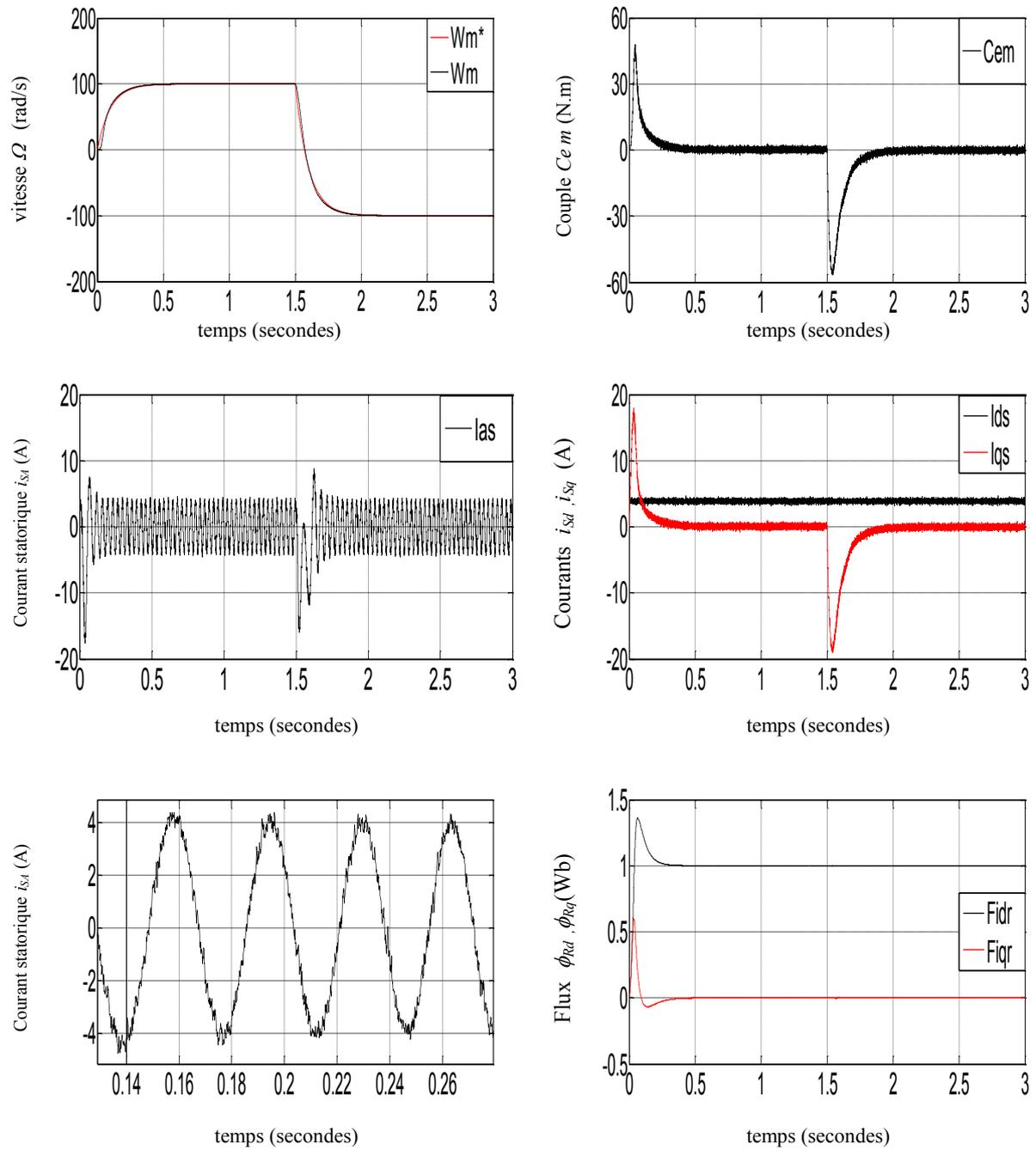


Figure III.4 Test de poursuite MAS+OND+IFOC a régulateur flou

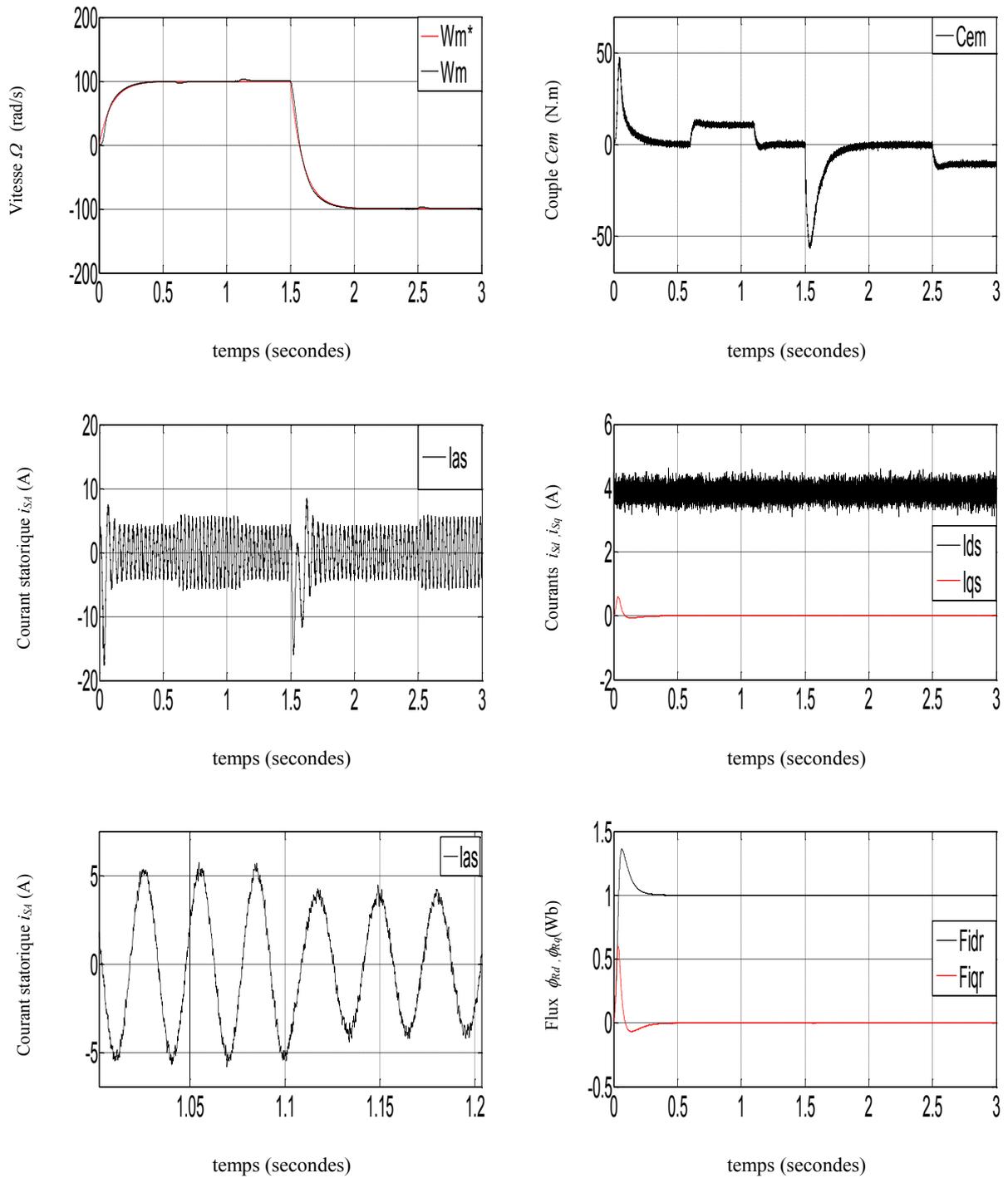


Figure III.5 Test de régulation

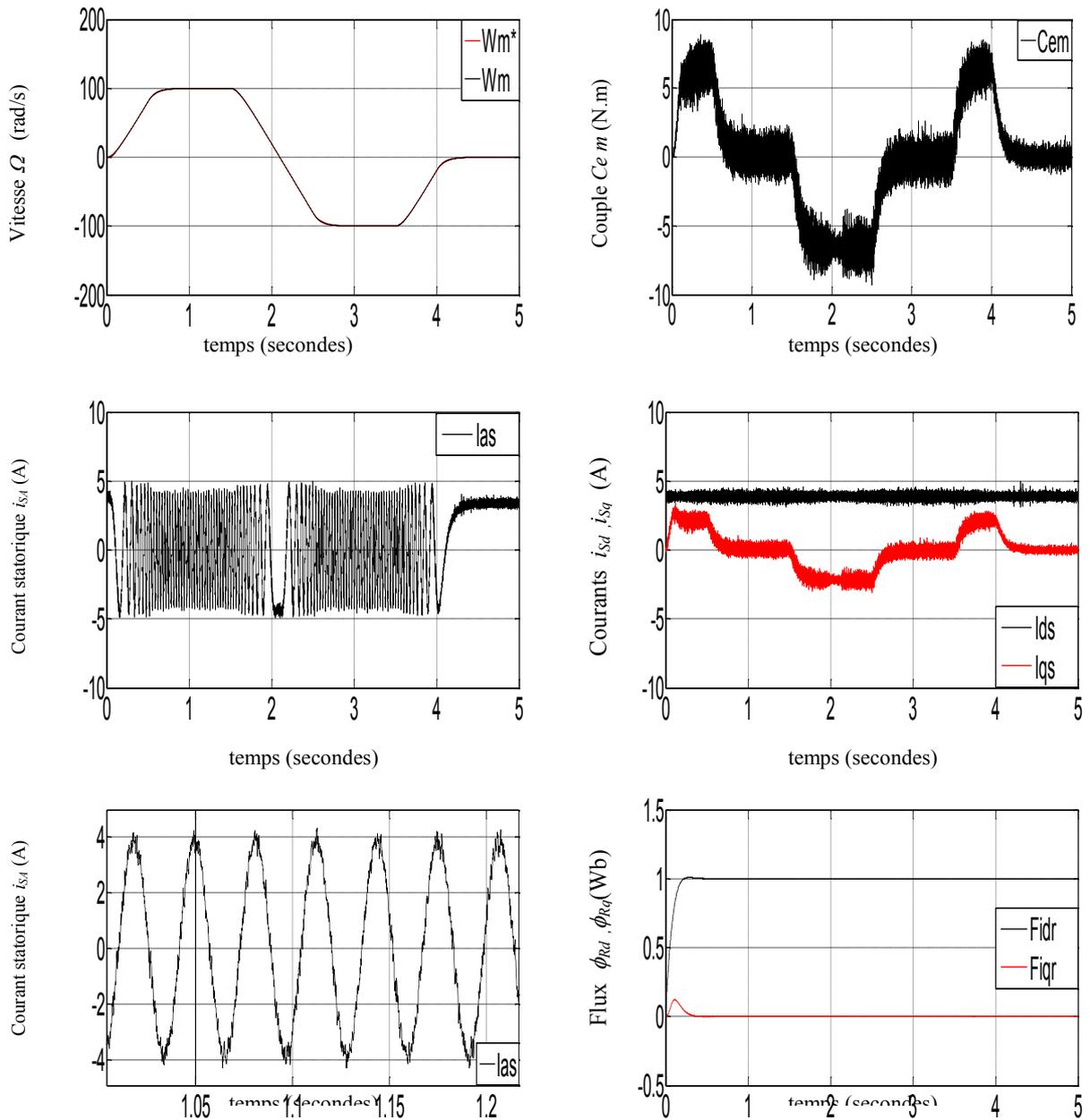
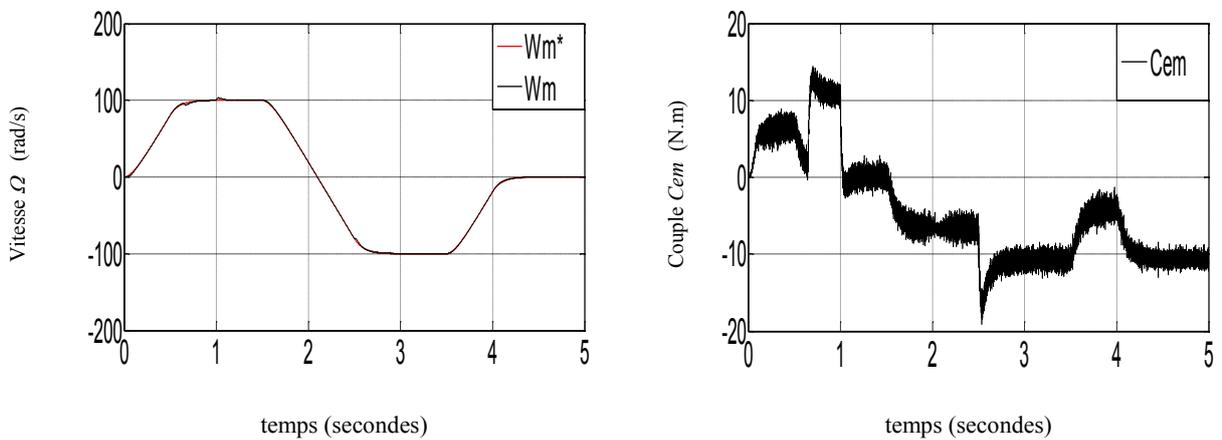


