

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE : TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE

N° :



DOMAINE : SCIENCE ET TECHNOLOGIE

FILIERE : ELECTROTECHNIQUE

OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

**Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique**

Par : BOUDIA Moustafa

ZAOUI Abdelhalim

Intitulé

**Etude Comparative Entre Différents Techniques
de Commande Appliquée sur une Machine
Synchrone à Aimant Permanent**

Soutenu devant le jury composé de :

MEKKI Hemza	Université M'sila	Président
ROUABHI Riyadh	Université M'sila	Encadreur
HERIZI Abdelghafour	Université M'sila	Co-Encadreur
ZEMMIT Abderrahim	Université M'sila	Examineur

Année universitaire : 2018/2019

REMERCIEMENTS

Tout d'abord et premier , on tient à remercier Dieu de nous avoir permis de terminer ce modeste travail dans de bonnes conditions.

Et nous tenons surtout à exprimer nos chaleureux remerciements à **Mr ROUABHI Riyadh & Mr HERIZI Abdelghafour** , nos encadreurs sur ce modeste travail pour nous avoir proposés un sujet de mémoire si intéressant et pour avoir spontanément encouragés. Nous profitons de ces quelques lignes pour les remercier pour l'ensemble de cette année d'encadrement passionné avec grand professionnalisme, rigueur et gentillesse, en tant qu'enseignants d'abord, en tant que précieux conseillers lors de notre recherche sur le sujet de mémoire et bien-sûr en tant que frères, pour leur grandes qualités pédagogiques, scientifiques et humaines ainsi que les remarques judicieuses, leur soutien, et disponibilité. On ne peut nous en passer sans leur demander un grand *Pardon* pour tous les samedis ratés en famille pour être avec nous afin qu'on puisse finaliser au mieux ce travail. *Merci Riyadh & Abdelghafour.*

Nous tenons aussi à remercier le président et les membres du juré de ce mémoire d'avoir acceptés de siéger à notre soutenance. On profite également pour remercier tous ceux qui, de près comme de loin, nous ont aidé et donc ont contribué au succès de ce travail.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à mes très chers parents qui m'ont toujours encouragé à faire des études.

A ma femme et surtout ma chère princesse LEYLA.

A tous ma famille et tous les petits enfants ASSIL NADJIB ADEM et MERYEM.

A tous mes frères et mes amis.

SOMMAIRE

Liste des figures	1
Liste des tableaux	5
Liste des symbols	6
INTRODUCTION GENERALE	8
CHAPITRE I : MODELISATION DE L'ASSOCIATION REDRESSEUR-ONDULEUR- MACHINE SYNCHRONNE A AIMENT PERMANANT	
I.1 INTRODUCTION	10
I.2 MODELISATION DE LA MSAP	10
I.2.1 HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES	10
I.2.2 MISE EN EQUATIONS DE LA MSAP DANS LE REPERE (a-b-c)	11
I.2.3 TRANSFORMATION DE PARK	12
I.2.4 EXPRESSION DE LA PUISSANCE ET DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE	14
I.2.5 SCHEMA FONCTIONNELLE DE LA MSAP	15
I.2.6 MISE SOUS FORME D'EQUATION D'ETAT	16
I.2.7 RESULTA DE SIMULATION	17
I.2.7.1 Essai à vide	18
I.2.7.1 Essai en charge	19
I.2.7.3 Interprétation du résultat	20
I.3 MODELISATION DU CONVERTISSEUR (ONDULEUR-REDRESSEUR) (ONDULEUR)	21
I.3.1 MODELISATIONDE CONVERTISSEUR COTE MACHINE (ONDULEUR)	21
I.3.2 MODELISATION DU CONVERTISSEUR COTE RESEAU (REDRESSEUR- FILTRE)	24
I.3.2.1 MODELISATION DE FILTRE	24
I.3.2.1 MODELISATION DU REDRESSEUR	25
I.3.3RESULTA DE SIMULATION	26
I.3.3.1 ESSAI A VIDE	27
I.3.3.2 ESSAI EN CHARGE	28
I.3.3.3 INTERPRETATION DES RESULTATS DE SIMULATION	29
I.4 CONCLUSION	30

SOMMAIRE

CHAPITRE II : ASPECTS THEORIQUE DES COMMANDES

II.1 INTRODUCTION	31
II.2 COMMANDE VECTORIELLE	31
II.3 COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE	33
II.3.1 NOTIONS FONDAMENTALES DE LA LOGIQUE FLOUE	33
II.3.1.1 ENSEMBLES FLOUS	33
II.3.1.2 FONCTIONS D'APPARTENANCES	33
II.3.1.3 CARACTERISTIQUES D'UN SOUS ENSEMBLE FLOU	35
II.3.1.4 VARIABLES LINGUISTIQUES	36
II.3.1.5 OPERATEURS LOGIQUES FLOUS	37
II.3.1.6 IMPLICATION FLOUE	38
II.3.2 STRUCTURE D'UNE COMMANDE A LOGIQUE FLOUE	39
II.3.2.1 FUZZIFICATION	40
II.3.2.2 REGLES DE CONTROLE	40
II.3.2.3 INFERENCE DES REGLES FLOUS	40
II.3.2.4 DEFUZZIFICATION	41
II.4 CONCLUSION	41

CHAPITRE III: APPLICATION DES COMMANDES PROPOSEES

III.1 INTRODUCTION	42
III.2 APPLICATION DE LA COMMANDE VECTORIEL SUR LA MSAP	42
III.2.1 DECOUPLAGE	43
III.2.2 DECOUPLAGE PAR COMPENSATION	43
III.2.3 DESCRIPTION DU SYSTEME GLOBAL	45
III.2.4 CALCUL DES REGULATEURS	46
III.2.4.1 REGULATION DU COURANT i_q	47
III.2.4.2 REGULATION DU COURANT i_d	49
III.2.4.3 REGULATION DE VITESSE	50
III.2.5 BLOC DE SIMULATION	52
III.2.6 RESULTAT DE SIMULATION	53
III.2.7 INTERPRETATION DES RESULTATS	54
III.3 APPLICATION DE LA COMMANDE LOGIQUE FLEU A LA MSAP	55
III.3.1 COMPORTEMENT DU SYSTEME	56

SOMMAIRE

III.3.2 STRUCTURE DE BASE D'UN CONTROLEUR FLOU DE VITESSE..	57
III.3.3 BLOC DE SIMULATION	59
III.3.4 RESULTAT DE SIMULATION	60
III.3.5 INTERPRETATION DES RESULTATS	61
III .5 CONCLUSION	62

CHAPITRE IV : ETUDE COMPARATIVE

IV.1 INTRODUCTION	63
IV.2 ETUDE COMPARATIVE ENTRE LES TECHNIQUES DE COMMANDE PROPOSEES	63
IV. 3 COMPARAISON QUALITATIVE	63
IV 3.1.1 TEST AVEC ECHLON DE VITESSE	63
IV 3.1.2 INERPRÉTATION DES RÉSULTATS	65
IV 3.1.3 TEST AVEC VARIATION EXTERNE	65
IV 3.1.4 INERPRÉTATION DES RÉSULTATS	67
IV 4 COMPARAISON DE ROBUSTESSE	67
IV 4.1 INERPRÉTATION DES RÉSULTATS	70
IV 5 COMPARAISON QUANTITATIVE	71
IV 6 CONCLUSION	72
CONCLUSION GENERALE	73
ANNEXE	74
REFERENCE BIBLIOGRAPHIQUE	75
RESUME	

LISTE DES FIGURES

Chapitre I

Figure I.1 : Schéma de la MSAP dans le repère abc.

Figure I.2 : Machine équivalente au sens de Park

Figure I.3 : Schéma bloc d'une MSAP alimentée en tension

Figure I.4 : La vitesse du rotor en fonction du temps

Figure I.5 : Le couple électromagnétique en fonction du temps

Figure I.6 : Le courant I_{qs} en fonction du temps

Figure I.7 : Le courant I_{ds} en fonction du temps

Figure I.8 : La vitesse du rotor en fonction du temps avec $Cr=10$ N.m a $t=0.5$ s

Figure I.9 : Le couple électromagnétique en fonction du temps avec $Cr=10$

Figure I.10 : Le courant I_{qs} en fonction du temps avec $Cr = 10$ N.m a $t=0.5$ s

Figure I.10 : Le courant I_{ds} en fonction du temps avec $Cr = 10$ N.m a $t=0.5$ s

Figure I.11 : Zoom sur la vitesse avec $Cr = 10$ N.m a $t=0.5$ s

Figure I.12 : Schéma de l'association machine synchrone-convertisseur

Figure I.13 : Schéma simplifié de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

Figure I.14 : Porteuse par rapport les tensions de référence ($r=0.95, m=21$)

Figure I.15 : Tension ondulé

Figure I.16 : Etats des interrupteur S_a, S_b, S_c en fonction du temps

Figure I.17 : Filtre passe bas (RLC)

Figure I.18 : Redresseur à diodes

Figure I.19 : Schéma bloc de l'association MSAP- Redresseur-Onduleur MLI

Figure I.20 : La vitesse du rotor en fonction

Liste Des Figures

Figure I.21 : Le couple électromagnétique en fonction

Figure I.22 : Le courant I_{ds} en fonction du temps

Figure I.23 : Le courant I_{qs} en fonction du temps

Figure I.24 : La vitesse du rotor en fonction du temps avec $C_r = 10$ N.m a $t=0.5$ s

Figure I.25 : Le couple électromagnétique en fonction du temps avec $C_r = 10$ N.m a $t=0.5$ s

Figure I.26 : Le courant I_{ds} en fonction du temps avec $C_r = 10$ N.m a $t=0.5$ s

Figure I.27 : Le courant I_{qs} en fonction du temps avec $C_r = 10$ N.m a $t=0.5$ s

Figure I.28 : Zoom sur La vitesse du rotor en fonction du temps avec $C_r = 10$ N.m a $t=0.5$ s

Chapitre II

Figure II.1 le principe de la commande vectorielle.

Figure II.2 : Orientation du flux (rotorique, statorique ou d'entrefer)

Figure II.3 : Formes des fonctions d'appartenances usuelles. (a) - Fonction triangulaire, (b) – fonction trapézoïdale, (c) - Fonction sigmoïdale, (d) - Fonction gaussienne, (e) - Fonction singleton.

Figure II.4 : Caractéristiques d'un ensemble flou

Figure II.5 : Fonctions d'appartenances de T (erreur) = $\{NG, NP, EZ, PP, PG\}$.

Figure II.6 : Schéma synoptique général d'un contrôleur flou.

Chapitre III

Figure III.1 : Découplage par compensation.

Figure III.2 : Commande découplée.

Figure III.3 : Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.

Figure III.4 : Régulateur PI

Liste Des Figures

Figure III.5 : Boucle de régulation du courant i_q .

Figure III.6 : Boucle de régulation du courant i_d .

Figure III.7 : Boucle de régulation de vitesse.

Figure III.8 : Boucle de régulation de vitesse.

Figure III.9 : Le schéma bloc de simulation de la commande vectorielle

Figure III.10 : L'allure des paramètres de la MSAP lors de la commande vectorielle

Avec application d'une charge de 6 N.m à partir de 0.5s à 1.5s

Figure III.11 : Zoom sur la vitesse en fonction du temps avec application d'une charge de 6 N.m à partir de 0.5s à 1.5s (commande vectorielle)

Figure III.12 : Le schéma bloc de la commande avec le régulateur flou

Figure III.13 : Réponse typique d'un système à un échelon de la vitesse.

Figure III.14 : Schéma bloc de la structure du contrôleur PI-flou

Figure III.15 : Les fonctions d'appartenances utilisées par le contrôle.

Figure III.16 : Le schéma bloc de simulation de la commande de vitesse flou

Figure III.17 : L'allure des paramètres de la MSAP lors de la commande par logique floue avec application d'une charge de 6 N.m à partir de 0.5s à 1.5s

Figure III.18 : Zoom sur la vitesse en fonction du temps avec application d'une charge de 6 N.m à partir de 0.5s à 1.5s (commande floue)

Chapitre II

Figure IV.1 : Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation à $t = 1s$ pour la commande vectorielle et la commande floue

Figure IV.2 : Résultats de simulation pour application d'un couple résistant de 6 N.m entre les instants $t = 0.5s$ et $t = 1.5s$ pour les deux commandes.

Figure IV.3 : Allure de la vitesse de la MSAP avec $C_r = 6N.m$ de 0.5s à 1.5s et augmentation de R_s de 50% commande vectorielle

Liste Des Figures

Figure IV.4 : Allure du couple de la MSAP avec $C_r = 6\text{N.m}$ de 0.5s à 1.5s et augmentation de R_s de 50% commande vectorielle

Figure IV.5 : Allure de la vitesse de la MSAP avec $C_r = 6\text{N.m}$ de 0.5s à 1.5s et augmentation de R_s de 50% commande floue.

Figure IV.6 : Allure du couple de la MSAP avec $C_r = 6\text{N.m}$ de 0.5s à 1.5s et augmentation de R_s de 50% commande floue

Figure IV.7 : Comparaison entre commande floue et commande vectoriel

LISTE DES TABLEAUX

Liste Des Tableaux

Tableau. II.1: Méthode usuelles de l'inférence floue.

Tableau. III.1 : Table des règles de décision pour le contrôleur des puissances.

Tableau. IV.1 : Étude comparative des commandes développées pour le système considéré

LISTE DES SYMBOLS

Liste des symboles

Abréviations

MSAP : Machine synchrone à aimant permanent.

MCC : Machine à courant continu.

CC : Courant continu.

DC : Direct Curent.

AC : Alternative Curent.

MLI : Modulation par largeur d'impulsion.

PI : Correcteur Proportionnel intégrale.

P.I.D : Action Proportionnel intégrale dérivée.

f.é.m. : Force électromotrice.

FTBO : Fonction de transfert en boucle ouverte.

FTBF : Fonction de transfert en boucle fermée.

LF : Logique floue.

RLF : Régulateur par Logique floue.

a, b, c : Indices correspondants aux trois phases a, b, c

Cem : Couple électromagnétique.

Cr : Couple résistant.

Nomenclature

$[Vs]$: Vecteur des tensions stator (V).

$[Rs]$: Matrice des résistances stator (ohm).

$[Is]$: Vecteur des courants stator (A).

$[\emptyset_s]$: Vecteur des flux stator (wb).

$[L_{ss}]$: Vecteur inductance stator (H).

$[\emptyset_f]$: Vecteur du flux engendré par l'aimant permanant (wb).

$[P(\theta)]$: Matrice de passage direct de Park.

$[P(\theta)^{-1}]$: Matrice de passage inverse de Park.

θ : Angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé.

V_a, V_b, V_c : Tensions des phases statorique (V).

Liste des symboles

I_a, I_b, I_c : Courants des phases statorique (A).

L_a, L_b, L_c : Inductances propres des phases a,b,c respectivement (H).

Φ_a, Φ_b, Φ_c : Les flux des phases statorique (H).

t : Temps (s).

V_{ds} : Tension direct (V).

V_{qs} : Tension en quadrature (V).

I_{ds} : Courant direct (A).

I_{qs} : Courant en quadrature (A).

V_a^*, V_b^*, V_c^* : Les tensions de phases de référence.

V_d^*, V_q^* :Références de tensions avec d et q.

Φ_{ds} : Flux statorique axe direct (wb).

Φ_{qs} : Flux statorique axe en quadrature (wb).

L_d : Inductance directe (H).

L_q : Inductance en quadrature (H).

$p(t)$: Puissance instantané (W).

C_e : Couple électromagnétique (N.m).

ω : Pulsation électrique (rad/s).

