

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

UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE

N° :



FILIERE : ELECTROTECHNIQUE

OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

Mémoire présenté pour l'obtention
du diplôme de Master Académique

Par :

DEGHFEL NASSIR

BELHOUT MAKHLOUF

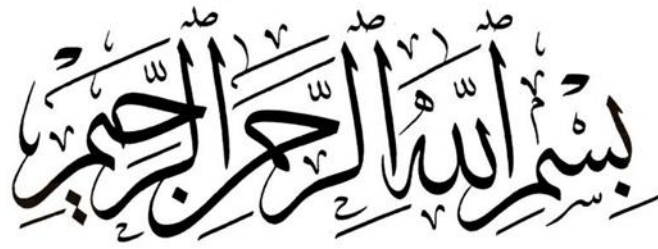
Intitulé

Commande Adaptative D'une Machine Asynchrone

Soutenu devant le jury composé de :

Mr BARKAT SAID	Université de Msila	Président
Mr ZEGHLACHE Samir	Université de Msila	Rapporteur
Mr BELHAMDI SAAD	Université de Msila	Examineur

Année universitaire : 2020 /2021



Dédicaces

Nous dédions ce travail à :

Nos parents, et le dévouement dont ils font preuve. À nos familles et amis(es), et A tous ceux qui ont sacrifié leur temps pour la science et à tous ceux qui utilisent la science pour le bien et la prospérité de l'humanité.

Nasser et Makhlouf

Remerciement

*Nous tenons tout d'abord à remercier Dieu le tout puissant et
miséricordieux, qui nous a donné la force et la patience
d'accomplir ce Modeste travail.*

*En second lieu, nous tenons à remercier notre encadreur Pr Samir
Zeghlache son précieux conseil et son aide durant toute la période
du travail.*

*Nous tenons à exprimer nos sincères remerciements à tous les
professeurs qui nous ont enseigné et qui par leurs compétences
nous ont soutenu dans la poursuite de nos études.*

*Enfin, on remercie tous ceux qui, de près ou de loin, ont contribué à
la réalisation de ce travail.*

LISTE DES FIGURES	I
LISTE DES TABLEAUX.....	III
NOTATION ET SYMBOLE	IV
INTRODUCTION GÉNÉRALE :	1
CHAPTRE I. MODÉLISATION ET SIMULATION DE LA MACHINE	
ASYNCHRONE	3
I.1. INTRODUCTION	3
I.2. DESCRIPTION.....	3
I.3. HYPOTHÈSES SIMPLIFICATRICES.....	4
I.4. ÉQUATIONS DE LA MACHINE ASYNCHRONE EN RÉGIME	
DYNAMIQUE	4
I.4.1. ÉQUATIONS ELECTRIQUE :.....	4
I.4.1.1. Modèle électrique d'une phase :	Erreur ! Signet non défini.
I.4.2. EQUATIONS MAGNETIQUES :.....	5
I.4.3. ÉQUATION MECANIQUE	7
I.5. .MODÈLE DE PARK	7
I.5.1. PRINCIPE DE LA TRANSFORMATION DE PARK	7
I.5.2. ÉQUATIONS DE LA MACHINE ASYNCHRONE	8
I.5.2.1. Équations électrique	8
I.5.2.2. Équations magnétique	9
I.5.2.3. Choix du repère	10
I.5.2.4. Référentiel immobile au champ tournant (système d, q)	10
I.5.2.5. Équation du Couple Électromagnétique	11
I.5.2.6. Représentation d'état de la modèle de MAS	11
I.6. SIMULASSIONS DE LA MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTÉE EN	
TENSION :.....	13
I.6.1. INTERPRÉTATION DES RÉSULTATS :	15
I.7. MODÉLISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION.....	16
I.7.1. MODELE MATHEMATIQUE DE L'ONDULEUR DE TENSION	16

I.7.2. CONTROLE DES TENSIONS PAR MLI	17
I.7.3. COMMANDE DE L'ONDULEUR DE TENSION A MLI NATURELLE (SINUS-TRIANGLE)..	18
I.7.4. RESULTATS SIMULATION DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR – MACHINE	20
I.8. CONCLUSION	21
CHAPTRE II. COMMANDE VECTORIELLE DE LA MAS.....	22
II.1. INTRODUCTION	23
II.2. PRINCIPE DE LA COMMANDE PAR ORIENTATION DE FLUX	23
II.3. COMMANDE VECTORIELLE DIRECT.....	24
II.4. COMMANDE VECTORIELLE INDIRECT	25
II.4.1. DECOUPLAGE	28
II.4.2. DECOUPLAGE ENTRE-SORTIE	29
II.4.2.1. Découplage par compensation	29
II.4.3. CALCUL DES REGULATEURS	30
II.4.3.1. Régulateurs des courants.....	30
II.4.3.2. Régulateur de la vitesse	32
II.4.4. BLOC DE DEFLUXAGE.....	33
II.5. RÉSULTATS DE SIMULATION.....	34
II.5.1. ESSAI A VIDE ET EN CHARGE	34
II.5.2. TEST DE ROBUSTESSE POUR L'INVERSION DE VITESSE	34
II.5.3. TEST DE ROBUSTESSE POUR LA VARIATION DE LA CHARGE.....	34
II.5.4. TEST DE ROBUSTESSE POUR LA VARIATION LA RESISTANCE ROTORIQUE.....	34
II.6. CONCLUSION.....	39
CHAPTRE III. APPLICATION DE LA LOGIQUE FLOUE À LA COMMANDE DE LA MAS	40
III.1. INTRODUCTION	41
III.2. PRINCIPE DE LA LOGIQUE FLOUE.....	41
III.2.1. VARIABLES LINGUISTIQUES.....	42
III.2.2. ENSEMBLES FLOUS ET FONCTIONS D'APPARTENANCE.....	42
III.2.3. FONCTIONS D'APPARTENANCE	43
III.2.4. OPERATEURS EN LOGIQUE FLOUE.....	44
III.2.5. REGLES D'INFERENCE	45

III.3. CONCEPTION D'UN RÉGULATEUR FLOU.....	45
III.3.1. FUZZIFICATION	46
III.3.2. BASE DE REGLES	46
III.3.3. INFÉRENCES FLOUES	46
III.3.3.1. Méthode d'inférence Max-Min :	48
III.4. MÉCANISME D'INFÉRENCES	48
DEFUZZIFICATION	49
III.5.1. METHODE DU CENTRE DE GRAVITE	49
III.6. LES ÉTAPES DE CONCEPTION D'UN SYSTÈME FLOU.....	49
III.6.1. DEFINITION DES VARIABLES DU SYSTEME.....	49
III.6.2. CHOIX DE LA PARTITION FLOUE.....	50
III.6.3. CHOIX DES FONCTIONS D'APPARTENANCES	50
III.7. APPLICATION DE LA LOGIQUE FLOUE A LA MAS	50
III.7.1. STRATEGIE DE FUZZIFICATION	50
III.7.2. SCHEMA DE COMMANDE DU MAS.....	52
III.7.3. LOI DE COMMANDE POUR LE REGULATEUR PI FLOU	52
III.8. RÉSULTATS DE SIMULATION ET INTERPRÉTATIONS.....	53
III.8.1. TESTE DE ROBUSTESSE POUR L'INVERSION DE VITESSE	54
III.8.2. TESTE DE ROBUSTESSE DE VARIATION DE RESISTANCE ROTORIQUE	56
III.8.3. TESTE DE ROBUSTESSE POUR LA VARIATION DE CHARGE	57
III.9. CONCLUSION	58
CHAPTRE IV. COMMANDE ADAPTATIVE DE LA MAS.	59
IV.1. INTRODUCTION.....	59
IV.2. GÉNÉRALITÉ SUR LA COMMANDE ADAPTATIVE.....	59
IV.3. DESCRIPTION DU CONTRÔLEUR FLOU ADAPTATIVE UTILISE	60
IV.4. CONCEPTION D'UN RÉGULATEUR PI A GAINS FLOUE	
ADAPTATIVE	60
IV.5. RÉSULTATS DE SIMULATION	63
IV.5.1. ESSAI A VIDE ET EN CHARGE	63
IV.5.2. TESTS DE ROBUSTESSE	65
IV.5.2.1. Teste robustesse pour l'inversion de vitesse	65
IV.5.2.2. Teste robustesse pour la variation de charge.....	66
IV.5.2.3. Teste de robustesse pour la variation de résistance rotorique	68

IV.6. ÉTUDE COMPARATIVE ENTRE LES TECHNIQUES DE COMMANDES APPLIQUÉES À LA MAS.....	69
IV.6.1. COMPARAISON DANS LE CAS DE FONCTIONNEMENT NOMINAL.....	70
IV.6.2. COMPARAISON AU NIVEAU DE L'INVERSION DE LA VITESSE.....	72
IV.7. CONCLUSION	73
 CONCLUSION GÉNÉRALE :	74
 ANNEXE.....	75
 BIBLIOGRAPHIE	ERREUR ! SIGNET NON DEFINI.

LISTE DES FIGURES

Figure I.1: Représentation schématique de la machine asynchrone	3
Figure I.2: Transformation des enroulements réels en enroulements fictives	8
Figure I.3 : Modelé de la MAS.	14
Figure I.4: Résultats de simulation du modèle en tension de la MAS avec une charge ($C_r=5N.m$ a $t=2s$).....	15
Figure I.5: Représentation de l'ensemble onduleur –MAS	16
Figure I.6: Génération d'un MLI naturelle pour un signal pour une porteuse de 1KHz.	19
Figure I.7: Génération d'un MLI naturelle pour un signal pour une porteuse de 1KHz.	19
Figure I.8: Performances de la MAS alimentée par un onduleur de tension en charge.....	21
Figure II.1: Principe de commande par orientation du flux.....	23
Figure II.2: Régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte.	27
Figure II.3: Modelé de la machine.....	29
Figure II.4 : Découplage par addition des termes de compensation.	30
Figure II.5: commande découplée	30
Figure II.6: Boucle de régulation du courant ids.	31
Figure II.7: boucle de régulation PI de la vitesse.....	32
Figure II.8: Bloc de défluxage.	33
Figure II.9: Essai à vide et en charge.....	36
Figure II.10: Simulation de l'inversion de vitesse.....	37
Figure II.11: Simulation de variation de charge.	38
Figure II.12: Simulation de variation de résistance rotorique.	39
Figure III.1: Représentation graphique des termes linguistiques.	42
Figure III.2: Exemple de fonctions d'appartenance (a) logique classique (b) logique floue.	43
Figure III.3: Formes usuelles des fonctions d'appartenance.	43
Figure III.4: Opérateurs logiques : (a) A et B, (b) $A \cap B$, (c) $A \cup B$, (d)	44
Figure III.5: Schéma de principe d'un régulateur à logique.....	45
Figure III.6: Exemple d'inférence Max-Min.....	48
Figure III.7: les fonctionnes d'appartenance de notre contrôleur floue.	51
Figure III.8: structure de réglage par un PI flou de la vitesse d'un MAS.	52
Figure III.9: Résultats de simulation de commande vectorielle indirecte floue de la MAS avec application d'une charge à($t=2s$, $C_r=5Nm$).....	54

Figure III.10: Test de robustesse pour l'inversion de vitesse à $t=1$ s.	55
Figure III.11: Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique.....	57
Figure III.12: Test de robustesse pour la variation de la charge.....	58
Figure IV.1: Structure de base de la commande adaptative utilisée.	59
Figure IV.2: Structure du contrôleur flou adaptatif utilisé pour la commande de vitesse de la MAS.	60
Figure IV.3: Structure générale du régulateur flou adaptatif appliqué aux régulateurs.....	60
Figure IV.4 : Fonctions d'appartenance pour le contrôle PI adaptatif. a Erreur, b changement d'erreur, c changement de commande de sortie pour KP et KI.	63
Figure IV.5: Essai à vide et en charge.....	65
Figure IV.6: Test de robustesse pour l'inversion de vitesse à $t=2$ s.	66
Figure IV.7: Simulation avec variation de la charge.	68
Figure IV.8: Simulation avec variation de la résistance rotorique.....	69
Figure IV.9: résultats de simulation de fonctionnement nominal.	71
Figure IV.10: résultats de simulation de l'inversion de la vitesse.	73

LISTE DES TABLEAUX

Tableau III-1: Matrice d'inférence du régulateur flou47

Tableau III-2: Matrice d'inférence du régulateur flou à cinq fonctions d'appartenance par variable
.....53

Tableau IV-1: Table de règles pour la base de paramètres KP.....62

Tableau IV-2 : Table de règles pour la base de paramètres Ki.....62

Tableau IV-3: Performance de système " fonctionnement nominal".70

Tableau IV-4: Performance de système "inversion de vitesse"72

Notation et symbole

Acronymes

<i>MAS</i>	Machine Asynchrone.
<i>MCC</i>	Machine à Courant Continue.
<i>DFOC</i>	Direct Field Oriented Control.
<i>MLI</i>	Modulation par Largeur d'Impulsion.
<i>MRAC</i>	Commande Adaptative Avec Modèle de Référence.
<i>FC</i>	Fuzzy Controller.
<i>CV</i>	Commande Vectorielle.
<i>PI</i>	Correcteur Proportionnelle Intégrateur.

Symboles

<i>a, b, c</i>	Indices correspondants aux trois phases.
<i>s, r</i>	Indices relatif au stator et rotor respectivement.
<i>d, q</i>	Axes correspondant au référentiel lie au champ tournant.
θ	Position du rotor par rapport au stator [rad].
θ_s	Angle électrique entre l'axe <i>d</i> et le stator (<i>S</i>) lié au stator [rad].
θ_r	Angle électrique entre le rotor et l'axe « <i>d</i> » [rad].
<i>f</i>	Coefficient de frottement [$N m s^2 / rad^2$].
R_s	Résistance statorique [ohm (Ω)].
R_r	Résistance rotorique [ohm (Ω)].
L_s	Inductance cyclique statorique [Henry (H)].
L_r	Inductance cyclique rotorique [Henry (H)].
σ	Coefficient de dispersion.
ω_s, ω_r	Pulsations statorique et rotorique [rad /s].
Ω	Vitesse de rotation mécanique [tr /min].
C_e	Couple électromécanique [Nm].
C_r	Couple résistant [Nm].
<i>P</i>	Nombre de pair de pôle.
<i>J</i>	Moment d'inertie [Kg ² m].
ω	Vitesse de rotation électrique [rad/s].

M_{sr}	Inductance cyclique mutuelle [Henry (H)].
$[V_{as} V_{bs} V_{cs}]^T$	Vecteur tension statorique en composantes triphasées [V].
$[V_{ar} V_{br} V_{cr}]^T$	Vecteur tension rotorique en composantes triphasées [V].
$[I_{as} I_{bs} I_{cs}]^T$	Vecteur courant statorique en composantes triphasées [A].
$[I_{ar} I_{br} I_{cr}]^T$	Vecteur courant rotorique en composantes triphasées [A].
$[\varphi_{as} \varphi_{bs} \varphi_{cs}]^T$	Vecteur flux statorique en composantes triphasées [Wb].
$[\varphi_{ar} \varphi_{br} \varphi_{cr}]^T$	Vecteur flux rotorique en composantes triphasées [Wb].
$[p(\theta)]$	Matrice de transformation de Park.
T_s	Constante de temps statorique[s].
T_r	Constante de temps rotorique[s]
φ_r	Flux rotorique [Wb].
φ_s	Flux statorique [Wb].
V_{ds}	Tension statorique instantanée dans l'axe d [V]
V_{qs}	Tension statorique instantanée dans l'axe q [V].
I_{ds}	Courant statorique instantanée dans l'axe d [A].
I_{qs}	Courant statorique instantanée dans l'axe q [A].
φ_r^*	Flux rotorique de référence [Wb].
Ω_r^*	Vitesse rotorique de référence.
K_i	Constante du gain intégrateur.
k_p	Constante du gain intégrateur.
P	Opérateur de Laplace.
T_d	Coefficient du régulateur du courant sur l'axe d .
K_v, T_v	Coefficients du régulateur de vitesse dans le cas d'une commande indirecte.
T_{vd}	Retard dans la boucle de régulation de vitesse [s].
T_{vf}	Retard dû au filtre de vitesse [s].
$\mu(x)$	Degré d'appartenance

INTRODUCTION GÉNÉRALE :

La machine asynchrone assure actuellement une part très importante et toujours croissante du marché grâce à sa simplicité, sa robustesse et son faible cout de fabrication. Malgré tous ces avantages, sa commande reste une des plus complexes comparativement à celles de la machine à courant continu, vu que son modèle mathématique est non linéaire et fortement couplé [1]. Depuis ces dernières décennies, des commandes assez laborieuses ont été mises au point pour réaliser un contrôle découplé de la machine asynchrone utilisant des repères appropriés. Cette avancée est due essentiellement à l'évolution de la microélectronique qui permet de réaliser des algorithmes complexes de commande prenant en compte les difficultés liées aux non linéarités du modèle de la machine asynchrone.

Parmi ces commandes on peut citer la commande vectorielle par orientation de flux [2], les commandes de linéarisation entrées sorties [3], le contrôle direct du couple, les commandes par modes glissants et la commande par logique floue [4] [5]. La plus populaire parmi elles est la commande vectorielle qui permet de ramener la commande de la machine asynchrone à une commande linéaire similaire à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée.

Toutefois cette technique de commande présente relativement une certaine sensibilité liée aux variations paramétriques en effet dépendant directement du modèle de connaissance de la machine. La robustesse de l'algorithme de la commande vectorielle est remise en question et particulièrement au niveau du régulateur PI conventionnel [1].

La technique de réglage par logique floue, permet à la commande d'être insensible à de telles variations, la vitesse est peu affectée par les perturbations et suit sa consigne. La Commande par logique floue associée à la commande vectorielle se prête bien pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone. Elle assure une bonne orientation du flux statorique et donc un bon découplage entre le flux et le couple.

Malgré l'apport d'efficacité du régulateur PI flou classique, dans le sens d'avoir une bonne réponse dynamique et un bon rejet de la perturbation, il demeure moins robuste vis-à-vis à la variation paramétrique, cela est dû à ses paramétriques constants, et incapable de compenser certains marges du changement .Donc une adaptation en temps réel de ces derniers est nécessaire, si on veut améliorer la robustesse du régulateur [6].

Le contrôle adaptatif a pour but d'améliorer les performances combinées à la logique floue, il donne de meilleures performances face aux variations paramétriques et perturbations telles que l'application de charges et changement de consignes. En contrepartie, il demande un calcul relativement plus complexe.

L'objectif principal de ce travail, est l'application de technique adaptative floue pour la commande de la machine asynchrone. Le travail est structuré comme suit :

Dans le **premier** chapitre nous présenterons la modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande en utilisant le formalisme d'état puis à la présentation des modèles sous forme de schéma-bloc. La simulation numérique permet la validation des modèles qui seront présentés.

Le **deuxième** chapitre est consacré à l'application de la commande vectorielle avec orientation du flux rotorique, nous présenterons également le réglage de la vitesse de la MAS par régulation PI classique, et une validation par des résultats de simulation et des tests de robustesse seront présentés.

Le **troisième** chapitre a pour but de présenter les aspects théoriques de la logique floue et ses applications dans les systèmes de commande .on va aussi construire un régulateur de vitesse à base de la logique floue .La deuxième partie du chapitre est consacré à l'étude de la robustesse de la commande. Les performances de cette méthode seront montrées par des résultats de simulation.

Le **dernier** chapitre, est concerné par l'utilisation de la commande floue adaptative .La structure du régulateur floue adaptatif que nous allons utiliser avec les trois structures développés est détaillées. Puis une étude comparative entre les différentes techniques.

Nous terminons par une conclusion générale sur l'ensemble de cette étude.

Chapitre I.

MODÉLISATION ET SIMULATION DE LA MACHINE

ASYNCHRONE

I.1.INTRODUCTION

Le modèle mathématique d'une machine électrique est un moyen de représentation de la machine réelle permettant d'avoir une image de ce que l'on peut observer expérimentalement et de prévoir le comportement de la machine dans des situations impossible de les avoir expérimentalement.

Dans ce chapitre, on présentera le modèle mathématique de la MAS dans le référentiel réel. Puis nous réduirons l'ordre du système afin de simplifier l'étude et de réduire la complexité du système en utilisant la transformation de Park qui nous permet de passer du référentiel triphasé à un nouveau référentiel biphasé. Par la suite, il est nécessaire de valider les modèles par une série de simulation numérique dans le but de vérifier les performances du moteur asynchrone en boucle ouverte. Dans un second temps, on va donner la modélisation de l'onduleur de tension et à la fin de ce chapitre, on va voir la simulation de l'association onduleur de tension –machine asynchrone.

I.2.DESCRPTION

La machine asynchrone comporte une partie fixe dite stator et une partie tournant autour de l'axe de symétrie dite rotor. Elle comporte un enroulement triphasé au stator dont les axes magnétiques sont déphasés de 120° . La structure du rotor peut être réalisée soit par un système triphasé à rotor bobiné ou à cage d'écureuil. [7]

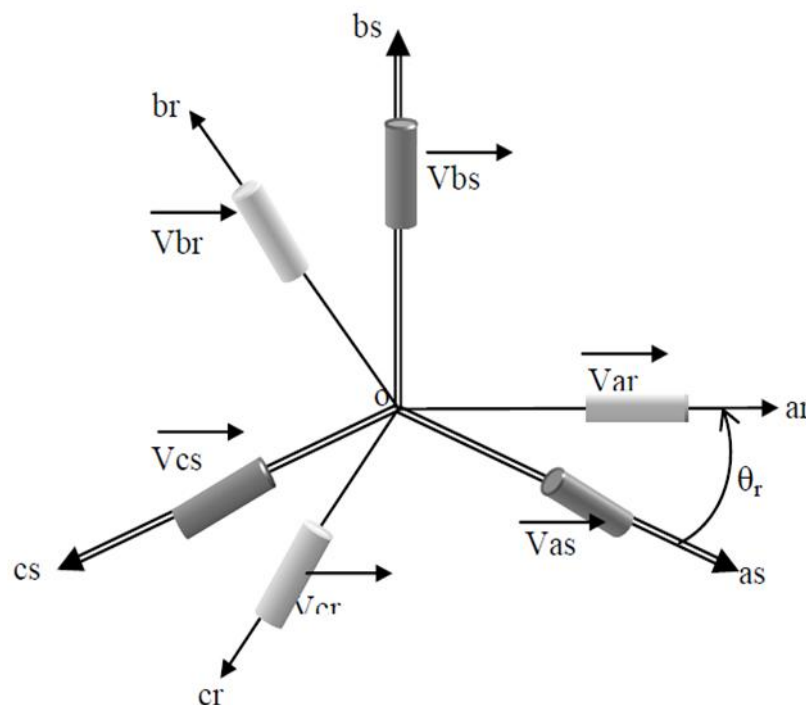


Figure I.1: Représentation schématique de la machine asynchrone

I.3.HYPOTHÈSES SIMPLIFICATRICES

Le modèle de la machine que nous adopterons repose sur les hypothèses suivantes :

- proportionnalité des flux aux courants.
- Entrefer constant (pas d'effet d'encoches).
- Forces magnétomotrices à répartition spatiale sinusoïdale.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte

Parmi les conséquences importantes des hypothèses on peut citer :

- L'additivité des flux.
- La constante des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques [8] [9].

Dans le cadre de ces hypothèses et pour une machine équilibrée et montée en étoile on distingue trois types d'équations qui définissent entièrement son comportement à savoir :

1. Les équations électriques.
2. Les équations magnétiques.
3. Les équations mécaniques.

I.4.ÉQUATIONS DE LA MACHINE ASYNCHRONE EN RÉGIME DYNAMIQUE

I.4.1.Équations électrique :

Pour le stator :

$$\begin{cases} V_{as} = R_s I_{as} + \frac{d\phi_{as}}{dt} \\ V_{bs} = R_s I_{bs} + \frac{d\phi_{bs}}{dt} \\ V_{cs} = R_s I_{cs} + \frac{d\phi_{cs}}{dt} \end{cases} \quad (I.1)$$

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (I.2)$$

$$R_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

Ou sous la forme condensée comme suit :

$$[V_{abcs}] = R_s [I_{abcs}] + \frac{d}{dt} [\phi_{abcs}] \quad (I.4)$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} V_{ar} = R_r I_{ar} + \frac{d\phi_{ar}}{dt} \\ V_{br} = R_r I_{br} + \frac{d\phi_{br}}{dt} \\ V_{cr} = R_r I_{cr} + \frac{d\phi_{cr}}{dt} \end{cases} \quad (I.5)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

$$R_r = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

Ou sous la forme condensée comme suit :

$$[V_{abcr}] = R_r [I_{abcr}] + \frac{d}{dt} [\phi_{abcr}] \quad (I.8)$$

R_s : Résistance propre statorique.

R_r : Résistance propre rotorique.

I.4.2.Équations magnétiques :

Les hypothèses simplificatrices citées antérieurement conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants de la machine asynchrone, ces relations s'écrivent matriciellement comme suit[2]:

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} = [M_s] \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

Ou sous la forme condensée comme suit :

$$[\varphi_{abcs}] = [M_s][I_{abcs}] + [M_{sr}][i_{abcr}] \quad (\text{I.10})$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} = [M_r] \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + [M_{rs}] \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

Ou sous la forme condensée comme suit :

$$[\varphi_{abcr}] = [M_{rs}][I_{abcs}] + [M_r][i_{abcr}] \quad (\text{I.12})$$

Tel que :

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

$$[M_s] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix}$$

$$[M_r] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix}$$

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

Cette dernière matrice est nommée inductance mutuelle entre le rotor et le stator.

$[M_{rs}]$: représente la valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une bobine statorique et une bobine rotorique lorsque celles-ci sont en regard l'une de l'autre.

l_s : Inductances propre des phase statoriques

l_r : Inductances propre des phase rotorique

M_s : Matrice des inductances statoriques.

M_r : Matrice des inductances rotorique.

m_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

m_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

M_0 : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique

θ : Écart angulaire entre une phase statorique et la phase rotorique correspondante.

I.4.3.Équation mécanique

$$J \frac{d}{dt} \Omega = c_{em} - f \Omega - c_r \quad (\text{I.13})$$

J : Moment d'inertie du rotor et des parties tournantes de la machine.

f : Coefficient du frottement visqueux.

c_{em} : Couple électromagnétique.

c_r : Couple de charge.

Ω : vitesse de moteur

I.5..MODÈLE DE PARK

I.5.1.Principe de la transformation de Park

Afin d'obtenir un modèle mathématique plus simple que le modèle physique du système on utilise des transformations orthogonales. On obtient donc des équations simples par des changements de variables appropriés. Parmi les transformations les plus utilisées, on a celle de Park. [10]

Les modèles dynamiques des machines à courant alternatifs sont relativement complexes. Afin de les simplifier, on applique un changement de repère. Cette manipulation mathématique, transforme les

trois bobines statoriques fixes déphasées $\frac{2\pi}{3}$ en deux bobines fictives équivalentes déphasées de $\pi/2$

[11].

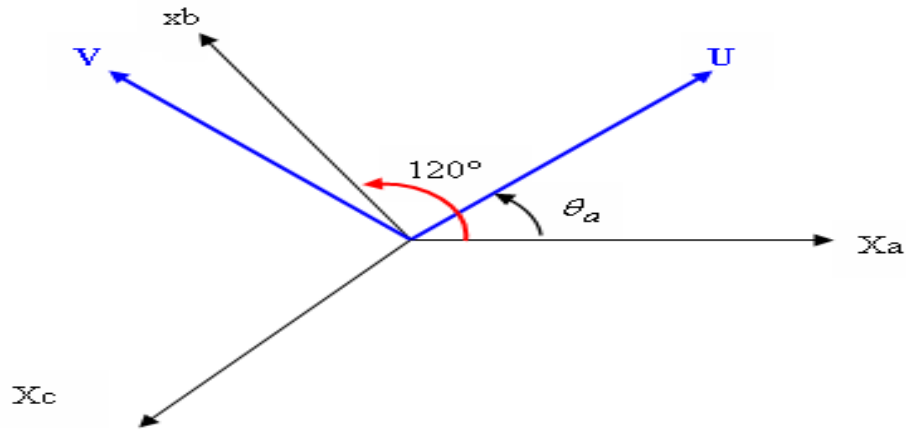


Figure I.2: Transformation des enroulements réels en enroulements fictifs

$$\left. \begin{aligned} [x_{uv}] &= P^T(\theta)[x_{\alpha\beta}] \\ [x_{\alpha\beta}] &= T_{23}[x_{abc}] \end{aligned} \right\} [x_{uv}] = P^T(\theta)T_{23}[x_{abc}]$$

$$T(\theta) = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_\alpha) & \cos(\theta_\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_\alpha) & -\sin(\theta_\alpha - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

Park inverse :

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

I.5.2.Équations de la machine asynchrone

Équations électriques

La transformation de Park appliquée sur le système d'équations (10) (11) :

$$[T^{-1}(\theta_\alpha)][V_{dqo}] = R [T^{-1}(\theta_\alpha)][I_{dqo}] + \frac{d}{dt}[T^{-1}(\theta_\alpha)][\varphi_o] \tag{I.14}$$

$$[V_{dqo}] = R [I_{dqo}] + [T(\theta)] \frac{d[T^{-1}(\theta)]}{dt} [\phi_{dqo}]$$

$$[T(\theta_\alpha)] \frac{d[T^{-1}(\theta_\alpha)]}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \left(\frac{d\theta}{dt} \right) \quad (I.15)$$

Tel que :

$\theta_\alpha = \theta_s$: pour les grandeurs statoriques.

$\theta_\alpha = \theta_r$: pour les grandeurs rotoriques .