Figure III.6 Test de poursuite d'un chemin trapézoïdale



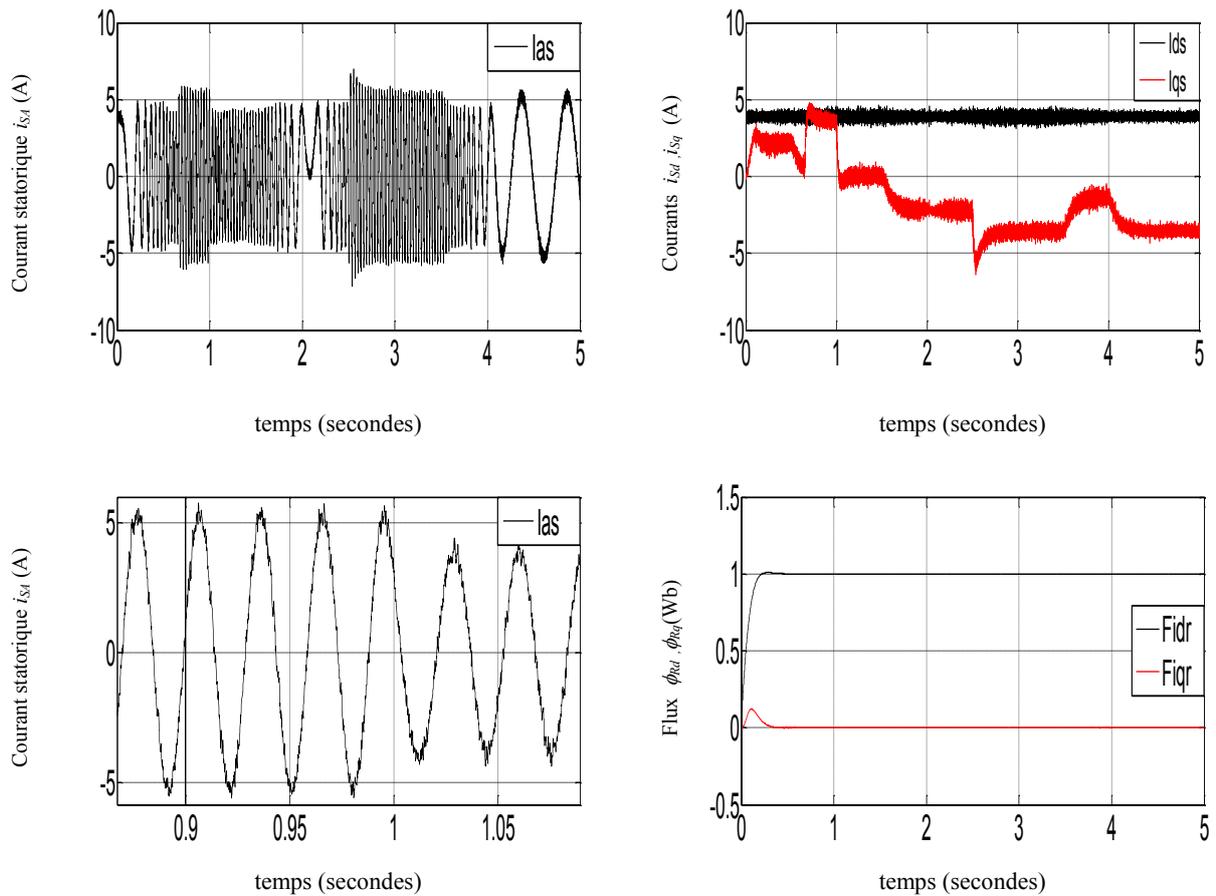
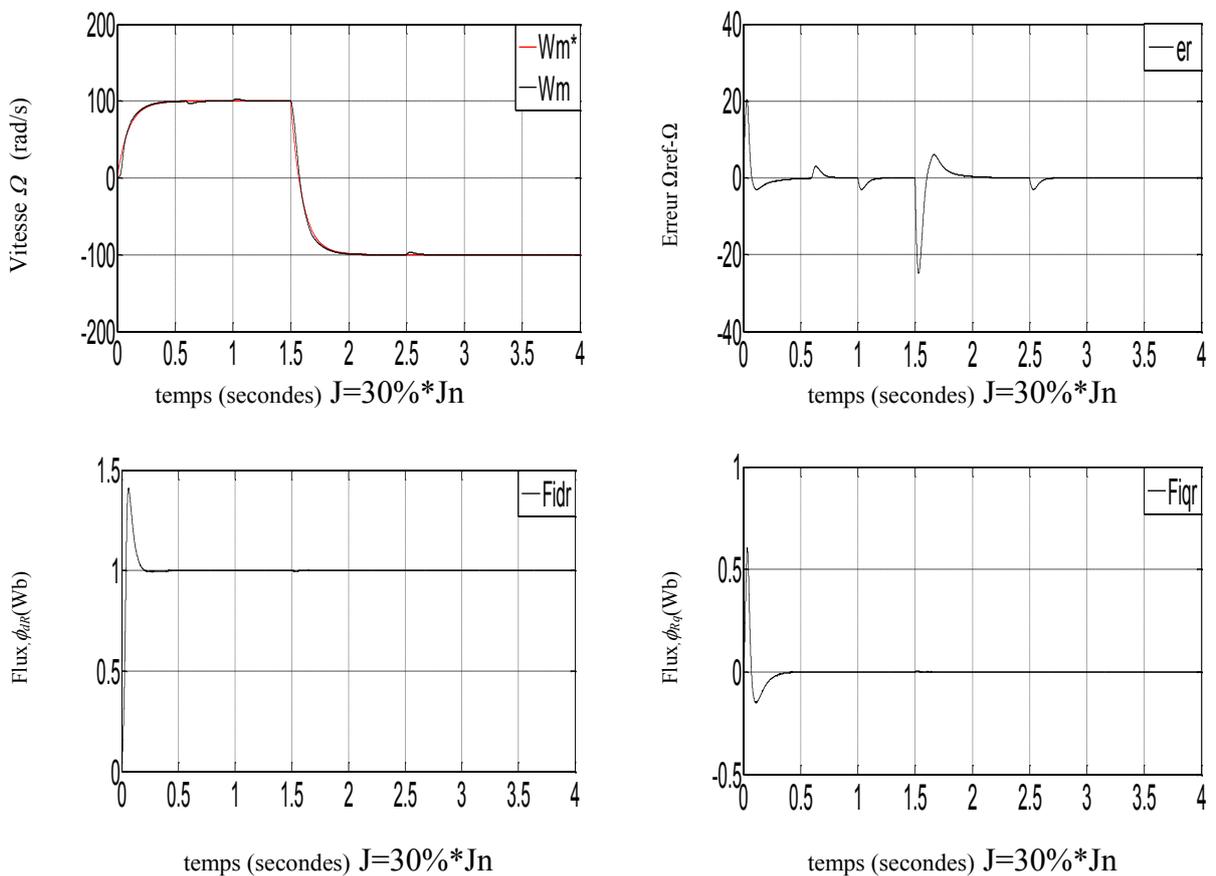


Figure III.7 Test de régulation d'un chemin trapézoïdale



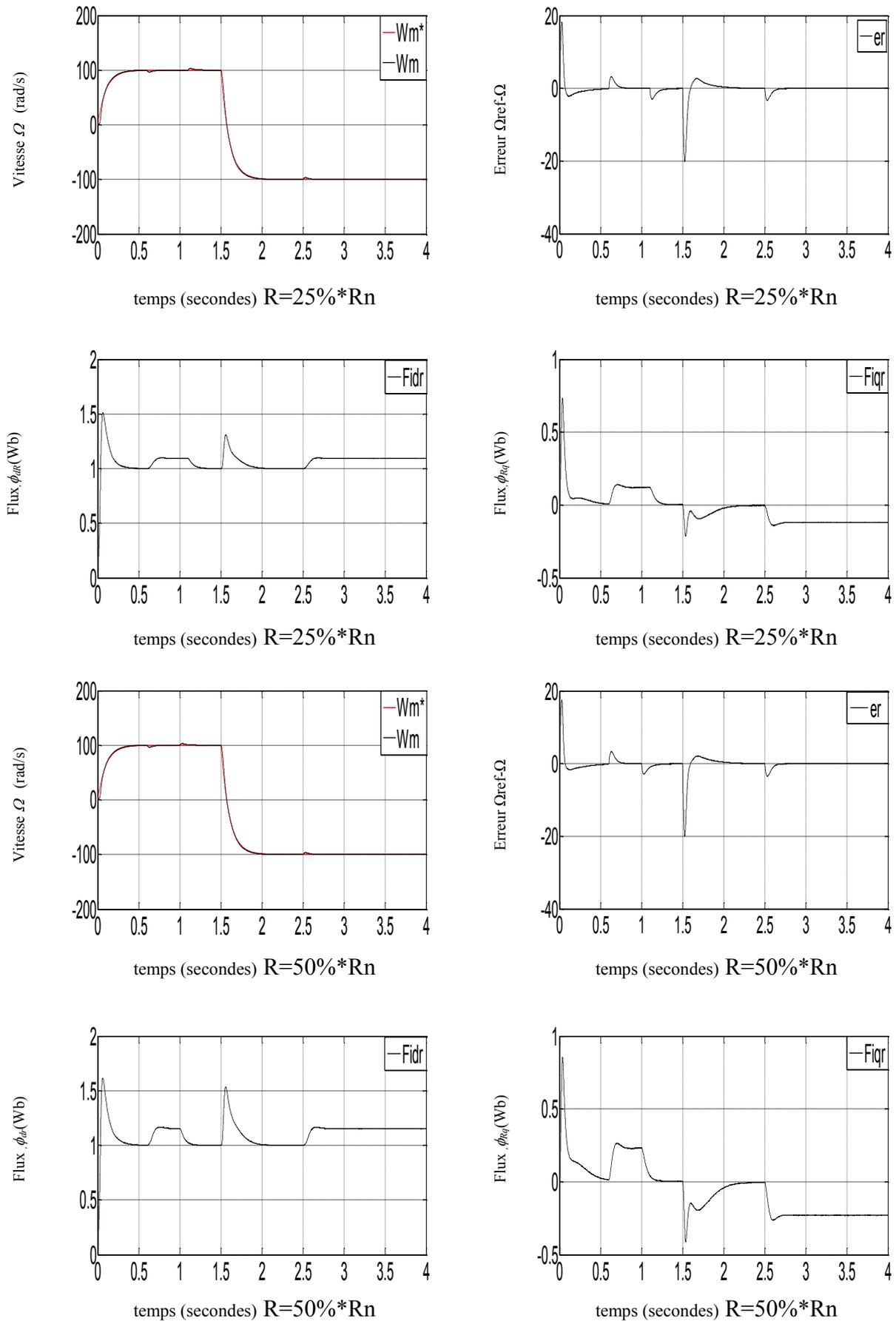


Figure III.8 Test de robustesse vis avis à la variation des paramètres de la machine

III.3.2 Interprétation et discussion

Les résultats de simulations présentés sont étudiés sur la machine asynchrone associée à un onduleur de tension à SVM développé au chapitre1 et équipée a une commande vectorielle indirect a orientation du flux rotorique IFOC a régulateur floue.