ω_r : Vitesse de rotation de la machine (rad/s).

p : Nombre de paires de pôles.

C_r : Couple résistant (N.m).

Ω : vitesse mécanique (rad/s)

J : Moment d'inertie des parties tournantes ramenées à l'arbre moteur (Kg.).

f : Coefficient de frottement visqueux.

k_p : Le gain proportionnel.

k_i : Le gain d'intégral.

τ_q : Constante du temps électrique.

a, b, c : Indices correspondants aux trois phases a, b, c.

d, q : Indices correspondants aux axes directe et quadrature.

e : L'erreur.

de : La variation de l'erreur.

INTRODUCTION GENERALE

Introduction Générale

INTRODUCTION GENERALE

Durant ces dernières années, le développement de l'électronique a marqué profondément le domaine de la conversion de l'énergie électrique. Le moteur à courant continu a parfaitement assuré le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels ; cependant, son principal défaut reste le collecteur mécanique qui est mal toléré dans certains environnements et qui fait augmenter les coûts d'entretien [HAC 12].

Ces contraintes ont orienté les études vers les entraînements par des machines à courant alternatif. Les méthodes classiques de variation de vitesse (mécaniques et électromécaniques) ont été peu à peu déclassées par des ensembles associant des convertisseurs statiques à des moteurs électriques. Actuellement, il existe une abondance théorique et pratique en ce qui concerne les études sur les entraînements à courant alternatif qui concurrencent avec succès ceux à courant continu. Le moteur synchrone à aimants permanents se distingue par son excellent rendement et peut présenter les mêmes possibilités de contrôle que la machine à courant continu, s'il est convenablement alimenté par des courants sinusoïdaux. Cette machine présente d'autres caractéristiques essentielles telles que la possibilité de fonctionner aux grandes vitesses et l'utilisation aisée dans divers domaines industriels [HAC 12].

Les machines à aimants permanents ont connu ces dernières années un grand essor. C'est grâce à l'amélioration des qualités des aimants permanents plus précisément à l'aide des terres rares, au développement de l'électronique de puissance et à l'évolution des techniques de commande non linéaire. Les atouts de ce type de machine sont multiples, parmi lesquels nous pouvons citer : robustesse, faible inertie, couple massique élevé, rendement élevé, vitesse maximale supérieure et faible coût d'entretien. Par ailleurs, les aimants permanents présentent des avantages indéniables : d'une part, le flux inducteur est créé sans pertes d'excitation et d'autre part, l'utilisation de ces matériaux va permettre de s'écarter notablement des contraintes usuelles de dimensionnement des machines et donc d'accroître la puissance massique de façon significative. Ce type de machines jouit d'une réputation remarquable dans plusieurs secteurs : servomoteur, transports terrestres (ferroviaire), systèmes embarqués, énergie éolienne [MAR 11].

OBJECTIF DU MEMOIRE

L'objectif principal de notre travail est d'appliquer deux techniques de commande à la machine synchrone à aimants permanents à savoir : la commande vectorielle et la commande par logique. L'essentiel de notre travail par la suite est d'arriver à dégager une étude comparative entre ces différentes commandes afin de choisir la mieux adaptée de point de vue qualitative.

STRUCTURE DU MEMOIRE

Pour satisfaire les besoins de ce mémoire, notre travail comprend principalement trois chapitres :

Le premier chapitre sera consacré à une étude mathématique sous forme de modélisation de la chaîne composée par une machine synchrone à aimants permanents et deux

Introduction Générale

convertisseurs (onduleur - redresseur) qui vont piloter son stator. Le modèle de machine adopté est basé sur la transformation de Park

Le second chapitre comprendra l'aspect théorique des deux techniques de commandes proposées à savoir : la commande vectorielle et la commande par logique floue.

Le troisième chapitre portera sur l'application de ces commandes sur la machine synchrone à aimants permanant pour contrôler indépendamment la vitesse et le couple mécanique, la première partie consacrée à la conception de la commande vectorielle appliqué à la MSAP et le calcul de ses régulateurs PI des courants et de vitesse, la deuxième partie consacrée à l'élaboration de régulateur FLOUE de vitesse. En fin représentés les résultats de simulations numériques obtenus pendant l'application de ces commandes.

Le quatrième et dernier chapitre sera consacré à l'étude comparative entre les deux lois de commande proposées dans ce document afin de mettre en évidence l'efficacité et la robustesse de chacune d'elles. Cette étude est basée sur trois critères essentiels durant le fonctionnement en régime transitoire et permanent.

Ce travail sera clôturé par une conclusion générale et on donnera les perspectives à envisager dans ce travail dans la future.

**CHAPITRE I : MODELISATION DE L'ASSOCIATION
REDRESSEUR-ONDULEUR- MACHINE SYNCHRONE A
AIMENT PERMANANT**

I.1 INTRODUCTION

Le système étudié dans ce chapitre est composé par une machine synchrone à aimant permanent pilotée par le stator aux moyens de deux convertisseurs de puissance. Dans ce chapitre, nous allons axer le travail sur la modélisation individuelle de chaque élément de cette chaîne à savoir :

- La machine synchrone à aimant permanent qui a un stator alimenté par un onduleur permettant l'application des commandes qui contrôlent les puissances mécanique générées par le rotor.
- l'alimentation de l'onduleur-redresseur qui semble une solution efficace pour remplacer la source continue

I.2 MODELISATION DE LA MSAP

La machine synchrone à aimant permanent est un système non linéaire très complexe. Une commande performante sur cette machine, pour contrôler ce système, nécessite une modélisation mathématique plus précise pour représenter son comportement de manière satisfaisante et réelle.

II.2.1 HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES

Afin d'obtenir une formulation plus simple et de réduire la complexité du modèle de la machine, l'établissement de son modèle mathématique sera développé sur la base des hypothèses à savoir que :

- Le moteur possède une armature symétrique non saturée, les inductances propres et mutuelle sont indépendantes des courants qui circulent dans les différents enroulements.
- La distribution des forces électromotrice, le long de l'entrefer, est supposée sinusoïdale.
- Les pertes fer et l'effet amortisseur sont négligés.
- La perméabilité des aimants est considérée comme voisine de celle de l'air.

L'excitation étant faite par un aimant permanent, telle que le flux d'excitation est considéré comme constant, par ailleurs, l'aimant est considéré comme un enroulement sans résistance ni inductance propre et mutuelle, mais comme source de flux [BAR 15].

I.2.2 MISE EN EQUATIONS DE LA MSAP DANS LE REPERE (a-b-c) :

Les tensions, flux et courants statoriques triphasés, sont écrits avec les notations vectorielles suivantes :

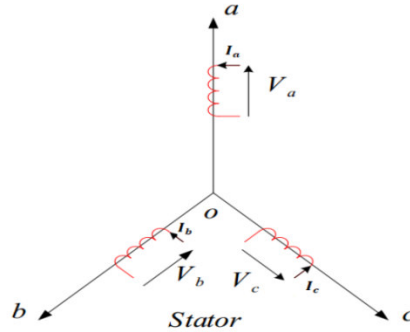


Figure I.1 : Schéma de la MSAP dans le repère abc.

$$[Vs] = [Rs][Is] + \frac{d}{dt}[\phi_s] \quad (I.1)$$

Avec :

$$[Vs] = [Vas \ Vbs \ Vcs]^T, [Is] = [Ias \ Ibs \ Ics]^T, [\phi_s] = [\phi_{as} \ \phi_{bs} \ \phi_{cs}]^T$$

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

R_s : Résistance des enroulements statoriques.

Les flux statoriques et rotoriques ont pour expression :

$$[\phi_s] = [L_{ss}][Is] + [\phi_f] \quad (I.2)$$

$$\text{Et } [\phi_f] = \phi_{sf} \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos \theta - \frac{2\pi}{3} \\ \cos \theta - \frac{4\pi}{3} \end{bmatrix}$$

Où :

ϕ_{sf} : Valeur crête (constante) du flux créé par l'aimant permanent à travers les enroulements statoriques

θ : Position absolue du rotor en degré électrique

$[L_{ss}]$: Étant la matrice des inductances statoriques.

Dans la machine à pôles saillants, la matrice des inductances propres statoriques $[L_{ss}]$ est en fonction de la position. Elle contient deux termes : $[L_{s0}]$ qui est constant, et

$[Ls_2(\theta)]$ qui est en fonction de l'angle $\theta = p\theta_m$, θ étant l'angle électrique et θ_m est la position mécanique du rotor par rapport au stator [BAR 15].

$$[Lss] = [Ls_0] + [Ls_2(\theta)] \quad (I.3)$$

Le terme $[Ls_0]$ a pour expression :

$$[Ls_0] = \begin{bmatrix} Ls_0 & Ms_0 & Ms_0 \\ Ms_0 & Ls_0 & Ms_0 \\ Ms_0 & Ms_0 & Ls_0 \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

Le terme $[Ls_2(\theta)]$ s'écrit, dans le cadre de la théorie du premier harmonique :

$$[Ls_2(\theta)] = Ls_2 \begin{bmatrix} \cos 2\theta & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos 2\theta \\ \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos 2\theta & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

Les inductances propres et mutuelle Ls_0 , Ms_0 et Ls_2 sont des constantes.

En introduisant (I.2) dans (I.1) on aura :

$$[Vs] = [Rs][Is] + \frac{d}{dt} ([Lss][Is] + [\phi_f]) \quad (I.6)$$

On remarque que l'équation (I.6) est non linéaire et couplée pour supprimer ce problème on adopte des changements de variable et des transformations qui réduisent la complexité du système. Dans ce cas nous procédons à la Transformation de Park, qui consiste à transformer les enroulements immobiles (a, b, c) par des enroulements (d, q) tourne avec le rotor.

I.2.3 TRANSFORMATION DE PARK

A l'aide de la transformation de Park, on passe des grandeurs statoriques réelles tension, flux et courant à leurs composantes fictives appelés les composantes d-q.

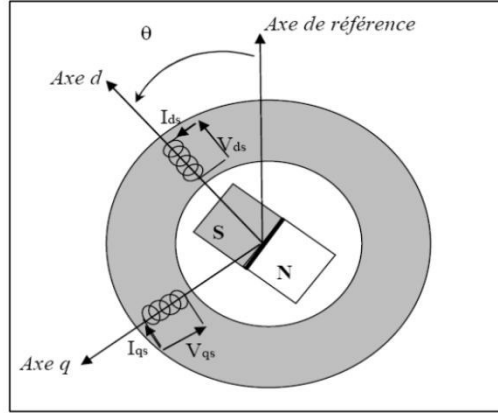


Figure I.2 : Machine équivalente au sens de Park [MAR 11].

Dans le système d'équations (I.6) effectuons le changement de la variable suivant [1,12] :

$$\begin{cases} [P(\theta)][Vdqhs] = [Vs] \\ [P(\theta)][Idqhs] = [Is] \end{cases} \quad (I.7)$$

Avec :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos \theta & -\sin \theta \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

$[P(\theta)]$ étant la matrice de la transformation de Park qui permet le passage des grandeurs statorique $[Vs]$, $[\phi_s]$ et $[Is]$ à leurs composants relatives $[Vdqhs]$ et $[Idqhs]$.

L'application de la transformation de Park à l'équation (I.8) donne :

$$[P(\theta)][Vdqhs] = [Rs][P(\theta)][Idqhs] + \frac{d}{dt}([Lss][P(\theta)][Idqhs]) + \frac{d}{d\theta}[\phi_f] \frac{d\theta}{dt} \quad (I.9)$$

Si on multiplie l'équation (1.9) par $[P(\theta)]^{-1}$ et en sachant que :

$$[Rs] = \begin{bmatrix} Rs & 0 & 0 \\ 0 & Rs & 0 \\ 0 & 0 & Rs \end{bmatrix}$$

On peut écrire les équations simplifiées des tensions :

$$[Vdqhs] = [Rs][Idqhs] + [P(\theta)]^{-1} \left\{ \frac{d}{dt} [Lss][P(\theta)][Idqhs] + \frac{d}{d\theta} [\phi_f] \frac{d\theta}{dt} \right\} \quad (I.10)$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

Les équations électriques dans le repère de Park :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega \Phi_{ds} \end{cases} \quad (I.12)$$

Les flux s'écrivent :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_d I_d + \Phi_f \\ \Phi_{qs} = L_q I_q \end{cases} \quad (I.13)$$

En introduisant (I.13) dans (I.12) on aura Le modèle électrique du MSAP sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + L_{ds} \frac{d}{dt} I_{ds} - \omega L_q I_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + L_q \frac{d}{dt} I_{qs} + \omega L_d I_{ds} + \omega \Phi_f \end{cases} \quad (I.14)$$

I.2.4 EXPRESSION DE LA PUISSANCE ET DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

Selon Park, l'expression de la puissance s'écrit comme suit :

$$p(t) = V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs} \quad (1.15)$$

En remplaçant V_{ds} et V_{qs} par leur expressions il vient que :

$$p(t) = \frac{2}{3} [R_s (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) - (I_{ds} \frac{d}{dt} \Phi_{ds} + I_{qs} \frac{d}{dt} \Phi_{qs}) + \frac{d}{dt} (\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds})] \quad (1.16)$$

D'où :

Le 1^{er} terme représente la chute de tension Ohmiques (pertes par effet joule).

Le 2^{ème} terme représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée.

Le 3^{ème} terme représente la puissance transférée du stator au rotor à travers l'entrefer (puissance électromagnétique).

Sachant que :

$$P_e = C_e \cdot \Omega \quad (I.17)$$

D'où :

$$C_e = \frac{3}{2} p [\phi_{ds} I_{qs} + \phi_{qs} I_{ds}] \quad (I.18)$$

$$C_e = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) I_{ds} I_{qs} + \phi_f I_{qs}] \quad (I.19)$$

Avec

p : nombre de pair de pôles.

L'équation du mouvement de la machine est :

$$C_e - C_r - f \Omega = j \frac{d}{dt} \Omega \quad (I.20)$$

j : Le couple d'inertie des masses tournantes ;

C_r : Couple résistant (ou statique) imposé par la charge mécanique ;

C_e : Couple électromagnétique ;

Ω : vitesse mécanique de rotation ;

f : Coefficients des frottements visqueux.

ϕ_f : Flux des aimants permanents.