Avec :

θ_α : angle de positionnement de l'axe U , V

ω_α : la vitesse coordonne a l'axe U,V

On obtient finalement le système des équations de Park qui constitue ainsi un modèle électrique dynamique pour l'enroulement diphasé équivalent

$$\begin{bmatrix} V_{us} \\ V_{us} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{us} \\ i_{vs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{us} \\ \phi_{vs} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega_\alpha \\ \omega_\alpha & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{us} \\ \phi_{vs} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} V_{ur} \\ V_{ur} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ur} \\ i_{vr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ur} \\ \phi_{vr} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_\alpha - \omega) \\ \omega_\alpha - \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ur} \\ \phi_{vr} \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

Équations magnétiques

On applique la transformation de Park pour établir les relations entre les flux (dqo) et ceux des axes (abc)

Pour le stator :

$$\begin{aligned} \phi_{us} &= L_s i_{us} + M i_{ur} \\ \phi_{vs} &= L_s i_{vs} + M i_{vr} \end{aligned} \quad (I.17)$$

Pour le rotor :

$$\begin{aligned} \phi_{ur} &= L_s i_{ur} + M i_{sr} \\ \phi_{vr} &= L_s i_{vr} + M i_{us} \end{aligned} \quad (I.18)$$

$L_s = l_s - m_s$: Inductance cyclique statorique.

$L_r = l_r - m_r$: Inductance cyclique rotorique.

$M = \frac{3}{2} M_0$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

Choix du repère

Il existe trois choix importants. On peut fixer le repère dq au stator, au rotor ou au champ tournant. Rappelons que le repère dq est le repère mobile, c'est-à-dire qu'il nous appartient de calculer les angles des transformations de Park θ_s et θ_r afin d'effectuer les rotations. On peut donc le lier à un référentiel mobile comme le champ tournant [12].

Le champ tournant est le champ créé par le bobinage statorique et qui tourne, en régime permanent, à la vitesse de synchronisme. Il est symbolisé par le vecteur flux statorique. On parle de vecteur alors qu'on veut dire qu'on a tout un champ. Le vecteur permet de donner une idée visuelle de la phase et du module d'amplitude du flux [7].

Référentiel immobile au champ tournant (système d, q)

Les axes de référence sont tournantes au synchronisme d'où :

$$\theta_a = \theta_s \Rightarrow \omega_a = \omega_s \quad \omega_r = \omega_a - \omega = \omega_s - \omega$$

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

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

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

(I.19)

Ce qui permet d'avoir :

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix}$$

(I.20)

$$\begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix}$$

(I.21)

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_r \phi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \omega_r \phi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (I.22)$$

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases} \quad (I.23)$$

$$\begin{cases} \phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (I.24)$$

L'avantage d'utiliser ce référentiel, est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent il est alors plus aisé d'en faire la régulation [13].

Équation du Couple Électromagnétique

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \quad (I.25)$$

Représentation d'état de la modèle de MAS

Une machine asynchrone alimentée en tension, a comme variables de commande, les tensions statoriques V_{ds} et V_{qs} et comme perturbation le couple résistant C_r . Elle peut être décrite par plusieurs variables d'état. Notre étude sera limitée à un seul cas représenté par les courants statoriques et les flux rotorique ($i_{ds}, i_{qs}, \phi_{dr}, \phi_{qr}$).

En remplaçant les expressions (1.23) et (1.24) dans l'équation (1.22), on obtient le système suivant :

$$\begin{aligned} \frac{di_{ds}}{dt} &= \left(-\frac{1}{\sigma T_s} - (1-\sigma) \frac{1}{\sigma T_r} \right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma M T_r} \Phi_{dr} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma M T_r} \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} &= -\omega_s i_{ds} + \left(-\frac{1}{\sigma T_s} - (1-\sigma) \frac{1}{\sigma T_r} \right) i_{qs} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} \omega_r \phi_{dr} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma M T_r} \phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} &= \frac{M}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} &= \frac{M}{T_r} i_{qs} - \frac{1}{T_r} \phi_{qr} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} \end{aligned} \quad (I.26)$$

En écrit le system d'équations en forme représentation d'état :

$$\left[\frac{dX}{dt} \right] = AX + BU \tag{I.27}$$

Avec :

$$[X] = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \phi_{dr} \quad \phi_{qr}]^T$$

$$[U] = [V_{ds} \quad V_{qs}]^T$$

Après les calculs :

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r \sigma}\right) & \omega_s & \frac{1-\sigma}{MT_r \sigma} & \frac{1-\sigma}{M\sigma} \omega \\ -\omega_s & -\left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r}\right) & -\frac{1-\sigma}{M\sigma} \omega & \frac{1-\sigma}{MT_r \sigma} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega) \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \tag{I.28}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{I.29}$$

Avec :

$$\sigma = \left(1 - \frac{M^2}{L_s L_r}\right) \text{ Coefficient de dispersion}$$

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} : \text{ Constante de temps statorique}$$

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

$$A = A1 + \omega A2 + \omega_s A3$$

Avec :

$$A1 = \begin{bmatrix} \left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r \sigma} \right) & 0 & \frac{1-\sigma}{MT_r \alpha} & 0 \\ 0 & -\left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r \sigma} \right) & 0 & \frac{1-\sigma}{MT_r \sigma} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I.30)$$

$$A2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{1-\sigma}{M\sigma} \\ 0 & 0 & -\frac{1-\sigma}{M\sigma} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.31)$$

$$A3 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.32)$$

I.6.SIMULASSIONS DE LA MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTÉE EN TENSION

La **figure I.3** représente la simulation de la machine asynchrone en MATLAB/SIMULINK basé sur le model d'état :

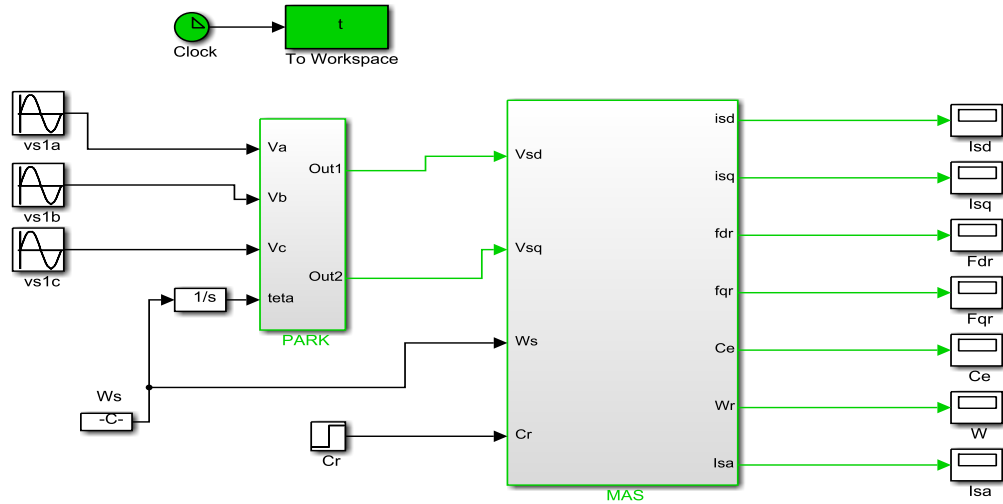
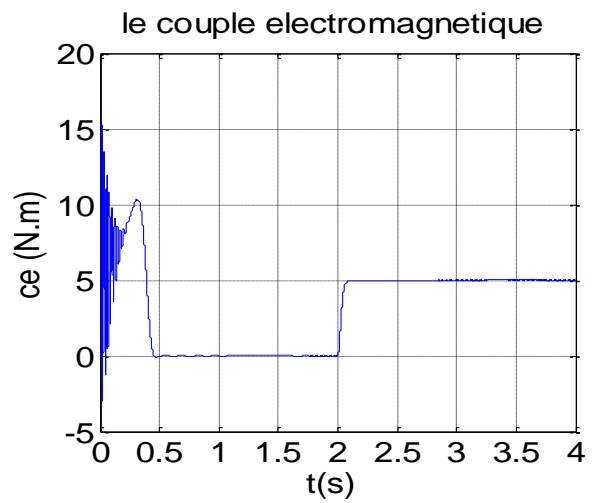
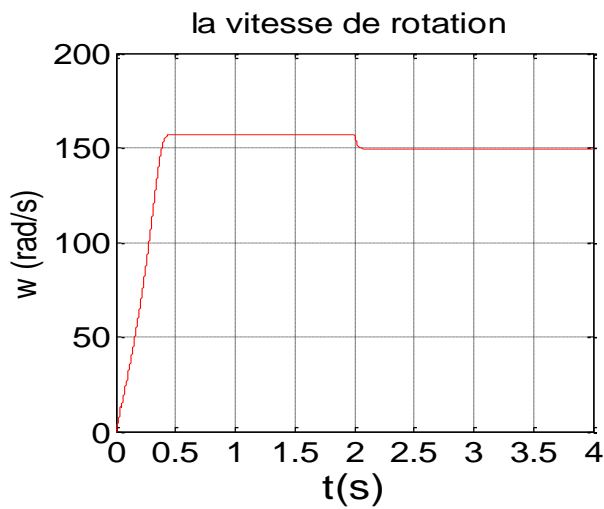


Figure I.3 : Modèle de la MAS.

Pour vérifier le modèle obtenu nous alimentons directement le moteur avec une tension sinusoïdal, en appliquant un couple résistant ($c_r = 5N$) au moment ($t = 2s$) pour observer le comportement de la vitesse et du couple électromagnétique



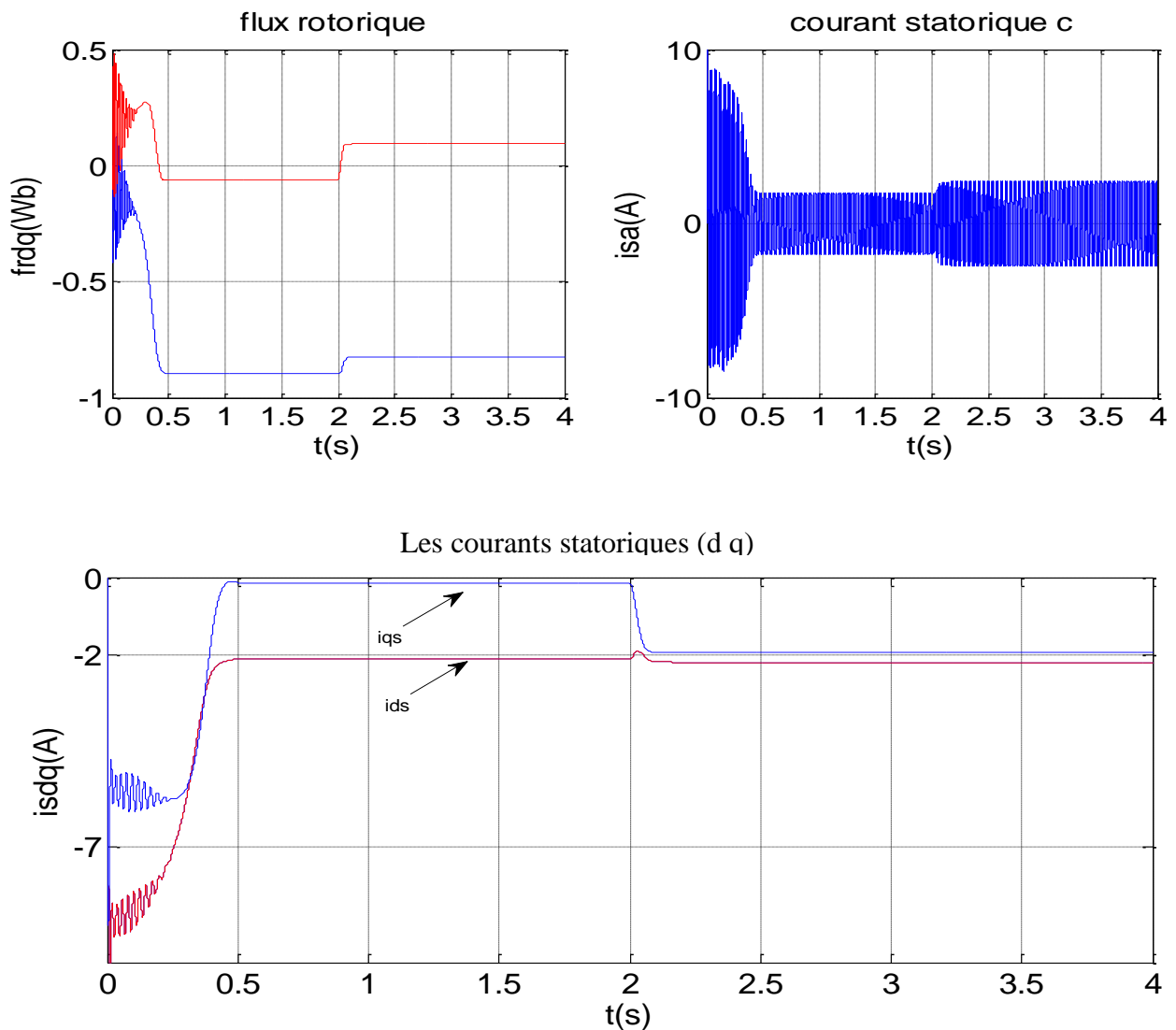


Figure I.4: Résultats de simulation du modèle en tension de la MAS avec une charge ($C_r=5\text{N.m}$ à $t=2\text{s}$)

I.6.1. Interprétations des résultats :

Les résultats obtenus dans la figure (I-4) représentent les performances de la machine asynchrone alimentée en tension. Cette figure détaille séparément l'évolution des courants (i_{ds} , i_{qs} , I_{as}), des flux (Φ_{dr} , Φ_{qr}), du couple électromagnétique (C_e) et de la vitesse (W_r) lors d'un démarrage du moteur à vide, suivi d'une application d'un couple de charge (C_r).

La vitesse de rotation se stabilise presque à 150 rad/s. Le couple électromagnétique fait un pic de 15 N.m à l'instant de démarrage et des oscillations, puis il atteint une valeur constante de 5 N.m.

Dans le régime transitoire, la machine consomme des courants plus importants puis il diminue.

À l'insertion de la charge, le courant augmente et atteint une valeur crête 2.4 A .Le flux Φ_{dr} se stabilise a -0.82 web par contre le flux Φ_{qr} a des oscillations presque dans la zone positive et se stabilise presque à 0.093 Wb.

I.7.Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternatif (DC/AC). Cette application est très répandue dans le monde de la conversion d'énergie électrique aujourd'hui.

L'onduleur peut être utilisé à fréquence fixe, par exemple alimenter un système alternatif à partir d'une batterie, ou à fréquence (MLI) variable pour la variation de vitesse des machines électriques.

L'onduleur de tension à MLI permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables à partir du réseau standard 230/400V, 50Hz [14].

La structure du convertisseur statique qui alimente la machine est constituée essentiellement, d'un pont redresseur (AC/DC) connecté au réseau, contrôlé ou pas. Après redressement, la tension (Étage continu) est filtrée par des composants passifs C ou LC , pour être finalement appliquée à l'onduleur.

I.7.1.Modèle mathématique de l'onduleur de tension

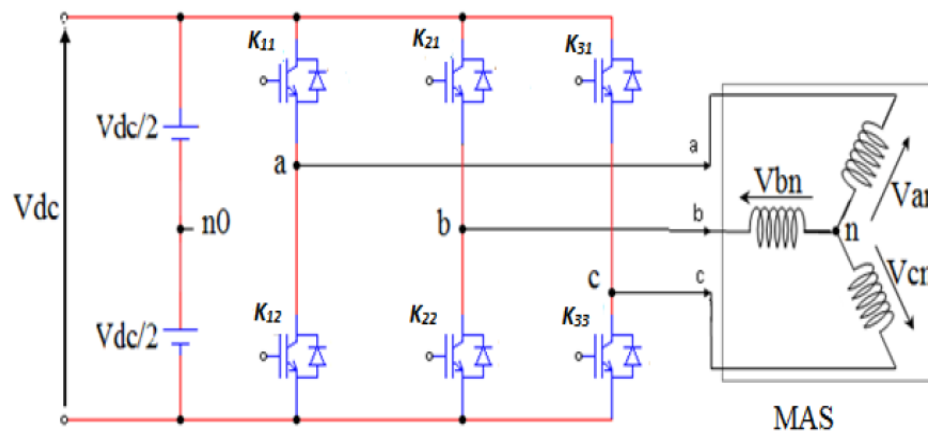


Figure I.5: Représentation de l'ensemble onduleur –MAS

Les hypothèses simplificatrices :

- La commutation des interrupteurs est instantanée,
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- La charge est équilibrée couplée en étoile avec neutre isolé.

On a, donc :

$$\begin{aligned}
V_{ab} &= V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\
V_{bc} &= V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{co} \\
V_{ca} &= V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{ao}
\end{aligned} \tag{I.30}$$

$$\begin{aligned}
V_{ao} &= V_{an} + V_{no} \\
V_{bo} &= V_{bn} + V_{no} \\
V_{ca} &= V_{cn} + V_{no} \\
V_{an} + V_{bn} + V_{cn} &= 0
\end{aligned} \tag{I.31}$$

$$\begin{aligned}
V_{an} &= \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \\
V_{ab} &= V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\
V_{bc} &= V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{co} \\
V_{ca} &= V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{ao}
\end{aligned} \tag{I.32}$$

Donc, l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice [T] assurant le passage continu-alternatif

$$[V_{AC}] = [T][V_{DC}] \tag{I.32}$$

Tel que :

$$[V_{AC}] = [V_{an} \ V_{bn} \ V_{cn}]^T$$

$$[V_{DC}] = [V_{ao} \ V_{bo} \ V_{co}]^T$$

Donc, pour chaque bras il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme des grandeurs booléennes. La commutation est supposée idéale : $S_i = (1 \text{ ou } 0) \quad \{ i=1,2,3 \}$. la matrice de transfert est la suivante :

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix}$$

I.7.2. Contrôle des tensions par MLI

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture (instants de commutation) des interrupteurs, on utilise la technique MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion), qui consiste à comparer le signal de référence onde (modulante) de forme sinusoïdale à faible fréquence, à un signal triangulaire onde

(porteuse) de fréquence élevée. Le signal modulé est au niveau haut lorsque la modulante est supérieure à la porteuse et est au niveau bas lorsque la modulante est inférieure à la porteuse.

Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante.

I.7.3. Commande de l'onduleur de tension à MLI naturelle (sinus-triangle)

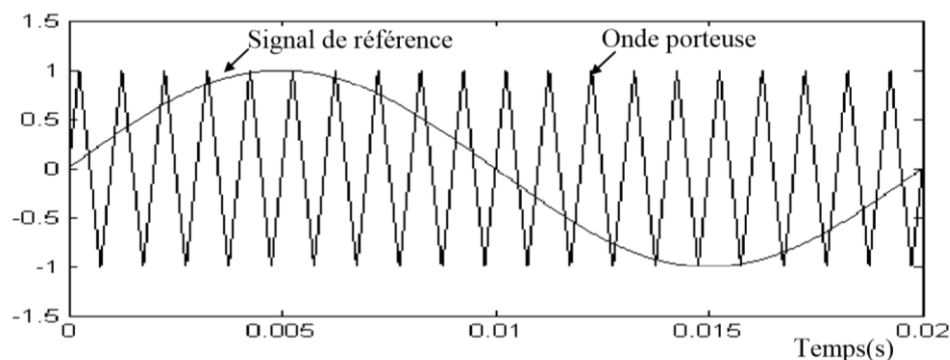
La technique de la *MLI* naturelle repose sur la comparaison entre deux signaux :

- Le premier qui est appelé signal de référence (Modulatrice) représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.
- Le second qui est appelé signal de la porteuse (Triangulaire) définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence (HF) par rapport au signal de référence [11].

L'onde en impulsion est meilleure que l'onde rectangulaire si :

$$f_{\text{porteuse}} > 20 \cdot f_{\text{référence}}$$

Les figures (1-6), (1-7) représentent deux *MLI* générées par la comparaison de deux signaux de la porteuse en triangle ayant deux fréquences différentes 1kHz (figure 1-6) et 2kHz (figure 1-7), avec le même signal sinusoïdal de référence. Ces *MLI* sont obtenues comme suit :



L'impulsion imposée au bras de l'onduleur

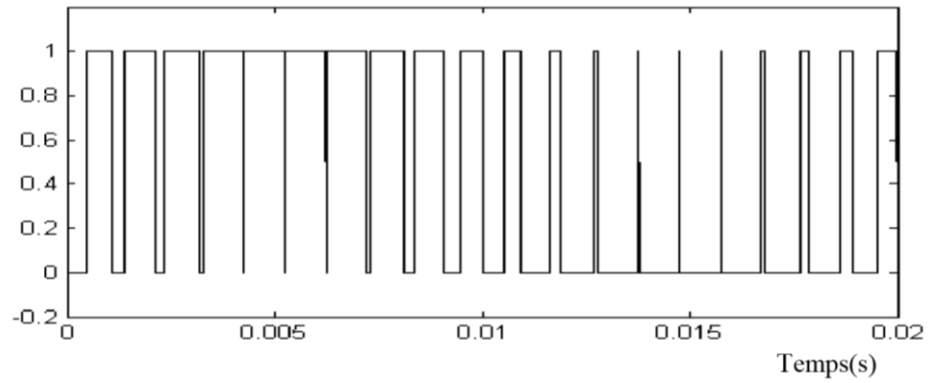
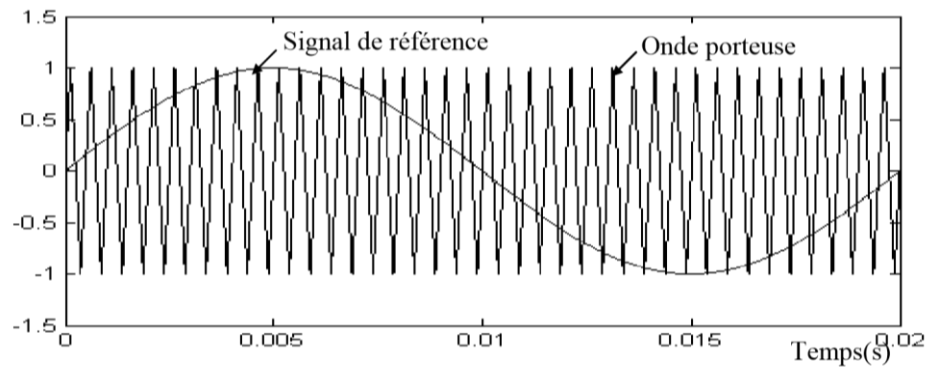


Figure I.6: Génération d'un MLI naturelle pour un signal pour une porteuse de 1KHz.



L'impulsion imposée au bras de l'onduleur

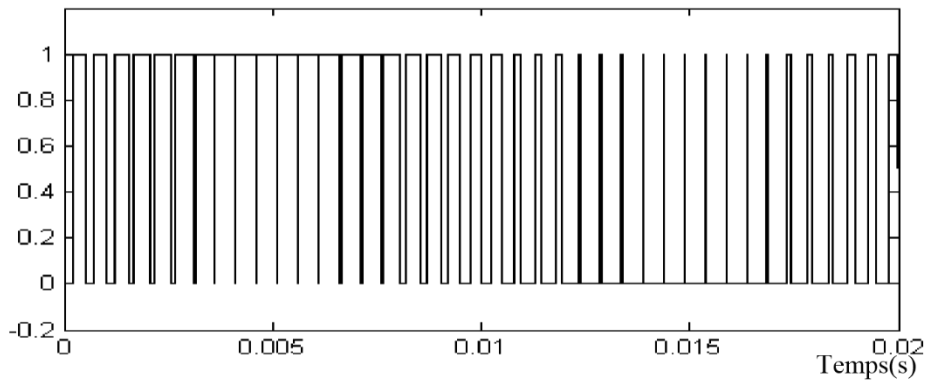
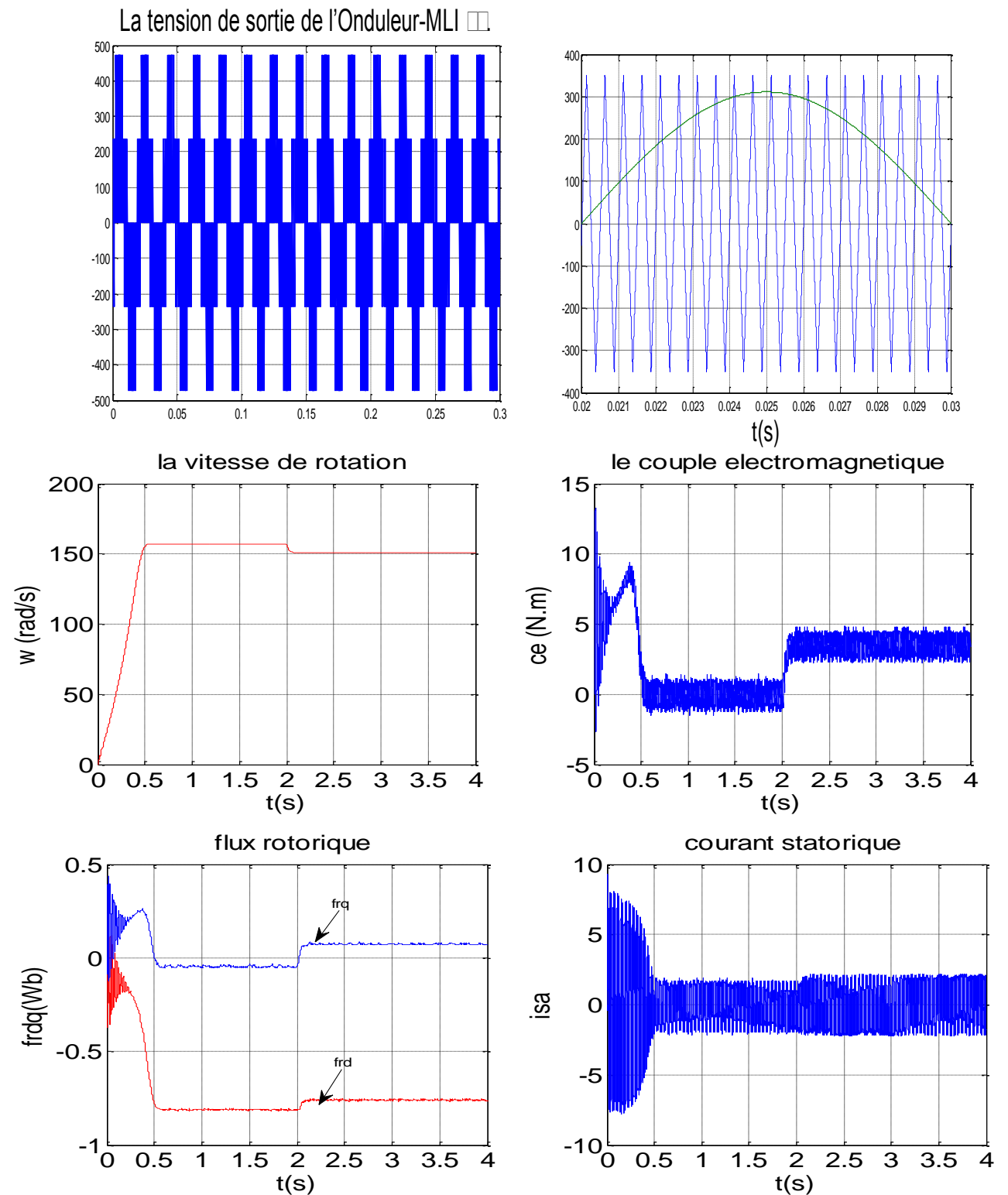


Figure I.7: Génération d'un MLI naturelle pour un signal pour une porteuse de 1KHz.

I.7.4. Résultats de simulation de l'association convertisseur – machine



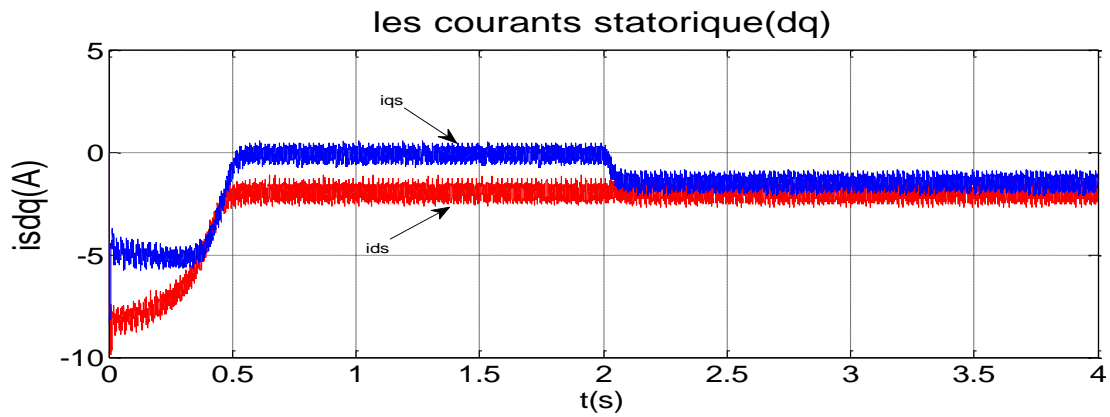


Figure I.8: Performances de la MAS alimentée par un onduleur de tension en charge.

Les résultats de simulation de l'association de l'onduleur avec la MAS sont représentés par la Figure (I-8).

Comme on remarque que ces résultats sont similaires à ceux obtenus pour une machine liée directement au réseau, mais ils présentent quelques oscillations dues principalement à la présence des harmoniques dans les tensions délivrées par l'onduleur.

I.8.CONCLUSION

Nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone en mode moteur. Cette modélisation nous a permis d'établir un modèle mathématique de cette machine dont la complexité a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Ainsi, nous avons utilisé la transformation de Park et le système d'équations d'état de la machine que nous avons validée à travers une simulation numérique. Ensuite on a étudié les performances de l'association machine asynchrone avec un onduleur de tension. Puis nous avons interprété les résultats obtenues.

Chapre II.

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MAS

II.1.INTRODUCTION

L'objectif principal de la commande vectorielle de la machine asynchrone est d'améliorer son comportement statique et dynamique, grâce à une structure de contrôle similaire à celle d'une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation), et celle liée au couple (le courant d'induit). Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple.

Le but de ce chapitre est de présenter les orientations du flux dans une machine asynchrone triphasé. Ensuite nous détaillerons la synthèse de la commande, et pour clôturer cette partie de notre travail nous validerons l'étude théorique par une simulation numérique.