Les résultats des tests est illustrés sur les figures aux dessus.

Figure III.8 les réponses de processus [MAS +onduleur+IFOC] à régulateur flou
Ce premier test est fait à vide : le résultat obtenu dans cette essai est montre que les réponses de (vitesse, couple, courant) sont identique a celle de régulation par contrôleur PI avec une amélioration de la poursuite au démarrage ; le découplage entre les axes existent toujours.

Figure III.9 les réponses [MAS +onduleur+IFOC] en charge,
La réponse de vitesse est suit sa référence ; lors de l'application du couple de charge il y a un chute de vitesse mais cette dernière est rejetée plus rapidement que de régulateur PI, on voit également que le courant i_{ds} reste constant et égale à sa valeur de référence $i_{ds}=4A$;
L'introduction d'une charge à l' instant ($t=0.6sec$ et a $t=2.5sec$) provoque une augmentation du courant statorique ; le système répond même au test d'inversion de sens de rotation. Les variables couple, courant et flux répondent à ce type de test. Le maintien du découplage est existé toujours.

Figure III.6 et III.7 le démarrage avec poursuite d'un chemin trapézoïdale est un moyen pour protégé le moteur car pour ce démarrage.

Figure III.8 Test de robustesse vis avis à la variation des paramètres de la machine

La figure III.8 montre l'influence de l'augmentation de la résistance rotorique de 50% et 25% de sa valeur nominale, on remarque que la vitesse est obtenue comme dans le cas de la résistance nominale, par contre et même avec le régulateur flou il y a une perte de condition d'orientation du flux (le découplage entre les axes dq) ; Ceci nous conduit à dire que la variation de la résistance rotorique influe sur l'algorithme initial de la commande IFOC. L'écart entre la vitesse désire et celui qu'est mesuré est peut diminuer par apport au régulateur PI l'hors l'inversion de sens de rotation et l'hors d'application du charge.

III.4. CONCLUSION

La commande par un régulateur floue est une théorie puissante permet d'obtenir des conclusions et de générer des réponses à partir des informations vagues, incomplètes et imprécises, là où le modèle du système est inconnu ou difficile à formuler.

Puisque la machine asynchrone présente un modèle non linéaire assez complexe et fortement couplé, le réglage par un contrôleur flou assure une bonne orientation du flux rotorique et donc un bon découplage entre le flux et le couple.

Ce type de réglage est également sensible aux variations de paramètre de la machine. Nous avons vérifié que le régulateur flou représentait bien son équivalent PI classique, ce que l'on peut voir et remarquer à travers les courbes des résultats de simulations.

Dans ce qui suit, nous allons voir comment introduire cette théorie à une commande adaptative à modèle de référence.

CHAPITRE IV

**Amélioration de la commande
IRFOC du moteur asynchrone**

CHAPITRE IV

Amélioration de la commande IRFOC du moteur asynchrone

IV.1. Introduction

Un régulateur flou est dit adaptatif si l'un ou plusieurs de ses paramètres sont ajustable (Gains, fonctions d'appartenances, règles) changent au cours de fonctionnement. Dans le cas contraire le régulateur est dit non adaptatif ou conventionnel, donc, un régulateur flou adaptatif est un régulateur dont les paramètres changent au cours du temps

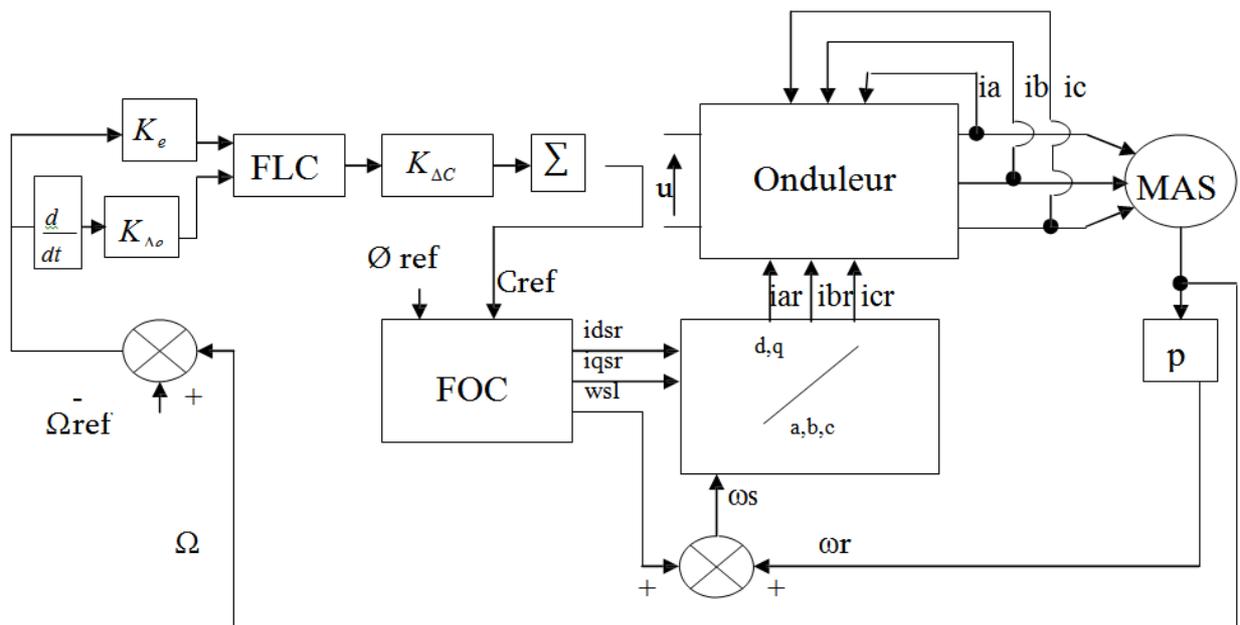


Fig. IV.1 Structure de réglage par un PI flou de la vitesse d'une machine asynchrone.

IV.2. Loi de commande pour le régulateur PI flou

Cette loi est fonction de l'erreur de vitesse de rotation (e) et de sa dérivée (Δe) telle que : $C = f(e, de)$, par conséquent, l'activation de l'ensemble des règles de décisions associées donne la variation de la commande (ΔC_{ref}) nécessaire ; permettant ainsi l'ajustement d'une telle commande. Dans les cas simples, cette variation de la commande est obtenue par une simple lecture d'une table de décision définie hors ligne.

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

$$C = C_{ref} + K_{\Delta e} \Delta C_{ref}$$

où

$K_{\Delta e}$: Gain de normalisation.

ΔC_{ref} : Variation de la commande.

L'erreur et la dérivée d'erreur sont adaptées comme suit :

$$e = K_e e_n$$

$$\Delta e = K_{\Delta e} \Delta e_n$$

En effet les règles de ce contrôleur sont systématiquement construites en se basant sur l'étude de Mac Vicar-Whelon ,qui permet de retrouver la table d'interférence anti-diagonale classique pour un système flou ayant comme entrée l'erreur (e) et la dérivée (Δe) et comme sortie et la dérivée (Δe),et comme sortie ΔC_{ref} fuzzifiées par sept fonctions d'appartenance , [29]

Fig. IV.1 Table d'inférence

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

IV.3. Loi de commande pour le régulateur PI flou à gain flou adapté

Comme son nom l'indique on parle de commande adaptative lorsque certains paramètres du système sont réadaptés au cours du temps, cette adaptation est souhaitable pour deux raisons principales :

- soit pour affiner au cours du temps le réglage initial du système de commande.
- Soit pour tenir compte des variations des paramètres du système à commander.

Parmi plusieurs stratégies de commande, un réglage de vitesse par un régulateur PI flou à gain flou adapté d'une machine Asynchrone.

L'objectif de cette commande est de concevoir une réponse de vitesse d'une machine dont Les performances coïncident, la fonction de la commande est de contrôler l'erreur de vitesse et adapté le gain de sortie ($K_{\Delta C}$) de régulateur PI flou.

Cette technique permet d'éliminer toute divergence entre la référence et celle du système quelque soit la référence et les conditions de perturbation.

Le mécanisme d'adaptation consiste à ajuster le gain de sortie ($K\Delta_c$) du régulateur PI flou par une adaptation floue dont l'action permet de régler en temps réel le gain ($K\Delta_c$)

$$K_{\Delta_c} = K_{\Delta_c} + K_{\Delta_c} f(e, \Delta e)$$

A Partir des 25 ensembles flous associés à la variation de la commande, la matrice d'inférence est donnée comme suit :