1.2.5 SCHEMA FONCTIONNELLE DE LA MSAP

D'après les équations (I.14), (I.19) et (I.20), on obtient le système d'équations suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} I_{ds} = \frac{1}{L_d} (V_{ds} - R_s I_{ds} + \Omega L_q I_{qs}) \\ \frac{d}{dt} I_{qs} = \frac{1}{L_{qs}} (V_{qs} - R_s I_{qs} - \Omega L_d I_{ds} - \Omega \phi_f) \\ C_e = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) I_{ds} I_{qs} + \phi_f I_{qs}] \\ C_e - C_r - f \Omega = j \frac{d}{dt} \Omega \end{array} \right. \quad (I.21)$$

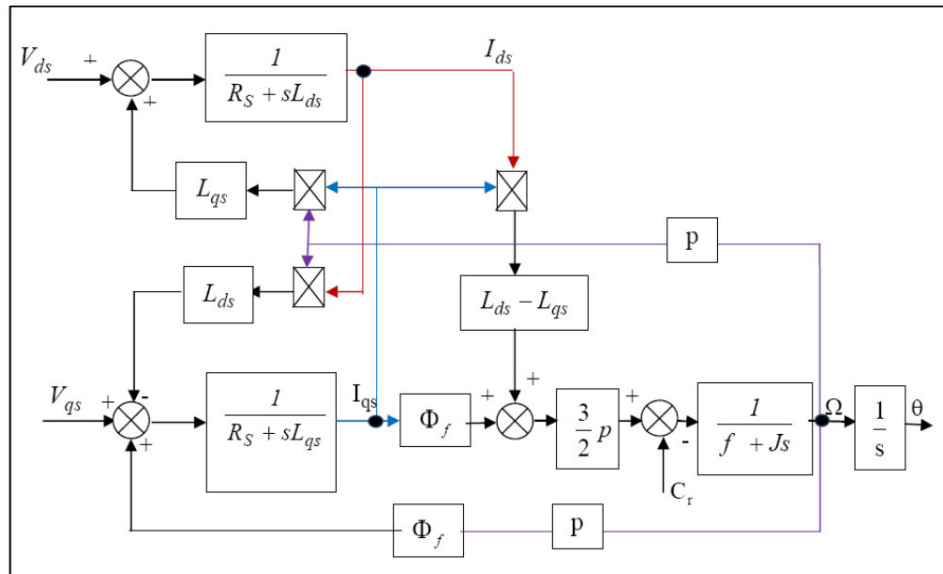


Figure I.3 : Schéma bloc d'une MSAP alimentée en tension

I.2.6 MISE SOUS FORME D'EQUATION D'ETAT

Considérons les tensions (V_{ds} V_{qs}) et le flux d'excitation Φ_f comme grandeurs de commande, les courants statoriques (I_{ds} I_{qs}) comme variable d'état et le couple résistant C_r comme perturbation. A partir des équations (I.14) on peut écrire le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} [\dot{X}] = [A][X] + [B][V] \\ [Y] = [C][X] + [D][V] \end{cases} \quad (I.21)$$

[A] : Matrice fondamentale qui caractérise le système

[B] : Matrice d'entrée

[V] : Vecteur de commande

[X] : Vecteur d'état

[C] : Matrice de sortie

[D] : Matrice de transfert direct

Sous forme matricielle on peut écrire le système d'équation (I.17) comme suit :

$$\frac{d}{dt}[X] = [A][X] + [B][V]$$

Avec

$$[X] = [I_{ds} \ I_{qs}]^T$$

$$[V] = [V_{ds} \ V_{qs} \ \phi_f]^T$$

Et

$$\begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-Rs}{Ld} & \Omega \frac{Lq}{Ld} \\ \Omega \frac{Lq}{Lq} & \frac{-Rs}{Lq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{Ld} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{Lq} & -\frac{\Omega}{Lq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ \phi_f \end{bmatrix}$$

Et on pose :

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{-Rs}{Ld} & \Omega \frac{Lq}{Ld} \\ \Omega \frac{Lq}{Lq} & \frac{-Rs}{Lq} \end{bmatrix} \text{ et } [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{Ld} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{Lq} & -\frac{\Omega}{Lq} \end{bmatrix}$$

On peut écrire la matrice [A] et [B] comme suit :

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{-Rs}{Ld} & 0 \\ 0 & \frac{-Rs}{Lq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{Lq}{Ld} \\ \frac{Ld}{Lq} & 0 \end{bmatrix} \Omega$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{Ld} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{Lq} & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{Lq} \end{bmatrix} \Omega$$

I.2.7 RESULTA DE SIMULATION

Pour faire valider l'étude qu'on a faite, nous avons simulé le modèle de la machine synchrone à aimant permanent par l'outil MATLAB SIMULINK, et nous avons relevé le comportement de la vitesse, du couple électromagnétique et du courants statoriques.

I.2.7.1 Essai à vide

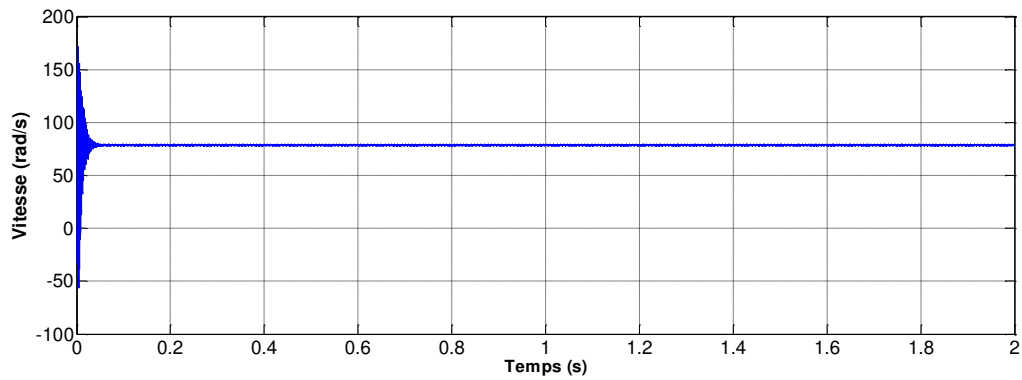


Figure I.4 : La vitesse du rotor en fonction du temps

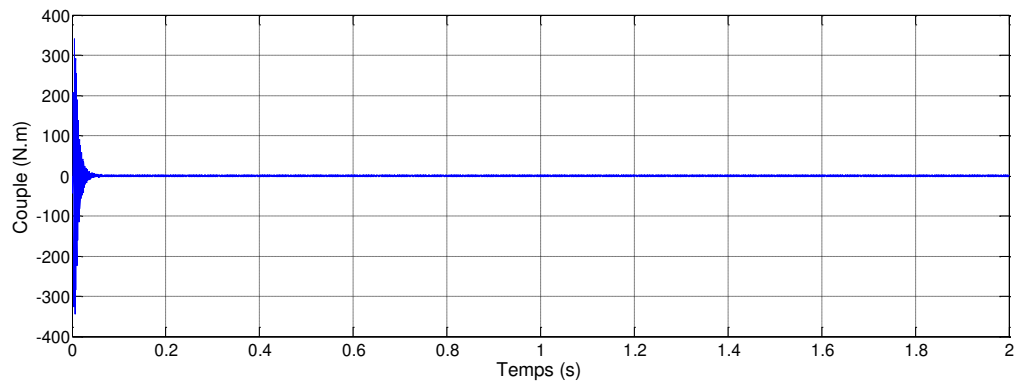
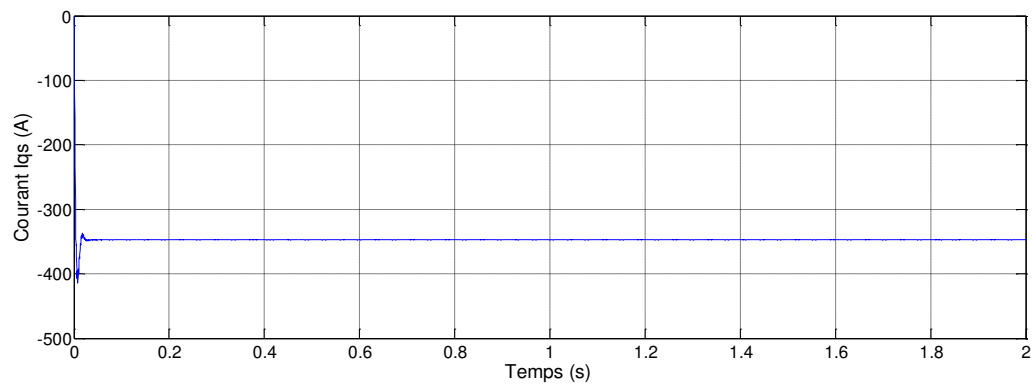
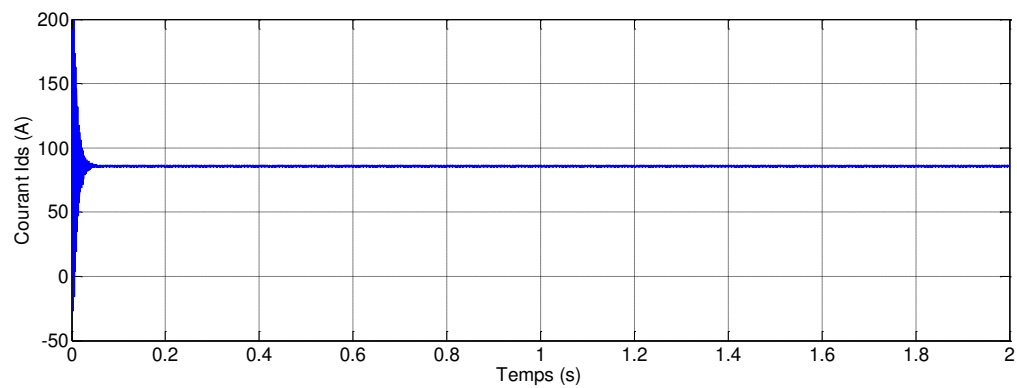


Figure I.5 : Le couple électromagnétique en fonction du temps

Figure I.6: Le courant I_{qs} en fonction du tempsFigure I.7: Le courant I_{ds} en fonction du temps

I.2.7.1 Essai en charge

Avec $Cr=10$ N.m a $t=0.5$ s

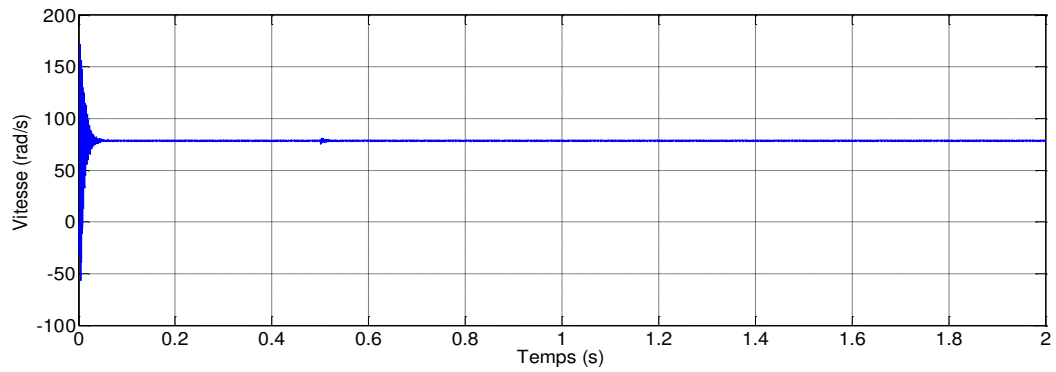


Figure I.8 : La vitesse du rotor en fonction du temps avec $Cr=10$ N.m a $t=0.5$ s

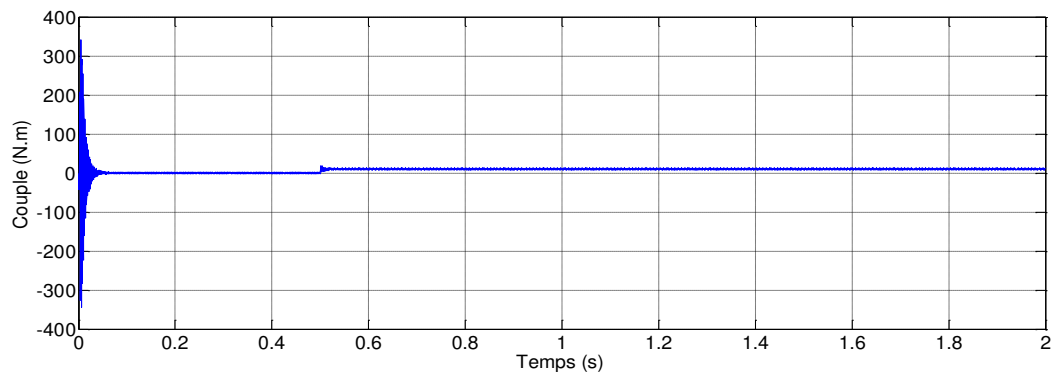


Figure I.9 : Le couple électromagnétique en fonction du temps avec $Cr=10$ N.m a $t=0.5$ s

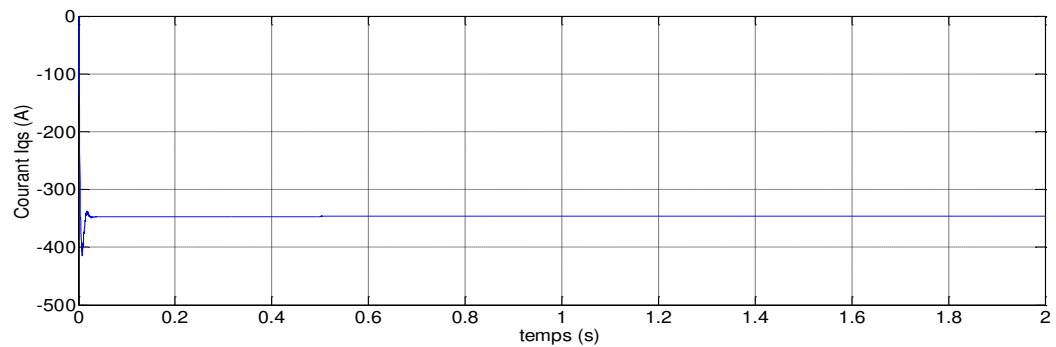


Figure I.10: Le courant Iqs en fonction du temps avec $Cr = 10$ N.m a $t=0.5$ s

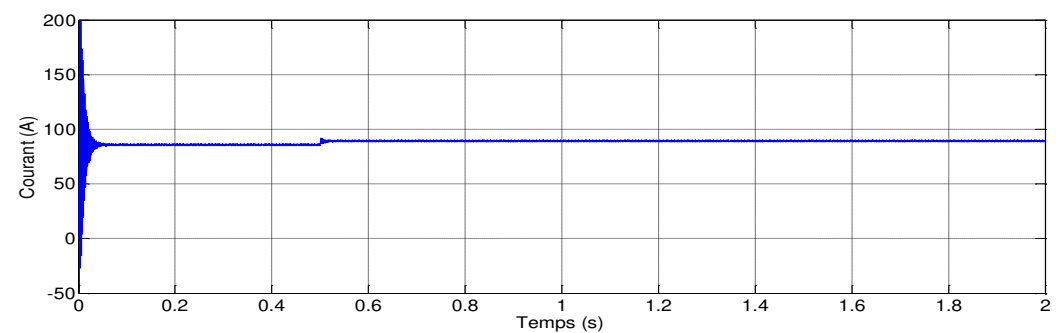


Figure I.10 : Le courant Ids en fonction du temps avec $Cr = 10$ N.m a $t=0.5$ s

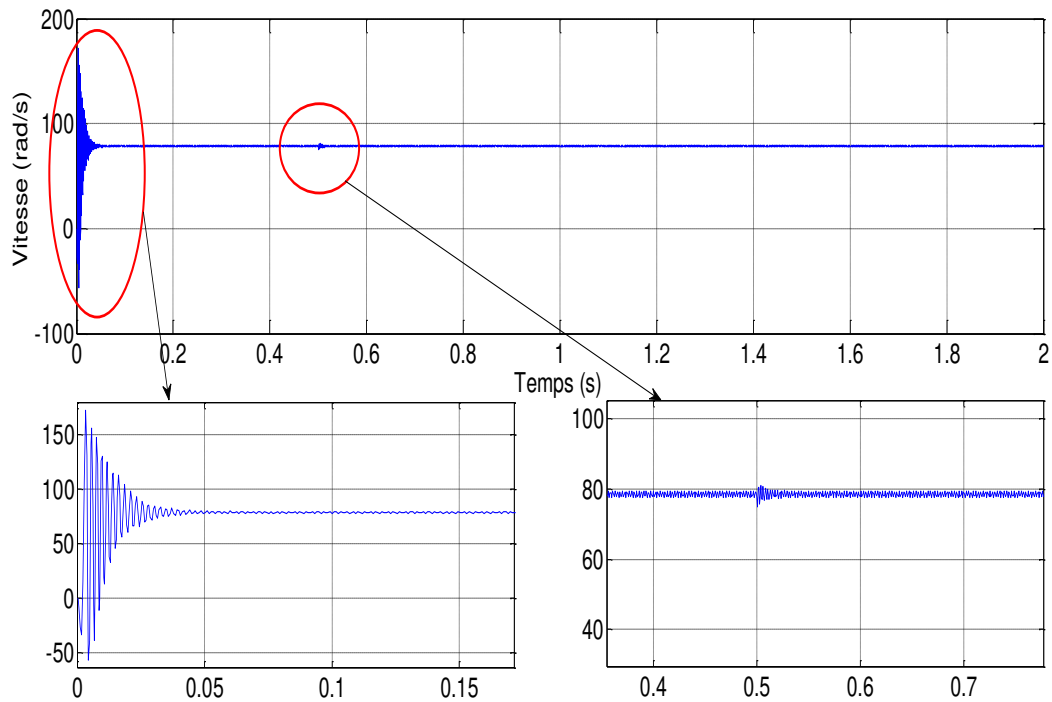


Figure I.11: Zoom sur la vitesse avec $Cr = 10 \text{ N.m}$ à $t=0.5\text{s}$

I.2.7.3 Interprétation du résultat

La simulation de la MSAP, en première étape pour un démarrage à vide sous une alimentation de tension $V=220 \text{ V}$ et de fréquence 50 Hz . En deuxième étape on applique un couple résistant de 10 N.m à l'instant $t = 0.5\text{s}$.