II.2. PRINCIPE DE LA COMMANDE PAR ORIENTATION DE FLUX

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une des deux composantes du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axes (d, q) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux. Pour simplifier la commande, il est nécessaire de faire un choix judicieux de référentiel. On se place donc dans un référentiel (d, q) lié au champ tournant tel que l'axe d coïncide avec la direction désiré du flux. Figure (II-1)

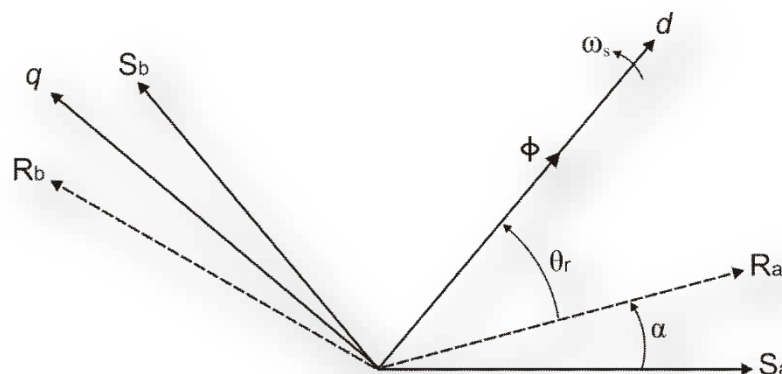


Figure II.1: Principe de commande par orientation du flux.

Il est possible d'orienter les différents flux de la machine comme suit :

- Flux rotorique : $\phi_{rd} = \phi_r ; \phi_{rq} = 0$

(II.1)

- Flux statorique : $\phi_{sd} = \phi_s ; \phi_{sq} = 0$

(II.2)

$$\text{➤ Flux d'entrefer : } \phi_{gd} = \phi_g ; \phi_{gq} = 0 \quad (\text{II.3})$$

La commande vectorielle à orientation du flux rotorique est la plus utilisée car elle permet d'obtenir un couple de démarrage important, ainsi elle élimine l'influence des réactances de fuite rotorique et statorique et donnent de meilleurs résultats que les méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer.

Pour cette raison, dans notre étude nous avons choisi l'orientation du flux rotorique. D'après la condition (II-1) l'expression du couple électromagnétique devient :

$$C_{em} = \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r \cdot i_{sq} \quad (\text{II.4})$$

La troisième équation du système (I.26) devient :

$$T_r \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r = M \cdot i_{ds} \quad (\text{II.5})$$

Nous pouvons remarquer d'après les relations (II.4) et (II.5) que seule la composante directe i_{ds} détermine l'amplitude du flux rotorique, alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature i_{qs} si le flux rotorique est maintenu constant.

Ainsi, nous avons réalisé la décomposition du courant statorique en deux termes correspondants respectivement au flux et au couple, et par conséquent, nous avons obtenu une structure semblable à celle d'une machine à courant continu.

La régulation de flux peut être soit directe ou indirecte :

- ✚ **contrôle directe** : le flux est régulé par une contre-réaction. Il doit donc être mesuré (rarement) ou estimé. La pulsation statorique ω_s position du flux dans le repère lié au stator.
- ✚ **contrôle indirecte** : le flux n'est ni mesuré ni reconstruit. Il est fixé en boucle ouverte. Les tensions ou les courants assurant l'orientation du flux et le découplage sont évalués à partir d'un modèle de la machine en régime transitoire.

II.3.COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE

Connue sous le nom de contrôle direct du flux ((**DFOC**) Direct Field Oriented Control), cette méthode exige une bonne connaissance du module et de la phase du flux rotorique quel que soit le régime transitoire effectué [15].

Une première méthode consiste à mesurer directement le flux de la machine à l'aide de capteurs positionnés dans l'entrefer et d'en déduire l'amplitude et la phase. Le calcul du flux se base sur l'intégration des courants statoriques mesurés. En outre, la connaissance de la position du flux dans

les référentiels tournant ($d q$) est également nécessaire à l'élaboration des modèles du flux, du couple et des courants de référence du système de commande [16].

Cette mesure permet de concevoir une commande vectorielle complètement découplée (flux et couple) par contre l'installation de capteurs de flux augmente le coût de fabrication. Pour cette raison, une deuxième méthode basée sur l'estimation (boucle ouverte) ou observation (boucle fermée) du flux à partir de mesures effectuées sur le montage (courants, tensions, vitesse) est généralement utilisée [17] [18].

II.4.COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE

Cette méthode n'utilise pas l'amplitude de flux de rotor mais seulement sa position. Elle n'existe pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou d'estimateur de position (vitesse) du rotor. Cette dernière peut être développée en deux groupes principaux : Dans le premier groupe le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées. Dans le deuxième groupe le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statorique et de la vitesse du rotor. L'inconvénient majeur de cette méthode, est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température surtout la constante de temps rotorique T_r [19].

Le contrôle vectoriel de la MAS est donc un type de commande permettant de découpler le couple et le flux est inversement. Ceci consiste alors à choisir un système d'axes approprié. Ainsi, le repère de référence ($d q$) est lié au flux rotorique de sorte que le vecteur flux rotorique soit selon l'axe d . Les deux composantes du courant statorique i_{ds} et i_{qs} représentent les variables d'entrée d'une commande découplée du flux et du couple. Il est à noter, par ailleurs, que la commande vectorielle basée sur l'orientation du flux rotorique est la plus utilisée du fait qu'elle permet l'élimination de l'influence des réactances de fuite rotorique et statorique [11] [20].

Dans un référentiel lié au champ tournant, les équations de la machine s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_r \phi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \omega_r \phi_{dr} = 0 \end{cases}$$

(II.6)

Les équations de Park. (II.6), munies de la contrainte $\Phi_{qr}=0$, débouchent donc sur les propriétés enchaînées de la manière suivante :

- ✚ l'axe d est aligné systématiquement sur le vecteur flux rotorique tel que $\Phi_{dr} = \Phi_r$
- ✚ la composante i_{dr} du courant rotorique est toujours nulle si le flux rotorique est maintenu constant.

En effet, on a :

$$\begin{cases} \phi_{dr} = \phi_r = \text{const} \text{ et } \phi_{qr} = 0 \\ V_{dr} = 0 = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_r \phi_{qr} \Rightarrow R_r \cdot i_{dr} = 0 \Rightarrow i_{dr} = 0 \text{ puis } R_r \neq 0 \end{cases}$$

L'évolution du couple suit celle de i_{qr} qui peut alors être contrôlé par i_{qs} . En effet, on a :

$$\phi_{qr} = M i_{qs} + L_r i_{qr} = 0 \Rightarrow i_{qr} = -\frac{M}{L_r} i_{qs}$$

Ceci conduit à l'expression du couple suivante :

$$C_e = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} \phi_r \cdot i_{qs}$$

Les équations des machines dans un référentiel lié au champ tournant, deviennent :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + M \frac{d\phi_r}{dt} - \omega_s \cdot \sigma L_s i_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \phi_r + \omega_s \cdot \sigma L_s i_{ds} \\ \phi_r + T_r \frac{d\phi_r}{dt} = M i_{ds} \\ \frac{M}{L_r} i_{qs} = (\omega_s - \omega) \phi_r \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Après passage par une transformation de Laplace nous obtenons le système d'équations (II.7) suivant:

$$\begin{cases} V_{ds} = (R_s + s\sigma L_s) i_{sd} + s \frac{M}{L_r} \phi_r - \omega_s \sigma L_s i_{qs} \\ V_{qs} = (R_s + s\sigma L_s) i_{qs} + \omega_s \frac{M}{L_r} \phi_r + \omega_s \sigma L_s i_{ds} \\ \phi_r = \frac{M}{1 + sT_r} i_{ds} \\ \omega_r = \frac{M}{L_r \phi_r} i_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Avec : s est l'opérateur de Laplace

L'angle de Park θ_s est calculé à partir de la pulsation statorique, elle-même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique ω_r , est donné par la formule suivante :

$$\theta_s = \int \left(P.\Omega + \frac{i_{qs}^*}{T_r i_{ds}^*} \right) dt \quad \text{Où} \quad i_{ds}^* = \frac{\phi_r^*}{M} \quad (\text{II.9})$$

Où (*) : indice indique la consigne de la grandeur.

Le schéma de principe de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique du moteur asynchrone est représenté par la figure (II.2) :

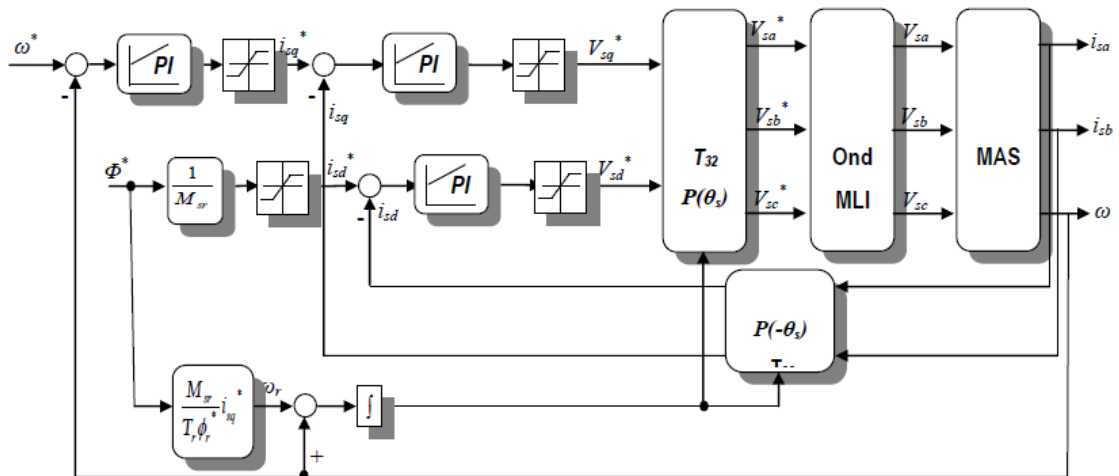


Figure II.2: Régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte.

La figure (II-2) représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse du moteur asynchrone commandé par orientation du flux rotorique.

Les principaux constituants dans ce type de commande sont la boucle de régulation de vitesse, celles des courants I_{sd} et I_{sq} , le bloc de calcul de θ_s et les transformations directe et inverse.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc. La sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence C_e^* ou le courant de référence I_{sq}^* . Il est limité de manière à tenir compte des caractéristiques des IGBT de l'onduleur et de la surcharge de la machine. I_{sq}^* est comparé à la valeur I_{sq} issue de la mesure des courants réels. L'erreur sollicite l'entrée du régulateur dont la sortie est la tension de référence V_{sq}^* qui à son tour est limitée à $\pm \frac{E}{2}$ [21].

En parallèle avec cette boucle interne, on trouve une boucle de régulation de I_{sd} . Le courant I_{sd} de référence est calculé à partir du flux à imposer. Ce flux correspond à sa valeur nominale pour la zone de vitesse inférieure à la vitesse de base. Au-delà de cette zone, on procède au "défluxage" de la machine de manière à pouvoir atteindre des vitesses supérieures. Le couple maximal que l'on peut imposer devient alors plus faible. Le procédé de défluxage en grande vitesse est utilisé en particulier en traction électrique où l'on a besoin d'un fort couple pendant la phase de démarrage et d'un couple plus faible (qui ne sert à lutter que contre les frottements) pendant la marche normale [22].

La sortie du régulateur de I_{sd} donne la tension de référence V_{sd}^* . Les deux tensions de référence V_{sd}^* et V_{sq}^* sont alors transformées en grandeurs statoriques V_{as}^* et V_{bs}^* , à l'aide d'une rotation d'angle θ_s , puis en grandeurs triphasées à l'aide d'une transformation de Clarke.

L'onduleur à MLI applique des créneaux de tensions à la machine dont les valeurs moyennes sur une période de MLI correspondent aux valeurs V_{as}^* , V_{bs}^* , V_{cs}^* .

Les courants I_{as} et I_{bs} sont mesurés puis transformés dans le référentiel tournant et donnent I_{ds} et I_{qs} qu'on utilise pour la régulation des courants [11].

II.4.1. Découplage

Les équations statoriques comprennent en effet des termes qui font intervenir des courants de l'autre axe. En supposant que le flux rotorique varie très lentement, les équations s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{ds} = (R_s + P \cdot \sigma \cdot L_s) i_{ds} - \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{qs} \\ V_{qs} = (R_s + P \cdot \sigma \cdot L_s) i_{qs} + \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{ds} \\ \phi_r = \frac{M}{1 + P T_r} i_{ds} \\ \omega_r = \frac{M}{T_r \cdot \phi_r} i_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Nous pouvons alors représenter la machine par le schéma suivant :

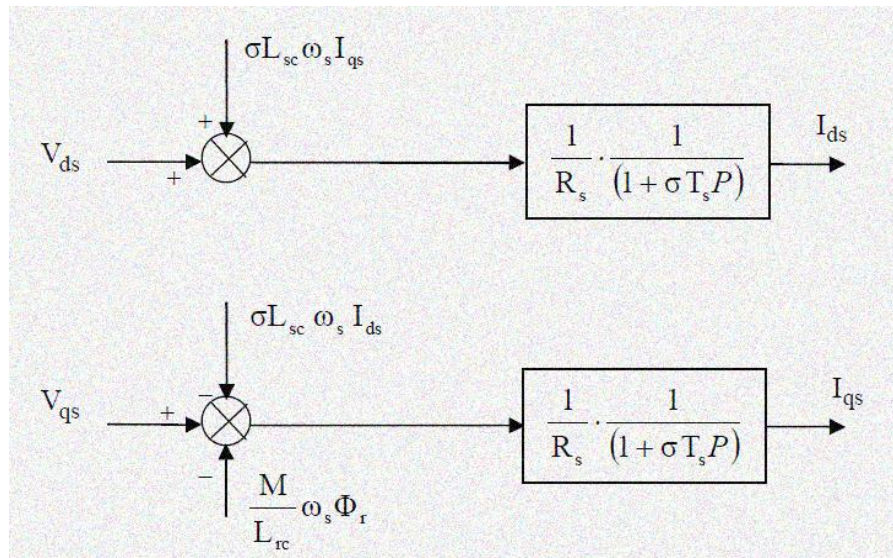


Figure II.3: Modelé de la machine.

Les termes $\omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{qs}$; $\frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r$ et $\omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{ds}$ correspondent aux termes de découplage entre les axes d, q.

II.4.2. Découplage entré-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, parmi de ces techniques le découplage par compensation [23].

Découplage par compensation

Pour ne pas compliquer cette étude, nous considérons le cas de la décomposition de la tension (schémaII-4)

Dans les premières équations, on sépare la tension selon l'axe d en deux parties :

$$V_{ds} = V_{ds}^* + e_d \tag{II.9}$$

Avec

$$e_d = -\sigma\omega_s L_s i_{qs} \quad \frac{i_{ds}}{V_{ds}^*} = \frac{1}{R_s} \frac{1}{1 + \sigma T_s P}$$

La perturbation e_d est compensée par un terme identique de manière à ce que la fonction de transfert équivalente soit celle indiquée ci-dessus. On peut considérer de manière analogue la deuxième expression et définir :

$$V_{qs} = V_{qs}^* + e_q \tag{II.10}$$

Avec

$$V_{qs}^* = (R_s + P\sigma L_s)i_{qs} \quad \text{Et} \quad e_d = \omega_s \frac{M}{L_r} \phi_r + \omega_s \sigma L_s i_{ds}$$

De la même façon, le terme e_q est ajouté de manière à obtenir la fonction de transfert suivante :

$$\frac{i_{qs}}{V_{qs}^*} = \frac{1}{R_s} \frac{1}{1 + \sigma T_s P}$$

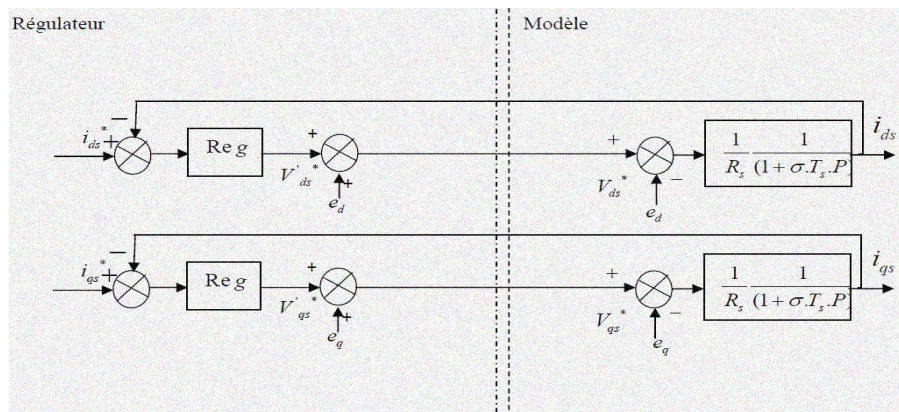


Figure II.4 : Découplage par addition des termes de compensation.

On obtient alors le schéma bloc simple et identique pour les deux axes :

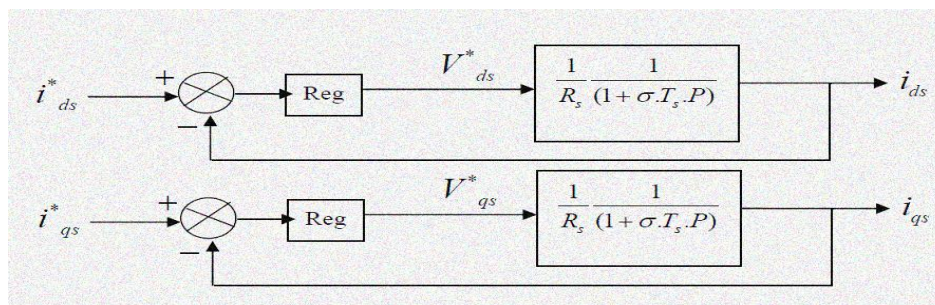


Figure II.5: Commande découplée

II.4.3. Calcul des régulateurs

Régulateurs des courants

Les structures des régulations sont choisies pour répondre à plusieurs nécessités. Il convient d'abord de réguler la machine de façon à imposer à la charge la vitesse.

Pour calculer les paramètres des régulateurs, on adopte des modèles linéaires continus. Les méthodes classiques de l'automatique sont utilisables. Ces méthodes, outre l'avantage d'être simples, elles sont faciles à mettre œuvre et à implanter.

Nous utilisons les paramètres de la machine (Annexe) pour le calcul des coefficients des régulateurs [22]. [21]

Le schéma bloc devient :

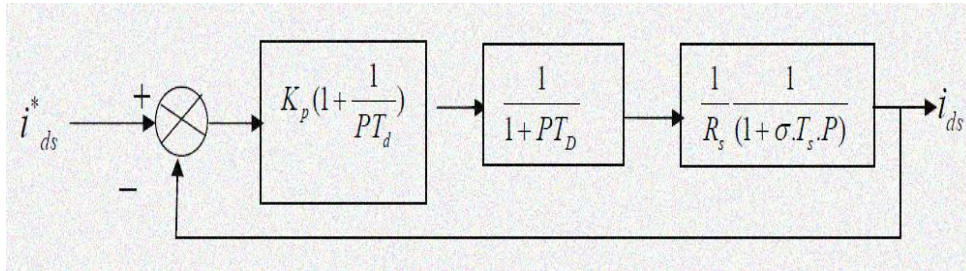


Figure II.6: Boucle de régulation du courant i_{ds} .

On trouve la même boucle de régulation pour le courant i_{qs} La fonction de transfert en boucle ouverte (b.o) est :

$$G_{bo} = K_p \left[1 + \frac{1}{P.T_d} \right] \cdot \frac{1}{1 + P.T_D} \frac{1}{R_s} \frac{1}{1 + \sigma T_s P} \quad (II.11)$$

En développant $G_{bo}(P)$, il vient :

$$G_{bo} = \frac{K_p}{R_s} \frac{1}{P\sigma T_s (1 + T_d P)} \quad \text{Avec : } T_d = \sigma T_s \quad (II.12)$$

La fonction de transfert en boucle fermée (b.f) est :

$$G_{bf}(P) = \frac{G_{bo}}{1 + G_{bo}} = \frac{K_p}{R_s \sigma T_s T_D P^2 + \frac{2}{2T_D} P + \frac{K_p}{R_s \sigma T_s T_D}} \quad (II.13)$$

La fonction de transfert G_{bf} est de la forme standard :

$$G_{bf} = \frac{\omega_0^2}{P^2 + 2P\xi\omega_0 + \omega_0^2}$$

Avec :

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_s \sigma T_s}{K_p T_D}} \quad \text{Et} \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{K_p}{K_p \sigma T_D}}$$

Pour un amortissement $\xi = \frac{1}{2}$ on a :

$$K_d = \frac{R_s \sigma T_s}{2T_D} \quad \text{Et} \quad T_d = \frac{\sigma L_s}{R_s}$$

Les boucles des courants jouent un rôle principal puisque, tout en assurant le contrôle vectoriel, elles garantissent les protections nécessaires à l'ensemble convertisseur-machine.

Régulateur de la vitesse

Parmi les techniques existantes, la correction proportionnelle et intégrale est largement utilisée pour la commande vectorielle des machines asynchrones, en raison de ses bonnes performances : simplicité et facilité d'implémentation. L'utilisation de la commande vectorielle indirecte avec orientation de flux rotorique, permet la réduction de la complexité de la commande. En effet le schéma fonctionnel de la régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte, figure (II.6), est réduit au problème de commande du système représenté sur la figure (II.2).

Le schéma de régulation en cascade retenu nécessite, pour un bon fonctionnement, que la boucle interne soit plus rapide que la boucle externe [21] [23].

Il est clair que le réglage du couple se fera par l'action sur le courant I_{qs} plutôt que par action sur le flux. Par conséquent, la sortie du régulateur de la boucle externe (vitesse) constitue la référence (l'entrée) de la boucle interne (courant I_{qs}).

Le schéma bloc de régulation de la vitesse est le suivant :

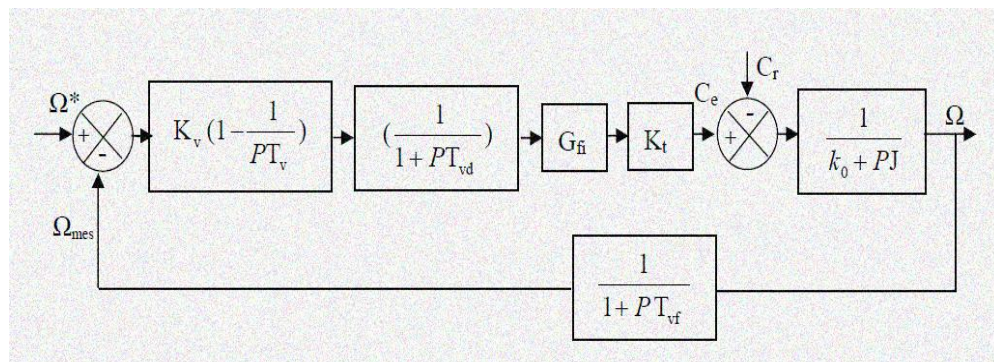


Figure II.7: boucle de régulation PI de la vitesse

Avec :

T_{vd} : délais dans la boucle de vitesse.

K_v, T_v : gain et constant de temps du régulateurs PI.

T_{vf} : délai introduit par le filtrage de la vitesse.

$K_t = \frac{3}{2} P \frac{M}{L_r} \phi_r$: Constante du couple électromagnétique

La fonction de transfert en boucle ouverte par rapport à la consigne est :

$$G_{bo} = k_v \frac{1+T_v}{PT_v} \cdot \frac{1}{1+pT_v P^2 + 2P\xi\omega_0 + \omega_0^2} \cdot \frac{1}{1+PT_{vf}} \cdot \frac{K_t}{K_0 + Pj} \tag{II.14}$$

Et en boucle fermée :
$$G_{bf} = (1 + PT_{vf}) \frac{G_{bo}}{1 + G_{bo}} \quad (\text{II.15})$$

II.4.4. Bloc de défluxage

Plusieurs applications, plus particulièrement la traction électrique, exigent un fonctionnement en survitesse à puissance constante. Or, pour assurer un tel fonctionnement, dans le cas d'un entraînement à vitesse variable utilisant un moteur asynchrone, une tension élevée à l'entrée est requise. Pour contourner cette sur demande en tension, on réduit le flux de référence aux vitesses élevées. De plus, pour optimiser la demande du courant de magnétisation de la machine à induction, il est nécessaire de défluxer de manière à offrir à la machine le flux dont elle a besoin pour produire son couple maximal sans aucune violation des contraintes thermique imposées sur la machine et sur les composants de puissances du convertisseur.

Le principe de défluxage consiste à maintenir le flux rotorique constant et égal au flux nominal et en le faisant varier sur une plage pour les vitesses supérieures à la vitesse nominale [24].

Il est défini par la fonction non linéaire suivante :

$$\text{Sous -vitesse : } \phi_r = \phi_{r_{nom}} \text{ pour } |\Omega_r| \leq \Omega_{r_{nom}}$$

$$\text{Sur -vitesse : } \phi_r = \frac{\Omega_{r_{nom}}}{|\Omega_r|} \cdot \phi_{r_{nom}} \text{ pour } |\Omega_r| \geq \Omega_{r_{nom}}$$

Avec :

$\Omega_{r_{nom}}$: vitesse de rotation nominale.

ϕ_{mom} : Flux rotorique nominale.

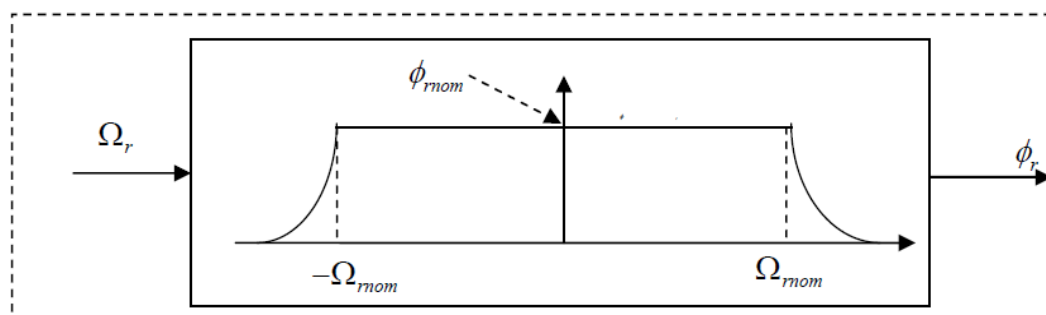


Figure II.8: Bloc de défluxage.

II.5.RÉSULTAT DE SIMULATION

II.5.1.Essais à vide et en charge

La figure (II.9) représente les résultats de simulation les essais à vide et en charge, cette figure montre avant l'application de la charge, la vitesse possède une caractéristique presque linéaire stabilise par la valeur de vitesse de référence. Après l'application de charge ($C_r = 5\text{N.m}$ à $t = 2\text{s}$), la courbe présente une chute dans sa valeur puis stabilise à sa valeur de référence (120 rad/s), le courant statorique suit la variation de la charge.

Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteinte la valeur de couple résistant avant et après l'application de charge.

Les composantes du flux rotorique subit une chute au moment de l'application de la charge puis stabilisent à la valeur désiré.

II.5.2.Test de robustesse pour l'inversion de vitesse

Les résultats de simulation obtenus pour l'inversion de la vitesse (100rad/s à -100rad/s)de la figure (II-10), montre que la réponse en vitesse suit parfaitement la consigne avec un même temps de réponse avec une erreur négligeable [25].

Les allures du couple et du courant i_{sq} présente des pics lors de l'inversion de la vitesse avant de se stabiliser à leurs valeurs désirées.

II.5.3.Test de robustesse pour la variation de la charge

Les résultats de cette simulation montrent que pour la variation de charge figure (II.11), les grandeurs telles que la vitesse, le couple, les flux et les courants sont influencés par cette variation d'où le système est parfaitement commandé.

La courbe des flux montre également un découplage entre le couple électromagnétique

Ce et le flux rotorique ϕ_r , le couple électromagnétique a la même allure que le courant i_{sq} à un coefficient près ce qui prouve que le découplage est parfaitement réalisé ($\phi_r = 0$).