Fig. IV.2 Table d'inférence

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

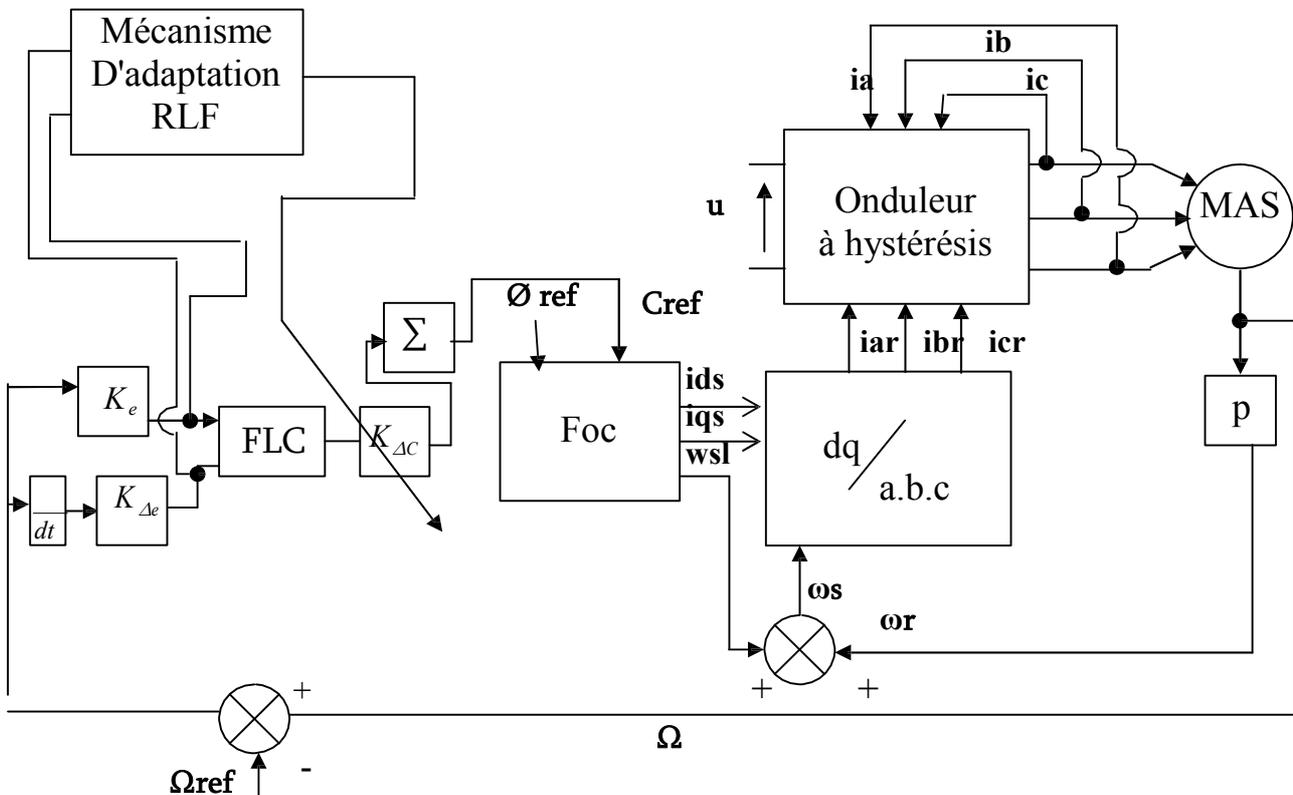


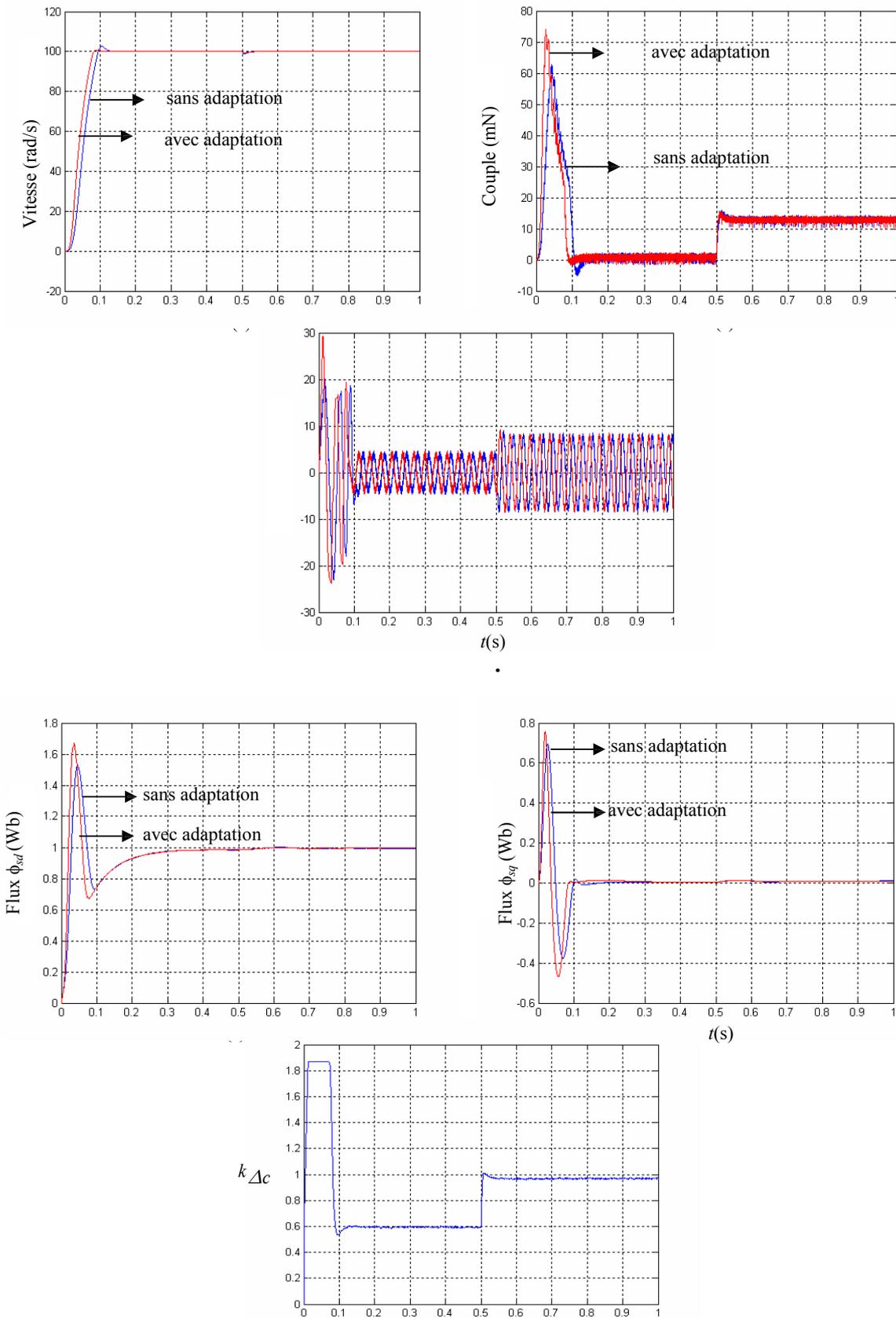
Fig. VI.2 Structure de réglage par un PI flou à gain flou adapté de la vitesse d'une machine asynchrone

IV.4. Résultats de simulation et interprétation

Démarrage à vide :

La figure (IV.3) montre les résultats de simulation obtenus avec un démarrage à vide, suivi d'une application de charge nominale à $t=0.5s$, dans cet ordre, elles sont présentées. Les réponses des composantes du flux, du courant, du couple et de la vitesse, on peut noter les remarques suivantes.

- La figure (II.3) montre les performances de régulation pour la commande par la logique floue, on note une nette amélioration en régime dynamique, en effet la vitesse est obtenue avec un dépassement (4%) au bout d'un temps de ($t=0.09s$) la composante directe de flux rotorique
- Marque un pic de ($\Phi_{dr} = 1.5wb$) puis se stabilise à sa valeur de référence ($1wb$), tandis que la composante en quadrature fait un dépassement de ($\phi_{dr} = 0.64wb$) puis s'annule pratiquement en régime établi ce qui montre bien l'orientation du flux rotorique.
- La composante directe de courant statorique marque un pic de ($i_{sa} = 18A$) Puis se stabilise à sa valeur ($i_{sa} = 18A$).
- En cas de régulation par la logique floue à gain flou adapté. On note que la vitesse de rotation atteint sa valeur de référence ($\Omega_{ref} = 100 \text{ rd/s}$) Au bout de ($t= 0.067s$) avec un dépassement de (1%), le flux rotorique marque un pic de ($\Phi_{dr} = 1.65wb$) puis se stabilise à sa consigne de ($\phi_{dr} = 1wb$) Et le flux quadrature marque un pic de ($\phi_{dr} = 0.71wb$). Puis s'annule presque au régime établi, ce qui reflète le découplage. la composante directe de courant statorique marque un pic de ($i_{sa} = 28A$). puis se stabilise à sa valeur ($i_{sa} = 5A$).
- L'introduction d'un couple de charge ($C_r = 10N \cdot m$) Provoque une augmentation du courant qui prend en régime établi la valeur ($i_{sa} = 6A$).



Variation de gain $k_{\Delta c}$

Fig. IV.3 Réponse dynamique de la machine avec application de la commande PI flou lors d'introduction d'un couple de charge de ($C_r=10N.m$) à l'instant $t=0.5$ s

Inversion du sens de rotation

Afin de tester la robustesse de la commande vectorielle de la machine asynchrone, vis –à-vis d’une variation importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de consigne de vitesse (100 rd/s) à (100 rd/s) on constate d’après les figures (II.4 et 5) que le couple électromagnétique et le courant de phase statorique marquent des pics lors de l’inversion du sens de rotation ,puis se stabilisent en régime permanent le découplage persiste toujours ,ce que montre la robustesse de la commande vectorielle de la machine asynchrone face à des larges variations de la vitesse .