- Pendant le régime transitoire, la vitesse est fortement pulsatoire, présentant au premier instant de démarrage des battements importants, et atteint sa valeur nominale de 78rad/sec . La contre réaction des masses tournantes tendant à ramener le moteur au repos fait apparaître des valeurs de vitesse négative très faible et de courte durée,
 - L'allure de la courbe du couple présente au démarrage des battements importants dans un intervalle de temps court, puis se stabilisé à zéro puisque la machine est à vide.
 - Pour les courants I_{ds} et I_{qs} au début de démarrage on voit des pics de courant assez important, ensuite ils se stabilisent à leurs valeurs nominales après un temps assez court,
- A $t=0.5\text{s}$, on applique une charge de $Cr = 10 \text{ N.m}$, on remarque que les caractéristiques suivent cette variation puis se stabilisent au régime permanent. Ces résultats montre bien le fort couplage existant entre ces différents variables indiquant le caractère non linéaire de la machine.

I.3 MODELISATION DU CONVERTISSEUR (ONDULEUR-REDRESSEUR)

Les convertisseurs associés aux machines à courant alternatif, sont de nos jours très largement utilisés dans les systèmes d'entraînement industriels. En premier lieu, les progrès en matière de semi-conducteur ont permis la réalisation de convertisseurs statiques de plus en plus performants. En second lieu, l'évolution des techniques numériques, notamment l'utilisation sans cesse grandissante des processeurs de signaux (DSP "Digital SignalProcessing"), permet désormais d'exécuter en temps réel des algorithmes complexes de contrôle des convertisseurs [BAR 15].

Dans notre cas le convertisseur est composé d'un redresseur à diode et d'un filtre passe bas suivi d'un onduleur de tension

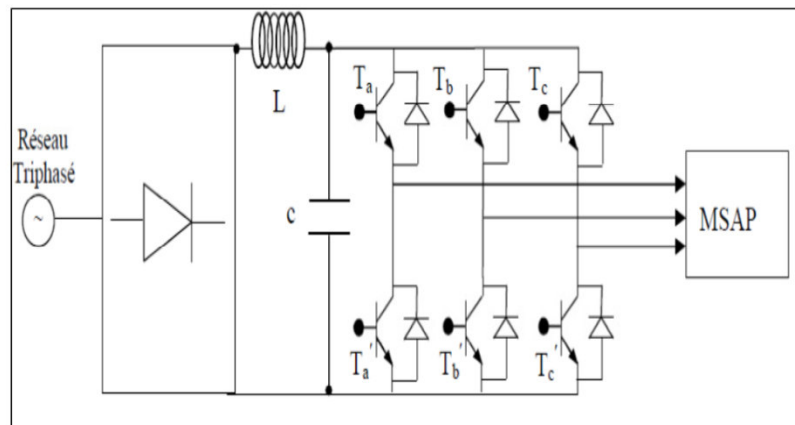


Figure I.12 : Schéma de l'association machine synchrone-convertisseur

I.3.1 MODELISATION DE CONVERTISSEUR COTE MACHINE (ONDULEUR)

Le stator de la MSAP est alimenté par un onduleur de tension à deux niveaux. Cet onduleur est équipé de plusieurs dispositifs de semi-conducteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture qui peuvent être soit des transistors MOSFET ou des IGBT associés à des diodes en tête bêche.

On admet que les six interrupteurs électroniques représentés ci-dessous, sont parfaits, et en remplaçant chaque groupe de transistor-diode de la figure ci-dessus par des interrupteurs.

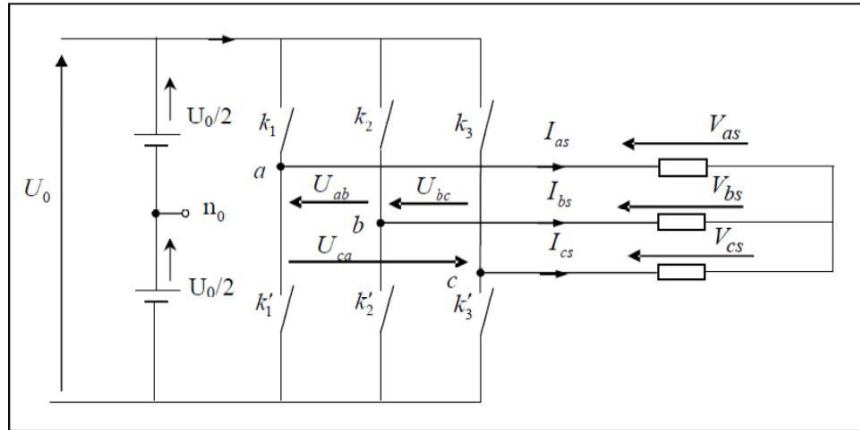


Figure I.13 : Schéma simplifié de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

Pour simplifier l'étude, nous supposons que :

- ✓ Le couplage est du type étoile sans neutre.
- ✓ Les harmoniques de rang trois et multiples de trois sont éliminés.
- ✓ Le système triphasé obtenu à la sortie de l'onduleur est un système triphasé équilibré.

Les équations des tensions simples aux trois phases sont :

$$U_{ab} = V_{as} - V_{bs} = U_0 (S_a - S_b) \quad (\text{I.22})$$

$$U_{bc} = V_{bs} - V_{cs} = U_0 (S_b - S_c) \quad (\text{I.23})$$

$$U_{ca} = V_{cs} - V_{as} = U_0 (S_c - S_a) \quad (\text{I.24})$$

Les tensions V_{as} , V_{bs} et V_{cs} forment un système de tensions triphasées équilibrées alors :

De (I.22) et (I.24) on trouve :

$$V_{as} = \frac{U_0}{3} (2S_a - S_b - S_c) \quad (\text{I.25})$$

De (I.22) et (I.23) on trouve :

$$V_{bs} = \frac{U_0}{3} (2S_b - S_a - S_c) \quad (\text{I.26})$$

De (I.24) et (I.23) on trouve :

$$V_{cs} = \frac{U_0}{3} (2S_c - S_a - S_b) \quad (\text{I.27})$$

Ce qui résulte :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (1.28)$$

L'objectif principal de la commande MLI consiste à comparer instantanément chacune des trois tensions sinusoïdales de référence que nous souhaitons imposer à un signal triangulaire de haute fréquence que nous appellerons porteuse.

Les impulsions des commandes (S_a, S_b, S_c) de l'onduleur sont les intersections entre les ondes modulantes (de références) avec l'onde triangulaire (porteuse). La comparaison entre les ondes de références et l'onde triangulaire détermine l'état des interrupteurs du circuit de puissance (ouverture et fermeture), Figure I.13 [ROU 16].

Donc le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant :

$$\text{si } V_{iref} \geq V_p \rightarrow S_i=1 \text{ sinon } S_i=0 \quad , \quad i=a,b,c$$

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

$$\begin{cases} V_{aref} = V_m \sin(\omega t) \\ V_{bref} = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{cref} = V_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases}$$

L'équation de la porteuse triangulaire est exprimée par :

$$\begin{cases} V_{pm} \left(4 \left(\frac{t}{T_p} \right) - 1 \right) \text{ si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left(-4 \left(\frac{t}{T_p} \right) + 3 \right) \text{ si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases}$$

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence de modulation f_p sur la fréquence de référence f , ($m = f_p / f$)
- Le coefficient de réglage en tension r égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence V_m à la valeur crête de l'onde de modulation V_{pm} , ($r = V_m / V_{pm}$).

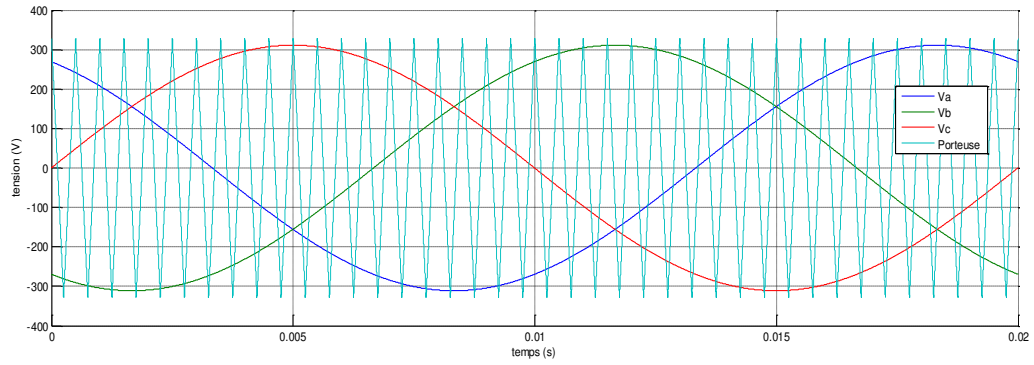


Figure I.14: Porteuse par rapport les tensions de référence ($r=0.95, m=21$)

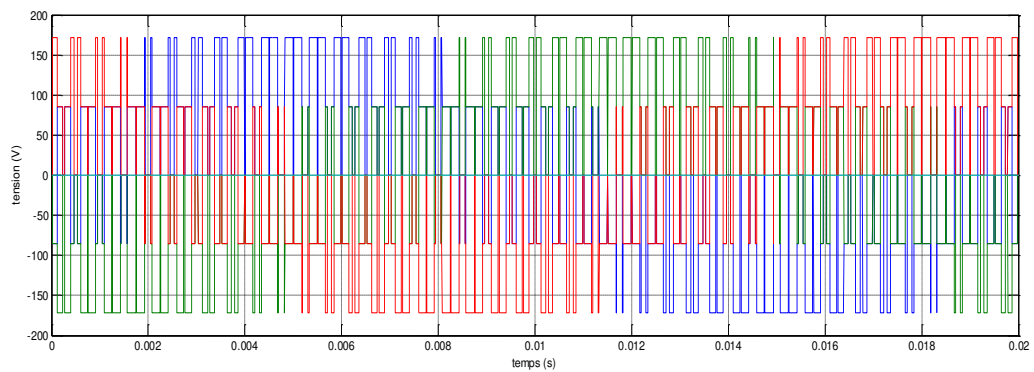


Figure I.15: Tension ondulé

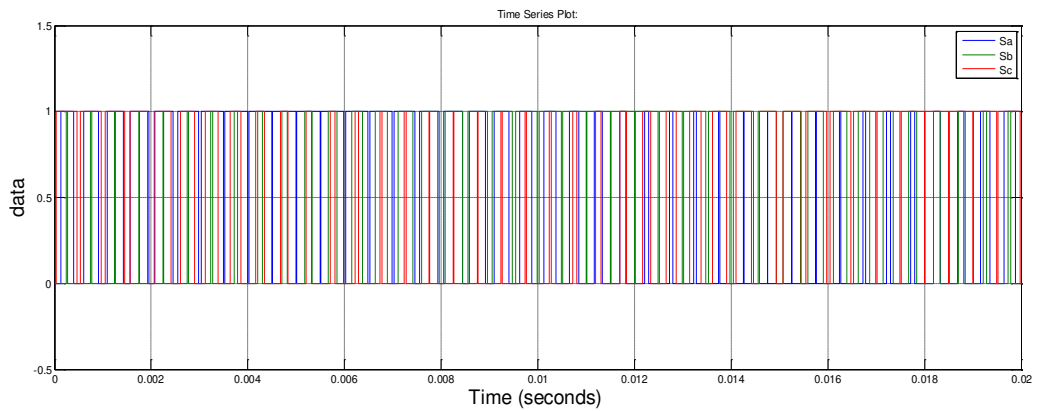


Figure I.16: Etats des interrupteur Sa,Sb,Sc en fonction du temps

I.3.2 MODELISATION DU CONVERTISSEUR COTE RESEAU (REDRESSEUR-FILTRE)

Le convertisseur coté réseau est composé d'un redresseur et d'un filtre passe bas

I.3.2.1 MODELISATION DE FILTRE

L'objectif de l'insertion d'un filtre passe bas (RLC) entre le redresseur et l'onduleur de tension est là pour éliminer les hautes fréquences.

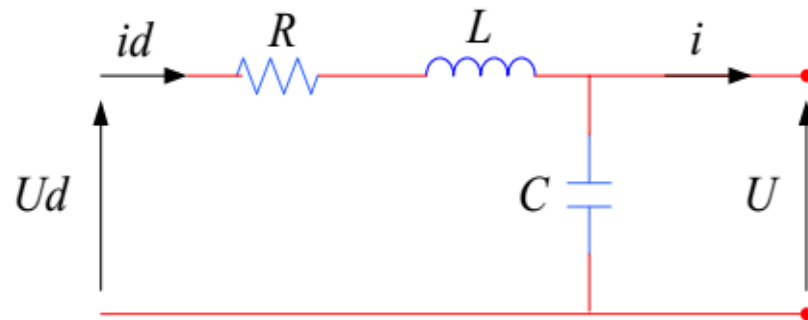


Figure I.17 : Filtre passe bas (RLC)

Equation du filtre :

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L} (U_d - U - Ri_d) \quad (1.29)$$

$$\frac{dU}{dt} = \frac{1}{C} (i_d - i) \quad (1.30)$$

Les deux équations précédentes, nous donnons la fonction de transfert $F(s)$ du filtre sous la forme :

$$F(s) = \frac{U}{U_d} = \frac{1}{L C s^2 + R C s + 1} \quad (1.31)$$

I.3.2.1 MODELISATION DU REDRESSEUR

Comme expliquer avant le convertisseur coté réseau est constituée d'un redresseur triphasé à six diodes en têtes bèches.