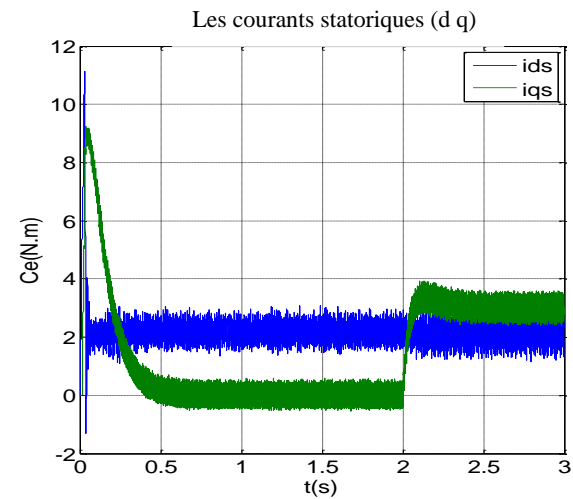
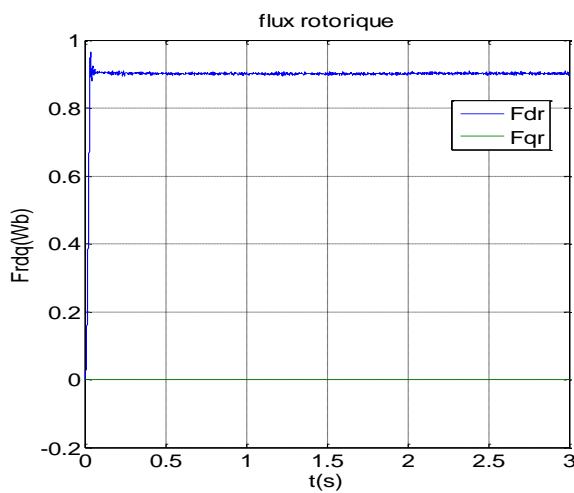
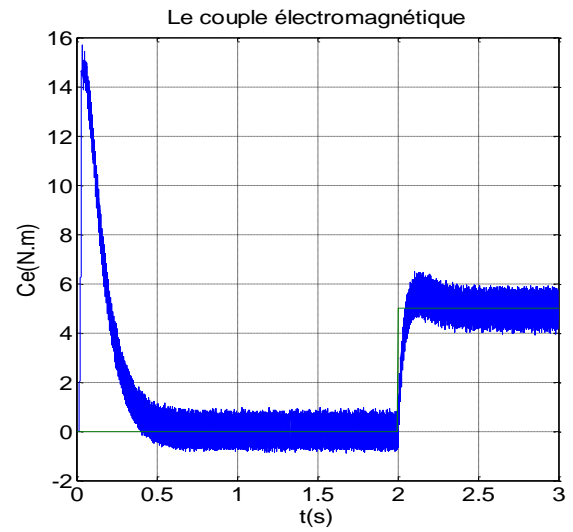
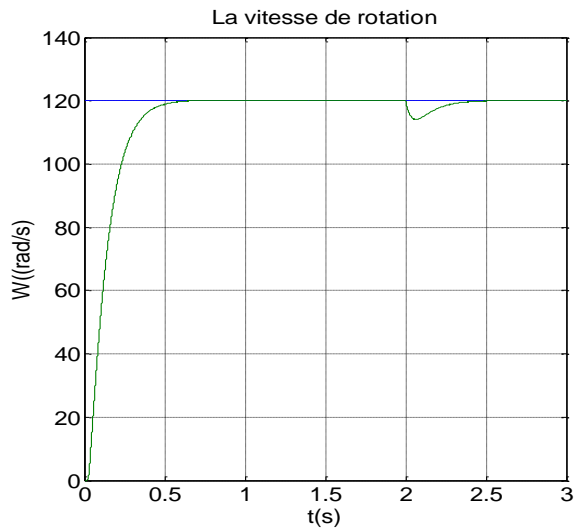
Nous constatons également que le couple électromagnétique suit la consigne, le courant de phase statorique suit parfaitement la variation de la charge.

II.5.4.Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique

Ce test est fait pour montrer la robustesse de la commande pour une variation de la résistance rotorique. Pour ce faire, on augmente la résistance rotorique de 100% de sa valeur nominale.

Les résultats de simulation sont donnés sur la figure (II.12). D'après ces résultats on remarque bien que le découplage est affecté. L'influence de variation de la résistance rotorique c'est évident dans le

temps de réponse après l'application de charge. Alors on peut conclure que la commande est sensible à la variation de résistance rotorique.



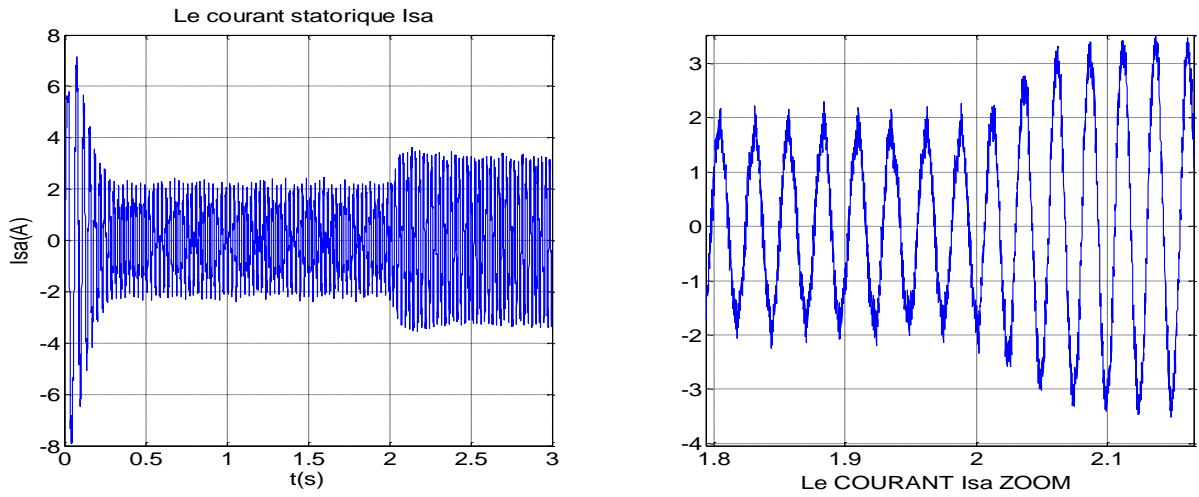
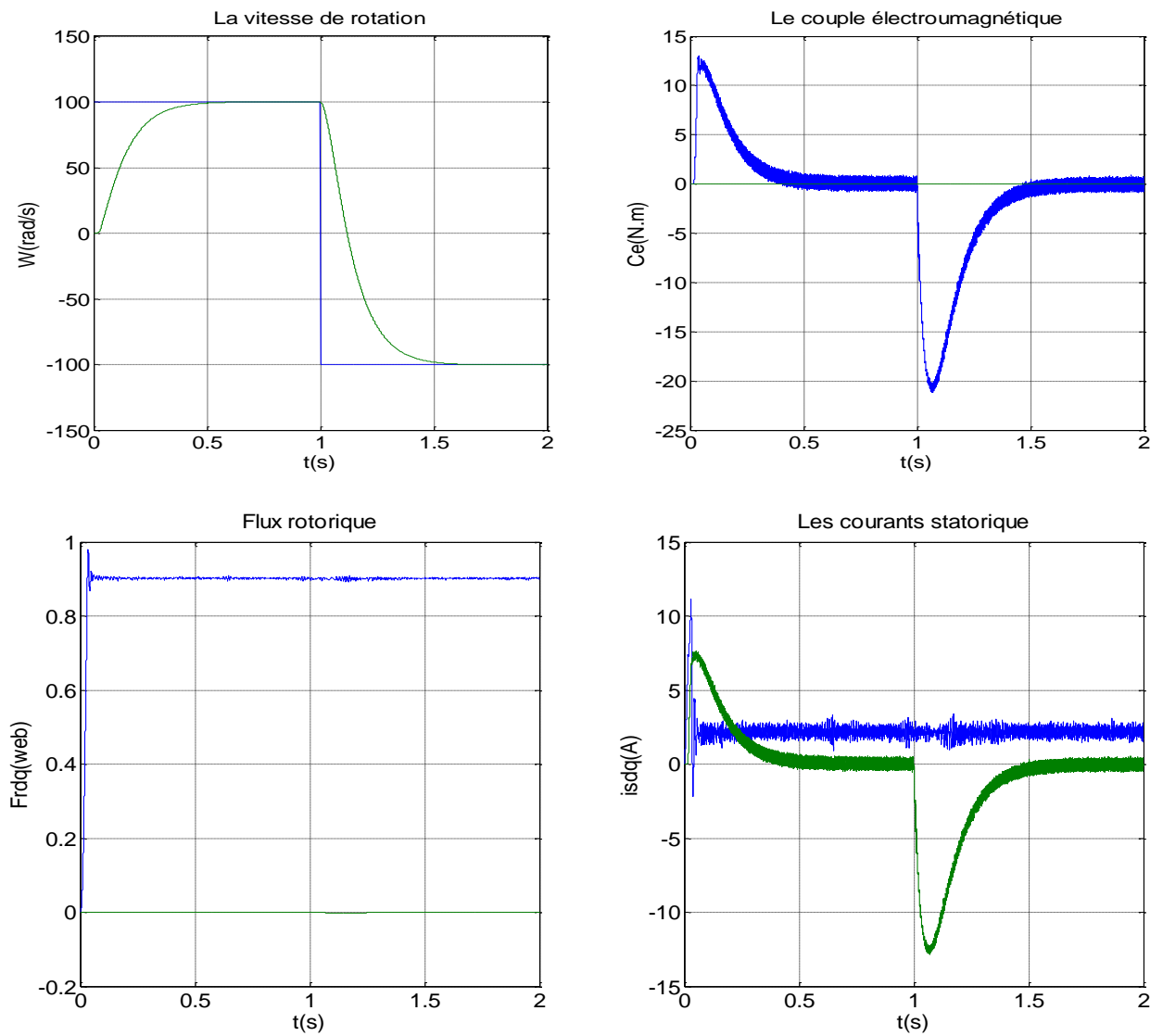


Figure II.9: Essai à vide et en charge.



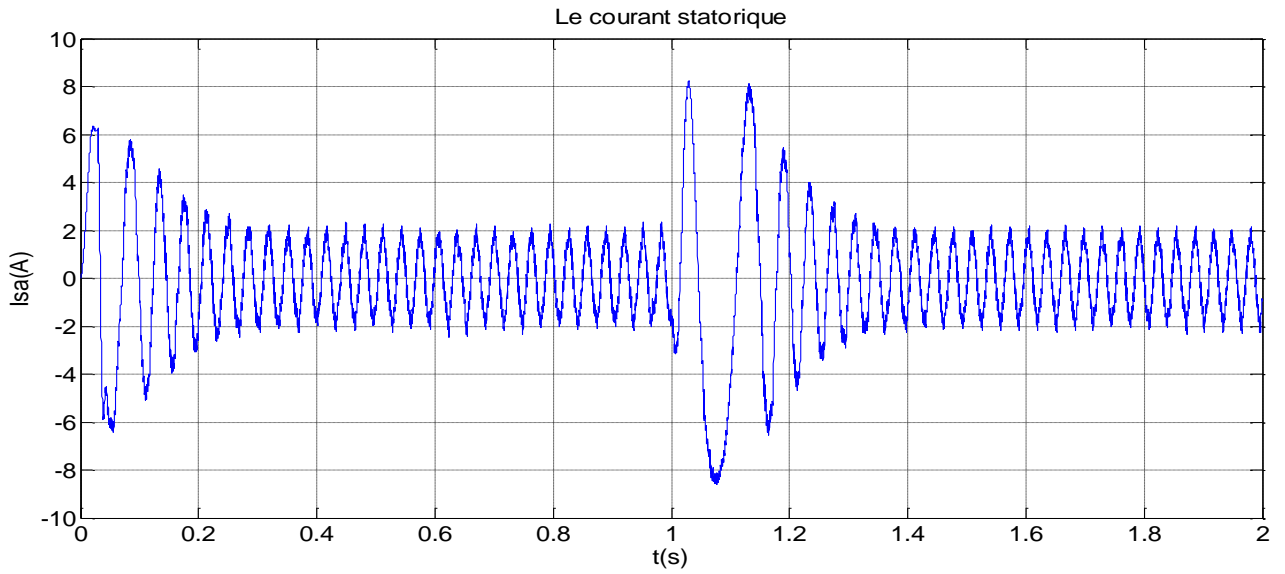
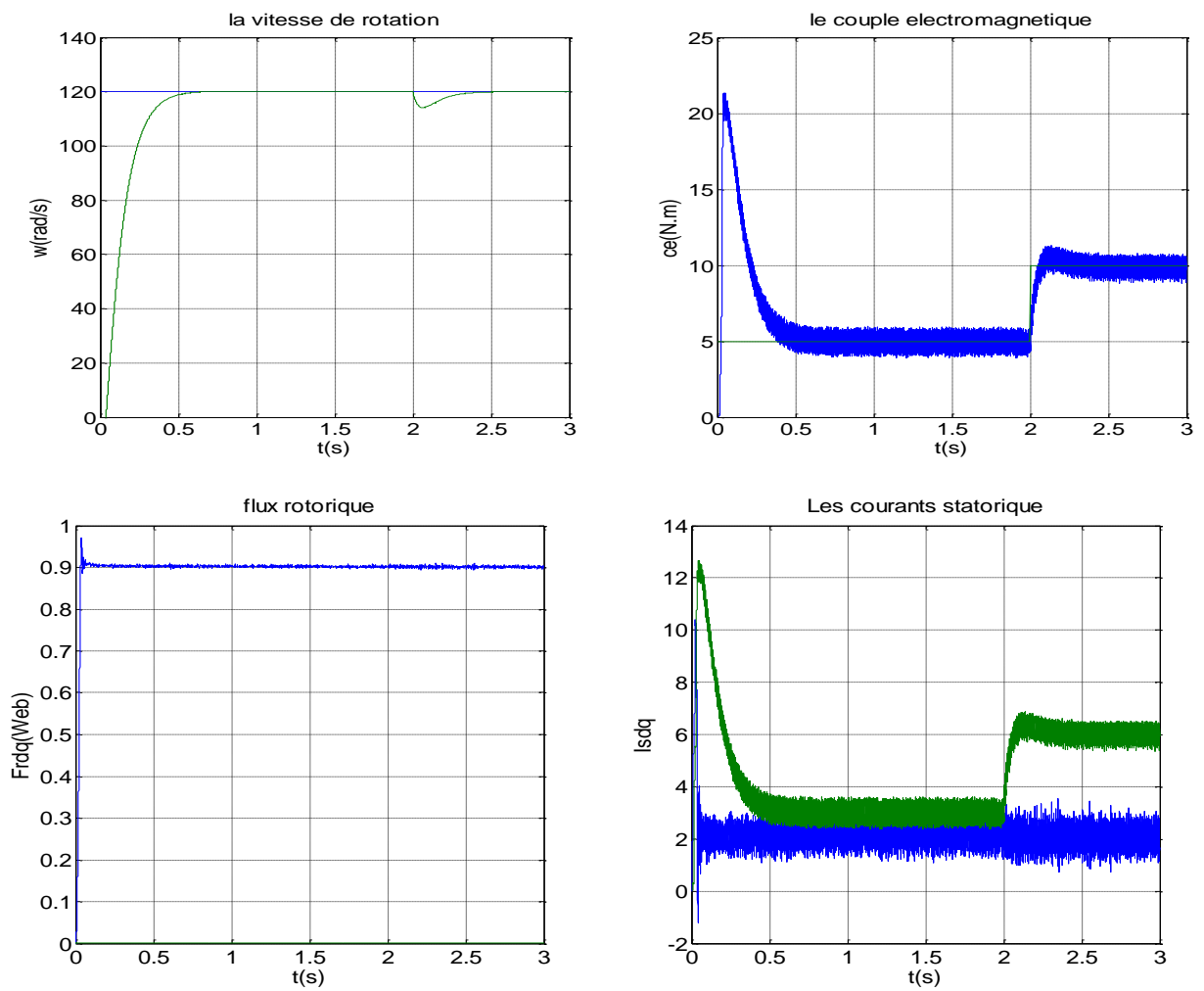


Figure II.10: Simulation de l'inversion de vitesse.



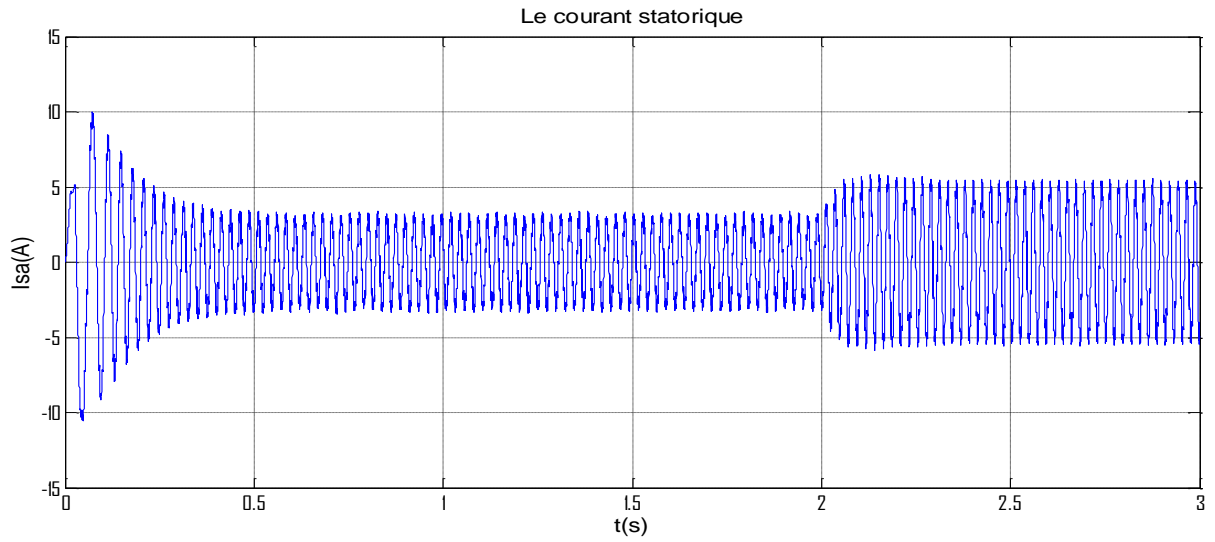
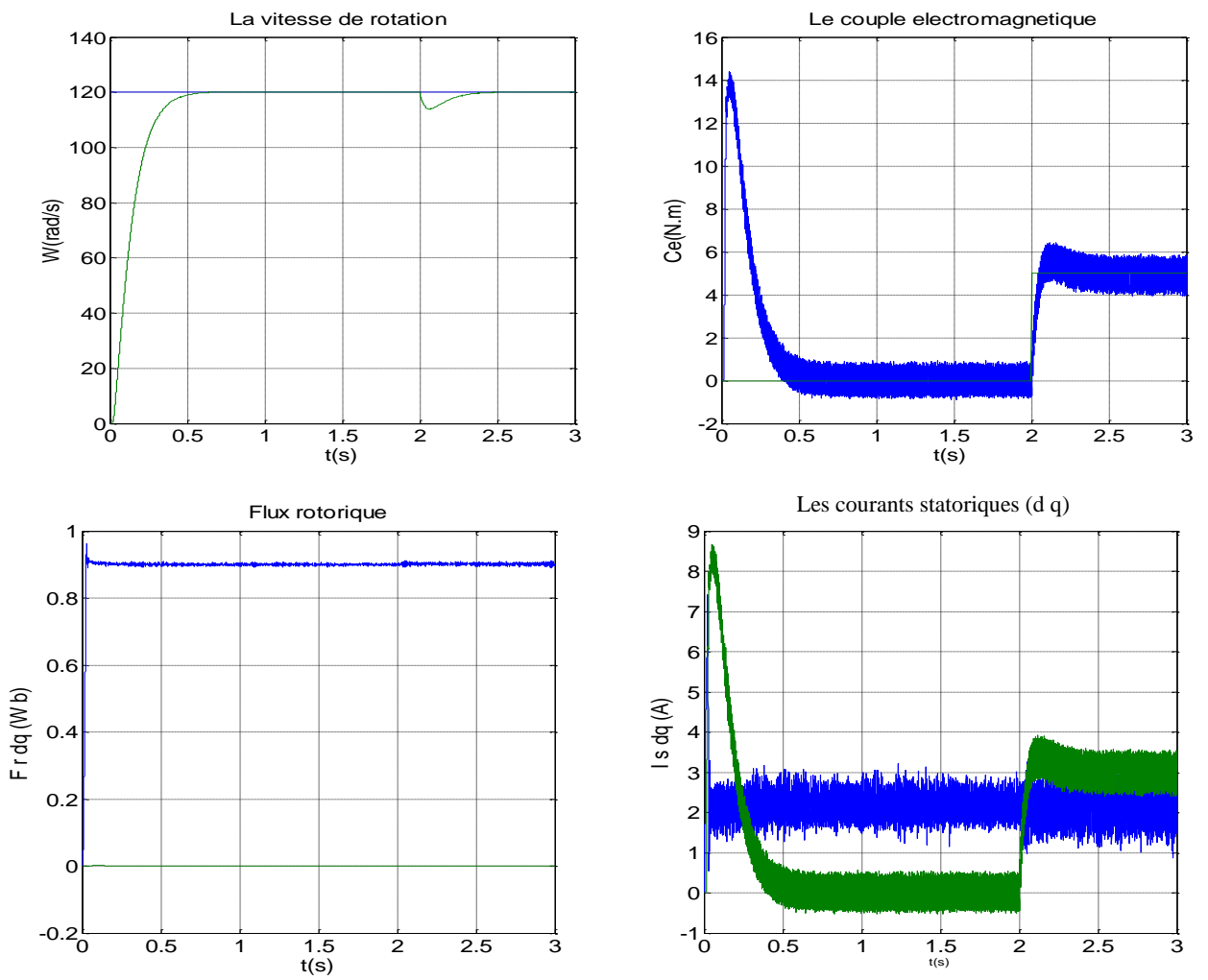


Figure II.11: Simulation de variation de charge.



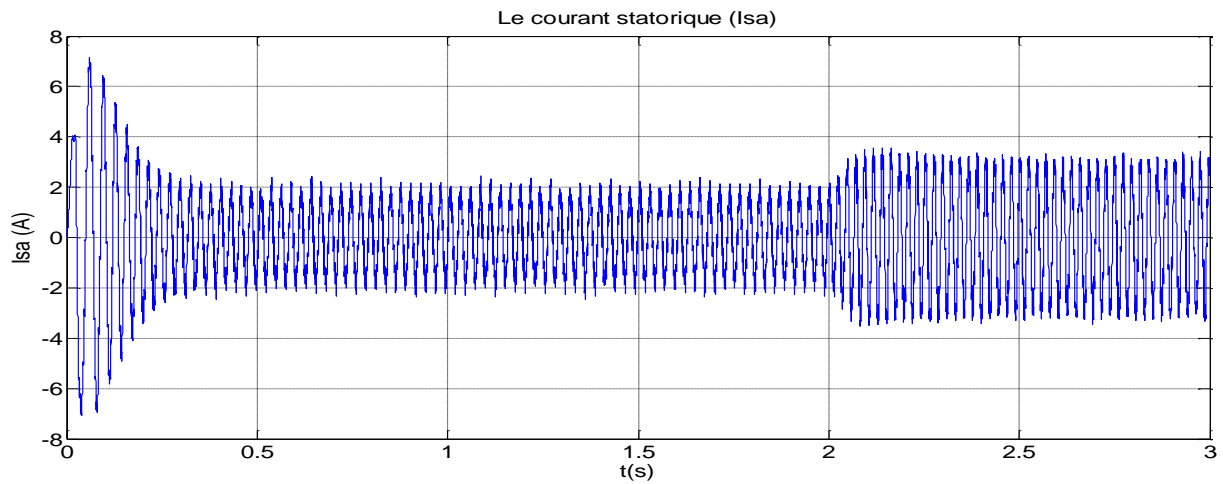


Figure II.12: Simulation de variation de résistance rotorique.

II.6.CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe de la commande vectorielle particulièrement la commande vectorielle indirecte à flux orienté de la machine asynchrone. On conclut que la commande vectorielle est un outil de contrôle intéressant permettant de traiter la machine asynchrone de façon semblable à celle à courant continu.

Les résultats obtenus vis à vis le test de robustesse pour l'inversion de vitesse, la charge et la variation de résistance rotorique montrent que la commande vectorielle est sensible à la variation paramétrique. (Résistance rotorique).

Dans le chapitre suivant, on va d'écrire en première lieu la commande par la logique floue et son application au réglage de vitesse d'une machine asynchrone.

Chapre III.

APPLICATION DE LA LOGIQUE FLOUE À LA COMMANDE DE LA MAS

III.1.INTRODUCTION

La théorie de la logique floue a été mise au point au milieu des années soixante à l'université de BERKELEY en CALIFORNIE par le professeur LOTFI A. ZADEH. Le texte «Fuzzy» Sets a paru en 1965 dans la revue «Information And Control». Il est considéré généralement comme le début de la théorie. [21] [26]. On pourrait dire que la logique floue constitue des approches qui, tout compte fait, ne sont pas nouvelles. Leur développement se fait à travers les méthodes par lesquelles l'homme essaye de copier la nature et de reproduire des modes de raisonnement et de comportement qui lui sont propres. Bien que ces approches paraissent "naturelles", et si elles se sont imposées dans des domaines allant du traitement de l'image à la gestion financière, elles commencent à peine à être utilisées dans les domaines de l'électrotechnique et de l'industrie afin de résoudre les problèmes d'identification, de régulation de processus, d'optimisation, de classification, de détection de défauts ou de prise de décision, Il est évidemment impossible de cerner toutes les possibilités et les combinaisons où peuvent intervenir cette technique. Nous examinerons plus précisément la régulation.

III.2.PRINCIPE DE LA LOGIQUE FLOUE

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 [27]. 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 [28].

- Exemple

Dans la logique classique, une vitesse peut être qualifiée par le terme « faible » ou « élevée ». Dans la logique floue, des échelons d'appréciation intermédiaires de la variable vitesse sont possibles. La «vitesse » devient une variable linguistique dont les valeurs sont par exemple : « très faible », « faible », « moyenne », « élevée », « très élevée ». Une vitesse de 1000 tr/mn par exemple dans la logique classique correspond au seul ensemble « moyenne », alors que dans le modèle flou, elle appartient à la fois aux ensembles « faible » et « moyenne ».

III.2.1. Variables linguistiques

Une variable linguistique est représentée par un triplet (V, X, T_v) dans lequel V est une variable (la vitesse, la température ...) définie sur un ensemble de référence X (ses valeurs peuvent être n'importe quel élément de X). On note $T_v = (A_1, A_2, \dots)$ un ensemble, fini ou infini, de sous-ensembles flous de X , qui sont utilisés pour caractériser V . Afin de permettre un traitement numérique, il est indispensable de les soumettre à une définition à l'aide de fonctions d'appartenance. Par exemple, si la vitesse est interprétée comme une variable linguistique, alors son ensemble de termes $T(\text{vitesse}) = \{\text{lente}, \text{moyenne}, \text{rapide}, \dots\}$. Où chaque terme est caractérisé par un ensemble flou. Ces termes peuvent être définis comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenance sont montrées sur la figure (III-1)

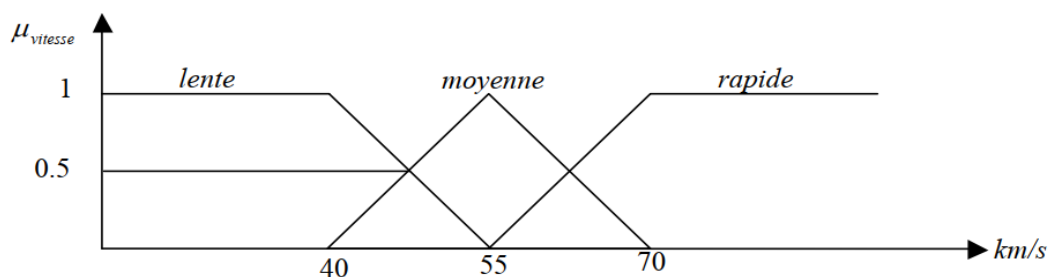


Figure III.1: Représentation graphique des termes linguistiques.

III.2.2. Ensembles flous et Fonctions d'appartenance

La notion d'ensemble flou a pour but de permettre des gradations dans l'appartenance d'un élément à une classe, c'est-à-dire d'autoriser un élément à appartenir plus ou moins fortement à cette classe. Afin de mettre en évidence cette notion, on introduit les définitions suivantes :

Soit un ensemble de référence X continu ou discret d'objets dénotés $\{x\}$.

Un ensemble classique A de X est défini sur un univers de discours par une fonction caractéristique μ_A qui prend la valeur 0 pour les éléments de X n'appartenant pas à A et la valeur 1 pour ceux qui appartiennent à A (figure III.2). L'univers de discours est l'ensemble des valeurs réelles que peut prendre la variable floue X .

$$\mu_A : X \rightarrow \{0,1\} \quad (\text{III.1})$$

Plus généralement, le domaine de définition de $\mu_A(x)$ peut être réduit à un sous-ensemble de X .

Un ensemble flou A peut être représenté comme un ensemble de paires (élément générique, degré d'appartenance) ordonnées :

$$A = \{(x, \mu_A(x)) / x \in X\} \quad (\text{III.2})$$

On adopte souvent la notation suivante pour représenter l'ensemble A, qui indique pour tout élément x de X son degré $\mu_A(x)$ d'appartenance à A :

$$\begin{aligned}
 A &= \sum_{x \in X} \mu_A(x) / x && \text{si } X \text{ est discret} \\
 A &= \int_{x \in X} \mu_A(x) / x && \text{si } X \text{ est continu}
 \end{aligned}
 \tag{III.3}$$

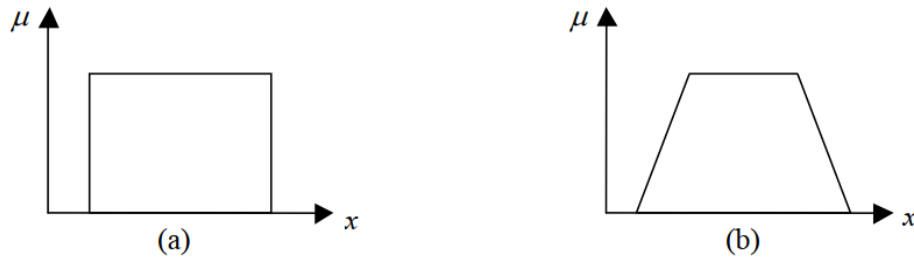


Figure III.2: Exemple de fonctions d'appartenance (a) logique classique (b) logique floue.

III.2.3. Fonctions d'appartenance

Une définition des variables linguistiques à l'aide des fonctions d'appartenance est nécessaire dans le but de traiter des déductions floues par ordinateur. Dans ce contexte, est attribuée à chaque valeur de la variable linguistique une fonction d'appartenance μ , dont la valeur varie entre 0 et 1. Le plus souvent, nous utilisons des fonctions d'appartenance de type triangulaire ou trapézoïdale figure (III.3).