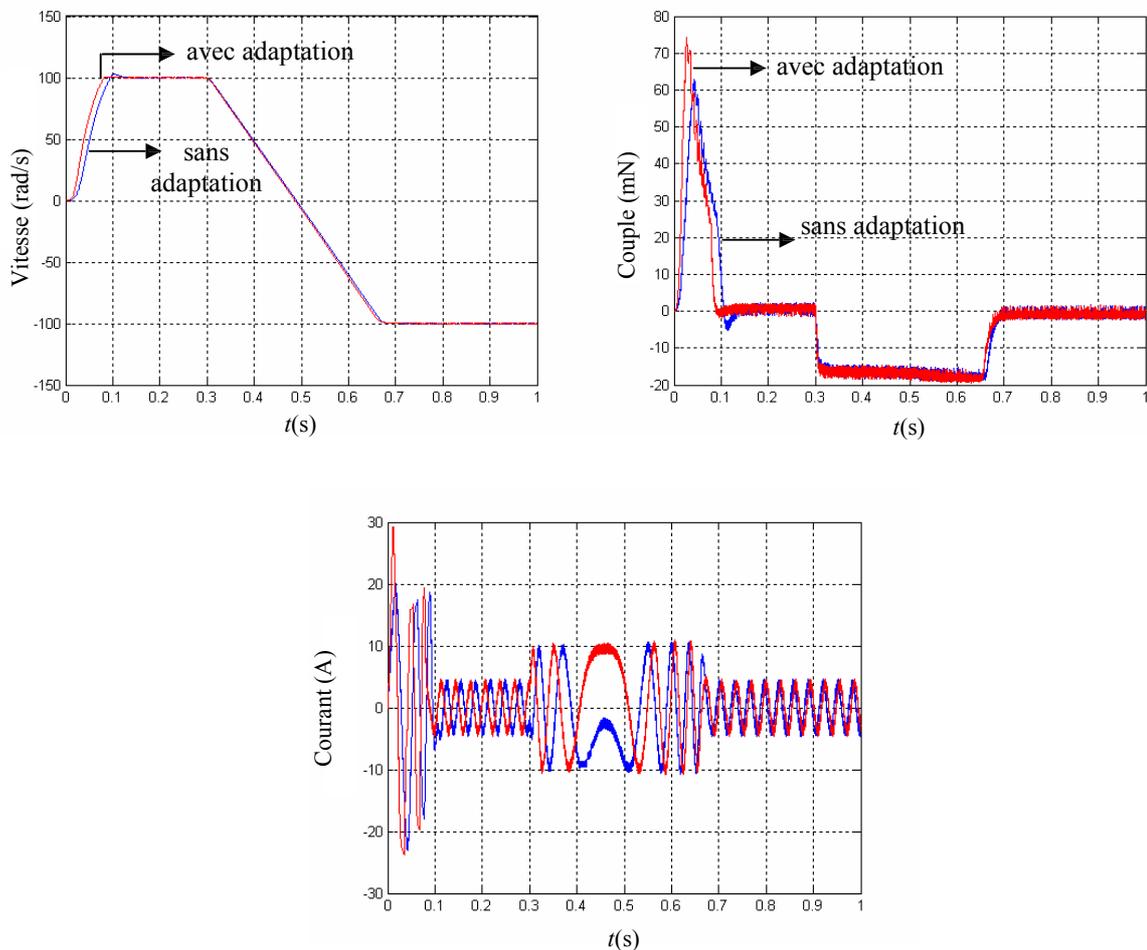


Fig.IV.4 Réponse dynamique de la vitesse, du couple et du courant

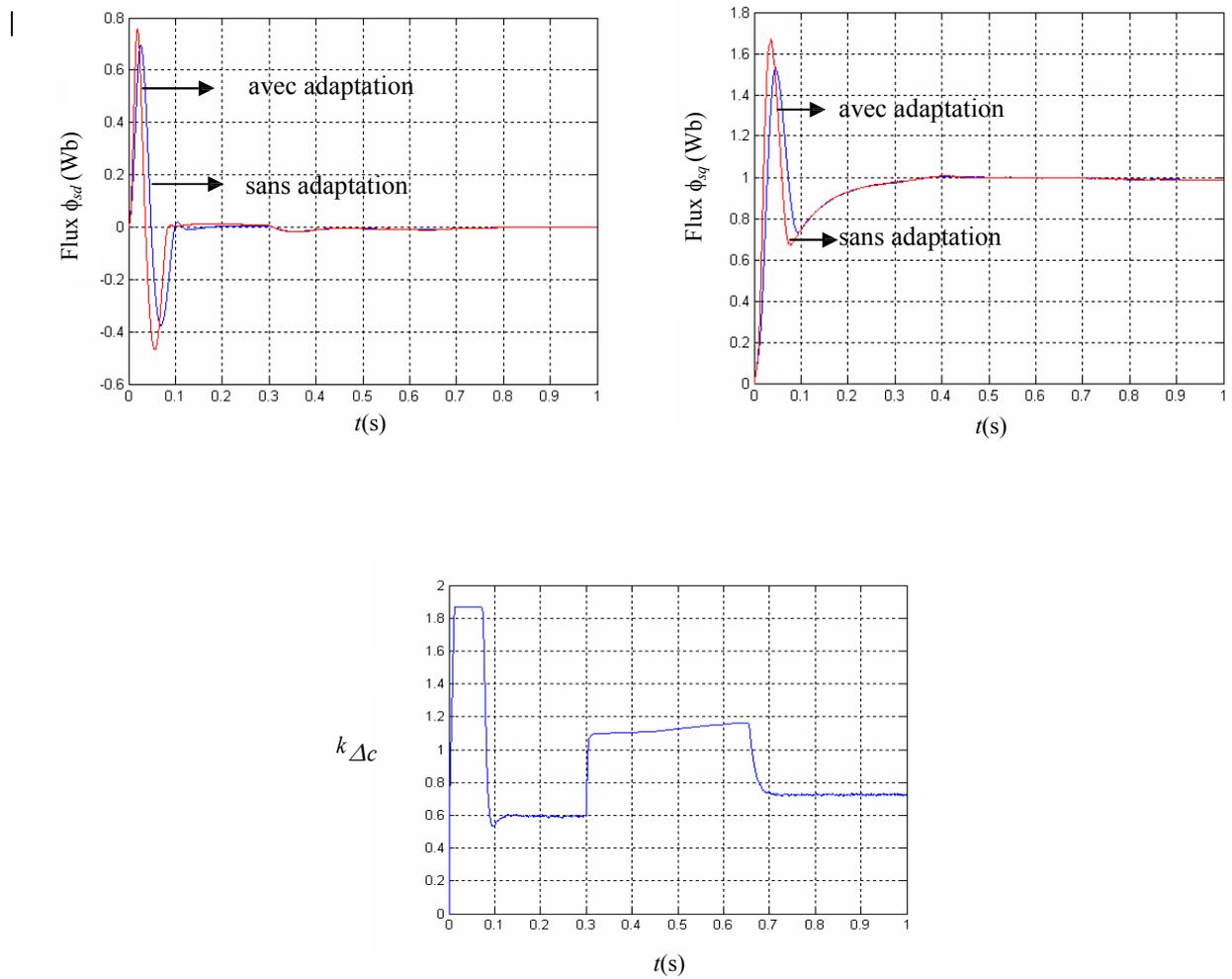


Fig.IV.5 Composantes de flux rotorique (ϕ_{dr} ; ϕ_{qr}) et variation du gain $k_{\Delta c}$

Robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique

Dans cette partie, nous étudions la robustesse de la commande vectorielle vis-à-vis de la variation des paramètres électriques du moteur, l'analyse de la robustesse de commande est explorée vis-à-vis de la variation de résistance R_r du moteur, selon les tests de robustesse présentés par la figure (II.6). On constate d'après les résultats présentés par la figure (II.6), la sensibilité de la commande vectorielle face à la déviation des paramètres rotorique R_r du moteur.

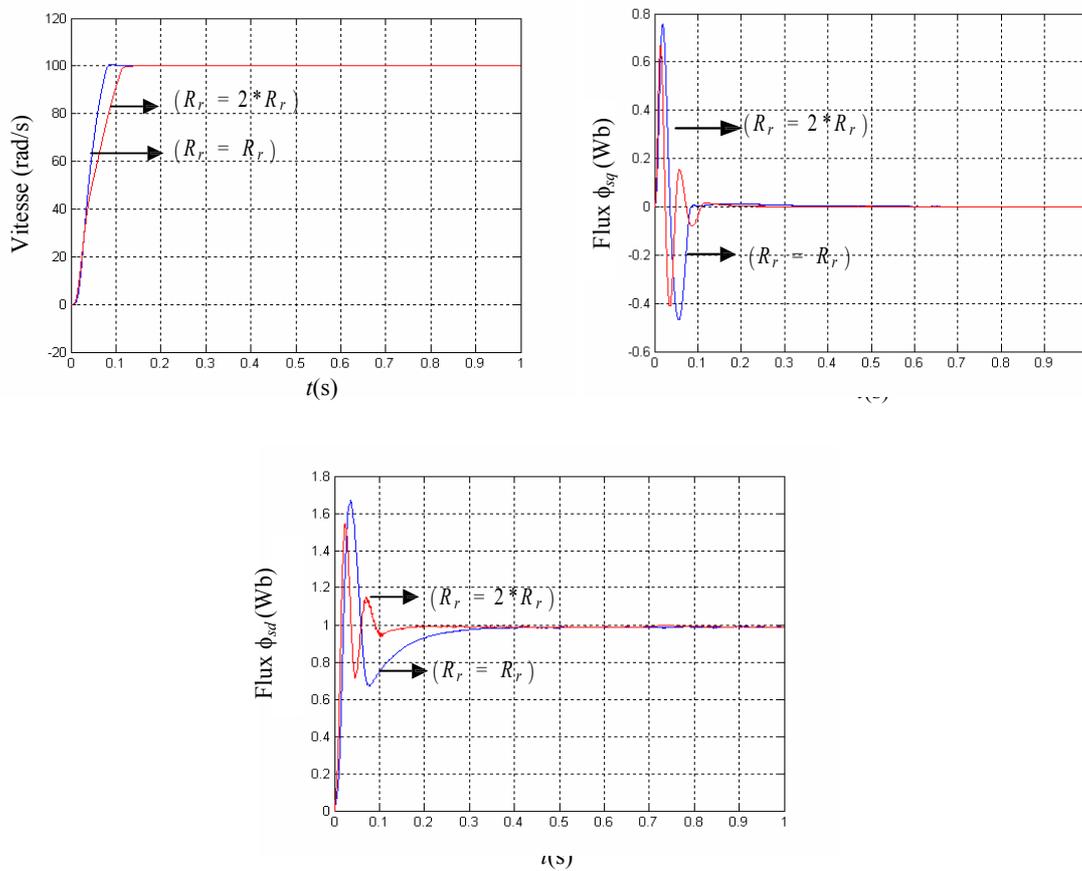


Fig.IV.6 Réponse dynamique de la vitesse, les composantes des flux (ϕ_{dr} ; ϕ_{qr}) lors de la variation du paramètre (R_r) avec application de la commande PI flou à gain flou adapté.

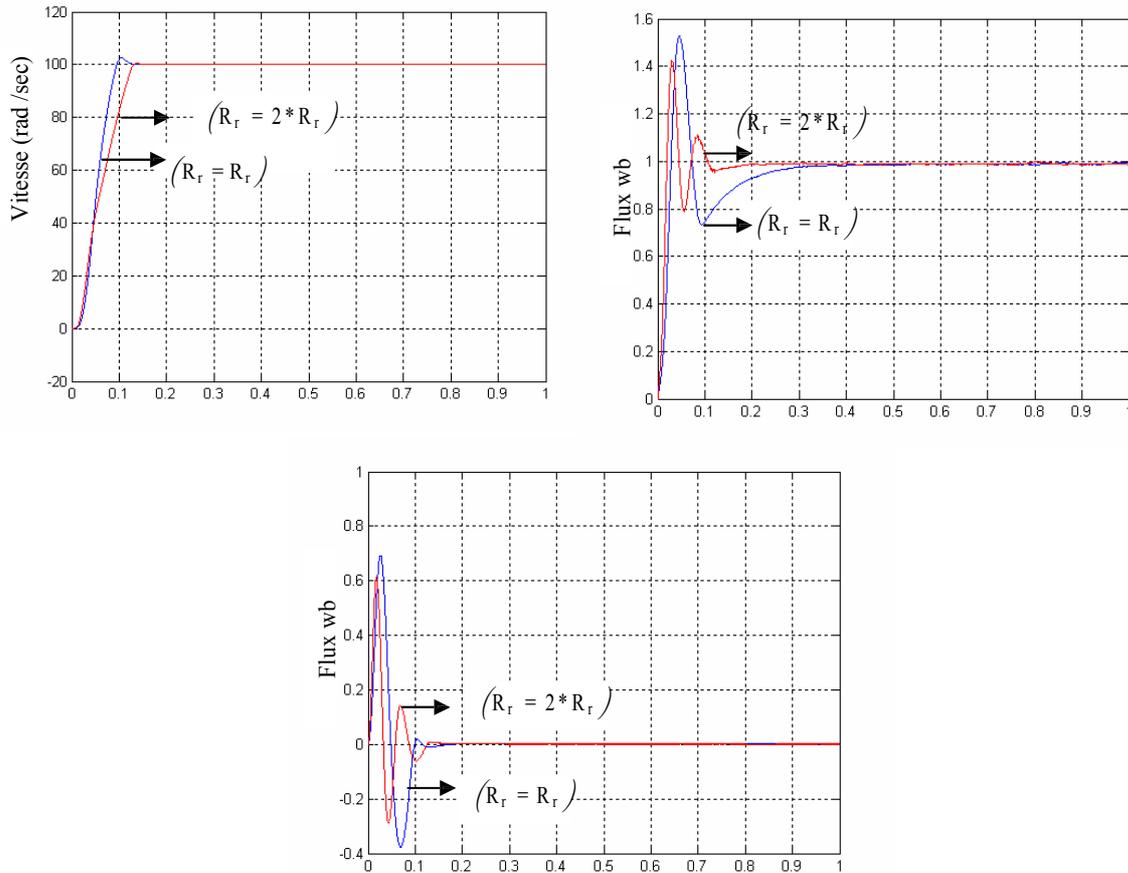


Fig.IV.7 Réponse dynamique de la vitesse, les composantes des flux (ϕ_{dr} ; ϕ_{qr}) lors du Variation du paramètre (R_r) avec application de la commande PI flux

Les avantages et les inconvénients des contrôleurs flous

- La non-nécessité d'une modélisation complète du processus à contrôler ;
- La maîtrise de système à régler avec un comportement complexe ;
- La possibilité d'implémenter des connaissances de l'opérateur de processus ;
- L'existence de plusieurs possibilités pour réaliser la commande floue ;
- Par contre, les inconvénients sont ;
- L'absence de base mathématique pour déterminer les gains de normalisation, les inférences, et la défuzzification ;
- Implémentation des connaissances de l'opérateur souvent difficile.