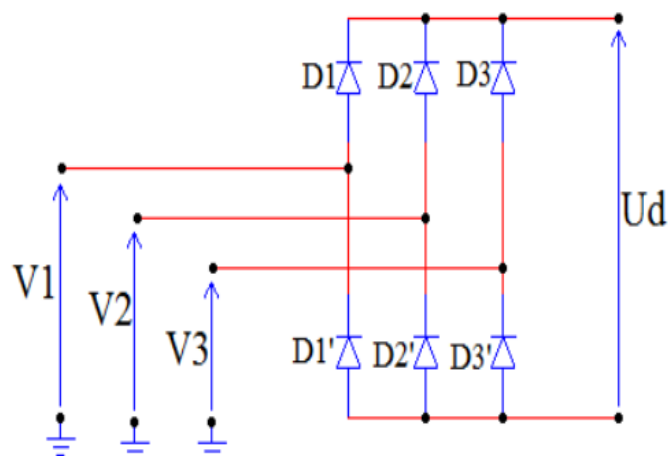


Figure I.18 : Redresseur à diodes

Equation du redresseur :

D_i Conduit si $V_i = \max (V_j) ; j=1,2, 3 ; i=1,2, 3.$

D_i' Conduit si $V_i' = \min (V_j) ; j=1,2, 3 ; i=1,2, 3$

La tension U_d à la sortie de redresseur est :

$$U_d = V_i - V'_i = \max V_j - \min V'_j \tag{1.31}$$

Avec :

$$U_{d moy} = 3 \frac{\sqrt{3}}{\pi} V_m \tag{1.32}$$

I.3.3 RESULTA DE SIMULATION

Pour faire valider modélisation de l'association (redresseur-onduleur-MSAP), nous l'avons simulé par l'outil SIMULINK, et nous avons relevé le comportement de la vitesse, du couple électromagnétique et du courants statoriques.

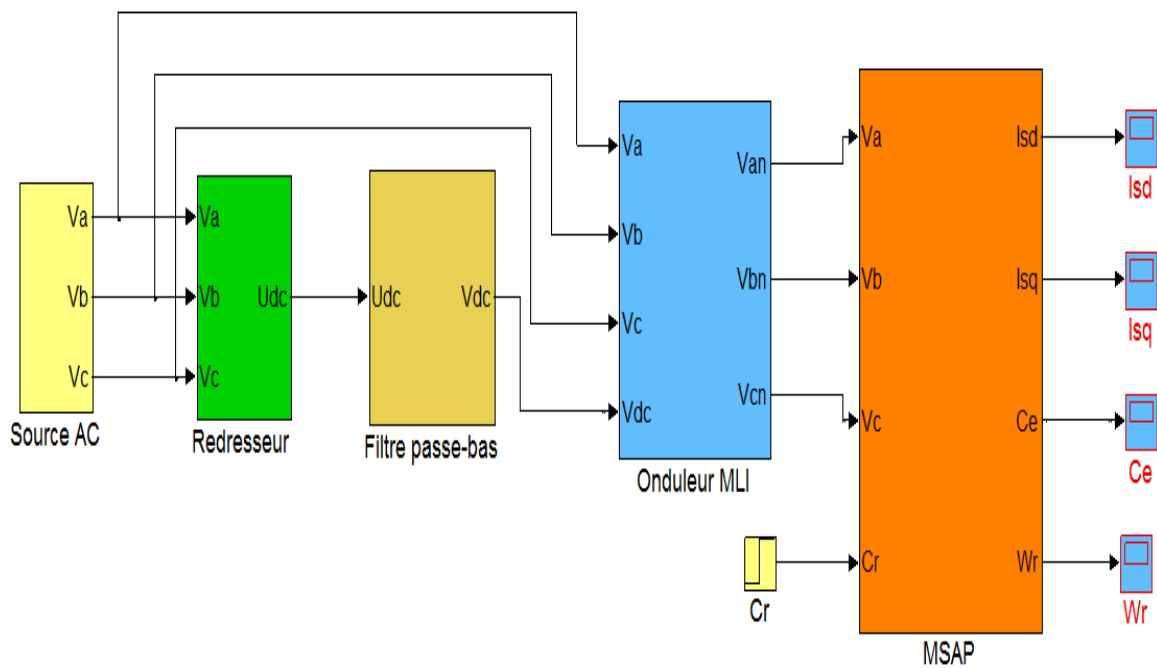


Figure I.19 : Schéma bloc de l'association MSAP- Redresseur-Onduleur MLI

I.3.3.1 Essai à vide

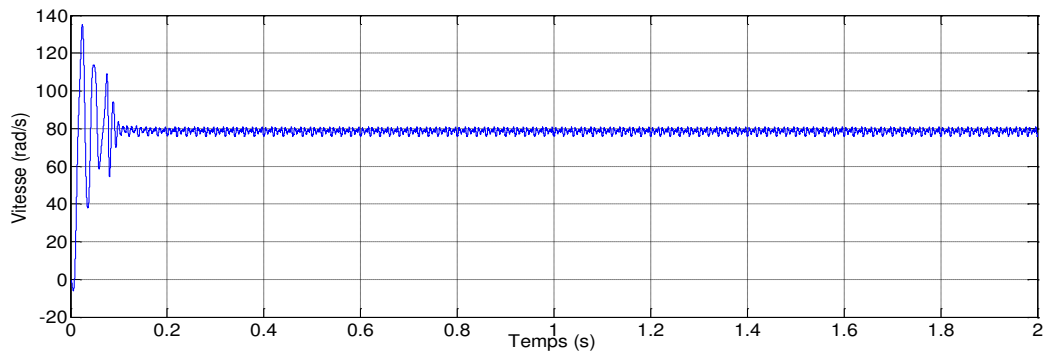


Figure I.20 : La vitesse du rotor en fonction du temps

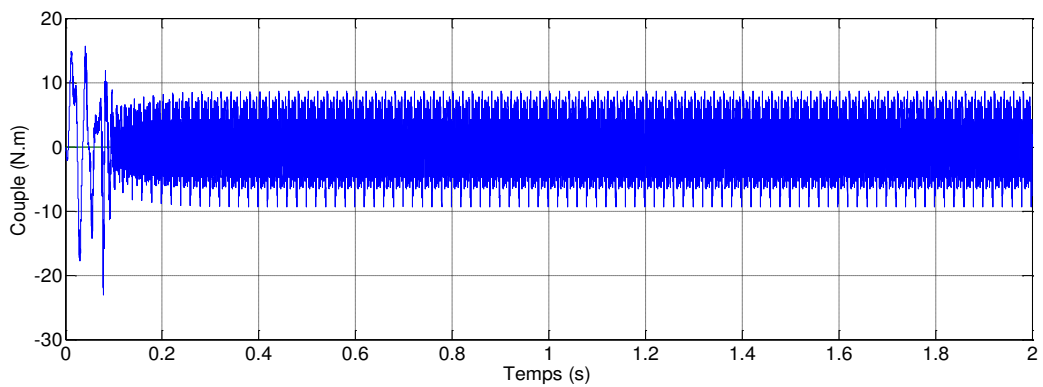


Figure I.21: Le couple électromagnétique en fonction du temps

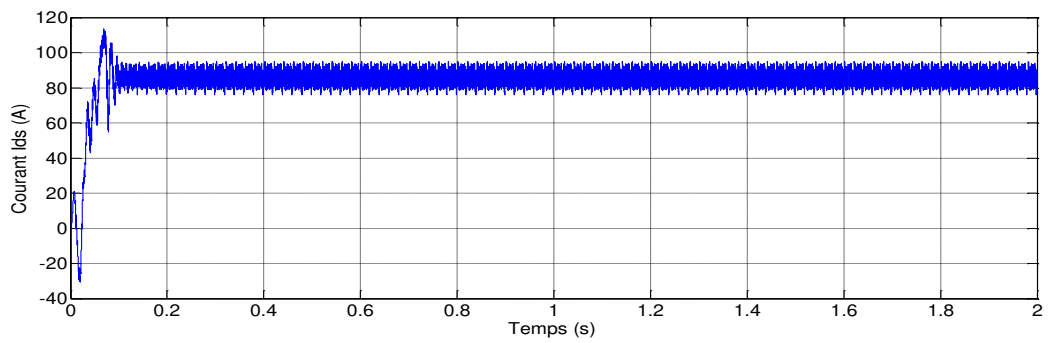


Figure I.22: Le courant I_{ds} en fonction du temps

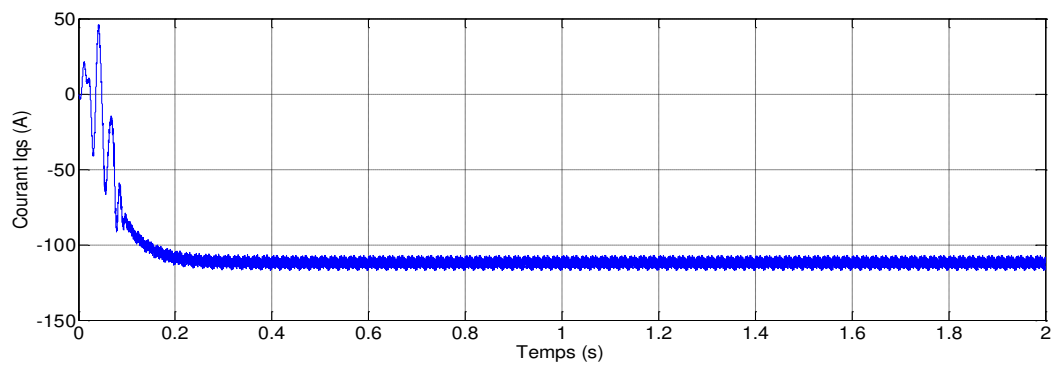


Figure I.23: Le courant I_{qs} en fonction du temps

I.3.3.2 Essai en charge

Avec $Cr=10$ N.m a $t=0.5$ s

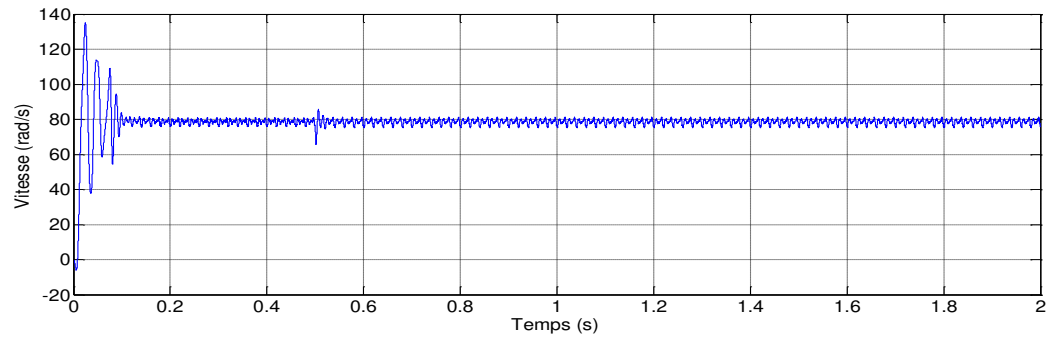


Figure I.24 : La vitesse du rotor en fonction du temps avec $Cr = 10$ N.m a $t=0.5$ s

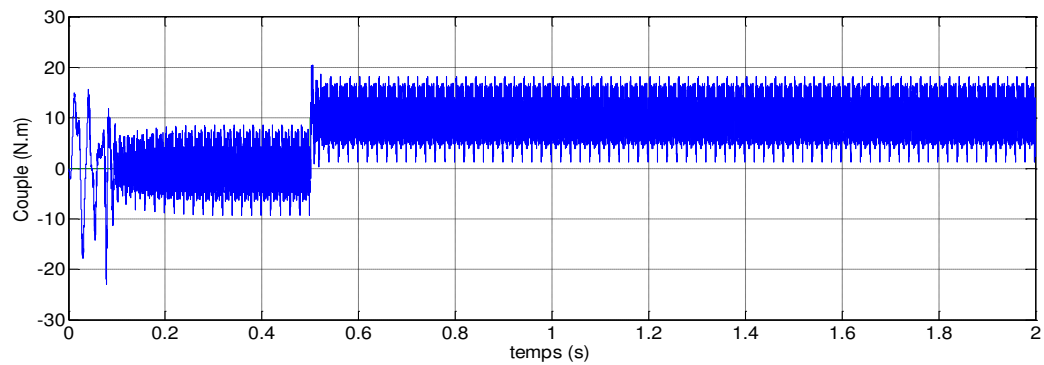


Figure I.25 : Le couple électromagnétique en fonction du temps avec $Cr = 10$ N.m a $t=0.5$ s

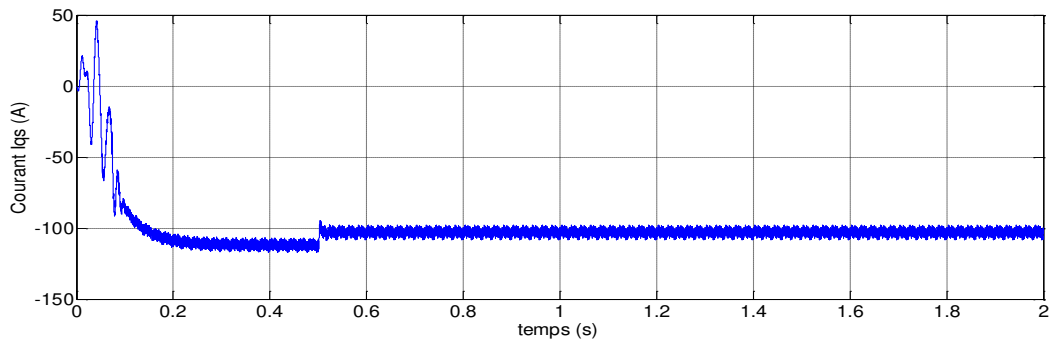


Figure I.26 : Le courant I_{ds} en fonction du temps avec $Cr = 10$ N.m a $t=0.5$ s

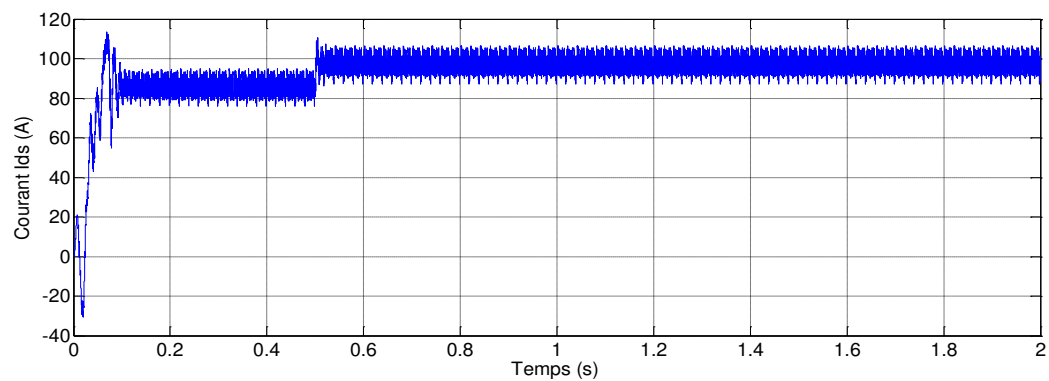


Figure I.27: Le courant I_{qs} en fonction du temps avec $Cr = 10$ N.m a $t=0.5$ s

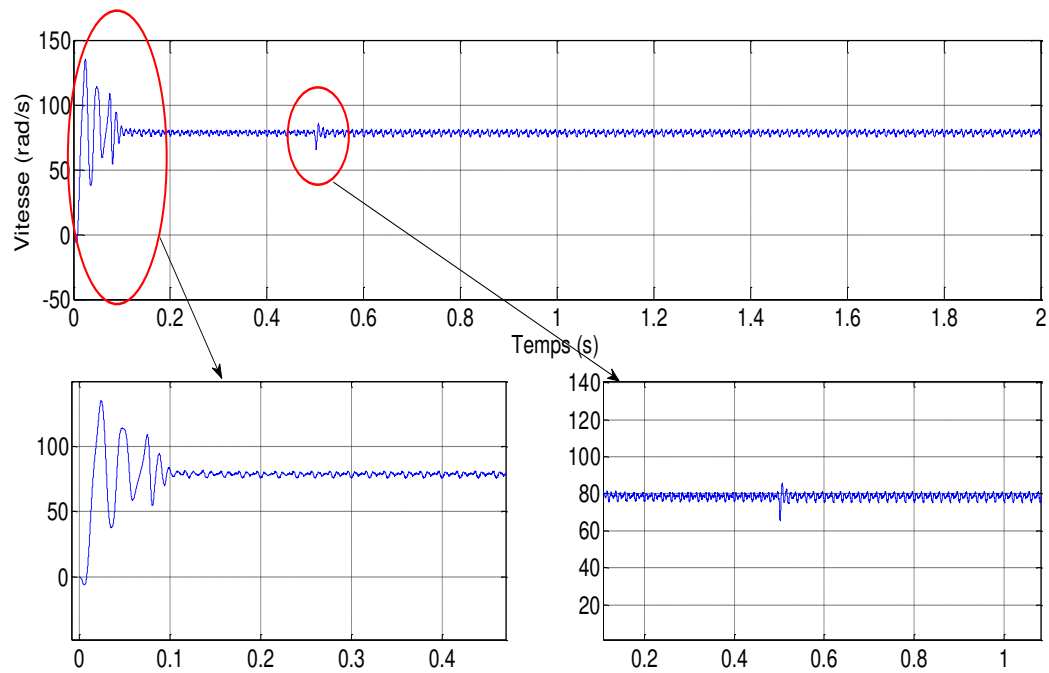


Figure I.28 : Zoom sur La vitesse du rotor en fonction du temps avec $Cr = 10 \text{ N.m}$ à $t=0.5\text{s}$

I.3.3.3 INTERPRETATION DES RESULTATS DE SIMULATION :

Nous avons simulé l'association MSAP-Onduleur MLI-redresseur à diodes, pour un démarrage à vide puis on applique un couple résistant de 10 N.m à l'instant $t = 0.5\text{s}$. L'onduleur est commandé par MLI sinus-triangle. Les résultats de la simulation de la MSAP, pour un démarrage à vide sous une alimentation de tension $V=220 \text{ V}$ et de fréquence 50 Hz .