-Fonction triangulaire : L'allure est complètement définie par trois paramètres $\{a, b, c\}$

$$\mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}\right), 0\right)
 \tag{III.4}$$

-Fonction trapézoïdale : Elle est définie par quatre paramètres $\{a, b, c, d\}$

$$\mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c}\right), 0\right)
 \tag{III.5}$$

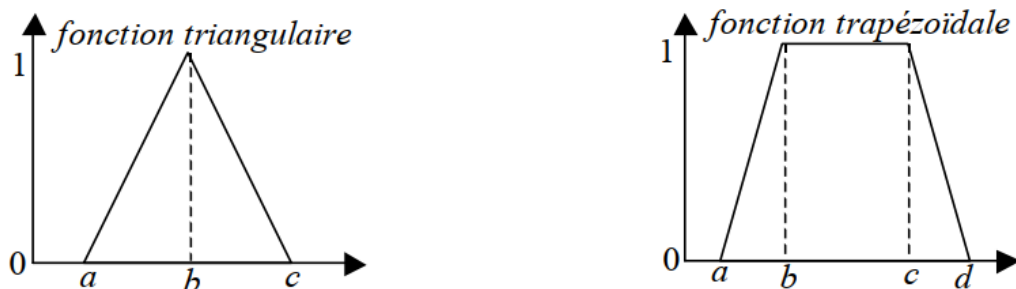


Figure III.3: Formes usuelles des fonctions d'appartenance.

III.2.4. Opérateurs en logique floue

Comme dans la théorie des ensembles classiques, on définit l'intersection, l'union des ensembles flous ainsi que le complémentaire d'un ensemble flou. Ces relations sont traduites par les opérateurs "et", "ou" et "non". De nouvelles fonctions d'appartenance liées à ces opérateurs sont établies :

$$x \text{ appartient à } A \text{ et } B \Leftrightarrow x \in A \cap B \Leftrightarrow \mu_{A \cap B}(x)$$

$$x \text{ appartient à } A \text{ ou } B \Leftrightarrow x \in A \cup B \Leftrightarrow \mu_{A \cup B}(x)$$

$$x \text{ appartient au complément de } A \Leftrightarrow x \in \bar{A} \Leftrightarrow \mu_{\bar{A}}(x)$$

Les opérateurs les plus utilisés en logique floue sont :

- l'opérateur "Et" correspond à l'intersection de deux ensembles A et B. Il peut être réalisé par :

- La fonction "min" : $\forall x \in X \mu_d(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x))$

- La fonction arithmétique "produit" : $\mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) \cdot \mu_B(x)$

- L'opérateur "ou" pour la s-norme, qui correspond à l'union de deux ensembles A et B. Il peut être réalisé par :

- La fonction "Max" : $\forall x \in X \mu_c(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x))$

- La fonction arithmétique "Somme" : $\mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) + \mu_B(x)$

- L'opérateur "non" est réalisé par : $\mu_{\bar{A}}(x) = \mu_A 1 - \mu_A(x)$

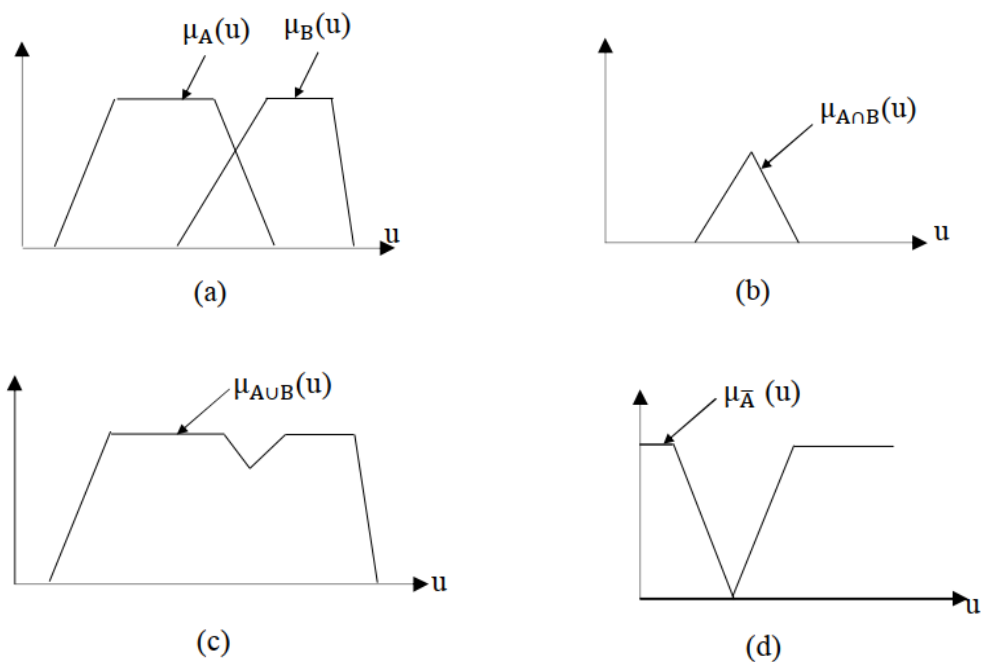


Figure III.4: Opérateurs logiques : (a) A et B, (b) $A \cap B$, (c) $A \cup B$, (d) .

III.2.5. Règles d'inférence

En logique classique, la règle de raisonnement du modus ponens permet, à partir des deux assertions :

x est A

Et

si x est A Alors y est B

De conclure que *y est B*

En logique floue, la règle s'appelle modus ponens généralisé et permet à partir des assertions :

x est A'

Et

si x est A Alors y est B

De conclure que *y est B'*

III.3.CONCEPTION D'UN RÉGULATEUR FLOU

Après avoir énoncé les concepts de base et les termes linguistiques utilisés en logique floue, nous présentons la structure d'un contrôleur flou. La structure conventionnelle d'une commande floue est présente sur la figure (III -5).Elle est composée de quatre blocs distincts dont les définitions sont données cidessous.

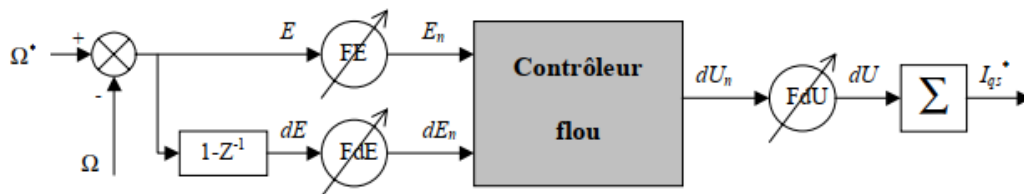


Figure III.5: Schéma de principe d'un régulateur à logique.

Dans le schéma ci-dessus comme dans ce qui suit, nous notons :

E : l'erreur, elle est définie par :

$$e(k) = \Omega^*(k) - \Omega(k) \tag{III.6}$$

de : la dérivée de l'erreur, elle est approchée par :

$$\Delta e(k) = \frac{e(k) - e(k-1)}{T_e}, T_e \text{ etant la periode d'échantillonnage} \tag{III.7}$$

La sortie du régulateur est donnée par :

$$I^*_{qs} = I^*_{qs}(k-1) - dU(k) \tag{III.8}$$

On retrouve en entrée et en sortie du contrôleur flou des gains dits "facteurs d'échelle" qui permettent de changer la sensibilité du régulateur flou sans en changer la structure. Les grandeurs indicées "n" sont donc les grandeurs normalisées à l'entrée et à la sortie du contrôleur flou.

III.3.1. Fuzzification

Les ensembles flous des variables d'entrée et leurs fonctions d'appartenance sont à définir en premier lieu. L'étape de fuzzification permet de fournir les degrés d'appartenance de la variable floue à ses ensembles flous en fonction de la valeur réelle de la variable d'entrée. Le choix du nombre des ensembles flous, de la forme des fonctions d'appartenance, du recouvrement de ces fonctions et de leur répartition sur l'univers de discours n'est pas évident. Il y a cependant des facteurs qui sont plus importants que d'autres. Une subdivision très fine de l'univers de discours sur plus de sept ensembles flous n'apportent en général aucune amélioration du comportement dynamique du système à réguler [29]. Par contre, on peut obtenir des comportements non linéaires assez différents en fonction de la manière dont les fonctions d'appartenance des ensembles flous sont disposées sur l'univers de discours.

III.3.2. Base de règles

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

III.3.3. Inférences floues

La stratégie du réglage dépend essentiellement des inférences adaptées qui lient les grandeurs mesurées qui sont les variables d'entrées (transformées en variables linguistiques à l'aide de fuzzification) à la variable de sortie [30].

Les règles d'inférences peuvent être décrites de plusieurs façons

a) Linguistiquement :

On écrit les règles de façon explicite comme dans l'exemple suivant,

SI (la température est élevée **ET** (la vitesse est faible) **ALORS** la tension est grande positive
OU

SI (la température est moyenne **ET** la vitesse est faible) **ALORS** la tension est positive.

b) Symboliquement :

Il s'agit en fait d'une description linguistique où l'on remplace la désignation des ensembles flous par des abréviations.

c) Par matrice d'inférence :

Elle rassemble toutes les règles d'inférences sous forme de tableau. Dans le cas d'un tableau à deux dimensions, les entrées du tableau représentent les ensembles flous des variables d'entrées (température : T et vitesse : V). L'intersection d'une colonne et d'une ligne donne l'ensemble flou de la variable de sortie définie par la règle. Il y a autant de cases que de règles.

Tableau III-1: Matrice d'inférence du régulateur floue

U		T		
		F	M	E
V	F	Z	P	PG
	E	Z	Z	P

Les règles que décrit ce tableau sont (sous forme symbolique) :

SI (T est F **ET** V est F) **ALORS** $U=Z$

OU

SI (T est M **ET** V est F) **ALORS** $U=P$

OU

SI (T est E **ET** V est F) **ALORS** $U=GP$

OU

SI (T est F **ET** V est E) **ALORS** $U=Z$

OU

SI (T est M **ET** V est E) **ALORS** $U=Z$

OU

SI (T est E **ET** V est E) **ALORS** $U=P$

Dans l'exemple ci-dessus, on a représenté les règles qui sont activées à un instant donné par des cases sombres :

SI (T est M **ET** V est F) **ALORS** $U=P$

OU

SI (T est E **ET** V est F) **ALORS** $U=GP$

Il s'agit maintenant de définir les degrés d'appartenance de la variable de sortie à ses sous-ensembles flous.

Ces méthodes se différencient essentiellement par la manière dont vont être réalisés les opérateurs (ici "ET" et "OU») utilisés dans les règles d'inférence.

Méthode d'inférence Max-Min :

Cette méthode réalise l'opérateur "ET" par la fonction "Min", la conclusion "ALORS" de chaque règle par la fonction "Min" et la liaison entre toutes les règles (opérateur "OU») par la fonction Max.

La dénomination de cette méthode, dite Max-Min ou "implication de Mamdani", est due à la façon de réaliser les opérateurs ALORS et OU de l'inférence.

Reprenons l'exemple précédent où seulement deux règles sont activées voir Figure (III-6) :

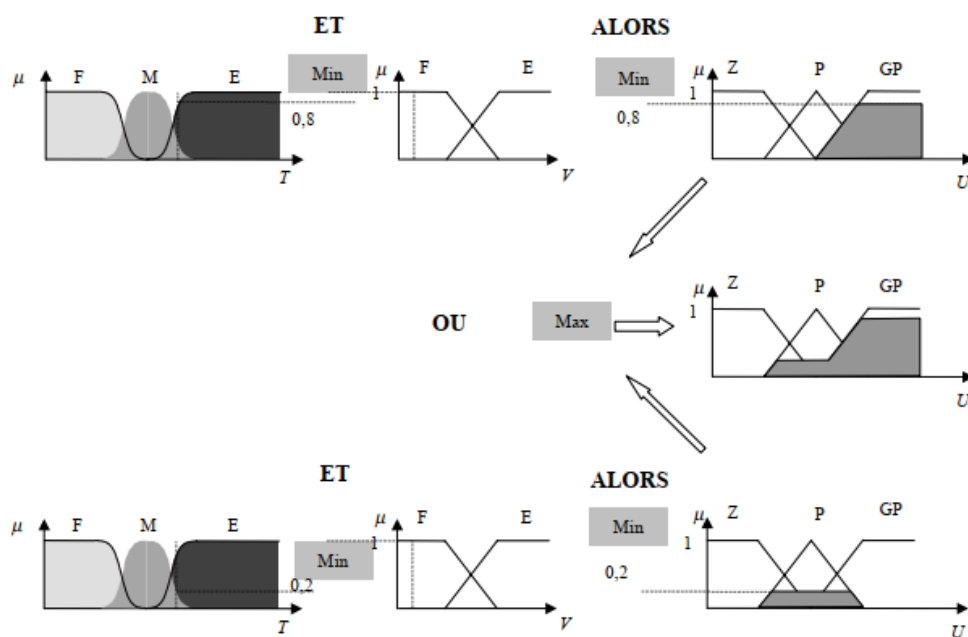


Figure III.6: Exemple d'inférence Max-Min.

III.4. MÉCANISME D'INFÉRENCES

Les mécanismes d'inférence employés dans un contrôleur flou sont généralement plus simples que ceux plus complexes utilisés dans les systèmes experts ; car dans un contrôleur flou, la conséquence d'une règle n'est pas appliquée à l'antécédent d'une autre. En effet, dans un contrôleur flou, la conséquence d'une règle n'est pas appliquée à l'antécédent d'une autre [29], [31]. Considérons un ensemble de règles définies par :

Règle x est A1 et x est B1 alors x est C1.

Les entrées sont mesurées par des capteurs, elles sont réelles et il est nécessaire de les convertir en ensembles flous. Les entrées sont mesurées par des capteurs, elles sont réelles et il faut les convertir en ensembles flous, en général ; une valeur réelle est considérée comme un singleton flou et (μ_{ci}) le facteur d'appartenance de la condition de règle peut être.

Exprimé comme suit

$$\mu_{ci}(x) = \mu(c) \wedge \mu(x_2) \quad (\text{III.9})$$

$\mu(x_1)$ Et $\mu(x_2)$: sont les facteurs d'appartenance de deux variables linguistiques x_1 et x_2 Par rapport à la condition de la règle (R_i)

\wedge : Opérateur défini selon le type de contrôleur.

III.5. DEFUZZIFICATION

Dernière étape de la logique floue, elle a pour objectif de transformer la courbe d'activation finale obtenue lors de l'étape d'agrégation en une valeur réelle. Par cette étape se fait le retour aux grandeurs de sortie réelles. Il s'agit de calculer, à partir des degrés d'appartenance à tous les ensembles flous de la variable de sortie, l'abscisse qui correspond à la valeur de cette sortie. Différentes méthodes sont utilisées.

III.5.1. Méthode du centre de gravité

C'est la méthode de defuzzification la plus courante. L'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultant de l'inférence correspond à la valeur de sortie du régulateur

$$X_{GR} = \frac{\int x_R \mu_{RES}(x_R) dx_R}{\int \mu_{RES}(x_R) dx_R} \quad (\text{III.10})$$

Il apparaît que plus la fonction d'appartenance résultante est compliquée, plus le processus de defuzzification devient long et coûteux en temps de calcul.

III.6. LES ÉTAPES DE CONCEPTION D'UN CONTRÔLEUR FLOU

III.6.1. Définition des variables du système

Il s'agit de déterminer les caractéristiques fonctionnelles (1) et opérationnelles (2) du contrôleur.

(1)- Il faut d'abord choisir les variables d'entrée et de sortie. Leur choix dépend du contrôle que l'on veut réaliser. Que souhaite-t-on au juste commander ? À l'aide de quels paramètres va-t-on obtenir la commande ?

(2)- Il faudra ensuite se pencher sur le domaine des valeurs que pourront prendre ces variables). On partitionnera alors ces domaines en intervalles, auxquels on associera un label descriptif (variables linguistique). Cette étape revient à définir les univers des discours des variables d'entrée et de sortie et les diviser en sous-ensembles flous. Cette répartition est intuitive et basée sur l'expérience. On est d'ailleurs généralement amené à l'affiner en cours de conception. Une règle de bonne pratique est de fixer 5 à 9 intervalles par univers de discours. Il faut également prévoir un plus grand nombre de zones à proximité du point de fonctionnement optimal pour en faciliter l'approche régulière.

III.6.2.Choix de la partition floue

Les variables du système sont connues, on associe à chacune d'entre elles un ensemble de termes caractérisés par des fonctions d'appartenances définies sur le même univers de discours. Le choix de la partition floue consiste à déterminer le nombre de termes qui doit exister dans cet ensemble [29], [32].

III.6.3.Choix des fonctions d'appartenances

La première étape de conception a permis de cerner au mieux les caractéristiques linguistiques des variables. Il faut maintenant définir complètement les sous-ensembles flous, c'est à dire expliciter leurs fonctions d'appartenance. Une fois encore, l'intuition et l'expérience auront leur rôle à jouer. Quelques principes ressortent de la pratique : choix de fonctions triangulaires ou trapézoïdales, recouvrement d'une fonction de 10 à 50% de l'espace des sous-ensembles voisins, somme des degrés d'une zone de recouvrement égale à 1 (degré maximal d'appartenance) [33], [34].

III.7.APPLICATION DE LA LOGIQUE FLOUE A LA MAS**III.7.1.Stratégie de fuzzification**

La fuzzification est liée au caractère vague et à l'imprécision dans un langage naturel, c'est une évaluation subjective qui transforme une mesure en une évaluation d'une valeur subjective et donc elle peut être définie comme cartographie d'un espace d'entrée observé vers des ensembles flous en certains univers de discours d'entrée, la fuzzification joue un rôle important en relation avec l'information incertaine qui peut être objective ou subjective. Dans les applications de commande floue, les données observé sont habituellement physique (réelles numériques), or, le traitement de données dans un contrôleur flou est basé sur la théorie des ensembles flous, ceci nécessite donc une fuzzification. Les grandeurs physiques sont souvent normalisées entre -1 et 1 par un facteur d'échelle qui doit être choisi sur la base de l'étude du système de sorte que, lors de petite phénomènes transitoires, le domaine admissible pour les grandeurs normalisées ne doit pas dépasser, dans ce cas. À titre d'exemple, prenons comme entrées du contrôleur l'erreur de la vitesse de rotation d'une machine asynchrone ($e(k) = \Omega^*(k) - \Omega(k)$) et sa variation Δe . La figure (III-7) montre les différentes fonctions d'appartenance des entrées (e), (de)et dte.

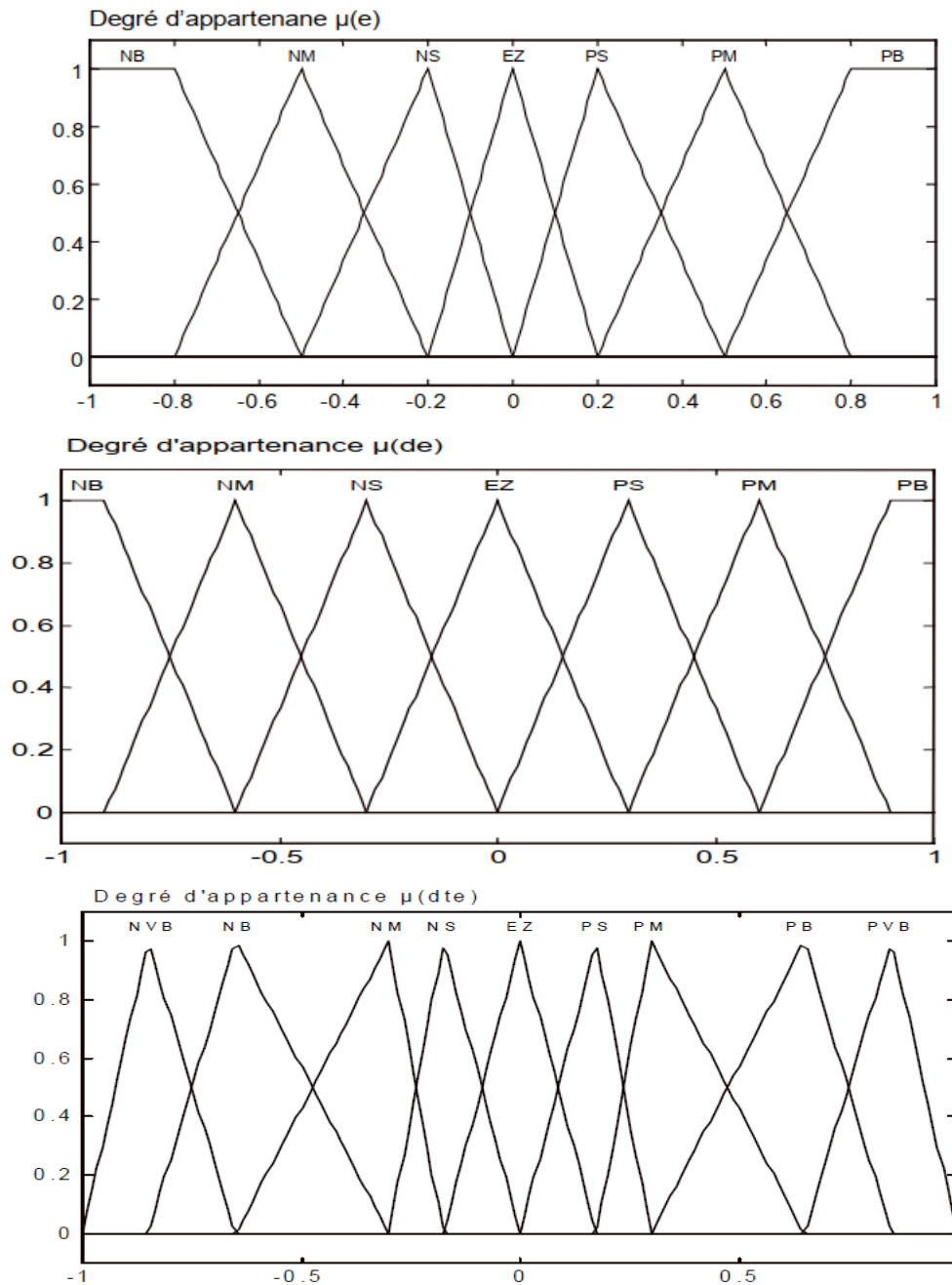


Figure III.7: fonctions d'appartenance de notre contrôleur flou.

Les classes sont notées comme suit :

NB : Négative Big (Négatif Grand), NM : Négative Medium (Négatif Moyenne) PM : Positive Medium (Positif Moyen) , NS : Négative Small (Négatif Petit) ZE : Zéro , PB : Positive Big (Positif Grand) , PS : Positive Small (Positif Petit)

III.7.2.Schéma de commande du MAS

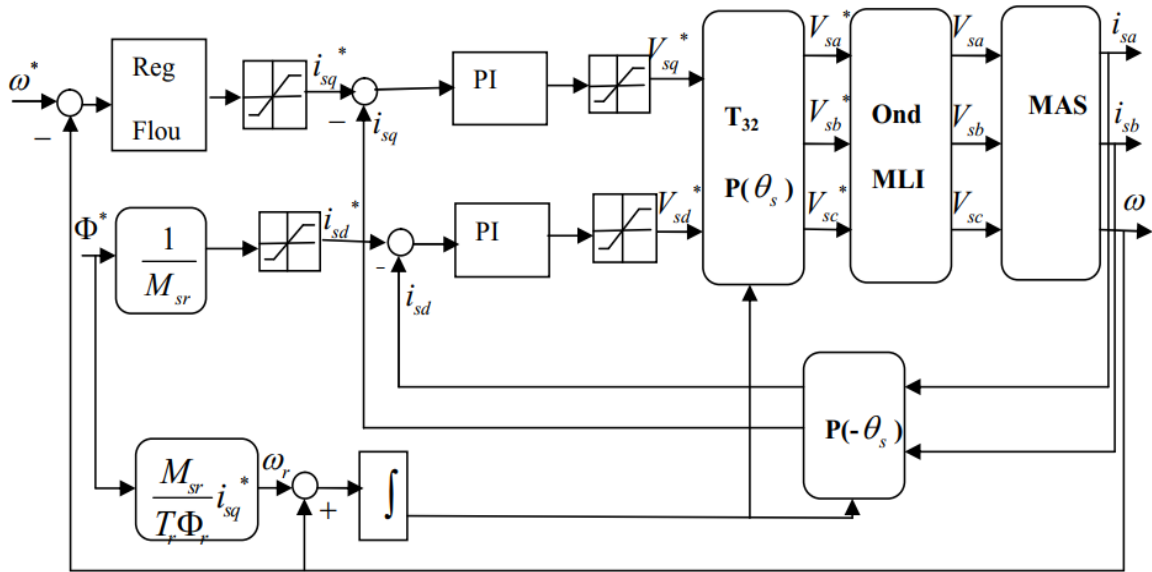


Figure III.8: Structure de réglage par un PI flou de la vitesse d'un MAS.

III.7.3.Loi de commande pour le régulateur PI flou

Cette loi est fonction de l'erreur de vitesse de rotation (e) et de sa dérivée (de) par conséquent, l'activation de l'ensemble des règles de décisions associées donne la variation de la commande (dte) 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 :

$$\Omega^*(k) = \Omega^*(k) + k_{de} \Delta \Omega^*(k) \tag{III.11}$$

$$e = k_e e_n \tag{III.12}$$

$$\Delta e = k_{\Delta e} \Delta e_n \tag{III.13}$$

Tableau III-2: Matrice d'inférence du régulateur flou à cinq fonctions d'appartenance par variable

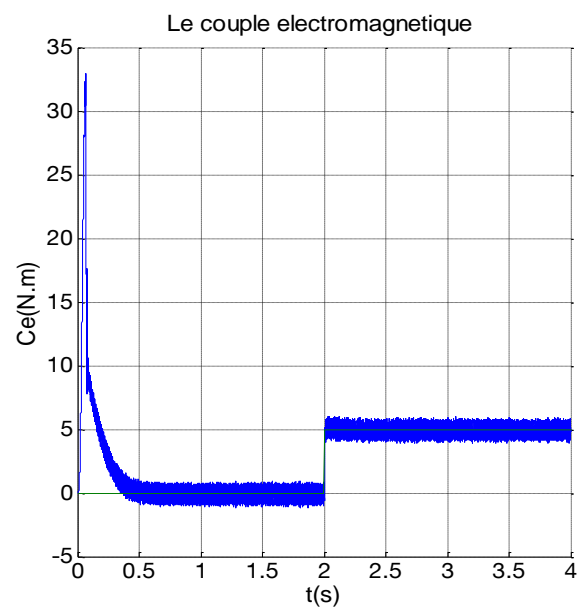
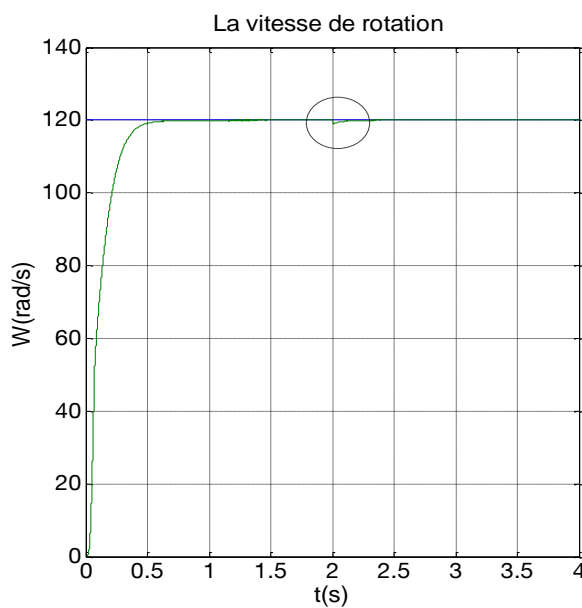
e	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
Δe							
PB	ZE	PS	PM	PB	PB	PB	PB
PM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB	PB
PS	NM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB
ZE	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NS	NB	NB	NM	NS	ZE	PS	PB
NM	NB	NB	NB	NM	NS	ZE	PS
NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	ZE

III.8. RÉSULTATS DE SIMULATION ET INTERPRÉTATION

La figure (III.9) montre les réponses de vitesse et du couple avec un régulateur de vitesse flou. En applique une charge ($C_r=5N.m$ a $t=2s$), en imposant la vitesse référence $w^* = 120$ rad/s

On remarque que la vitesse augmente linéairement en fonction de temps, et elle rejoint sa valeur de référence a $t = 0.5$ on note une nette amélioration en régime dynamique, le dépassement est presque nul et le temps de réponse est de 0.5s.

Le couple électromagnétique rejoint le régime permanent à $t=0.3s$.donc les régulateur PI floue donne très bonne réponse dynamique.