IV.5. Conclusion

Basés sur ces éléments méthodologiques, plusieurs algorithmes de régulation floue ont été développés et appliqués sur plusieurs systèmes dans des domaines différents, par exemple Mamdani a décrit l'application de ces algorithmes pour contrôler des processus dynamiques. Les résultats ainsi obtenus montrent :

D'une part, les intérêts de tels algorithmes surtout lorsqu'il s'agit de la régulation des systèmes complexes ou difficiles à modéliser.

D'autre part, la performance non négligeable des contrôleurs flous à gain flou adapté vis-à-vis des contrôleurs flous.

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

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

L'objectif que l'on s'était fixé dans notre travail est conforme à savoir une améliorer des performances de la commande du moteur asynchrone en diminuant à chaque fois les inconvénients en utilisant la commande vectorielle par PI classique ensuite un contrôle par la logique floue puis une intégration de la commande vectorielle dans une structure adaptative floue.

Le travail présenté est consacré à la commande de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à MLI vectorielle. A partir d'un modèle triphasé du moteur asynchrone, et sous certaines hypothèses simplificatrices un modèle équivalent a été obtenu dans le but de représenter fidèlement le comportement du moteur à n'importe quel régime. Le moteur a présenté un système d'équation très complexe à étudier à cause du couplage qui existe entre le couple électromagnétique et le flux, d'où la nécessité de faire une simplification du système d'équation en utilisant la transformation de PARK. Nous avons ensuite, modélisé l'onduleur de tension commandé par une MLI vectorielle, puis on a discuté le principe du contrôle vectoriel indirect à flux rotorique orienté.

La synthèse des régulateurs classiques est ensuite abordée. Différents tests de simulation ont montré l'efficacité de cette méthode du point de vue découplage entre les principales grandeurs du moteur asynchrone à savoir : le couple électromagnétique et le flux, afin d'aboutir à un contrôle compatible à celui d'un moteur à courant continu à excitation séparée.. Ces tests nous permettent de mieux comprendre le comportement de la machine asynchrone en présence des perturbations de différentes natures (électrique ou mécanique). D'après ces résultats on voit bien que les régulateurs classiques sont insuffisants pour satisfaire les performances exigées. Ils sont sujets à une détérioration des performances en présence des variations paramétriques.

Donc l'utilisation d'une commande moderne est plus que nécessaire. Pour cela nous avons fait appel à un régulateur à logique floue et par l'exploitation de l'expertise humaine on peut remplacer le régulateur PI classique dans la commande vectorielle et on peut aussi aller

jusqu' à une commande plus stable et un temps rapide de rejet de perturbation malgré le manque du détail sur le modèle du processus.

Perspectives pour de futurs travaux

Tout travail étant perfectible nous proposons une liste non exhaustive de travaux sur concernant des thématiques qui pourraient encore améliorer les performances du processus :

Cependant, des améliorations à notre travail peuvent être apportées dans le futur pour mieux traiter les variations paramétriques et donc avoir une commande robuste du système.

On suggère pour cela, l'utilisation d'autres techniques telles que l'introduction d'un estimateur de la résistance rotorique par les méthodes suivantes :

- l'estimation de la constante de temps rotorique basée sur le calcul de la puissance réactive (méthode de Garces) ;
- techniques système d'adaptation à modèle de référence (MRAS)
- méthodes basées sur les réseaux de neurones artificiels.

Nous proposons aussi l'utilisation d'autres commandes non linéaire telles que la commande par mode glissant, la commande par Backstepping.

Nous suggérons également d'effectuer une étude approfondie sur la mise en œuvre sur une nouvelle génération de systèmes flous dites de type-2 permettant à la fois une meilleure prise en compte des incertitudes.

Enfin, la validation expérimentale des méthodes étudiées en simulation numérique lors d'une implémentation matérielle en temps réel, celle-ci étant la seule alternative permettant de mettre en évidence les lacunes de la modélisation mathématique de la machine asynchrone considérée.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [BAG 74] Holland, *Adaptation in Natural and Artificial Systems*. University of Michigan Press: Ann Arbor, 1975.
- [BAG 89] Goldberg, D.E., *Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning*. Addison-Wesley : Reading, MA, 1989.
- [Wri 91] A. Wright, *Genetic Algorithms for Real Parameter Optimization*, pp. 205–218. Morgan Kaufmann: San Mateo, CA, 1991.
- [BAG 99] L. Baghli « Contribution à la Commande de la machine, utilisation de la logique floue, des réseaux de Neurones et des Algorithmes génétique » thèse de doctorat en génie électrique, université Henri Poincaré Nancy -1 .1999.
- [BAK 09] L.BAKHOUCHE, «Commande par linéarisation entrée-sorties du couple et du flux de la machine asynchrone», Université Ferhat Abbas Sétif, 28/04/2009
- [BEN 05] Sofiane benrabia «simulation numérique d'un moteur asynchrone à double étoile commande par onduleur multiniveaux», Université de M'sila, 15/06/2005.
- [BOS 01] B.K. BOSE, « Modern power electronics and AC drives », Condra Chair Of excellence in Power Electronics, The University Of Tennessee, Knoxville, United States Of America,2001.
- [BOU 09] BOUZIDE ALLAL.M Comparaison et synthèse des procédés de commande vectorielles Ecole normale supérieures d'enseignement Technique –ORAN-2009.
- [BOU 11] M.BOUHASSOUNE, « Etude comparative des différentes approches MRAS pour la commande vectorielle sans capteur de vitesse d'un moteur asynchrone triphasé», Université de Tlemcen, 23/10/2011.
- [BUC 01] G.BUCHE, «Commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel MATLAB, SIMULINK », mémoire en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur CNAM, Conservatoire national des arts et métiers, Centre régional associé de Grenoble (C.U.E.F.A), soutenue le 07-03-2001.
- [BUH 94] H.BUHLER, « Réglage par la logique floue », Edition Presses polytechniques Romandes, 1994

- [CAR 95] J. P. CARON et J.P. HAUTIER « Modélisation et commande de la machine asynchrone », Editions Technip, Paris [1995].
- [FOD 08] M.FODIL, «Commande adaptative par logique floue de la machine asynchrone», Université de M'sila, 2008.
- [LOU 11] M.LOUCIF, « Commande vectorielle sans capteur mécanique à flux rotorique orienté basée sur l'estimation de la vitesse d'un moteur asynchrone par un filtre de Kalman étendu», Université de Tlemcen, 24/10/2011.
- [MAM 74] MAMDANI E. H, "Application of Fuzzy Algorithms for Control of Simple Dynamic Plant", Proc. of IEE, Vol. 121, No. 12, 1974
- [MAY 04] P.MAYÈ, «Moteurs électriques industriels», Editions Dunod, Paris 2004.
- [MEC 08] A. MECHERNENE, « Commande neuro-floue adaptative pour la régulation de vitesse d' un moteur asynchrone », mémoire de Magister, 28/04/2008.
- [MER 08] Dr A. MEROUFEL Maître de conférences cours Contrôle de la machine asynchrone : Commande scalaire, Commande Vectorielle, Commande directe du couple Simulation avec le logiciel Matlab/Simulink
- [MIL 07] A.MILOUDI, E.AL-RADADI, «A simple hysteresis PI based neural controller used for speed control of an indirect field oriented induction machine drive», Journal of electrical engineering, Vol.58, N°1, PP.10-18, 2007.
- [REZ 09] REZGUI SALAH EDDIN magister électrotechnique commande de machine électrique en environnement matlab/simulink et temps réel application à la machine asynchrone: commande vectorielle sans capteurs mécaniques SVPWM, mode glissant, MRAS
- [ZAD 65] L.A. Zadeh, The Concept of a Linguistic Variable and its Application to Approximate Reasoning. Information Sciences, vol. 8, pp. 199-249, 1975.
- [ZAD 73] L.A. Zadeh, The Concept of a Linguistic Variable and its Application to Approximate Reasoning. Information Sciences, vol. 8, pp. 199-249, 1975.

Didacticiel

- [MAR 98] M.MARIE, M.MOKHTARI, «Application de MATLAB 5 et SIMULINK 2», Springer, Verlag Berling Heidelberg, 1998.
- [MOK 00] M.MOKHTARI, «MATLAB 5.2&3 pour étudiants et ingénieurs», Springer, Verlag Berling Heidelberg, 2000.
- [MAT 04] MathWorks Inc, «Neural Network Toolbox for Use with Matlab[®] »User's Guide Version 4, 2004.
- [MAT 07] MathWorks Inc, «Neural Network Toolbox for Use with Matlab[®] »User's Guide Version 5, 2007.
- [MAT 94] SIMULINK RELEASE NOTES V1.3. The MathWorks, inv 1994.
- [MAT 98] MathWorks Inc, «Fuzzy Logic Toolbox for Use with Matlab[®]» User's Guide Version 2, 1998.

ANNEXE A

• Paramètres du moteur asynchrone utilisé

Moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil

$U_N=220 / 380$	%Tension nominale	Volts
$P_N=4$	%Puissance nominale	kW
$f=50$	%Fréquence nominale	Hertz
$n_N=1430$	%Vitesse nominale	tr/mn
$P = 2;$	% nombre de paires de pôle	/
$R_s = 4.85;$	%la résistance statorique	Ω
$R_r = 3.805;$	%la résistance rotorique	Ω
$L_s = 0.274;$	%l'inductance de stator	Henry
$L_r = 0.274;$	%l'inductance de rotor	Henry
$J = 0.031;$	%le moment d'inertie de la machine	$kg.m^2$
$f_v = 0.00334;$	%le frottement visqueux	N.s/rad
$M_{sr}=0.258;$	%la mutuelle inductance (stator-rotor)	Henry
$\sigma=1-(M_{sr}^2/(L_s*L_r));$	%coefficient de disparison	
$T_r=L_r/R_r;$	% constante de temps rotorique	
$T_s=L_s/R_s;$	% constante de temps statorique	

• Réglage de l'onduleur de tension

Tension continue : $U_{CC} = 510 \text{ Volts}$

Indice de modulation : $m = 10*6$ coefficient de réglage : $r = r = 1.156$

- **Conditions de simulations**

Les différentes simulations réalisées lors de ce travail ont été faites à l'aide du logiciel *MATLAB* (version 7.6) et son outil de simulation *SIMULINK*.