- Pendant le régime transitoire, la vitesse est fortement pulsatoire, présentant au premier instant de démarrage des battements importants, et atteint sa valeur nominale avec des oscillations autour de 78 rad/sec . La contre réaction des masses tournantes tendant à ramener le moteur au repos fait apparaître des valeurs de vitesse négative très faible et de courte durée,
- L'allure de la courbe du couple présente au démarrage des battements importants dans un intervalle de temps court, puis elle oscille autour de zéro puisque la machine est à vide,

- Pour les courants I_{ds} et I_{qs} au début de démarrage on voit des pics de courant assez important démarrage, ensuite ils oscillent à leurs valeurs nominales après un temps assez court,
- A $t=0.5s$, on applique une charge de 10 N.m , on remarque que les caractéristiques suivent cette variation une augmentation de C_{em} , I_{ds} et I_{qs} de puis se stabilisent au régime permanent.
- La présence du convertisseur engendre des ondulations sur tous les paramètres

I.4 CONCLUSION

Dans ce chapitre on a présenté la modélisation de la chaine globale à savoir la machine synchrone à aimants permanents dans le système PARK lié au champ tournant, l'onduleur de tension et de sa commande. Il s'agit de la technique de commande par MLI sinus-triangle, et le redresseur non commandé.

D'après les résultats de simulation qu'on a pu avoir, les réponses sont très rapides et stables, mais on remarque que les performances ne sont pas bons surtout au démarrage et lors de l'application de perturbation du couple de charge et aussi ces résultats montre bien le fort couplage existant entre ces différents variables indiquant le caractère non linéaire de la machine.

Donc, pour obtenir des performances statiques et dynamiques élevés on doit appliquer d'autres commandes qui seront développées dans le chapitre suivant.

CHAPITRE II : ASPECTS THEORIQUE DES COMMANDES

II.1 INTRODUCTION

Vu précédemment le caractère non linéaire de la machine synchrone à aimant permanent représente un désavantage pour cette machine et pour pouvoir obtenir des performances dynamique et statique élevée, ça nécessite de commander cette machine.

Dans ce chapitre nous allons aborder deux aspects théorique de la commande que nous allons appliquer à la machine synchrone à aimant permanent à savoir la commande vectorielle et la commande par logique flou. Dans la première partie nous allons voir le principe de la commande vectorielle afin de pouvoir concevoir les différents régulateurs et la deuxième partie est consacrée à la théorie de la logique floue pour bien assimiler cette technique et aussi pouvoir synthétiser les régulateurs flous.

II.2 COMMANDE VECTORIELLE

La difficulté majeure rencontrée dans la commande de la machine asynchrone réside dans le fait que le couple et le flux sont des variables fortement couplées et que toute action sur l'une d'elles se répercute sur l'autre. Dans la machine à courant continu à excitation séparée, ces deux variables sont naturellement découplées, ce qui explique la relative simplicité de la commande de cette machine.

La commande par orientation du flux (commande vectorielle), consiste à régler le flux par une composante du courant statorique et le couple par l'autre composante de ce même courant. Pour cela, il faut choisir un système d'axes (d, q) et une loi de commande assurant ce découplage.

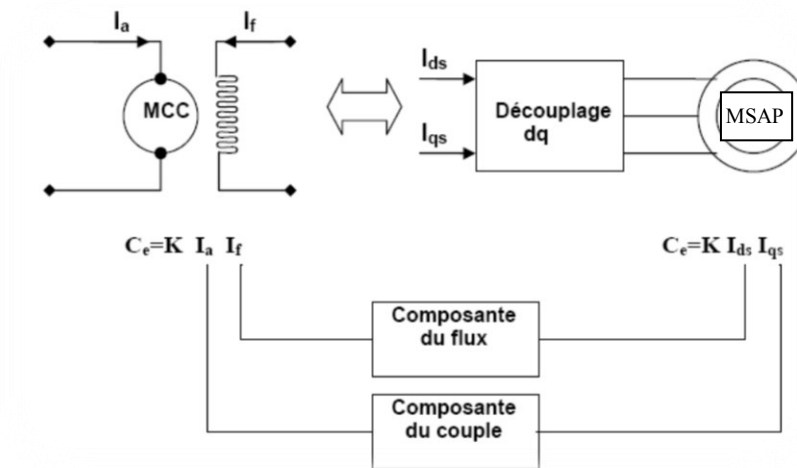


Figure II.1 le principe de la commande vectorielle.

L'examen de l'expression du couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature, des flux rotoriques et des courants statoriques qui présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine. Le référentiel de travail pour la commande est celui lié au champ tournant afin que l'axe «d» coïncide avec la direction désirée du flux, qui peut être rotorique, statorique ou d'entrefer. Ainsi, 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)

➤ Flux d'entrefer : $\Phi_{gd} = \Phi_g$; $\Phi_{gq} = 0$ (II.3)

La figure II.2 représente le flux rotorique Φ_r , le flux statorique Φ_s , le flux d'entrefer Φ_g .

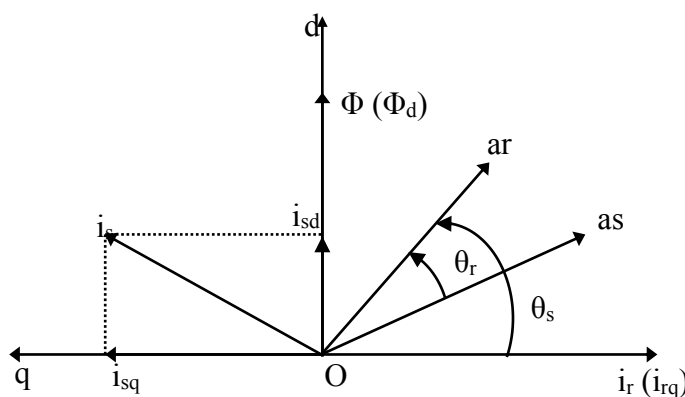


Figure II.2 : Orientation du flux (rotorique, statorique ou d'entrefer)

II.3 COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE

Cette commande est une solution attractive pour obtenir des résultats performants dans les moteurs synchrones. Nous allons appliquer cette commande non linéaire pour ce faire, on va utiliser la structure de la commande vectorielle indirecte sans boucle de puissance tout en remplaçant les régulateurs PI par des régulateurs flous.

Dans ce qui suit, nous allons présenter les principaux fondements de la logique floue où nous exposerons la notion d'ensembles flous, les fonctions d'appartenances, les variables linguistiques, et les opérateurs employés dans ce type de logique, puis décrire la structure de la commande floue. Nous expliquerons les notions de fuzzification d'inférences floues et de défuzzification pour manipuler une commande adéquate pour le réglage indépendant des puissances.

II.3.1 NOTIONS FONDAMENTALES DE LA LOGIQUE FLOUE

Dans cette section, nous présentons les notions de base de la logique floue. Nous aborderons uniquement les points les plus importants pour la compréhension d'un raisonnement flou à savoir :

II.3.1.1 ENSEMBLES FLOUS

Dans la théorie classique des ensembles, ces derniers sont définis par une fonction caractérisée par un élément appartient (1), et un élément n'appartient pas (0); par contre un ensemble flou est défini sur un univers de discours X , et par une fonction d'appartenance (μ) qui peut prendre toutes les valeurs réelles comprises entre 0 et 1. Il est permis qu'une chose appartienne partiellement à un certain ensemble; ceci s'appelle le degré d'appartenance. Dans un domaine continu, les ensembles flous sont définis analytiquement par leurs fonctions d'appartenance [ROU 16]

II.3.1.2 FONCTIONS D'APPARTENANCES

Afin de pouvoir traiter numériquement les variables linguistiques (x), il faut les soumettre à une définition mathématique appelée fonction d'appartenance $u(x)$ qui montrent le degré de vérification de ces variables aux différents sous-ensembles (A_i). Les représentations graphiques des fonctions d'appartenances les plus utilisées sont illustrées dans la Figure II.3. Leurs expressions analytiques sont définies de la manière suivante [ROU 16]:

➤ la fonction triangulaire: définie par trois paramètres a , b et c , soit :

$$u(x) = \begin{cases} 0 & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b} & b \leq x \leq c \\ 0 & c \leq x \end{cases} \quad \text{Ou } u(x) = \max \left(\min \left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b} \right), 0 \right) \quad (\text{II.4})$$

La fonction trapézoïdale: définie par quatre paramètres a , b , c et d soit :

$$u(x) = \begin{cases} 0 & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ 1 & b \leq x \leq c \\ \frac{d-x}{d-c} & c \leq x \leq d \\ 0 & 0 \geq d \end{cases} \quad \text{Ou } u(x) = \max \left(\min \left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c} \right), 0 \right) \quad (\text{II.5})$$

➤ la fonction en cloche: définie par deux paramètres, x_0 qui détermine la position du Sommet ($\mu = 1$) et a qui impose la largeur du domaine, soit :

$$u(x) = \frac{1}{1 + \left(\frac{x-x_0}{a} \right)^2} \quad (\text{II.6})$$

➤ la fonction gaussienne: définie par deux paramètres σ , x_0 , soit :

$$u(x) = \exp \left(-\frac{(x-x_0)^2}{2 \cdot \sigma^2} \right) \quad (\text{II.7})$$

➤ la fonction sigmoïde: définie par deux paramètres a , x_0 , soit :

$$u(x) = \frac{1}{1 + \exp(-a \cdot (x-x_0))} \quad (\text{II.8})$$

La fonction singleton :

$$u(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x = x_0 \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

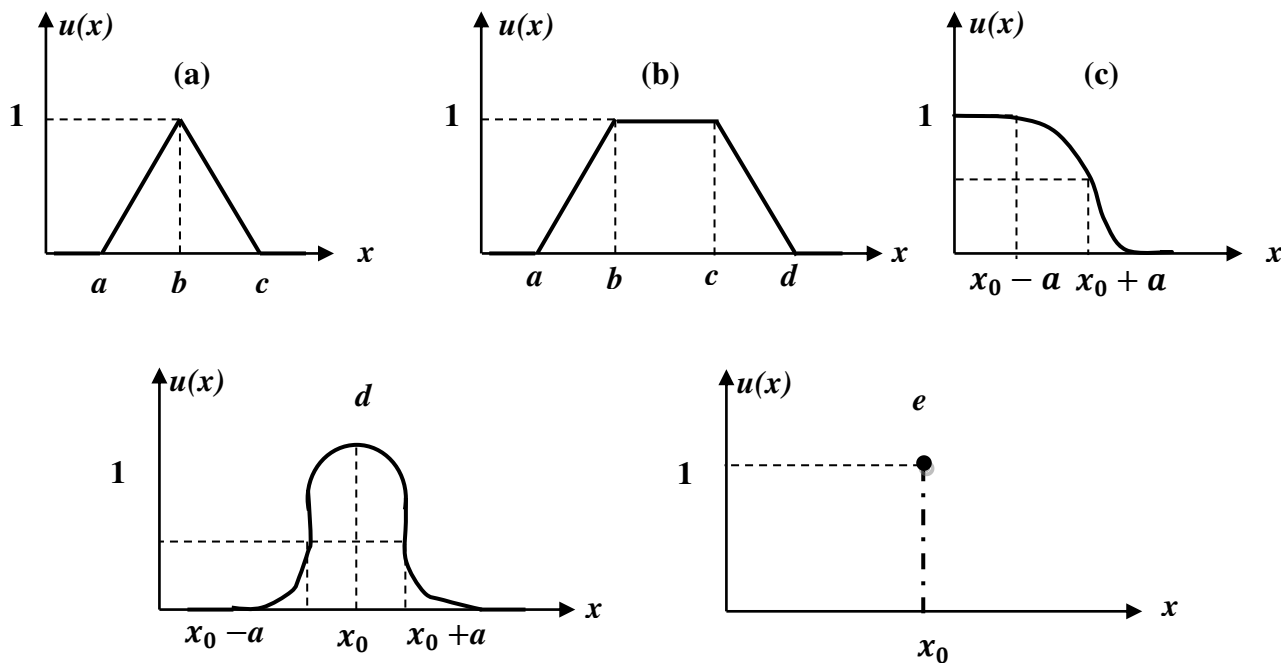


Figure II.3 : Formes des fonctions d'appartenances usuelles. (a) - Fonction triangulaire, (b) – Fonction trapézoïdale, (c) - Fonction sigmoïdale, (d) - Fonction gaussienne, (e) - Fonction singleton.

II.3.1.3 CARACTERISTIQUES D'UN SOUS ENSEMBLE FLOU

Soit A un sous ensemble flou de X . On définit les caractéristiques suivantes propres à cet ensemble flou, (Figure II.4) [ROU 16].