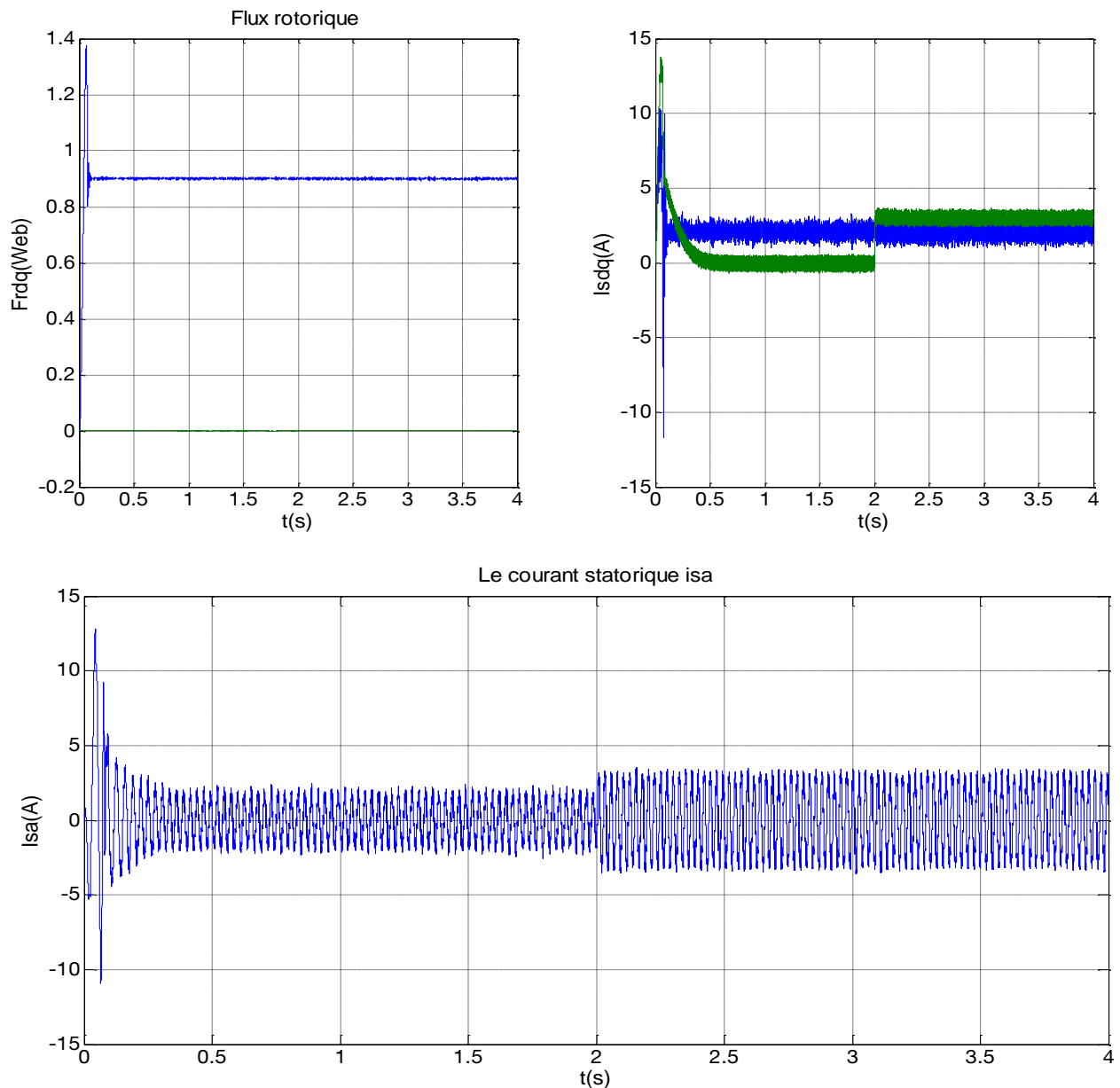


Figure III.9: Résultats de simulation de commande vectorielle indirecte floue de la MAS avec application d'une charge à ($t=2\text{s}$, $C_r=5\text{Nm}$).

III.8.1. Teste de robustesse l'inversion de vitesse

La figure (III.10) montre que la réponse inversion de vitesse (100 rad/ à -100 rad/s a $t= 2\text{s}$) en remarque la vitesse suit la valeur de référence avec un dépassement, l'application d'un couple résistant n'affecte guère la vitesse de rotation souhaitée. Une petite augmentation de flux et courant statorique. Le flux rotorique est installé, il suit sa valeur de référence suivant l'axe (d) avec une composante en quadrature (q) nulle.

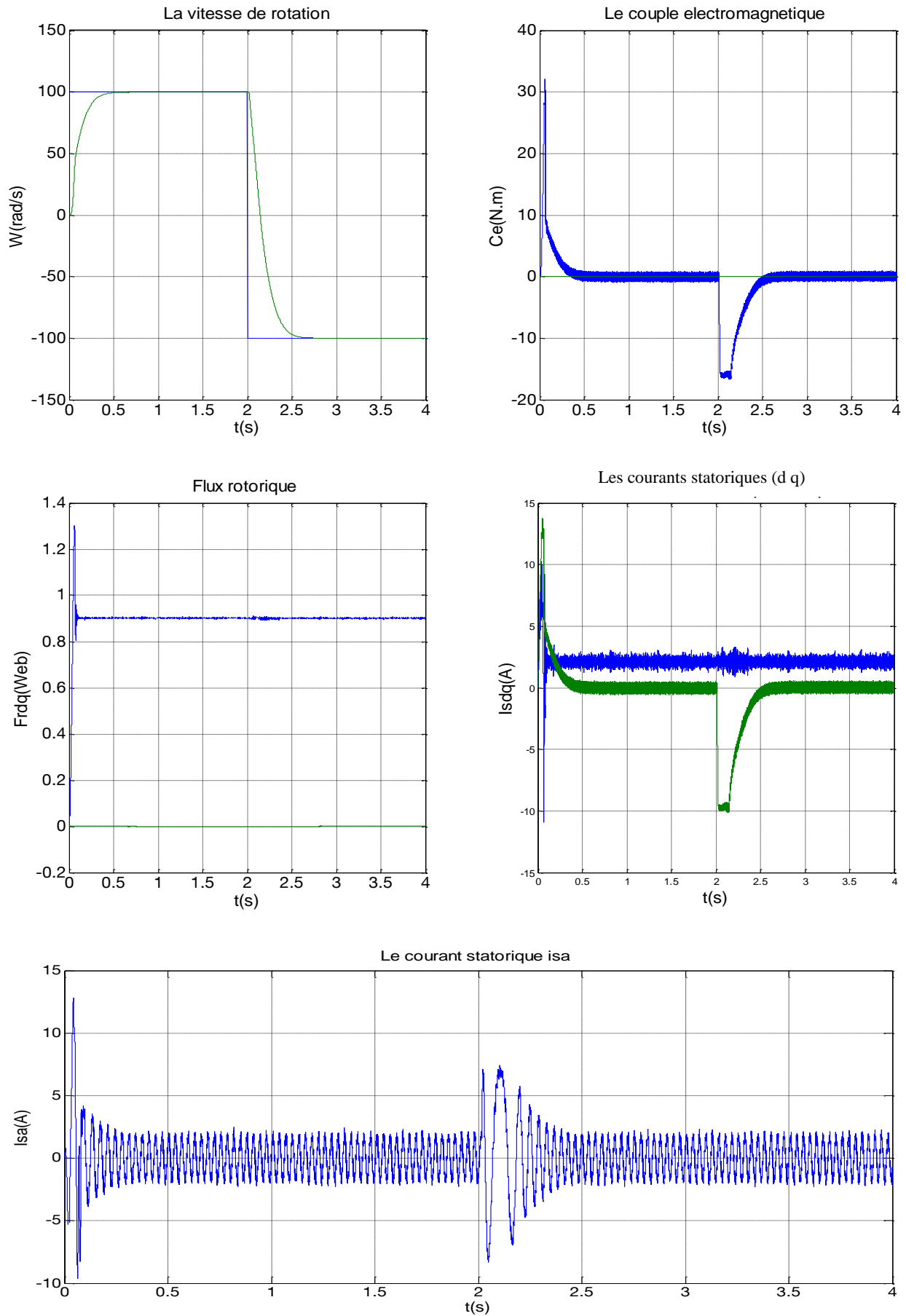
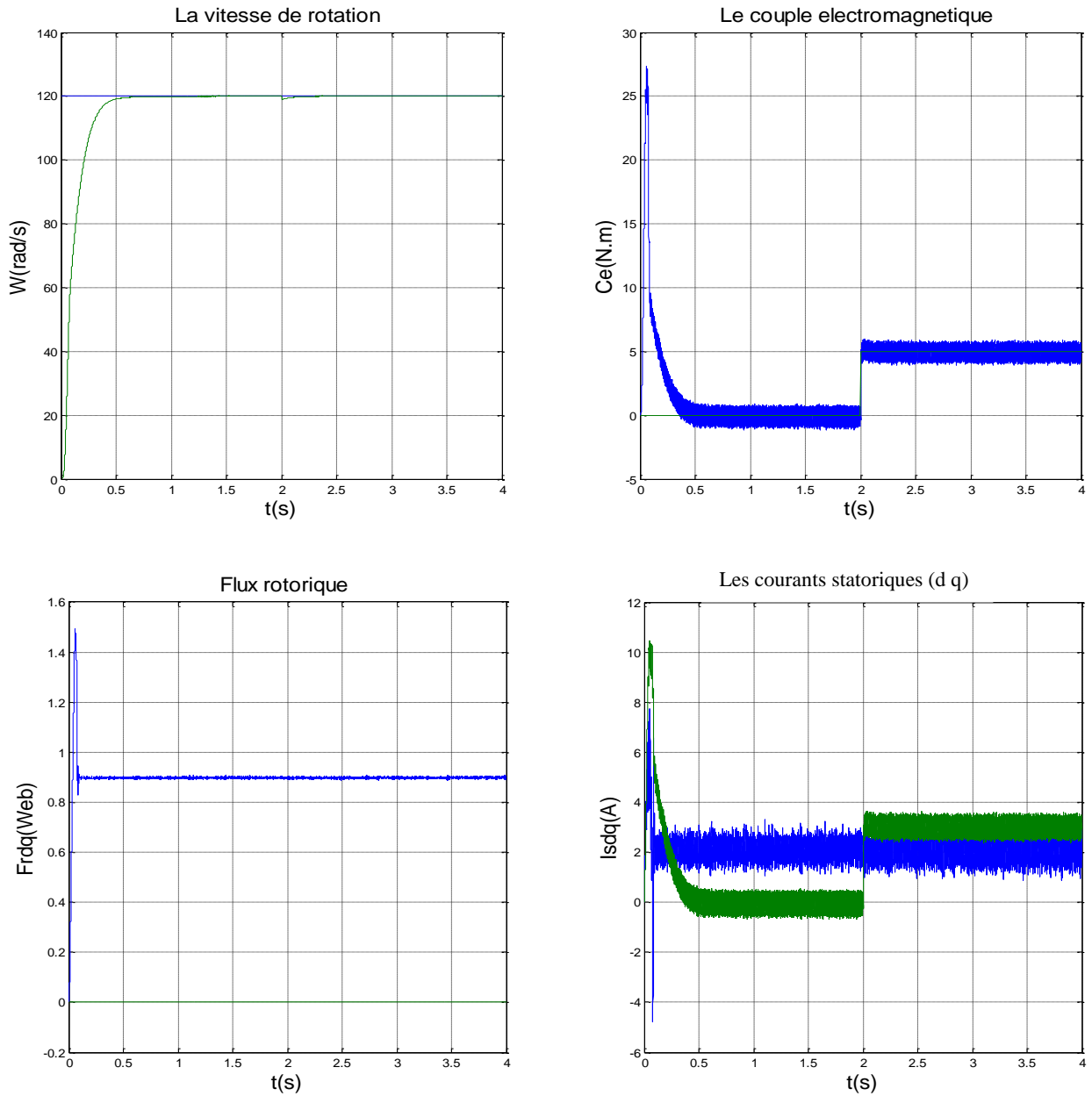


Figure III.10: Test de robustesse pour l'inversion de vitesse à $t=1$ s.

III.8.2. Teste de robustesse de variation de la résistance rotorique

La figure (III.11) présente le résultat de simulation avec variation de la résistance rotorique ($2 \cdot R_r$) en remarque une faible augmentation du temps de réponse, la vitesse répond avec dépassement la dynamique du système dépend des paramètres de la machine.



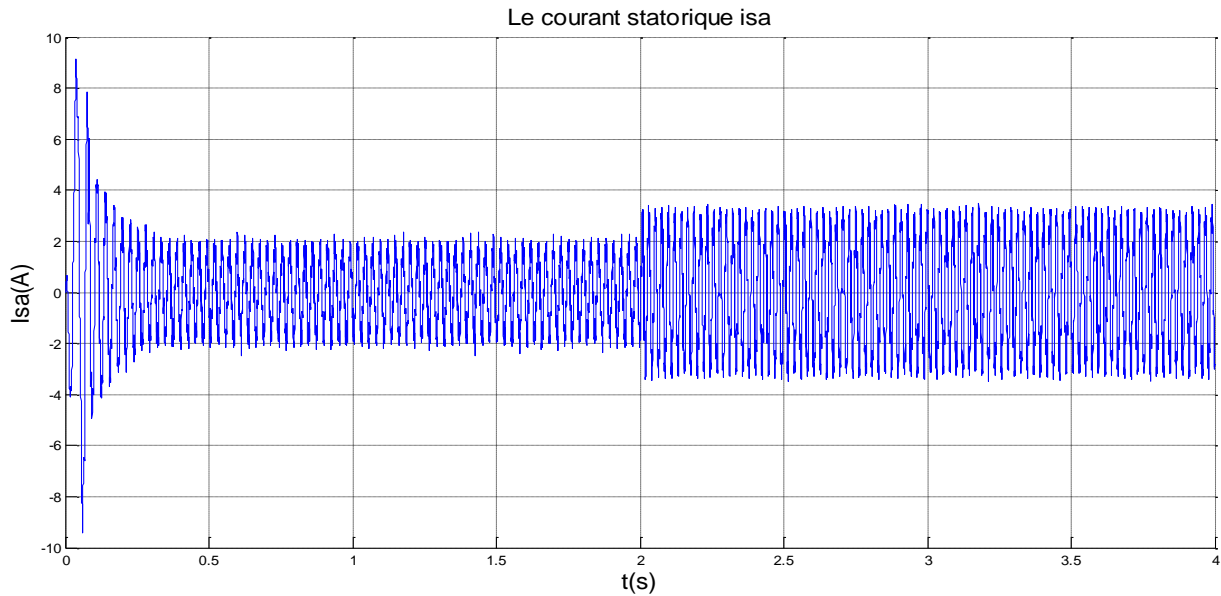
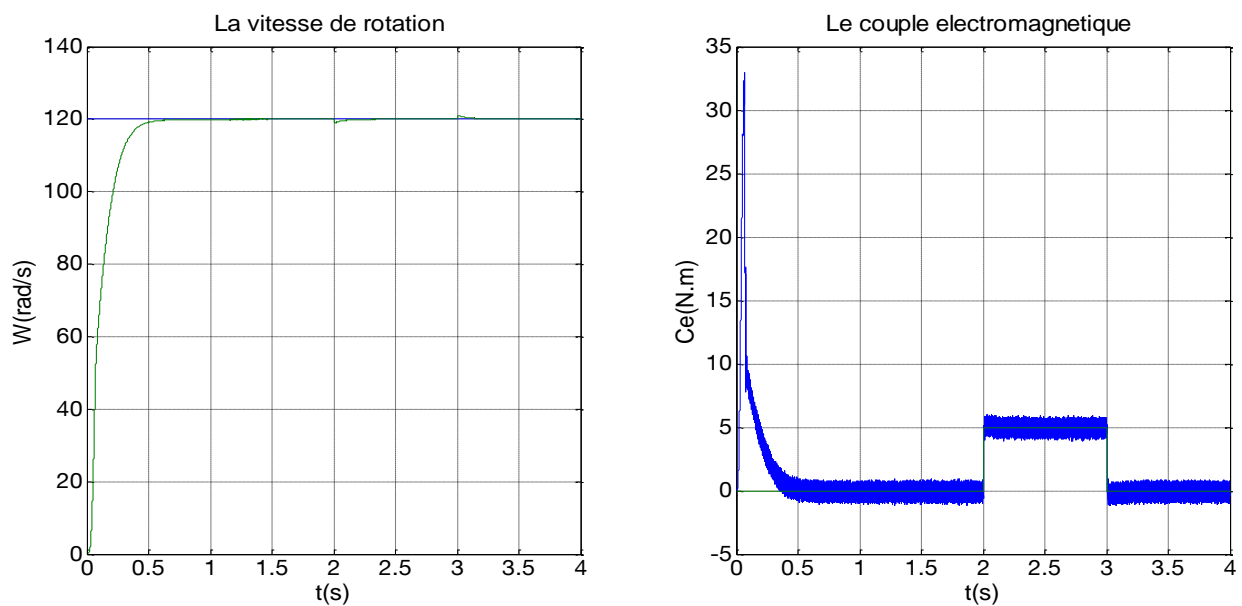


Figure III.11: Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique.

III.8.3. Teste de robustesse pour la variation de charge

Afin de valider la méthode de commande floue avec sept fonctions d'appartenance pour chaque variable d'entrées et de sortie. En applique de charge ($C_r=5\text{N.m}$ de $t=2\text{s}$ a $t=3$). D'après le résultat on remarque un petit dépassement de vitesse, le flux rotorique stable et suit sa valeur de refernce l'axe(d) e l'axe (q) egale à zero Le couple electromagnetique est augment sa valeur de couple de charge ainse que les cournts statoriques qui a un comportement sinusoïdal. L'analyse des résultats montre que les performances de poursuite de la consigne sont satisfaisantes.



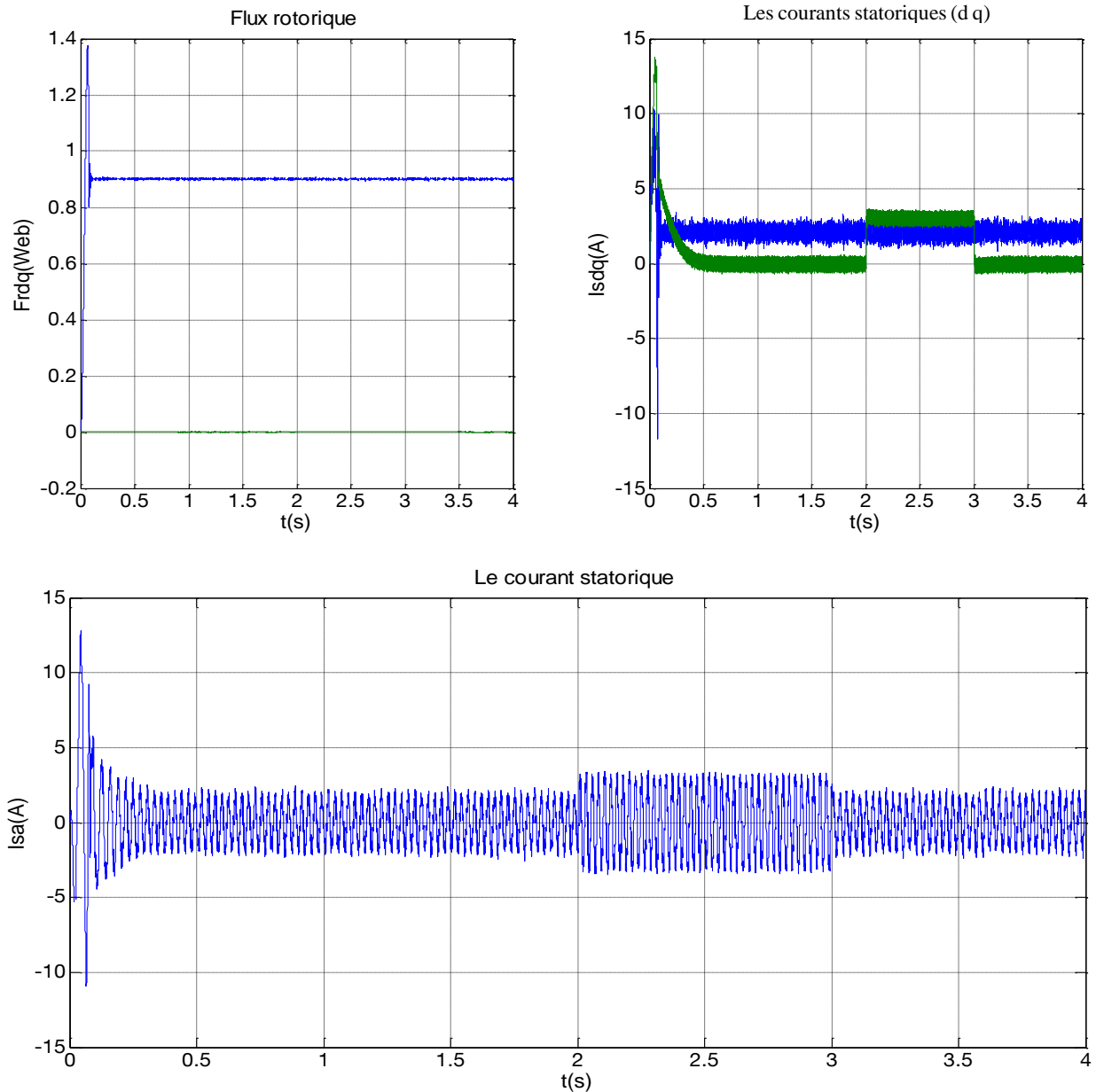


Figure III.12: Test de robustesse pour la variation de la charge.

III.9.CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons présentés l'application de la logique floue à la commande vectorielle de la MAS. L'obtention d'un contrôle performant requiert une bonne formulation des règles. Le régulateur PI floue donne une bonne réponse dynamique de la vitesse et très précise par rapport à régulation classique et un très bon rejet de perturbation. Le PI flou est très peu sensible aux variations des paramètres du système. Le régulateur flou donne de bons résultats en termes de temps de réponse, dépassement et temps de monté.

Chapre IV.

COMMANDE ADAPTATIVE DE LA MAS

IV.1.INTRODUCTION

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

Pour que le régulateur PI reste une force majeure, il est nécessaire de le développer en supervisant ces gains à l'aide d'un mécanisme flou d'adaptation, permettant d'incorporer un certain degré d'intelligence dans la stratégie de régulation.

On traite dans ce chapitre la commande adaptative pour recalculer les gains de PI-floue en temps réel.

IV.2.GÉNÉRALITÉ SUR LA COMMANDE ADAPTATIVE

La commande adaptative consiste à utiliser un ensemble de techniques pour l'ajustement automatique en ligne des boucles de commande afin de réaliser et de maintenir de meilleures performances dynamiques au système à commander [35].

Dans un système réel, il existe des paramètres qui se manifestent à l'intérieur de la même façon que des influences de l'environnement. Ces influences peuvent se présenter sous forme de perturbations généralement non mesurable. Le but de la commande adaptative est donc d'atteindre un certain objectif et le rendre optimal.

Deux types de structures de commande sont utilisés d'une manière générale.

- Dans le premier on estime les paramètres en ligne par un mécanisme d'adaptation. La loi de commande est calculée à partir des paramètres estimés. Ce type de schéma est appelé indirect.
- Dans le deuxième on peut également calculer les paramètres du régulateur à partir du mécanisme d'adaptation paramétrique. Ce type de commande est appelé direct [36] [37].

De cela deux approches de commande adaptative sont les plus répandues : L'approche self-tuning et l'approche avec modèle de référence.

Le schéma de la figure (VI-1) montre une configuration de la première approche.

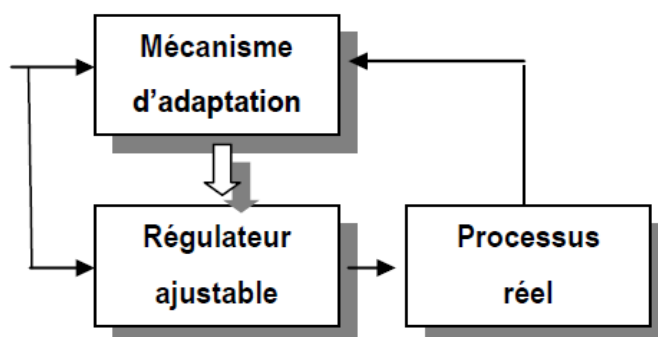


Figure IV.1: Structure de base de la commande adaptative utilisée.

Le mécanisme d'adaptation dans notre cas est remplacé par un contrôleur flou qui sera présenté par la suite voir figure (V-2).

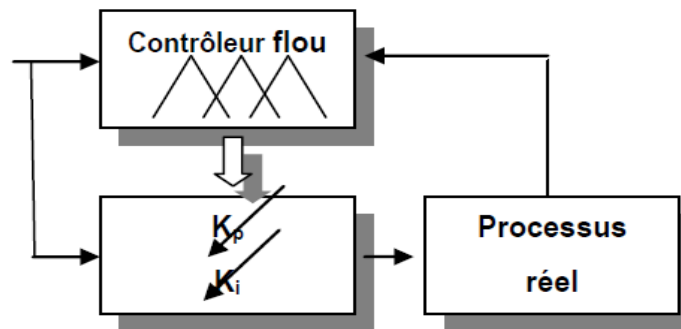


Figure IV.2: Structure du contrôleur flou adaptatif utilisé pour la commande de vitesse de la MAS.

IV.3. DESCRIPTION DU CONTRÔLEUR ADAPTATIVE UTILISÉ

Les configurations de la commande adaptative classique demandent un grand volume de calcul parce que leurs algorithmes sont très complexes ce qui nous incite à opter pour d'autres méthodes robustes et simples. En effet la logique floue ne demande pas autant de calcul, car les algorithmes se composent d'opérations répétitives. L'intégration de la logique floue dans la commande adaptative est aussi une solution forte intéressante. La Figure (IV.3), montre le schéma bloc de cette technique de commande [38].

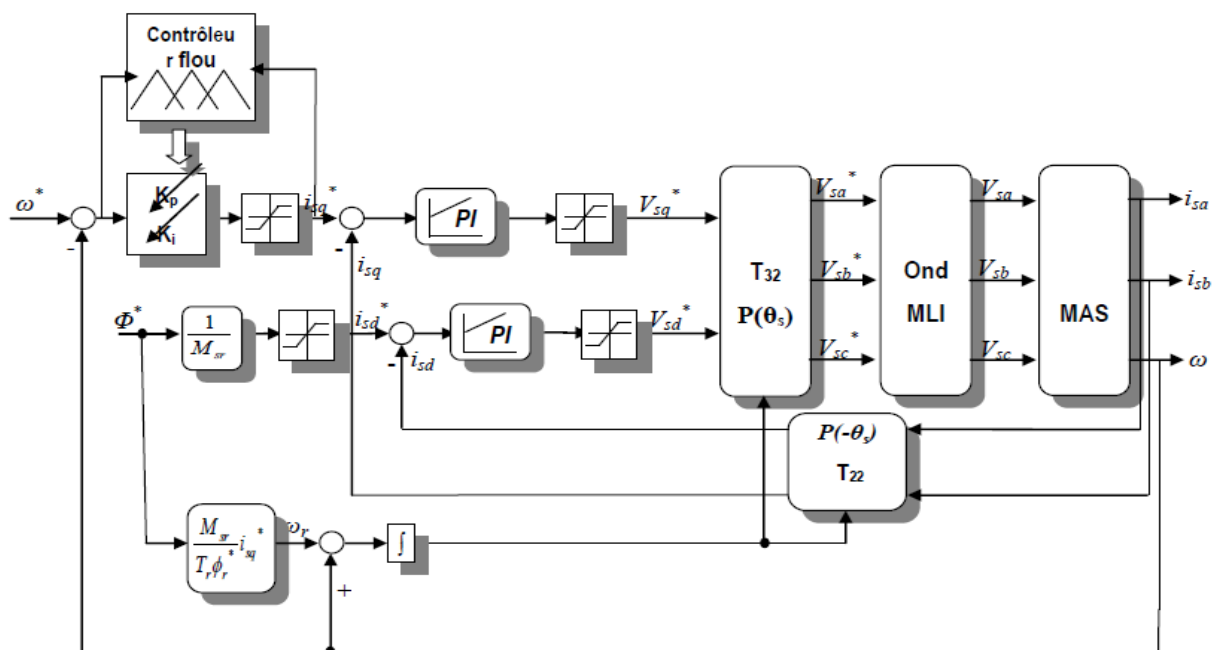


Figure IV.3: Structure générale du régulateur flou adaptatif appliqué aux régulateurs

IV.4. CONCEPTION D'UN RÉGULATEUR PI A GAINS FLOU ADAPTATIVE

Une fois, le réglage des paramètres de gain proportionnel KP et l'action d'intégration KI du régulateur PI pour le système de commande ont été effectués, ces paramètres restent constants. Grâce à

l'implémentation numérique du contrôleur PI, on a vu qu'un, le démarrage progressif pourrait être fait pour améliorer le démarrage de la machine électrique en modifiant les paramètres KP et KI dans une condition particulière. Le contrôleur PI adaptatif comprend en ce que ses paramètres KP et KI ne sont pas constants, mais varient selon certaines règles.

En utilisant la logique floue, il est possible d'exécuter un contrôleur PI adaptatif où sa sortie est les paramètres du contrôleur PI. Celles-ci seront adaptés en fonction de l'erreur et du changement d'erreur que le contrôleur flou interprète. Comme dans le cas précédent, il y aura une série de règles et de fonctions d'adhésion. Par exemple, le contrôleur flou rendra le gain KP plus grand lorsque l'erreur entre la référence et la sortie est trop grande pour arriver à cette référence dès que possible. Au fur et à mesure que l'erreur diminue, le gain KP diminuera grâce au contrôleur flou afin de ne pas avoir un dépassement important. La figure (V-2) montre le contrôleur PI adaptatif basé sur la logique floue. Dans ce cas, les variables linguistiques définies pour la sortie sont différentes de celles du contrôle de vitesse vu précédemment, car la définition suivante est plus proche du cas à étudier. Par exemple, pour les paramètres du contrôleur PI, il n'est pas logique de définir des valeurs négatives, mais une plage allant de très petite à une grande valeur [20].

Cependant, les entrées étant l'erreur de vitesse, qui peut être positive ou négative, la variable linguistique prend le même nom.

VS	Very small (Très petit)
SM	Small medium (Petit moyen)
M	Medium (moyen)
ML	Medium large (Moyen large)
VL	Very large (Très large)

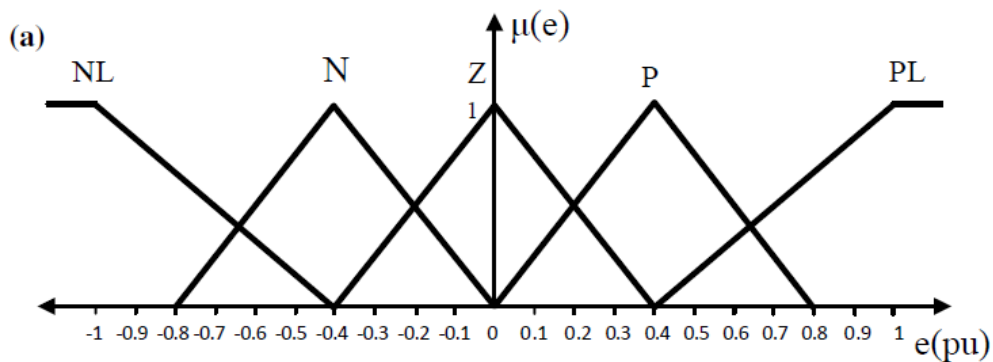
Le comportement des paramètres KP et KI n'étant pas similaire, il est préférable de définir deux sorties pour le contrôleur flou avec des tables de règles différentes. La matrice des règles de contrôleur flous pour le contrôleur PI adaptatif peut être vue dans les tableaux (IV-1) et (IV-2).