Les conditions adoptées lors des simulations sont les suivantes :

Tableau A.2 Conditions de simulation

<i>Fixed-step</i>	
<i>Ode4 (runge_kutta)</i>	
<i>Fixed-step Size (fundamental sample time)</i>	<i>0.0001</i>
<i>Tasking mode for periodic sample time</i>	<i>auto</i>

- **Profils des consignes de vitesse et des couples de charge**

Vitesse de rotation Ω (rad/s)

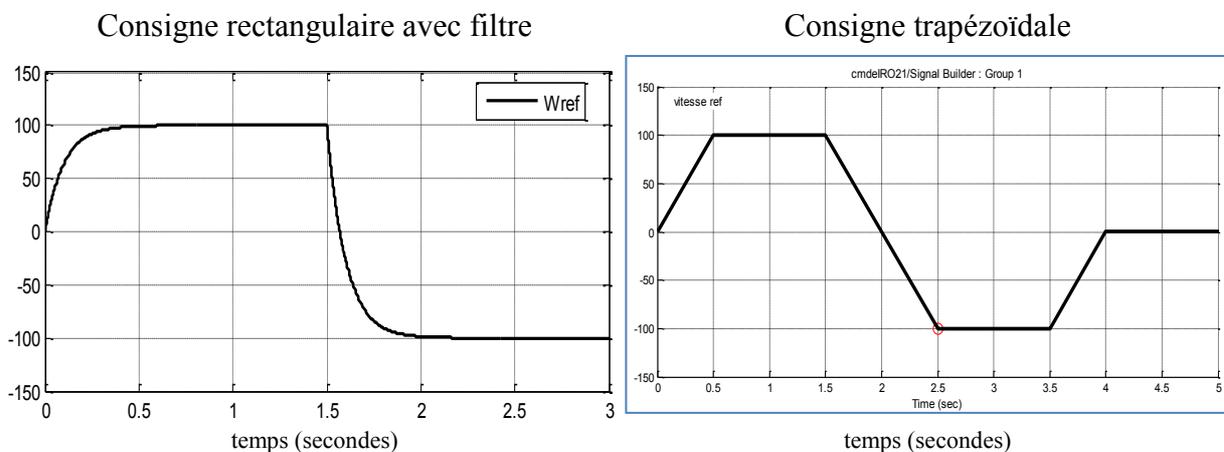


Figure A.1 Profils des consignes de vitesse pour l'étude de la poursuite

Couple de charge C_r (N.m)

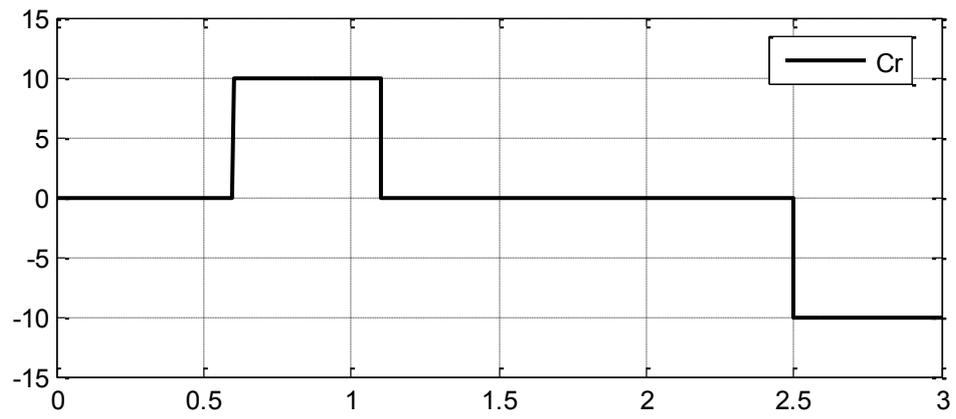


Figure A.2 Profils des couples de charge pour l'étude de la régulation

ANNEXE B

- *Modèles Simulink construit pour les différentes simulations*

Modèle de la machine asynchrone triphasée sur MATLAB SIMULINK:

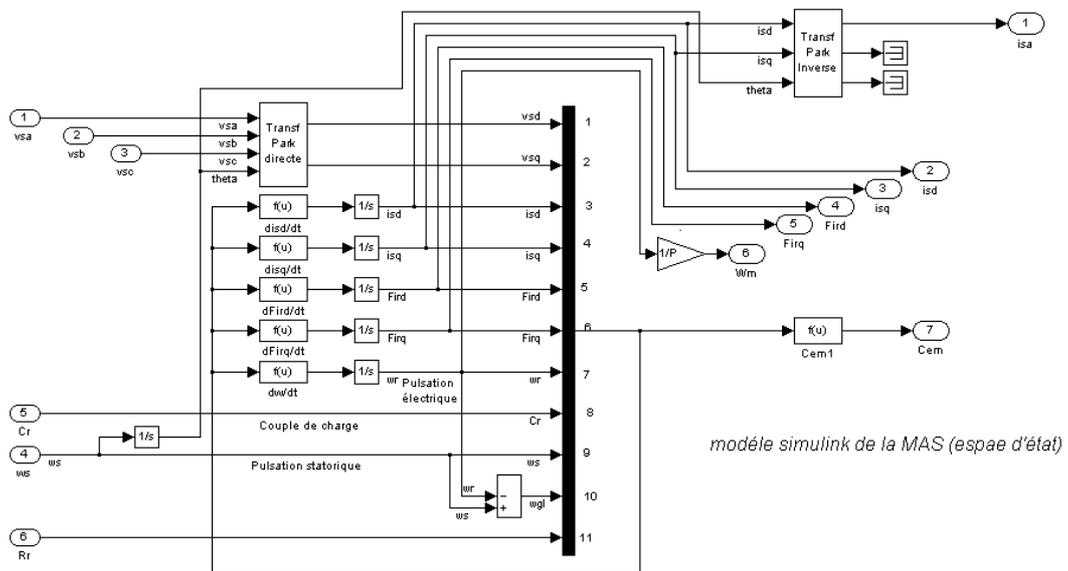


Figure B.1 représentation de la MAS par espace d'état sur simmlink

Modèle de l'onduleur de tension à MLI vectorielle sur MATLAB SIMULINK:

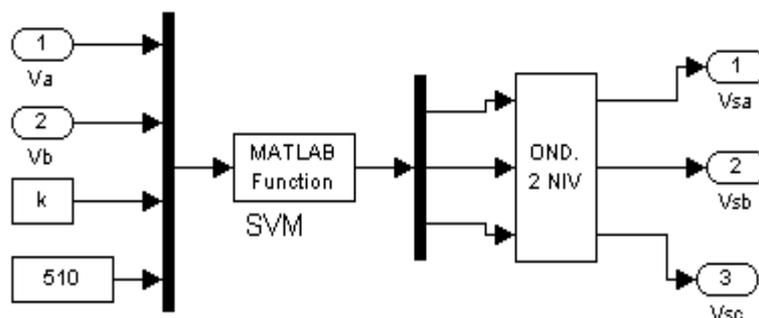


Figure B.2 Modèle simulink de l'onduleur de tension

◇ Programme de la SVM

```

%svm Space vector modulation.
%
%
function y=svm(x);
V0=[0;0;0];V1=[1;0;0];V2=[1;1;0];V3=[0,1,0];V4=[0;1;1];V5=[0;0;1];V6=[1;0;1];V7=[1;1;1];
Va=x(1);
Vb=x(2);
k=x(3);
E=x(4);
module=sqrt(Va^2+Vb^2);
T=pi/(3*k);
if abs(Vb)<1.0e-5;
    Vb=abs(Vb);
end;
if abs(Va)<1.0e-5;
    Va=abs(Va);
    teta=0;
else
    teta=atan(Vb/Va);
    if Va<0;
        teta=teta+pi;
    elseif Vb<0
        teta=teta+2*pi;
    end;
end;
secteur=floor(teta/pi*3)+1;
teta1=teta-(secteur-1)*pi/3;
l=floor(3*k*teta1/pi)+1;
dteta=teta1-((l-1)*pi/(3*k));
%Va=module*cos((secteur-1)*pi/3+(l-1)*pi/3/k+pi/6/k);
%Vb=module*sin((secteur-1)*pi/3+(l-1)*pi/3/k+pi/6/k);
if secteur==1;
    t1=(sqrt(6)*Va-sqrt(2)*Vb)/(2*E);
    t2=sqrt(2)*Vb/E;
    ti=(1-t1-t2)/4;
    p1=ti;
    p2=t1/2;
    p3=t2/2;
    p4=ti;
    s1=V0;
    s2=V1;
    s3=V2;
    s4=V7;
elseif secteur==2;
    t2=(sqrt(6)*Va+sqrt(2)*Vb)/(2*E);
    t3=(-sqrt(6)*Va+sqrt(2)*Vb)/(2*E);
    ti=(1-t2-t3)/4;
    p1=ti;
    p2=t3/2;
    p3=t2/2;
    p4=ti;
    s1=V0;
    s2=V3;
    s3=V2;

```

```

s4=V7;
elseif secteur==3;
t3=sqrt(2)*Vb/E;
t4=(-sqrt(6)*Va-sqrt(2)*Vb)/(2*E);
ti=(1-t3-t4)/4;
p1=ti;
p2=t3/2;
p3=t4/2;
p4=ti;
s1=V0;
s2=V3;
s3=V4;
s4=V7;
elseif secteur==4;
t4=(-sqrt(6)*Va+sqrt(2)*Vb)/(2*E);
t5=-sqrt(2)*Vb/E;
ti=(1-t4-t5)/4;
p1=ti;
p2=t5/2;
p3=t4/2;
p4=ti;
s1=V0;
s2=V5;
s3=V4;
s4=V7;
elseif secteur==5;
t5=(-sqrt(6)*Va-sqrt(2)*Vb)/(2*E);
t6=(sqrt(6)*Va-sqrt(2)*Vb)/(2*E);
ti=(1-t5-t6)/4;
p1=ti;
p2=t5/2;
p3=t6/2;
p4=ti;
s1=V0;
s2=V5;
s3=V6;
s4=V7;
elseif secteur==6;
t6=-sqrt(2)*Vb/E;
t1=(sqrt(6)*Va+sqrt(2)*Vb)/(2*E);
ti=(1-t6-t1)/4;
p1=ti;
p2=t1/2;
p3=t6/2;
p4=ti;
s1=V0;
s2=V1;
s3=V6;
s4=V7;
end;
dteta=dteta/T;
if dteta<=p1;
y=s1;
elseif dteta<=p1+p2;
y=s2;
elseif dteta<=p1+p2+p3;
y=s3;
elseif dteta<=p1+p2+p3+2*p4;

```

```

y=s4;
elseif dteta<=p1+p2+2*(p3+p4);
y=s3;
elseif dteta<=p1+2*(p2+p3+p4);
y=s2;
else;
y=s1;
end;

```

◇ l'allure de signale de tension de sortie de l'onduleur et présentation de l'étude spectrale