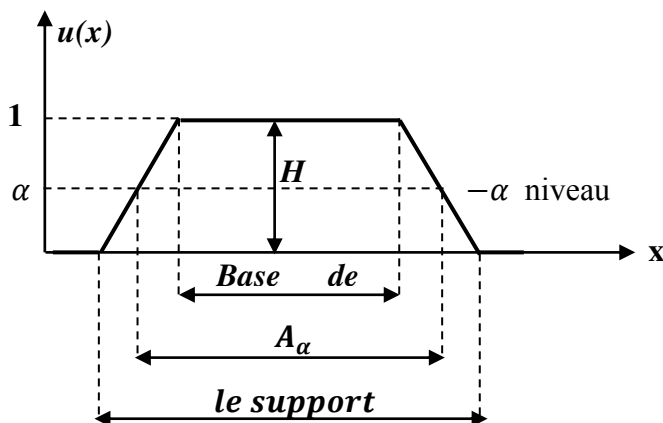


Figure II.4 : Caractéristiques d'un ensemble flou

➤ **Le Noyau** : le noyau d'un ensemble flou A est l'ensemble qui contient tous les éléments qui appartiennent sûr et certain à A ; leurs degrés d'appartenance sont égaux à 1. Quand le noyau est réduit à un point, celui-ci est appelé valeur modale. Il est donné par :

$$N(A) = \{x \in X / u_A(x) = 1\} \tag{II.10}$$

➤ Le Support : le support est défini comme l'ensemble des valeurs du domaine X pour lesquelles la fonction d'appartenance n'est pas nulle. Il est donné par :

$$S(A) = \{x \in X / u_A(x) \neq 0\} \quad (\text{II.11})$$

➤ La Hauteur (H): c'est la valeur maximale de la fonction d'appartenance sur le domaine X qui est égale à 1. Il est donné par :

$$H(A) = \max (u_A(x) / x \in X) \quad (\text{II.12})$$

➤ **Le cardinal** : est définie par la somme des degrés d'appartenance :

$$|A| = \sum_{i=1}^n u_A(x_i) \quad (\text{II.13})$$

➤ Pour un domaine continu, la cardinalité sera définie par :

$$|A| = \int_x u_A(x) dx \quad (\text{II.14})$$

➤ **Couple de niveau α** : On appelle *couple de niveau α* ou *α -coupe* de l'ensemble flou A les éléments qui possèdent un degré d'appartenance supérieur ou égal α . Le sous ensemble A_α de X défini par :

$$A_\alpha = \{x / u_A(x) \geq \alpha\} \quad x \in [0 \ 1] \quad (\text{II.15})$$

II.3.1.4 VARIABLES LINGUISTIQUES

Ce sont des variables dont les valeurs ne sont pas des nombres, mais des mots ou des phrases exprimés en langage naturel. La raison pour laquelle on utilise cette représentation, est que le caractère linguistique est moins spécifique que le caractère numérique.

Une variable linguistique x est généralement caractérisée par un triplet $\{x, T(x), X\}$ où x désigne le nom de la variable (température, taille, vitesse), définie sur un univers de discours X , et $T(x)$ son ensemble de termes ou valeurs linguistiques. Dans notre cas, l'univers de discours X est toujours un sous-ensemble des réels.

Par exemple, si l'erreur est considérée comme variable linguistique définie dans le domaine $X = [-10; 10]$, ses valeurs linguistiques peuvent être définies comme suit:

T (erreur) = (égative Grande (NG), Négative Petite (NP), EnvironZéro (EZ), Positive Petite (PP), Positive Grande (PG))

Ces valeurs linguistiques peuvent être considérées comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenance sont montrées sur la Figure II.5 [ROU 16].

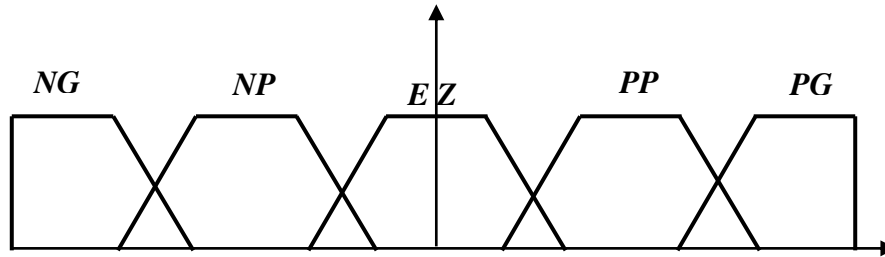


Figure II.5 : Fonctions d'appartenances de T (erreur) = $\{NG, NP, EZ, PP, PG\}$.

II.3.1.5 OPERATEURS LOGIQUES FLOUS

La théorie mathématique sur les ensembles flous définit de nombreux opérateurs sur ces ensembles et sur les fonctions d'appartenance. Soit A et B deux ensembles flous définis dans l'univers de discours X par les fonctions d'appartenance $\mu_A(x)$ et $\mu_B(x)$ respectivement [ROU16].

- **Egalité floue** : deux ensembles flous A et B sont égaux ($A = B$) si et seulement si

$$\forall x \in X : \mu_A(x) = \mu_B(x) \quad (\text{II.16})$$

- **Sous-ensemble flou** : A est un sous ensemble de B ($A \subseteq B$) si et seulement si :

$$\forall x \in X : \mu_A(x) \leq \mu_B(x) \quad (\text{II.17})$$

- **Complémentation floue (non)**: Le complément \bar{A} de l'ensemble flou A est défini par la fonction d'appartenance :

$$\forall x \in X : \mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (\text{II.18})$$

- **Union floue (ou)**: L'union de deux ensembles flous A et B est un ensemble flou ($A \cup B$) de fonction d'appartenance «somme»:

$$\forall x \in X : \mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) + \mu_B(x) \quad (\text{II.19})$$

Le degré de vérité (degré d'appartenance) de la proposition « A ou B » est le maximum des degrés d'appartenances de A et de B:

$$u_A(x) + u_B(x) = \max(u_A(x), u_B(x)) \quad (\text{II.20})$$

➤ **Intersection floue (et):** l'intersection de deux ensembles flous A et B est un ensemble flou ($A \cap B$) de fonction d'appartenance «produit »

$$\forall x \in X : u_{A \cap B}(x) = u_A(x) * u_B(x) \quad (\text{II.21})$$

Le degré de vérité (degré d'appartenance) de la proposition « A et B » est le minimum des degrés d'appartenance de A et de B:

$$u_A(x) * u_B(x) = \min(u_A(x), u_B(x)) \quad (\text{II.22})$$

$$u_A(x) * u_B(x) = u_A(x) \times u_B(x) \quad (\text{II.23})$$

II.3.1.6 IMPLICATION FLOUE

L'implication floue, ou aussi proposition conditionnelle floue, est un opérateur qui permet d'évaluer le degré de vérité d'une règle de la forme [LAB 05, BOUL 09].

Si x est A Alors y est B

À partir des valeurs de la prémisse d'une part, et de celle de la conclusion d'autre part, ce degré de vérité est évalué à partir des degrés d'appartenances de x à A et de y à B comme suit:

$$u_R(x, y) = \text{imp}(u_A(x), u_B(x)) \quad (\text{II.24})$$

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

✓ Implication de Mamdani : $u_R(x, y) = \min(u_A(x), u_B(x))$

✓ Implication de Larsen : $u_R(x, y) = u_A(x) \times u_B(x)$

II.3.2 STRUCTURE D'UNE COMMANDE A LOGIQUE FLOUE

Par opposition à un régulateur standard ou à un régulateur par retour d'état, le régulateur par logique floue ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences avec plusieurs règles se basant sur des variables linguistiques pour être traitées par des opérateurs de la logique floue. Les variables d'entrées sont dans un premier temps converties en variables floues en définissant pour chacune d'elle une fonction d'appartenance.

Par la suite, on convertit la commande floue résultante de l'inférence à commande réel pour les appliquer au procédé.

Un régulateur par logique floue comprend les quatre parties suivantes: la base des règles, la fuzzification, le moteur d'inférence et la défuzzification. Il comprend aussi des gains de normalisation et de dénormalisation qui sont ajoutés respectivement à l'entrée et à la sortie du contrôleur flou afin qu'il soit transportable et adaptable même avec des paramètres différents, [ROU 16].

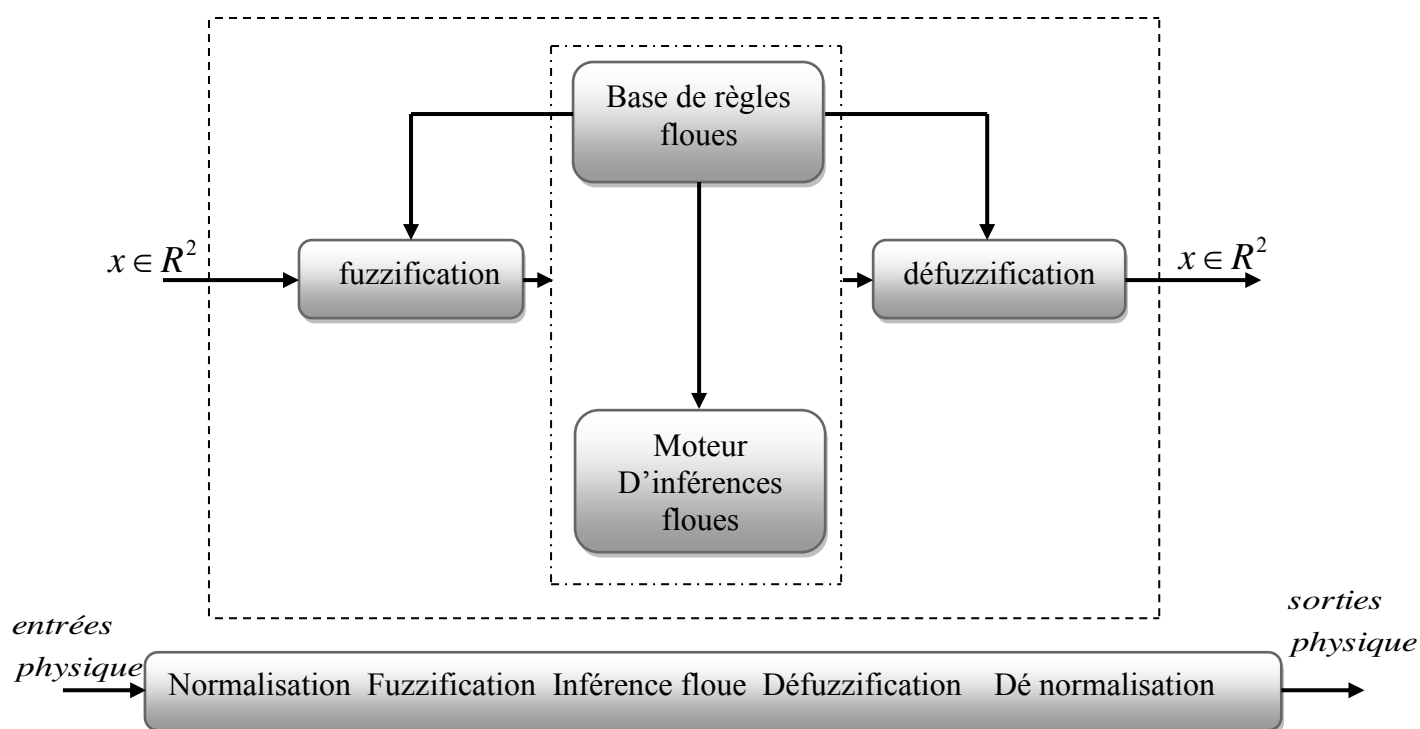


Figure II.6: Schéma synoptique général d'un contrôleur flou [OUG 09].

II.3.2.1 FUZZIFICATION

L'objectif de la fuzzification est de transformer les grandeurs physiques (numériques) d'entrée en des grandeurs floues (termes linguistiques ou Symboliques) qui peuvent être traitées par les inférences; c'est-à-dire que les grandeurs physiques d'entrée sont réduites à des grandeurs normalisées dans une plage de variation, souvent $[1,-1]$, appelée univers de discours. Ensuite, les grandeurs normalisées sont converties en des ensembles flous qui sont représentés par des fonctions d'appartenances avec des valeurs linguistiques. Le nombre d'ensembles dépend de la résolution et l'intervention du réglage désiré. Dans la littérature de la commande floue, deux approches de fuzzification sont généralement utilisées, à savoir : la fuzzification singleton et la fuzzification non-singleton [OUG 09].

II.3.2.2 REGLES DE CONTROLE

Les systèmes basés sur la logique floue utilisent généralement la connaissance humaine sous forme de règles du type (Si *prémisse* Alors *conclusion*). La prémisse de la règle (l'antécédent) est constituée des conditions qu'il faut satisfaire afin de réaliser la conclusion de la règle (la conséquence) [OUA 09].

II.3.2.3 INFERENCE DES REGLES FLOUS

L'inférence floue ou la logique de prise de décision est le cœur du contrôleur flou qui possède la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire (inférer) les actions de la commande floue à l'aide de l'implication floue et des règles d'inférences de la logique floue. On applique les règles d'inférence sur les variables floues issues de la fuzzification pour créer et déterminer les nouvelles variables floues de sortie (la commande du système), en se basant sur des opérations floues appliquées aux fonctions d'appartenances.

Il existe plusieurs possibilités pour réaliser les opérateurs flous qui s'appliquent aux fonctions d'appartenances. On introduit la notion de mécanisme ou méthode d'inférence, qui dépend des relations utilisées pour réaliser les différents opérateurs dans une inférence permettant ainsi un traitement numérique de cette dernière. Pour le réglage par la logique floue, on utilise en général l'une des trois méthodes suivantes:

- Méthode d'inférence Max-Min (Méthode de Mamdani).
- Méthode d'inférence Max-Produit (Méthode de Larsen).
- Méthode d'inférence Somme-Produit

Le tableau suivant résume la façon utilisée par ces trois méthodes d'inférence pour représenter les trois opérateurs de la logique floue «*ET, OU, et ALORS*»

Tableau. II.1: Méthode usuelles de l'inférence floue.

Opérateurs flous Méthode d'inférence	Et	Ou	Alors
Max - Min	Minimum	Maximum	Minimum
Max - produit	Minimum	Maximum	produit
Somme - produit	produit	Moyenne	produit

II.3.2.4 DEFUZZIFICATION

La défuzzification consiste à transformer les informations floues établies par le mécanisme d'inférence (loi de commande) en des grandeurs numériques (valeurs physiques); c'est-à-dire que les ensembles flous résultants de l'inférence sont convertis en des valeurs numériques; ensuite, ces valeurs sont dénormalisées et appliquées au processus. On distingue plusieurs méthodes de défuzzification: méthode de maximum, méthode de la moyenne des maxima, méthode du centre de gravité, méthode des hauteurs pondérées et celle des hauteurs pondérées modifiés. La méthode la plus fréquemment utilisée reste celle des centres de gravité [OUA 09].

II.4 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté une synthèse des théories de deux commandes déférentes qu'on va appliquer indépendamment sur la machine synchrone a aiment permanent.

En premier lieu, nous avons commencé parla théorie de la commande vectorielle en utilisant un régulateur proportionnel intégral. En deuxième lieu, nous avons présenté la commande par la logique floue basée sur les régulateurs flous, où nous avons présenté les notions théoriques de la logique floue, exposé l'ensemble flou, les fonctions d'appartenances, les variables linguistiques, et les opérateurs employés dans ce type de commande.

CHAPITRE III: APPLICATION DES COMMANDES PROPOSEES

III.1 INTRODUCTION

La commande des machines synchrones à aimant permanent est difficile du fait qu'il existe un couplage complexe entre le flux et le couple. Cette difficulté a encouragé le développement de plusieurs techniques de commande afin que ces machines se comportent comme des machines à courant continu, caractérisées par un découplage naturel de la vitesse et du couple. Parmi ces techniques de commande, la commande vectorielle, commande par logique floue et la commande par mode glissant [Nour ben].

III.2 APPLICATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE SUR LA MSAP

Le principe de la commande vectorielle permet de modéliser la machine synchrone comme une machine à courant continu, par application de cette nouvelle technique de commande. Ceci concilie les avantages des propriétés du moteur à courant continu et de l'absence du collecteur mécanique. Le contrôle du couple d'une machine alternative nécessite un contrôle en phase et en amplitude des courants d'alimentation d'où le nom de contrôle vectoriel. Pour réaliser un contrôle similaire à celui des machines à courant continu à excitation séparée, il est nécessaire de maintenir le courant i_d nul et de réguler la vitesse ou la position par le courant i_q via la tension v_q .

$$I_{ds} = 0 \rightarrow I_{qs} = I_s \quad (\text{III.1})$$

Donc :

$$\Phi_d = \Phi_f$$

La forme du couple électromagnétique est donnée par:

$$C_e = \frac{3}{2} p \Phi_f I_{qs} \quad (\text{III.2})$$

Comme le flux Φ_f est constant, le couple est directement proportionnel à I_{qs} .