Tableau IV-1: Table de règles pour la base du paramètre KP [20].

		Erreur				
		NL	N	Z	P	PL
Changement d'erreur	NL	VL	VL	ML	ML	M
	N	VL	ML	ML	M	SM
	Z	VL	ML	M	SM	VS
	P	ML	M	SM	SM	VS
	PL	M	SM	SM	VS	VS

Tableau IV-2 : Table de règles pour la base du paramètre Ki [20].

		Erreur				
		NL	N	Z	P	PL
Changement d'erreur	NL	VS	VS	SM	SM	M
	N	VS	SM	SM	M	ML
	Z	VS	SM	M	ML	VL
	P	SM	M	ML	ML	VL
	PL	M	ML	ML	VL	VL



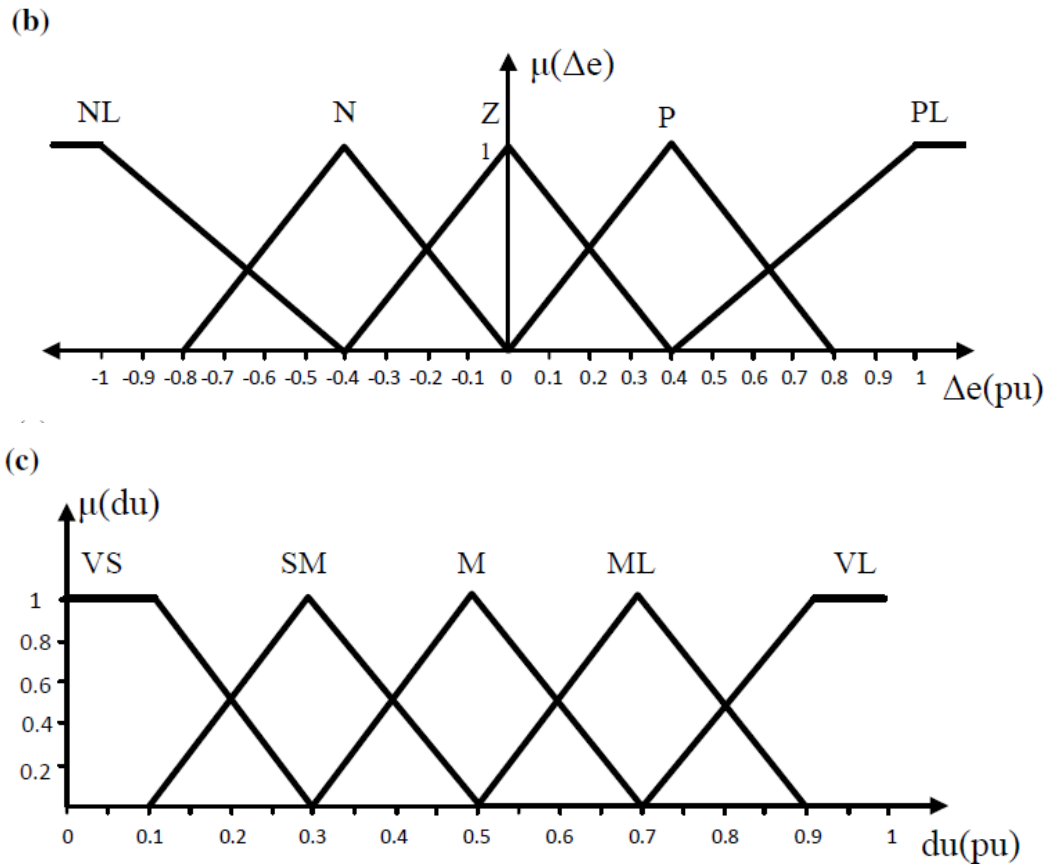


Figure IV.4 : Fonctions d'appartenance pour le contrôle PI adaptatif. a Erreur, b changement d'erreur, c changement de commande de sortie pour KP et KI [20].

IV.5.RÉSULTATS DE SIMULATION

L'application du contrôleur flou adaptatif a donné une amélioration des performances dynamiques pour les régimes transitoires relatifs à tous les essais et le découplage a été maintenu.

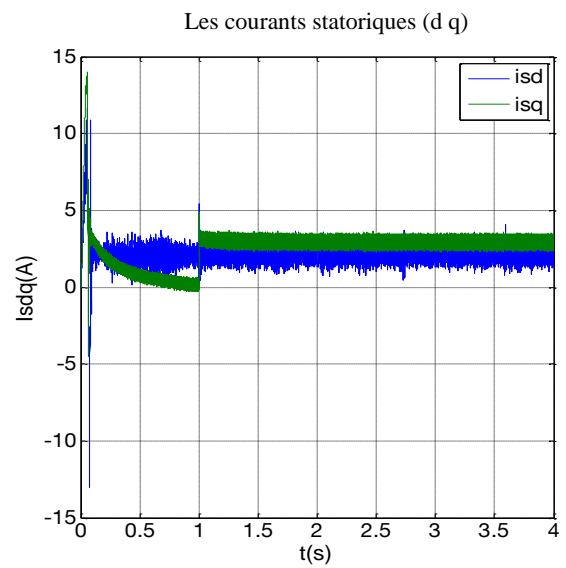
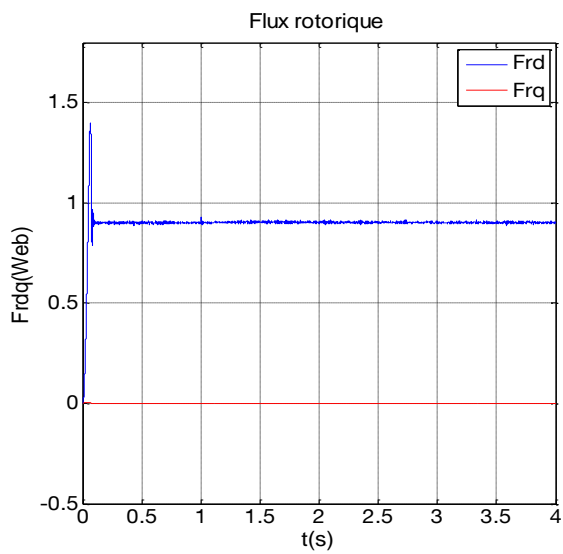
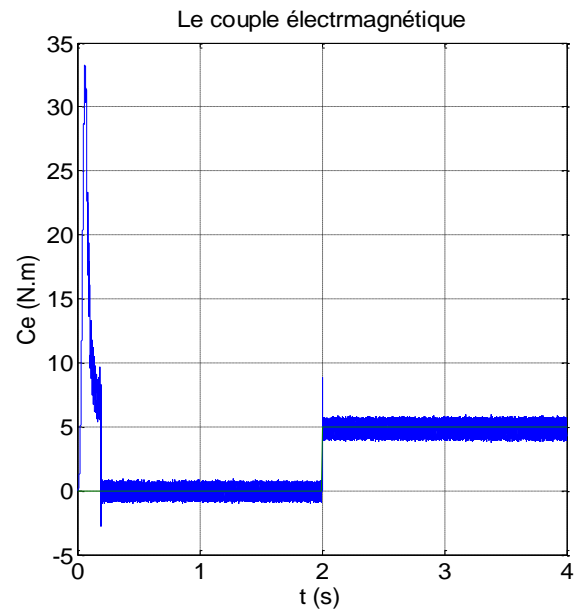
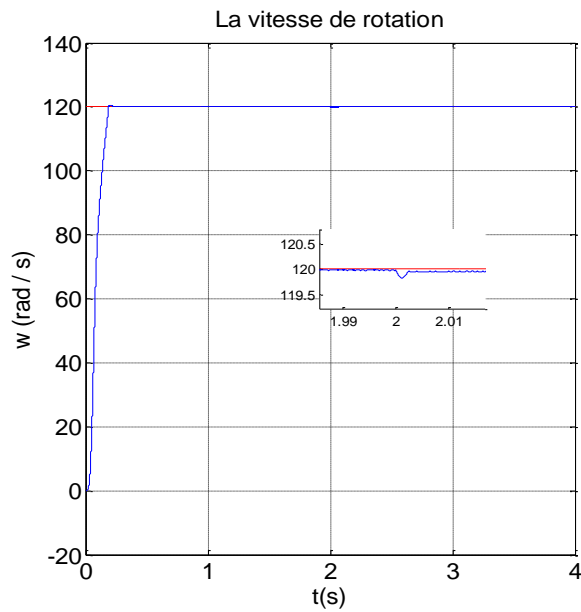
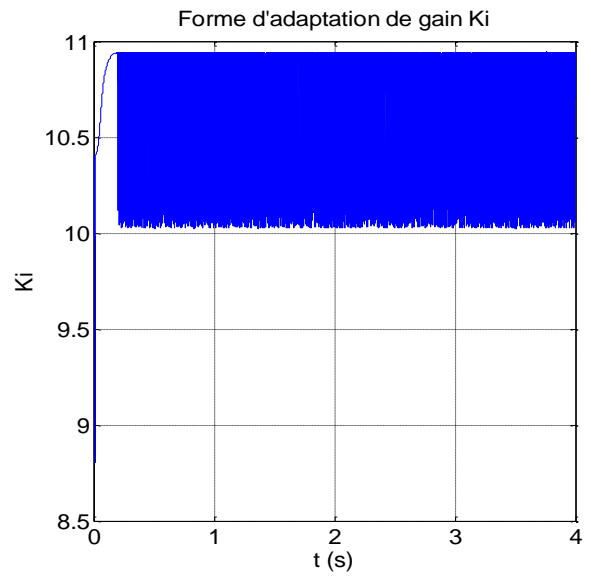
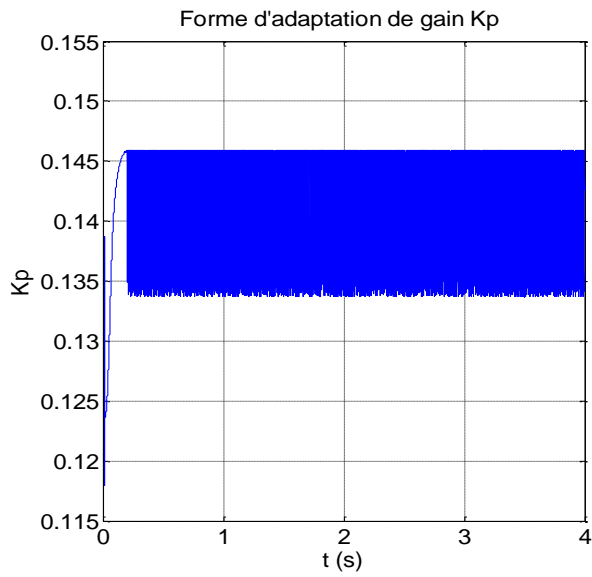
IV.5.1.Essai à vide et en charge

La Figure (IV-5) représente les performances du réglage de la vitesse de la machine asynchrone pour une consigne de 120 rad/s, avec une charge appliquée à l'instant $t = 2$ s sa valeur est 5 N.m .

À travers les résultats obtenus, on constate que la réponse du système est plus rapide telle que le temps de réponse atteint 0.2 seconde avec une bonne poursuite de la vitesse malgré la présence de charge a $t=2s$. Notez également qu'un très bon de découplage entre le flux et le couple, avec un dépassement nul.

Le flux rotorique marque un pic de $\phi_{rd}=2.1$ Web puis se stabilise a $\phi_{rd}=0.9$ Web, et le flux quadratique $\phi_{rq}=0$ Web. Le courant statorique direct fait un pic au démarrage de $I_{sd}=13A$ puis se stabilise à $I_{sd} = 3A$.

De plus, nous remarquons toujours une augmentation dans le courant statorique (I_{sa}) lorsqu'on applique un couple résistant.



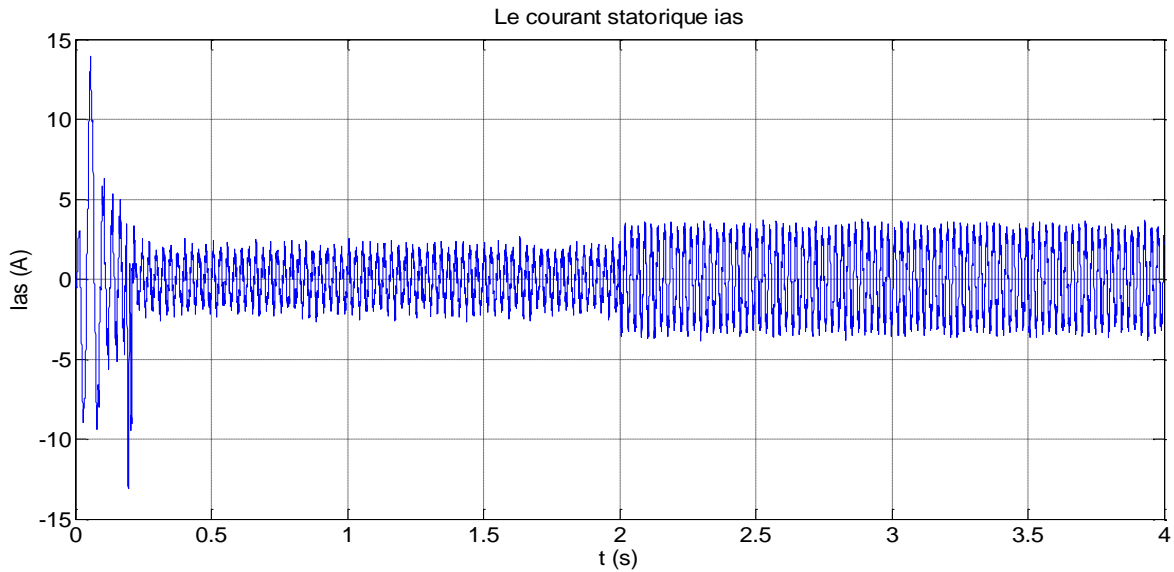
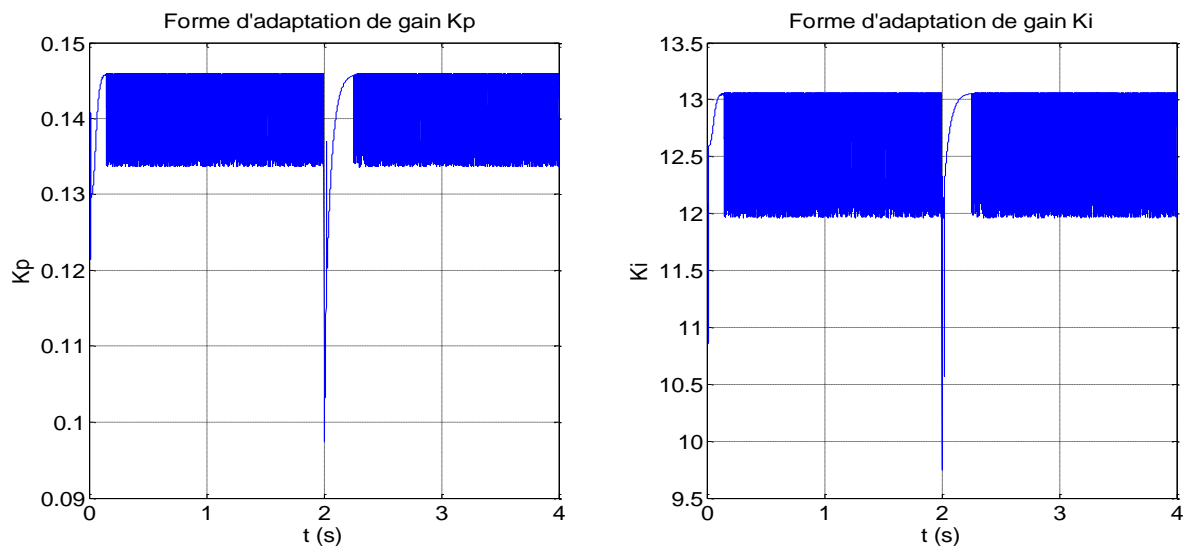


Figure IV.5: Essai à vide et en charge.

IV.5.2. Tests de robustesse

Teste robustesse pour l'inversion de vitesse

Les résultats de la figure (IV-6) ont été obtenues suite à un démarrage à vide suit par une variation de la consigne de vitesse de 100rad/s à -100rad/s , on constate 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. La réponse en vitesse est très satisfaisante dans les deux zones de fonctionnement rapide et précis. Donc on peut déduire que la commande est robuste dans ce teste.



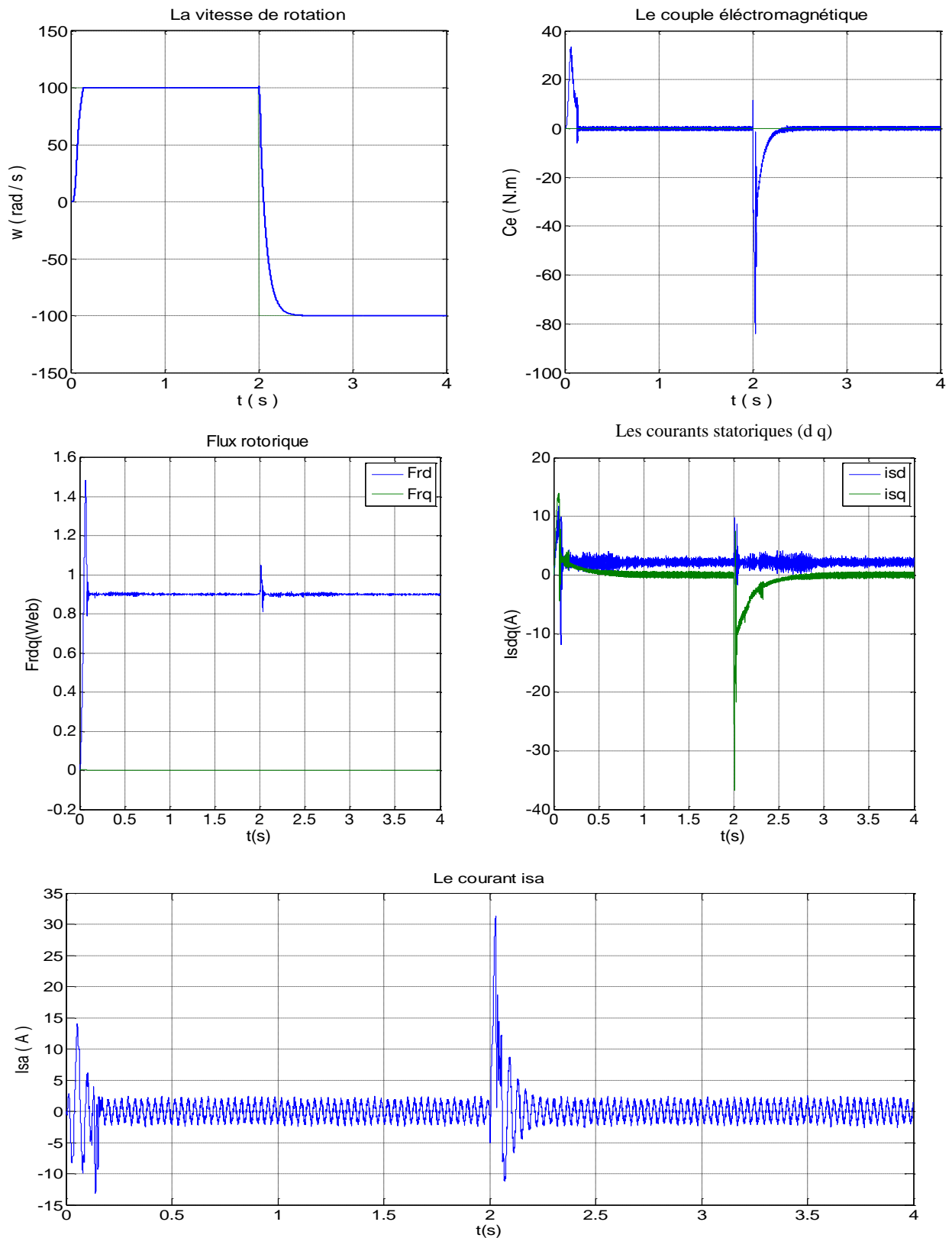
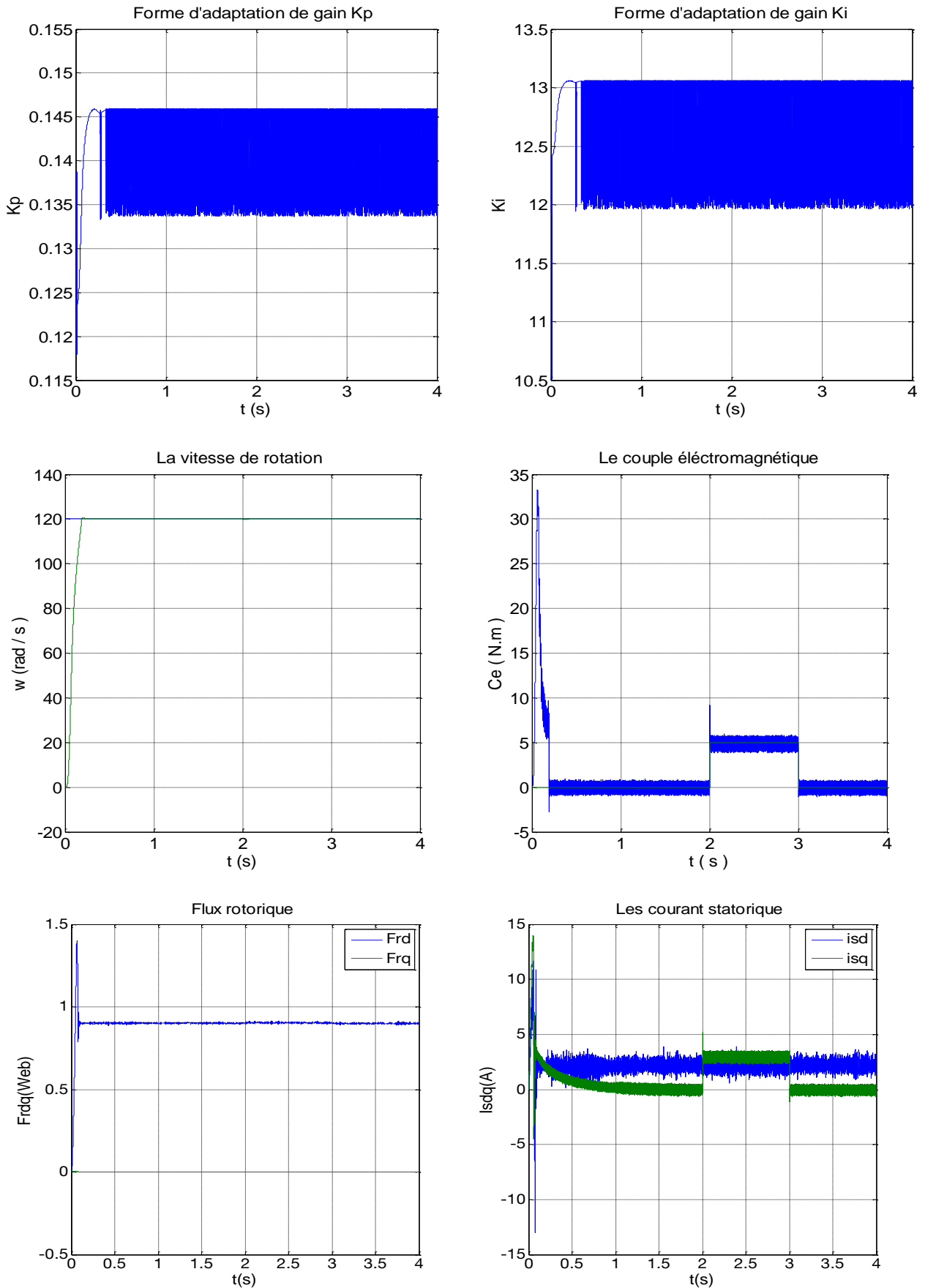


Figure IV.6: Test de robustesse pour l'inversion de vitesse à $t=2$ s.

Teste robustesse pour la variation de charge

La figure (IV.7) représente les performances du système sous une variation de charge entre $t_1=2$ s et $t_2=3$ s. Les résultats de simulation montrent que ne trouve pas de l'influence de variation de charge

sur la vitesse et que le dépassement est nul. Le flux rotorique soit direct ou quadratique n'a pas été affecté. Mais le courant de phase statorique augment avec l'augmentation de la charge.



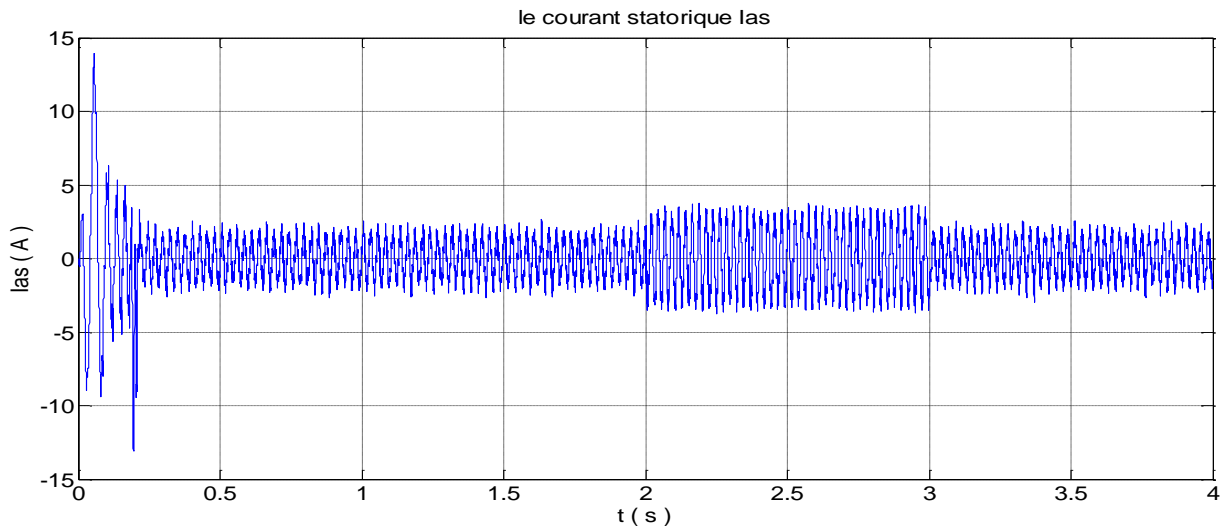
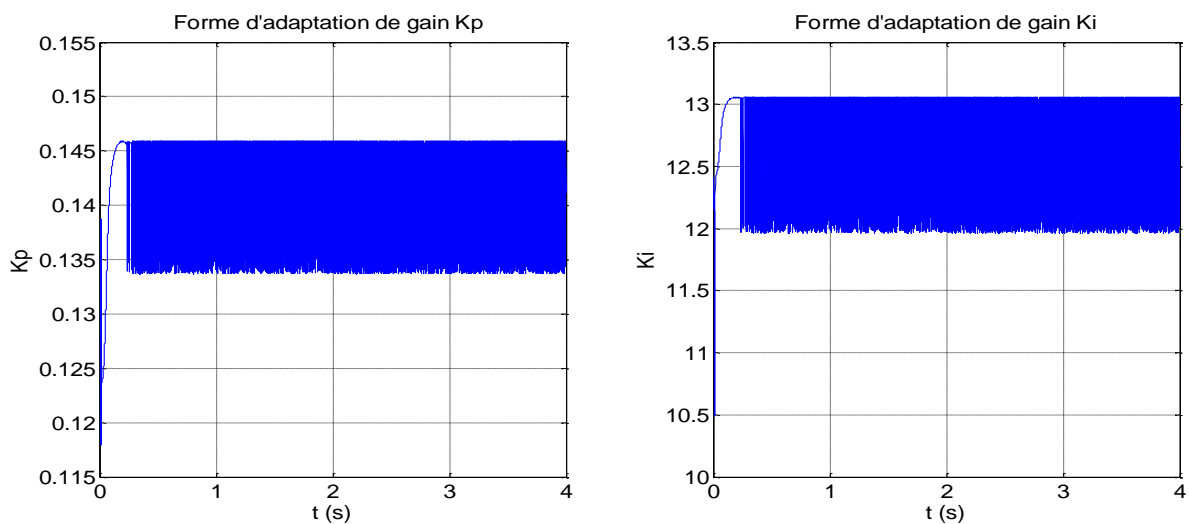


Figure IV.7: Simulation avec variation de la charge.

Teste de robustesse pour la variation de résistance rotorique

Dans ce test, on a étudié l'influence de la variation de la résistance rotorique R_r sur la réponse du système. Pour cela, nous avons simulé notre système pour une variation de R_r (100%) illustré par la figure (IV.8).

On remarque que la commande adaptative présente une meilleure performance qu'avec la commande par PI- flou telle que la vitesse, le couple, le flux, et le courant statorique ne changent pratiquement pas.