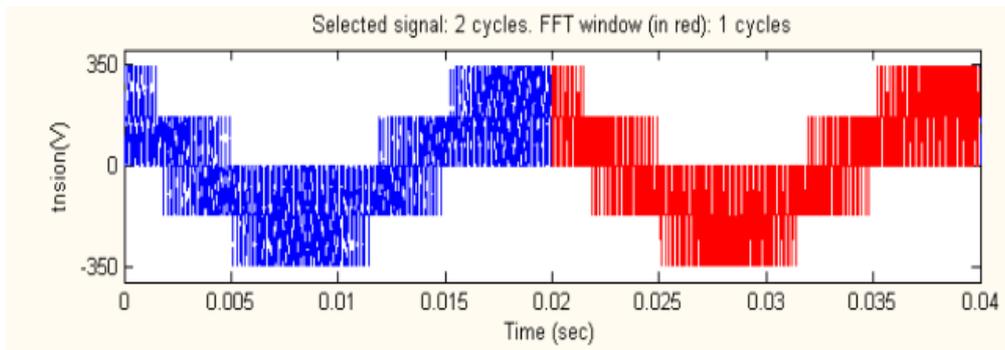


Figure B.3 Tension de sortie de l'onduleur

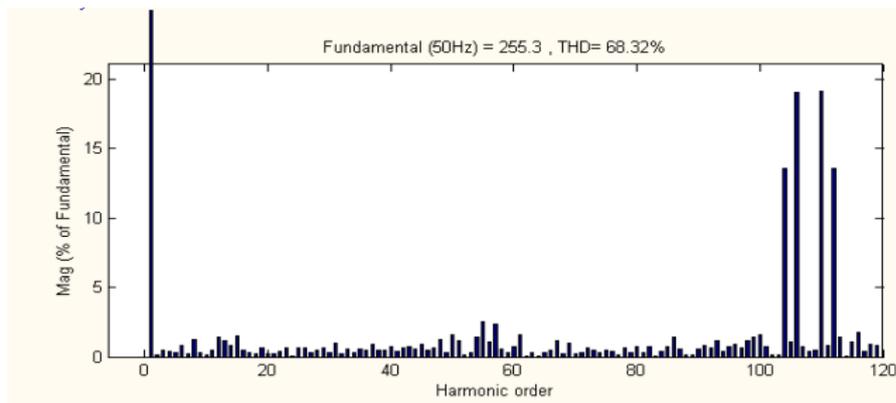


Figure B.4 Spectre d'harmonique de la tension de sortie de l'onduleur

Détail de bloc IFOC

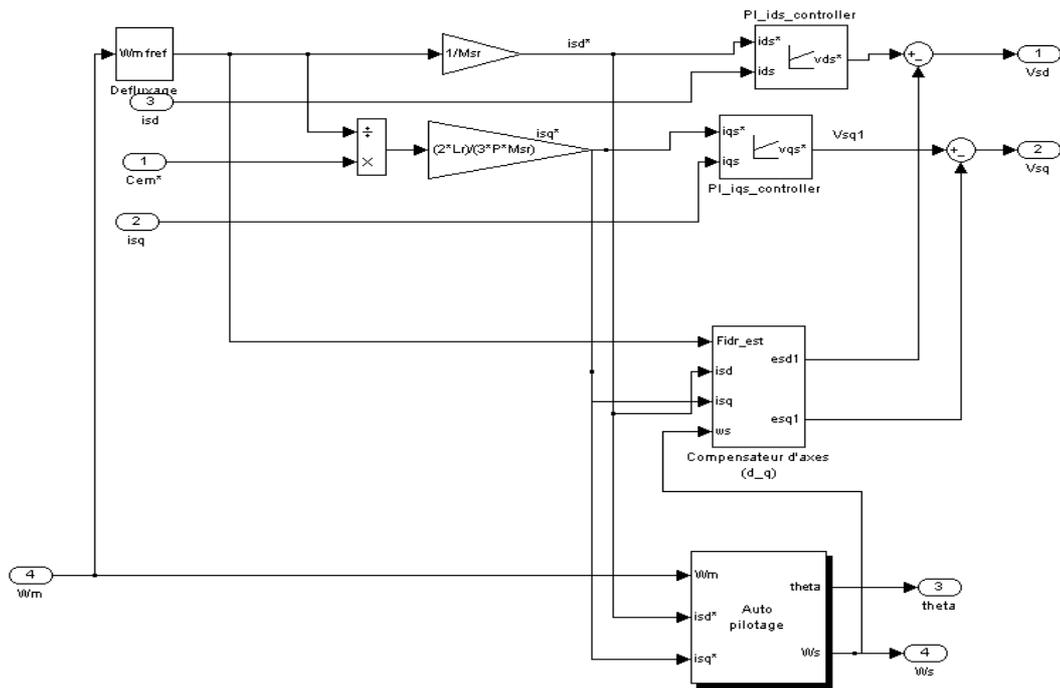


Figure B.7 détail de bloc IFOC

Loi d'auto pilotage

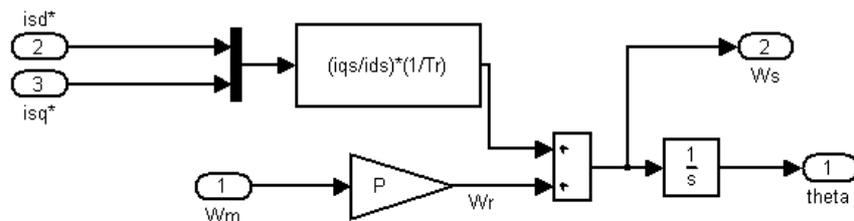


Figure B.8 Bloc auto pilotage

Détail des fonctions floues FLC55

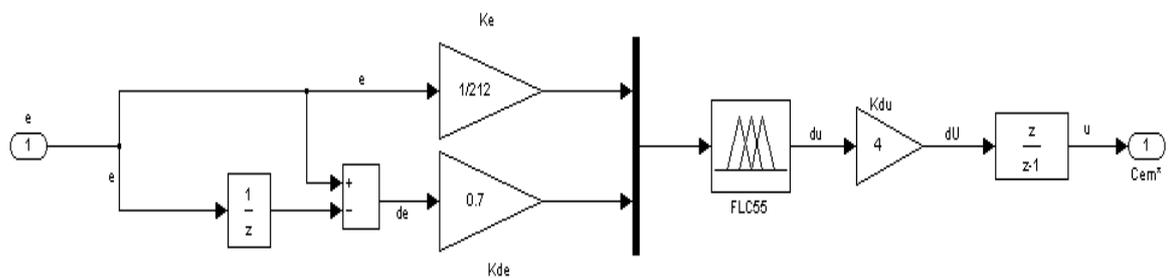
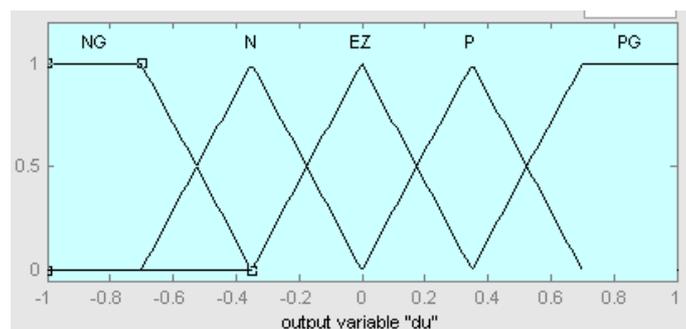
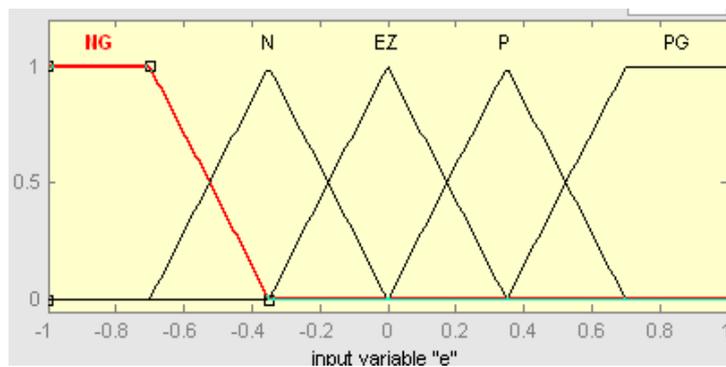
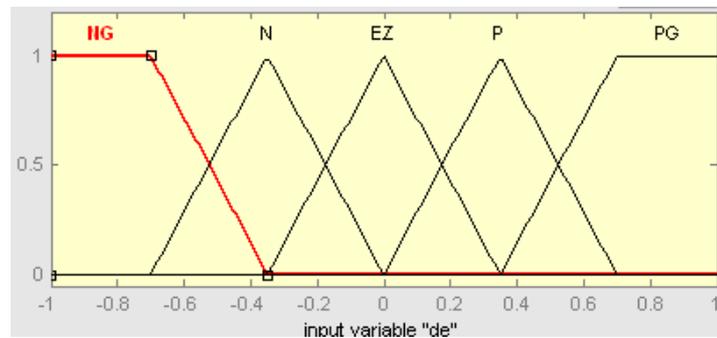


Figure B.9 Fonction de logique floue FLC55

```

∴ FLC55 =
∴ name: 'FLC55'
∴ type: 'mamdani'
∴ and Method: 'min'
∴ or Method: 'max'
∴ defuzz Method: 'centroid'
∴ imp Method: 'min'
∴ agg Method: 'max'
∴ input: [1x2 struct]
∴ output: [1x1 struct]
∴ rule: [1x25 struct]
    
```

Distribution des fonctions d'appartenances de FLC55 sur l'univers de discours



Les (25) règles de bloc d'inférence (25 variation de la commande en fonction de deux entrés

1. If (e is NG) and (de is NG) then (du is NG) (1)
2. If (e is NG) and (de is N) then (du is NG) (1)
3. If (e is NG) and (de is EZ) then (du is NG) (1)
4. If (e is NG) and (de is P) then (du is NG) (1)
5. If (e is NG) and (de is PG) then (du is EZ) (1)
6. If (e is N) and (de is NG) then (du is NG) (1)
7. If (e is N) and (de is N) then (du is N) (1)
8. If (e is N) and (de is EZ) then (du is N) (1)
9. If (e is N) and (de is P) then (du is EZ) (1)
10. If (e is N) and (de is PG) then (du is P) (1)
11. If (e is EZ) and (de is NG) then (du is N) (1)
12. If (e is EZ) and (de is N) then (du is N) (1)
13. If (e is EZ) and (de is EZ) then (du is EZ) (1)
14. If (e is EZ) and (de is P) then (du is P) (1)
15. If (e is EZ) and (de is PG) then (du is P) (1)
16. If (e is P) and (de is NG) then (du is N) (1)
17. If (e is P) and (de is N) then (du is EZ) (1)
18. If (e is P) and (de is EZ) then (du is P) (1)

Résumé

Ce travail présente l'étude de quelque commande de la vitesse de la machine asynchrone et de voir les performances de chaque technique de contrôle. La modélisation du moteur, de l'onduleur à MLI vectorielle a été établie, puis le principe du contrôle vectoriel à flux orienté est exposé. Un développement sur la théorie de la logique floue est présenté. Ensuite nous avons donné une approche sur la commande par un PI adaptatif flou dans le but de réussir une désensibilisation complète de notre commande par rapport à la variation des paramètres de la machine, pour réduire la complexité des calculs nous avons adopté dans notre cas d'étude une structure de commande simplifiée avec un contrôleur de type PI flou à gains adaptés. Nous avons testés également la poursuite des valeurs désirés, la régulation des perturbations et la robustesse vis-à-vis a la variation des paramètres de la machine des différents type des commandes qu'on a développés par une simulation sur (MATLAB-Simulink) et enfin nous avons tiré des conclusions et des perspectives.

Mots clés : Moteur asynchrone, Commande vectorielle (IRFOC), logique floue, MLI vectorielle, PI adaptatif flou, Robustesse.

Abstract

This work is presented a study of speed control of induction machines and sees the performance of each control technique. Modeling of the motor, the PWM inverter vector is established, and then the principle of vector control-flow oriented will be exposed. Development of the theory of fuzzy logic and will perform in later we gave an approach by a fuzzy adaptive PI in order to successfully complete desensitization of our control over the variation of machine parameters, to reduce complexity calculations we have adopted in our case study a simplified command structure (SMRAC). We also tested the pursuit of desired values, regulation disturbances and robustness vis-à-vis the variation of machine parameters of different types of orders that have been developed by a simulation (MATLAB-Simulink) and at the end we derived conclusions and perspectives

Key words: Induction motor, Vector control (IRFOC), Fuzzy logic, Vector PWM, Fuzzy adaptive PI, Robustness