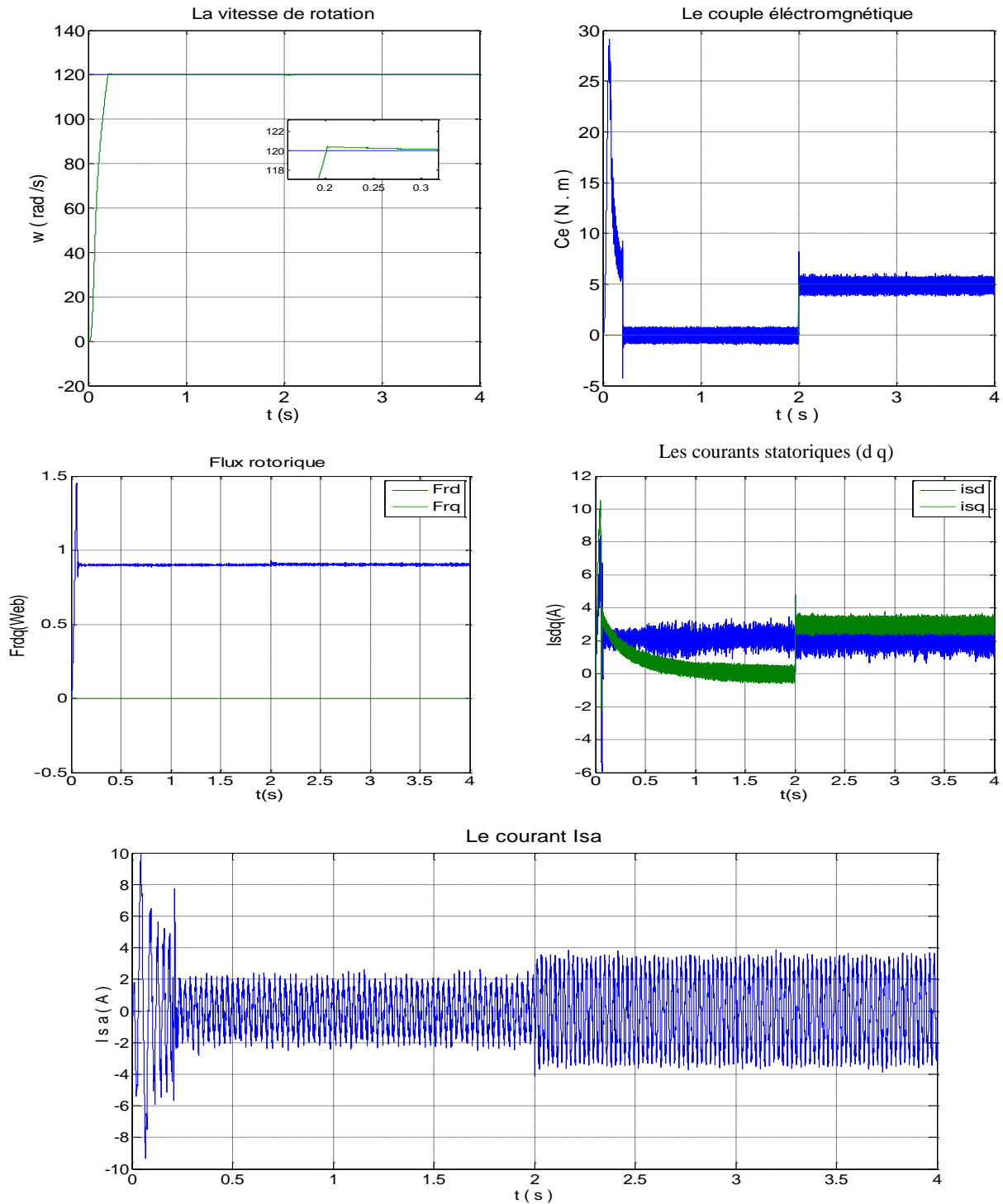


Figure IV.8: Simulation avec variation de la résistance rotorique.

IV.6.ÉTUDE COMPARATIVE ENTRE LES TECHNIQUES DE COMMANDES APPLIQUÉES À LA MAS

Afin d’avoir une meilleure précision des résultats obtenus, il est judicieux d’effectuer une comparaison entre les différentes commandes ainsi élaborées, cette étape constitue un aide important pour le choix du type de commande selon les résultats obtenus et les performances apportées par chacune. Dans cette étape nous allons procéder à une comparaison des caractéristiques dynamiques

et statiques pour les trois types de commande ; commande vectorielle avec : PI classique, PI flou et PI flou a gain adaptatif ; cela conduit à prévoir, à priori les avantages et les inconvénients à l'emploi de telle ou telle méthode de contrôle ; du point de vue automatique, la meilleure sera celle qui répond aux exigences telles que [39] [11] [40]:

- ✦ Meilleures performances dynamiques et statiques.
- ✦ Meilleures poursuite des consignes contrôlées (vitesse).
- ✦ Meilleures rejection des perturbations du couple.
- ✦ Insensibilité vis-à-vis des variations des résistances liées à l'échauffement normale du moteur.

IV.6.1.Comparaison dans le cas de fonctionnement nominal

Les résultats de simulation de fonctionnement nominal sont donnés par la figure (IV.9), les performances offertes par chaque type de commande sont regroupées dans le tableau (IV-3), la machine est démarrée à vide, après $t=2$ (s) une charge ($C_r=8$ N.m) lui est appliquée.

Tableau IV-3: Performance de système " fonctionnement nominal".

	Commande vectorielle par PI classique	Commande vectorielle par PI Flou	Commande vectorielle par PI Flou adaptative
$I_{s_{max}}$ (A)	6.87	13.1	13.5
t_r (s)	0.68	0.42	0.12
C_{max} (N.m)	11.5	30.98	33.2
ϕ_{rd_max} (web)	0.97	1.22	1.404
ε_v (%)	0.05	0.02	0.011

Avec :

$I_{s_{max}}$: Le courant statorique maximal correspondant au pic maximum au démarrage.

t_r : Le temps de réponse de la vitesse.

C_{max} (N.m) : Couple maximale (du 1^{ere} transitoire).

ϕ_{rd_max} (web) : Le flux rotorique direct maximale.

ε_v : Erreur statique de la vitesse. Où $\varepsilon_v = \frac{\omega_{ref} - \omega_{final}}{\omega_{ref}}$

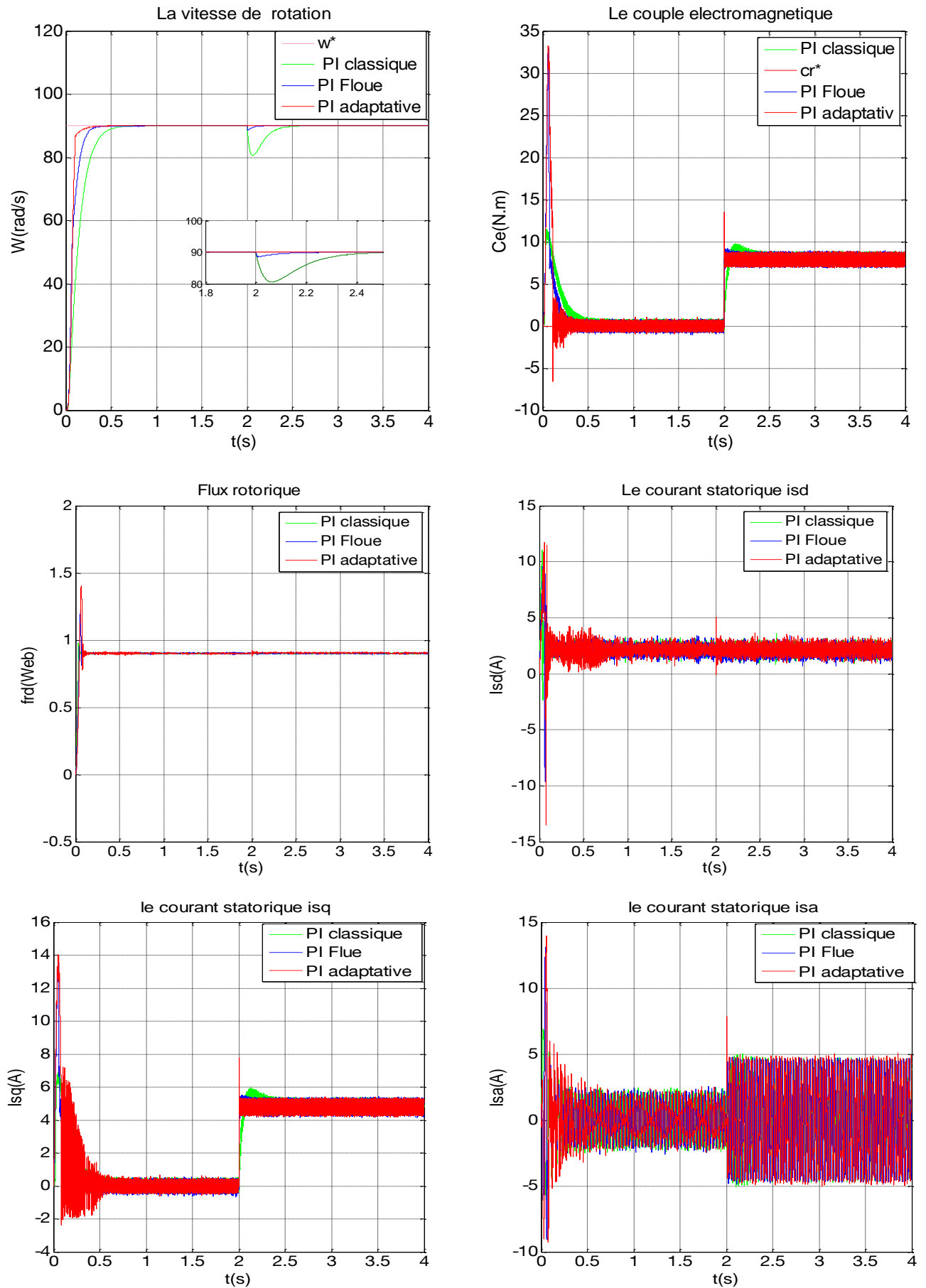


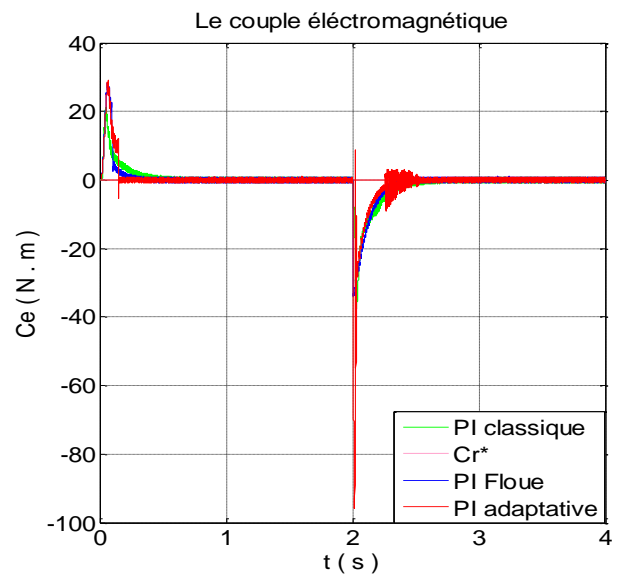
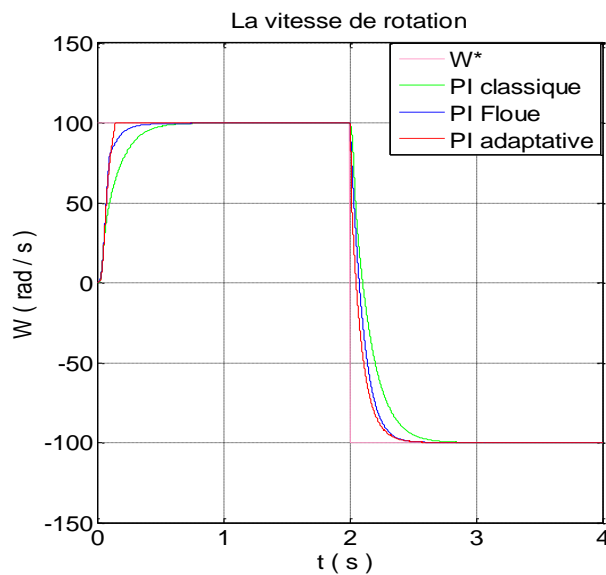
Figure IV.9: Résultats de simulation du fonctionnement nominal.

IV.6.2. Comparaison au niveau de l'inversion de la vitesse

La figure (IV.10) illustre les résultats de la simulation concernant l'inversion de vitesse de rotation 100 (rd/s) et -100 (rd/s), le tableau (IV-4) donne les performances correspondantes à chaque type de commande.

Tableau IV-4: Performance de système "inversion de vitesse"

	Commande vectorielle par PI classique	Commande vectorielle par PI Flou	Commande vectorielle par PI Flou adaptative
$I_{s\alpha\max}$ (A)	6.2	9	10
t_r (s)	0.7	0.5	0.15
C_{\max} (N.m)	21	28.5	29
ϕ_{rd_max} (web)	0.91	1.4	1.48
ε_v (%)	0.05	0.02	0.005



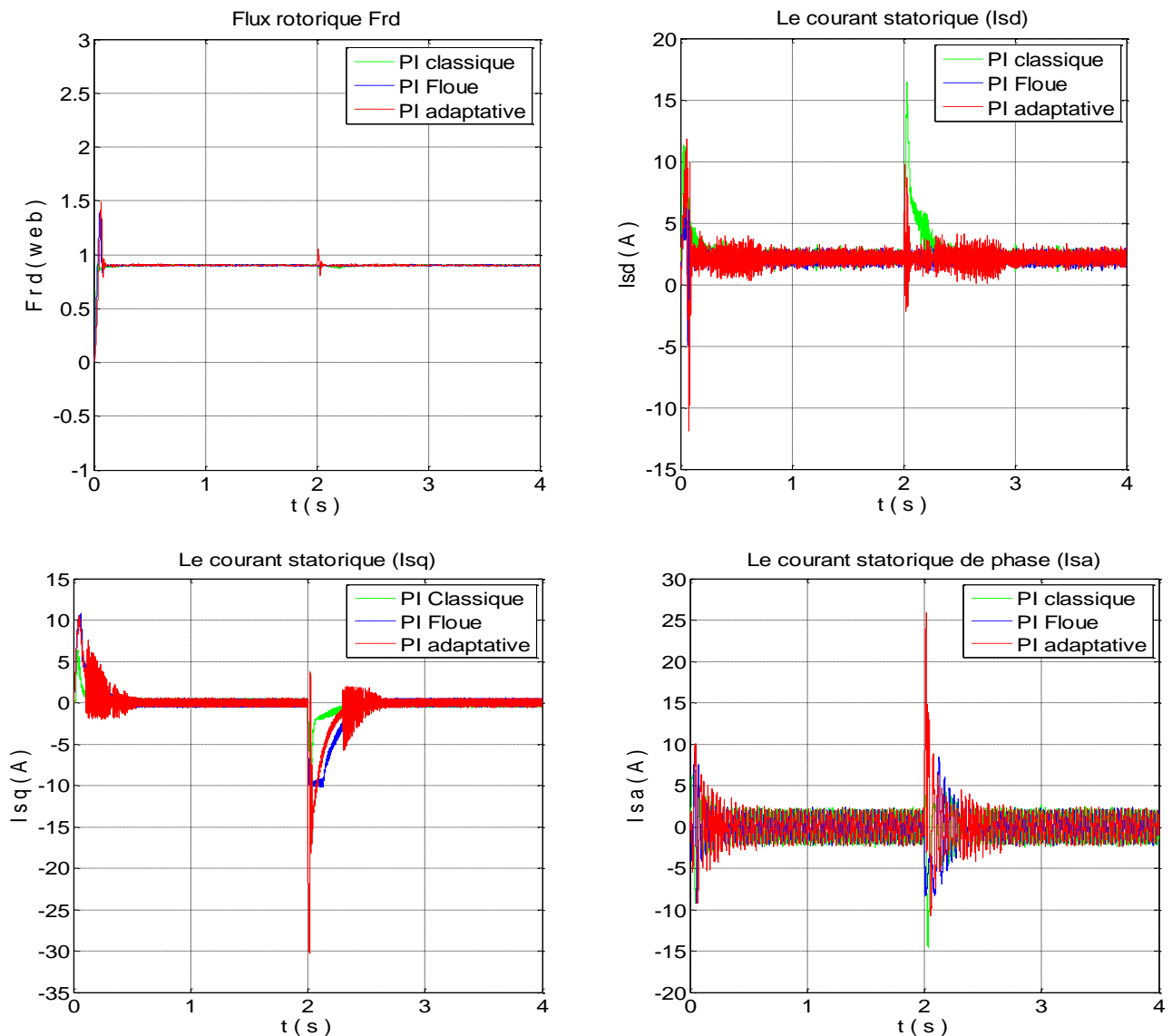


Figure IV.10: Résultats de simulation de l'inversion de la vitesse.

IV.7.CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté la technique de commande adaptative, dans le but d'éliminer les inconvénients qu'on a trouvés dans les techniques de commande précédents. Nous avons remarqué, à travers les résultats de simulation que cette commande possède de bonnes performances. La réponse en vitesse poursuit correctement malgré les perturbations. On note également que le temps de réponse est plus rapide et le dépassement est nul.

Une étude comparative des trois commandes de la MAS, a montré que le contrôle vectorielle offre des résultats acceptables mais cette méthode est sensible aux variations des paramétriques et moins robuste. Un régulateur PI flou a ajouté une amélioration dans le temps de réponse et les performances de la machine. L'apport de la commande adaptative proposé pour le contrôle de vitesse d'une machine asynchrone est appréciable au niveau de la robustesse, très bonne poursuite de référence et compenser l'effet des perturbations.

CONCLUSION GÉNÉRALE

L'objectif principal de ce mémoire porte sur l'étude et l'amélioration 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.

Pour cela nous avons commencé par une modélisation mathématique de la machine asynchrone aussi bien qu'on a appliqué la transformation de Park, pour obtenir un modèle simple qui traduit fidèlement le fonctionnement de la MAS. Nous avons ensuite, modélisé l'onduleur de tension commandé par un MLI (sinus-triangle).

Pour observer le comportement des grandeurs de la machines asynchrone, on a effectué un essai de simulation sous **MATLAB/SIMULINK**.

Dans la deuxième partie de l'étude nous avons appliqué la technique de commande vectorielle à flux rotorique orienté, qui est basé sur l'utilisation des régulateurs PI classique. Cette étude nous a permis de conclure que cette méthode de commande est très sensible aux changements des paramètres et les perturbations extérieures.

Dans le but d'améliorer le réglage de vitesse, nous avons fait appel un régulateur à logique floue. Les résultats de simulation présentés montrent que les performances de cette approche surpassent la commande vectorielle à cause de la rapidité et sa robustesse.

En effet, pour garantir une dynamique stable et rapide dans toutes les conditions nous avons construit un régulateur PI à gains flou adaptative. Les résultats obtenus pour cette structure sont :

- La robustesse de régulateur vis-à-vis la variation de la charge et lors de l'inversion du sens de rotation.
- une commande plus stable avec un temps de réponse plus rapide.
- Diminution des perturbations dans le régime transitoire.

Perspectives pour futur travaux :

- La validation expérimentale de cette méthode étudiée en simulation numérique lors d'une implémentation matérielle en temps réel.
- En changeant l'onduleur à deux niveaux par d'autre onduleur multi-niveaux.
- Hybrider la commande adaptative avec d'autre technique de commande telle que les réseaux de neurone et mode glissant.

ANNEXE

PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE UTILISEE [8] :

Puissance nominale	1.08 kW
Tension nominale	220/380 V
Courant nominale	2.83/ 4.91A
Nombre de p À le	4
Cos φ	0.8
vitesse de rotation	1500 tr/min

Paramètres électriques :

Résistance statorique	10 Ω
Résistance rotorique	6.3 Ω
Inductance cyclique du stator	0.4642 H
Inductance cyclique du rotor	0.4612 H
Inductance mutuelle	0.4212 H

Paramètres mécaniques :

Moment d'inertie du rotor	0.02 kg.m ²
Coefficient de frottement visqueux	0.0001 SI

Bibliographie

-
- [1] **K, Laroussi et al.** "Implementation Of A Fuzzy Logic System To Tune A PI Controller Applied To An Induction Motor", *Advances In Electrical And Computer Engineering*, 9(3), 107-113, 2009..
- [2] **J, Caron .P, Hautier,** "Modélisation Et Commande De La Machine Asynchrone", Editionstechnip Paris, France, 1995.
- [3] **A.Isidori,** "Nonlinear Control Systems", New York: 2ndedition, NY Springer, Verlag.
- [4] **M, Djemai.J,Barbot,** "Nonlinear Flux Sliding Mode Oberver For Induction Motor", Experimental Study. 3rd MAACS/IEEE International Multiconférence, Athens,Grèce., 1999.
- [5] **H, Chekireb. M ,Tadjine.M ,Djemai.** "On A Class Of Manifolds For Sliding Mode Control Of Induction Motor", *Journal Of Nonlinear Dynamics And Systems Theory*, 1-14., 2008.
- [6] **Feng et al.** "A Model Reference Adaptive Control Algorithm For Fuzzy Dynamic Systems", *Proceedings Of The 4th World Congress On Intelligent Control And Automation (Cat. No. 02EX527)*. Vol. 4. IEEE, 2002.
- [7] **L.BAGHLI,** "Modélisation Et Commande De La Machine Asynchrone", Notes De Cours.Université Aboubekr Belkaid, 2020.
- [8] **H.AOUINA et Y.BEN HAMADA,** "Commande Adaptative Par Modèle De Référence D'une Machine Asynchrone", Mémoire D'ingénieur D'état En Electrotechnique.Université Mohamed Boudiaf-Msila, 2006.
- [9] **H,RAHALI.** Commandes Non Linéaires Hybrides Et Robustes De La Machine Asynchrone À Double Étoile «MASDE»,Thèse De Doctorat De L'université De M'sila.2020.
- [10] **S.Himane, M. Thiziri,** "Commande Adaptative Vectorielle D'un Moteur", Mémoire De Master En Automatique.Université A. MIRA-BEJAIA, 2018/2019.
- [11] **H.Ferhat,** "Commande Adaptative Floue D'un Moteur Asynchrone", Mémoire De Master En Génie Electrique. Université De M'sila, 2015/2016.
- [12] **C,HADJI.** " Contribution À La Commande Robuste De La Machine Asynchrone À Double Étoile" Thèse De Doctorat De L'université De M'sila.2020.
- [13] **M .T, BENCHOUIA** "Commande De La Machine À Courant Alternatif Par Différentes Techniques De Contrôle Avancées", Mémoire De Doctorat En Sciences. Université Mohamed Khider De Biskra, 2006.
- [14] **S.REZGUI,** "Commande De Machine Electrique En Environnement Matlab/Simulink Et Temps Réel", Mémoire De Magister En Electrotechnique.Université Mentouri De Constantine, 2009.
-

- [15] **A,HERIZI**. "Amelioration Des Performances De La Commande Non Lineaire Robuste D'un Moteur Asynchrone A Double Alimentation" Mada",Thèse De Doctorat De L'université De M'sila .2020.
- [16] **G.Ramond**, "Contribution À La Commande Prédicative Généralisée Adaptative Directe Et Application", Université Paris XI U.F.R. Scientifique D'Orsay, Thèse Doctorat Sept, 2001.
- [17] **G.Georgiou**, "Commande Adaptative De Moteur Asynchrone", Mémoire De DEA. Labo Fltoilt Des Signaux Et Systèmes Gif. Sur. Yveue, 1998.
- [18] **T.Raumer**, "Commande Adaptative Non Linéaire De Machine Asynchrone", Thèse De Doctorat, INP Grenoble, France, 1994.
- [19] **N.SALMI et al**, "Commande Non Lineaire Hybride Appliquee A La Machine Asynchrone", Memoire D'ingenieur D'etat En Genie Electrotechnique.Universite De M'sila, 2010/2011.
- [20] «**Rubén Molina Llorente**, "Practical Control Of Electric Machines: Model-Based Design And Simulation", Springer Nature, 2020.
- [21] **L, Baghli**, "Contribution À La Commande De La Machine Asynchrone, Utilisant De La Logique Floue,Des Réseaux De Neurones Et Des Algorithmes Génétiques", Thèse De Doctorat De L'université d'Henri Poincaré, Janvier 1999.
- [22] **S.Belhamdi**, "Diagnostic Des Défauts De La Machine Asynchrone Controlée Par Différentes Techniques De Comande.", Thèse de doctorat de l'université Mohamed Khider Biskra, 2014.
- [23] **G.BUCHE**, "Commande Vectorielle De Machine Asynchrone En Environnement Temps Réel: Matlab/Simulin", Mémoire De Fin D'étude, C.U.E.F.A De Grenoble, France, 2001.
- [24] **T.Mohamed**, "Commande Par Linéarisation Exacte D'une Machine Asynchrone,Régime Défluxé", Thèse Présentée Pour L'obtention Du Grade De (P.H.D) À L'université De Laval . Québec, 1997.
- [25] **Z.SEBBOUH ,K. MELKI** , "Commande Vectorielle D'une Machine Asynchrone Par Un Reglage", Memoire D'ingenieur D'etat En Genie Electrotechnique, Universite De M'sila, 2008/2009.
- [26] **L. VÉRONIQUE**, "Réduction De La Complexité Des Contrôleurs Flous : Application La Commande Multi Variable", Thèse De Doctorat De L'institut National Des Sciences Appliquées De Toulouse, 1997.
- [27] **B. e. Comarsal**, "Logique Floue: Principe, Aide À La Décision ", Edition Hermes Science ,Lavopsier, 2003.
- [28] **K,LOUKAL**. Commande Robuste Des Machines Asynchrones A Double Alimentation A Base Des Systèmes Flous Type Deux,Thèse De Doctorat De L'université De M'sila. 2017.
- [29] **H. Bühler**, "Réglages Par Logique Floue", Presses Polytechniques Romandes,1994, 181p.

- [30] **A.Kaufmann**, "Introduction À La Théories Des Sous Ensemble Flous À L'usage Des Ingénieur", Tome 1 Edition Mascon, Paris , New York, Barcelone, Milon, 1977.
- [31] **J.Godjevac**, "Idées Nettes Sur La Logique Floue", Presses Polytechnique Et Université Romande..
- [32] **Tong-Tong, J.R.** "La Logique Floue ", Edition Hermes ,Paris.1995.
- [33] **Comarsal, B.B.Meunie**, "Logique Floue: Principe, Aide À La Décision ", Edition Hermes Science ,Lavopsier, 2003.
- [34] **N.Sugeno, T.Takagi**, "Fuzzy Identification Of Systems And Its Applications To Modelling And Control", IEEE Trans, On Systems Man And Cybernetics, Vol .SMC-15pp.116-132,1985..
- [35] **I,BOUDJELLAL.** " Commande Robuste Adaptative Floue Des Systèmes D'ordre Fractionnaire ".Mémoire De Master, Université Mohamed Boudiaf-M'sila.2013.
- [36] **J. P. Chen**, "La Commande Adaptative Décentralisée", Thèse De Doctorat, Laboratoire d'Automatique Et d'Analyse Des Systèmes Du CNRS, Décembre 1986.
- [37] **K. J, Hägglund. Aström**, "PID Controllers: Theory, Design And Tuning.International Society For Measurement And Con", 2Sub Edition, ISBN-13: 978-1556175169, January 1, 1995..
- [38] **A. B. E. A. T. M.ABID**, "Robustesse De La Commande Adaptative De Vitesse D'une Machine Asynchrone", Université Sidi Bel Abbes, 2007.
- [39] **M.Tahar**, "Commande Optimale D'Une Machine Asynchrone Apport De La Logique Floue", Université Batna Faculté Des Sciences De L'ingénieur Département d'Electrotechnique, 2008.
- [40] **A.Abbad**, "COMMANDE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE PAR LA LOGIQUE FLOUE ADAPTATIVE", Mémoire De Master En Génie Electrique. Université De Bouira, 2018.
- [41] **G.Ramond**, "Contribution à la Commande Prédictive Généralisée Adaptative Directe et Application", Université Paris XI U.F.R. Scientifique D'Orsay, thèse doctorat Sept 2001.
- [42] **P. V.Osburn, H. P, Whitaker and A. Kezer**, "New developments in the design of adaptive control systems", Institute of Aeronautical Sciences, pp. 61-39. 1961.
- [43] **Z.TIR**, "Commande d'un Moteur Asynchrone par Logique Floue", Mémoire DeMaster En Génie Electrique.Université d'EL-Oued, 2014.
- [44] **Morad, Mr. ZIKEM**, "Etude Comparative Entre La Commande Direct Du Couple Et La Commande Par Mode De Glissant De La Machine Asynchrone Sans Capteur De Vitesse", Mémoire deMaster en génie électrique. Université De M'sila, 2013/2014.
- [45] **Y. Mihoub, B.Mazari, M.Heniche**, "Neuro-Fuzzy Controller Architecture Used To Adapt The Parameters Of Pi Regulator To Control A Dc Motor With A Time Varying Load", UPEC 2000.
- [46] **M.Salima**, "Commande Adaptative Et Prédictive De La Machine Asynchrone", Thèse De Doctorat De L'universite De Mentouri Constantine, 2009.

- [47] **Benbouhenni et al**, "Nouvelle Approche De La Commande DTC Modifié Par Les Techniques De L'intelligence Artificielle D'une Machine Asynchrone", Journal of Advanced Research in Science and Technology, 509-528.4(2).2017.

Résumé : Dans ce mémoire on présente la stratégie de commande adaptative floue de la machine asynchrone alimentée en tension. Après avoir montré la conception de l'ensemble MAS-onduleur, nous avons abordé la commande vectorielle par orientation du flux rotorique appliqué à la machine asynchrone en utilisant un régulateur PI classique ce qui présente de nombreux avantages, notamment : temps de traitement très court et une précision mathématique. Mais, les régulateurs classiques possèdent une certaine limitation et sont sensibles aux variations des paramètres de la machine. Pour cela nous avons essayé de résoudre le problème de robustesse vis-à-vis de la variation des conditions. La commande proposée comporte un régulateur adaptatif par la logique floue pour effectuer l'adaptation paramétrique. Les résultats de simulation par MATLAB et des tests de robustesse : démarrage à vide et en charge, inversion de rotation, application de couple résistant, variations paramétriques seront présentés. Enfin nous avons tiré des conclusions et des perspectives.

Mots clés : Machine asynchrone, Contrôle de la vitesse, PI, Superviseur flou, Commande adaptative.

Abstract : In this thesis we present the fuzzy adaptive control strategy of the asynchronous machine. After having shown the design of the IM-inverter assembly, we have approached the rotor field oriented control (RFOC) of an induction machine. Using a conventional PI regulator which has many advantages, in particular: very short processing time and mathematical precision. However, conventional regulators have a certain limitation and are sensitive to variations in machine parameters. For that we tried to solve the problem of robustness with the variation of the conditions. The proposed control comprises an adaptive regulator by the fuzzy logic to carry out the parametric adaptation. The results of simulation by MATLAB and of the tests of robustness: starting with no load and under load, reversal of rotation, application of resistive torque, parametric variations will be presented. Finally we drew conclusions and perspectives.