Donc :

$$C_e = K_t I_{qs} \quad (\text{III.3})$$

$$\text{Ou : } K_t = \frac{3}{2} p \Phi_f \quad (\text{III.4})$$

Nous constatons que l'équation du couple est analogue à celle du couple de la machine à courant continu à excitation séparée et qu'un contrôle indépendant du couple et du flux est établi.

III.2.1 DECOUPLAGE

Le modèle de la machine synchrone dans le référentiel de Park conduit à un système d'équations différentielles où les courants I_{ds} , I_{qs} ne sont pas indépendants l'un de l'autre. Ils sont reliés par des termes non linéaires $\omega L_{qs} I_{qs}$, $\omega L_{ds} I_{ds}$.

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + L_{ds} \frac{d}{dt} I_{ds} - \omega L_{qs} I_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + L_{qs} \frac{d}{dt} I_{qs} + \omega L_{ds} I_{ds} + \omega \Phi_f \\ j \frac{d}{dt} \omega = C_e - C_r - f \omega \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Avec

$$\omega = \omega_r p$$

$$C_e = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) I_{ds} I_{qs} + \Phi_f I_{qs}]$$

Ce couplage est éliminé par une méthode de compensation. Cette dernière méthode consiste à faire ajouter des termes afin de rendre les axes d et q complètement indépendants [BOU 14].

III.2.2 DECOUPLAGE PAR COMPENSATION

La compensation donc a pour but de découpler les axes d et q . Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs. Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande [BOU 14].

e_d , e_q représente dans la Figure III.1 telle que:

$$\begin{cases} V_{ds} = V_{d1} - e_d \\ V_{qs} = V_{q1} + e_q \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{d1} = R_s I_{ds} + L_{ds} \frac{d}{dt} I_{ds} \\ V_{q1} = R_s I_{qs} + L_{qs} \frac{d}{dt} I_{qs} \end{cases} \quad (III.7)$$

Et :

$$\begin{cases} e_d = \omega L_{qs} I_{qs} \\ e_q = \omega L_{ds} I_{ds} + \omega \Phi_f \end{cases} \quad (III.8)$$

On a donc les courants I_{ds} et I_{qs} sont découplés. Le courant I_{ds} ne dépend que de V_{d1} et I_{qs} ne dépend que V_{q1} , à partir de l'équation (III.7) les courants I_{ds} et I_{qs} s'écrivent de la façon suivante:

$$\begin{cases} I_{ds} = \frac{V_{d1}}{R_s + s L_{ds}} \\ I_{qs} = \frac{V_{q1}}{R_s + s L_{qs}} \end{cases} \quad (III.9)$$

S : opérateur de Laplace.

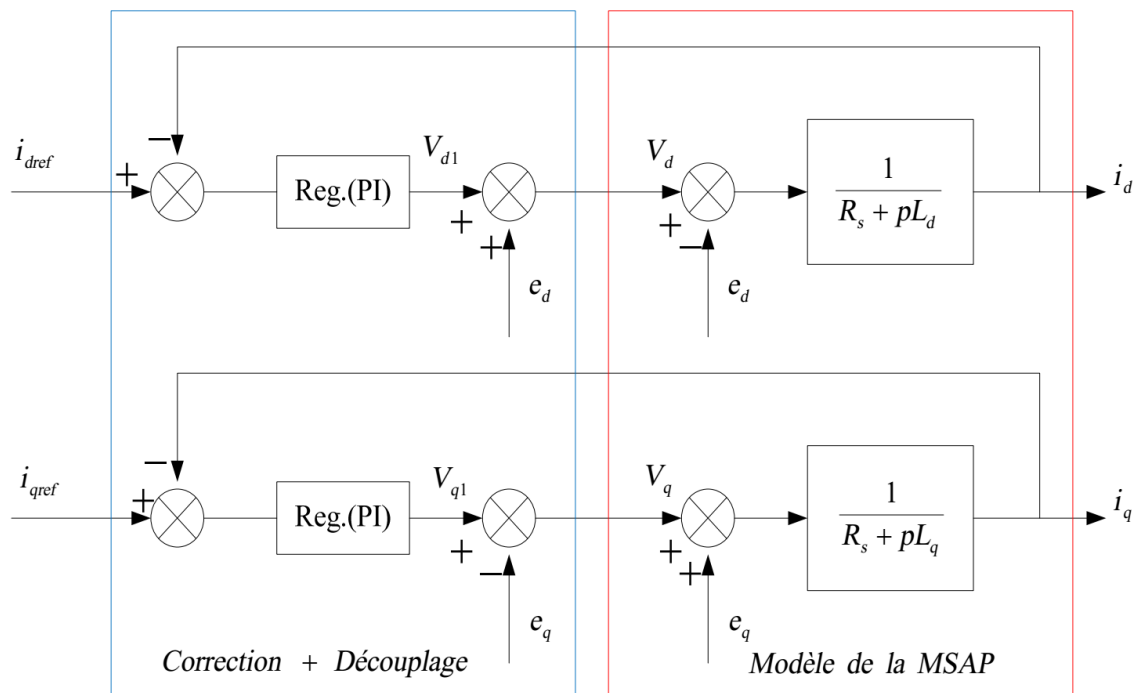


Figure III.1: Découplage par compensation.

Les actions sur les axes d et q sont donc découplées :

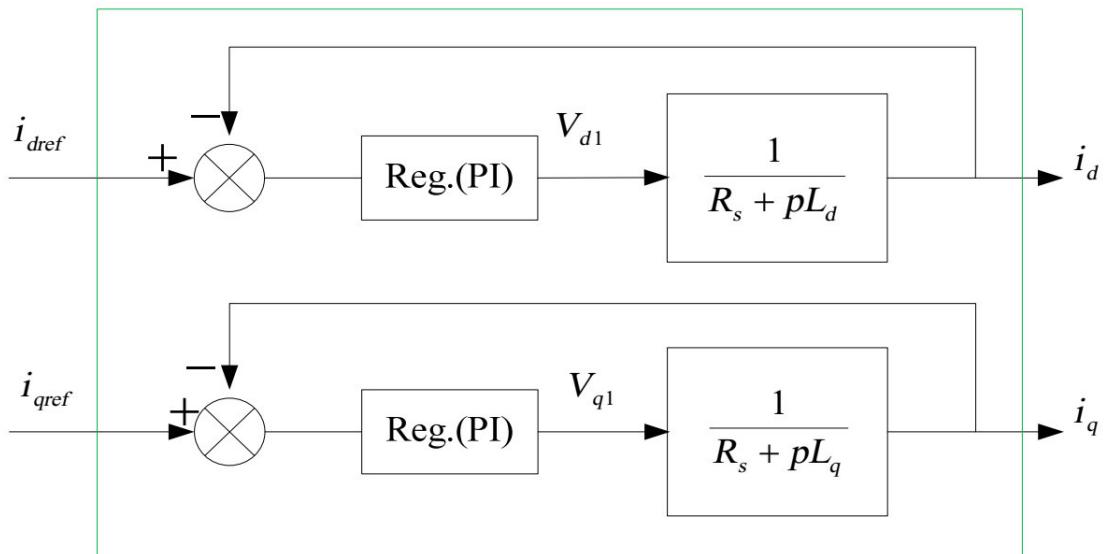


Figure III.2: Commande découplée.

III.2.3 DESCRIPTION DU SYSTEME GLOBAL

La machine étant découplée selon deux axes (d, q), la régulation sur l'axe d est faite par une seule boucle, tandis que la régulation sur l'axe q est faite par deux boucles en cascade l'une interne pour réguler le courant et l'autre externe pour réguler la vitesse.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe, la sortie de son régulateur et permet de générer le courant de référence i_q^* qui est comparé à la valeur du courant i_q issue de la mesure des courants réels et leur erreur appliqué à l'entrée du régulateur du courant i_q . En parallèle avec cette boucle, on trouve une boucle de régulation du courant i_d qui est maintenue à zéro.

Les sorties des régulateurs de courant i_d et i_q sont appliquées à un bloc de découplage qui permet de générer les tensions de référence V_d^* V_q^* , et par passage du repère (a, b, c) les tensions de référence V_a, V_b, V_c de la commande MLI Vectorielle (SVM) de l'onduleur de tension.

La Figure III.3 représente le schéma global de la commande vectorielle en vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d, q).

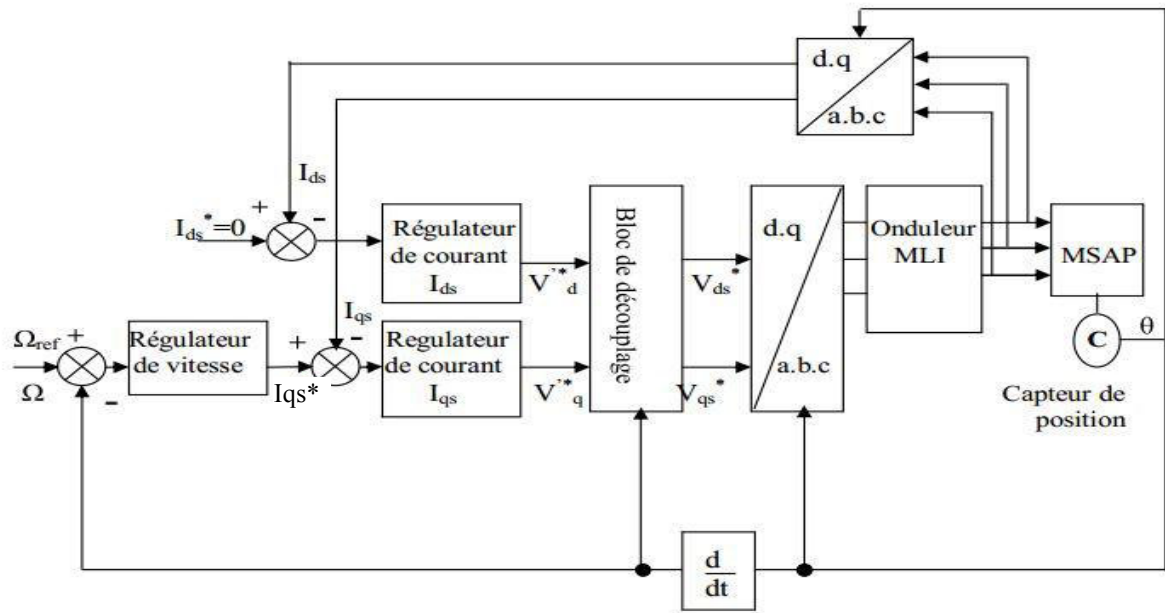


Figure III.3: Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.

III 2.4 CALCUL DES REGULATEURS

Le rôle des régulateurs est de maintenir une grandeur de sortie égale à la grandeur de référence imposée malgré la présence des perturbations internes ou externes.

Lorsque le découplage entre l'axe d et l'axe q est réalisé, la régulation est effectuée à l'aide des régulateurs de type proportionnel – intégral (PI). L'action intégrale a pour effet de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée. L'action proportionnelle permet le réglage de la rapidité du système.

Le régulateur (PI) est la mise en parallèle des actions proportionnelle et intégrale, figure(III.4).

La relation entre la sortie $u_r(t)$ et le signal d'erreur $\varepsilon(t)$ est donnée par la relation suivante :

$$u_r(t) = k_p \varepsilon(t) + k_i \int_0^t \varepsilon(t) dt \quad (III.10)$$

C'est-à-dire :

$$\frac{u_r(p)}{\varepsilon(p)} = k_p + \frac{k_i}{p} \quad (III.11)$$

Où :

k_p : gain proportionnel,

k_i : gain intégrale

Le régulateur PI est donné par la figure suivante :

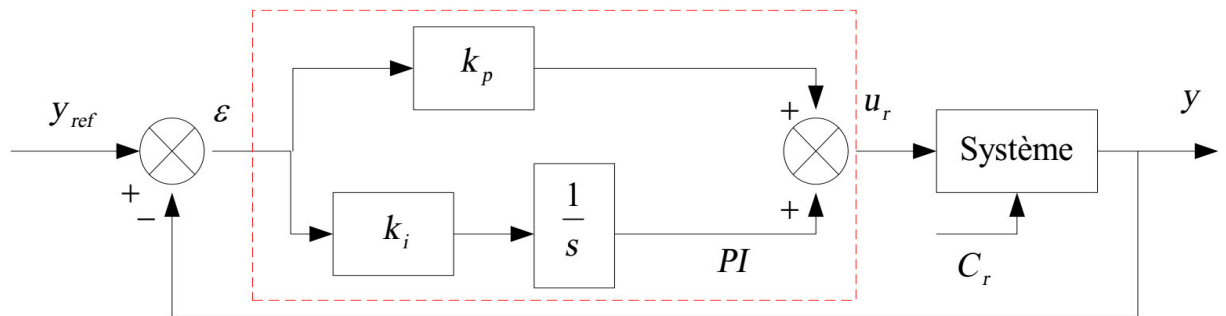


Figure III.4: Régulateur PI

La fonction de transfert sera :

$$u_r = \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) \varepsilon \tag{III.12}$$

On peut aussi écrire le régulateur sous la forme suivante :

$$PI \rightarrow \frac{u_r}{\varepsilon} = \frac{1+sT_1}{sT_2} \tag{III.13}$$

Avec :

$$\begin{cases} k_p = \frac{T_1}{T_2} \\ k_i = \frac{1}{T_2} \end{cases} \tag{III.14}$$

III.2.4.1 REGULATION DU COURANT i_q :

Selon l'équation (III.9) et (III.13), on aboutit au schéma de la Figure III.5.

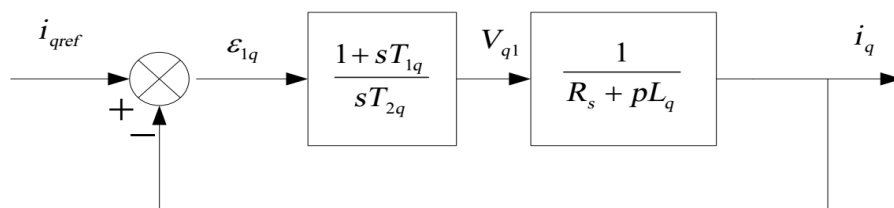


Figure III.5: Boucle de régulation du courant i_q .

La fonction de Transfer en boucle ouvert (FTBO) de la Figure (III.5) est :

$$FTBO = \frac{1+sT_{1q}}{sT_{2q}(R_s+sL_q)} = \frac{1+sT_{1q}}{sT_{2q}R_s(1+s\frac{L_q}{R_s})} \quad (III.15)$$

Par l'utilisation de la méthode de compensation des pôles, on aura :

$$1 + sT_{1q} = 1 + s\frac{L_q}{R_s} \quad (III.15)$$

Ce qui se traduit par la condition :

$$T_{1q} = \frac{L_q}{R_s} \quad (III.16)$$

Avec :

$$\tau_q = \frac{L_q}{R_s} : \text{Constante de temps électrique de l'axe } q.$$

Après compensation l'équation (III.15), se réduit à :

$$FTBO = \frac{1}{sR_sT_{2q}} \quad (III.17)$$

La fonction de Transfer en boucle fermé (FTBF) est donnée par :

$$FTBF = \frac{FTBO}{1+FTBO} \quad (III.18)$$

$$FTBF = \frac{1}{1+sR_sT_{2q}} \quad (III.19)$$

L'équation (III.19) peut être imposée de la forme $\left(\frac{1}{1+s\tau_q}\right)$

Par identifications on trouve :

$$\tau_q = R_sT_{2q} \rightarrow T_{2q} = \frac{\tau_q}{R_s} \quad (III.20)$$

En imposant le temps de réponse :

$$T_r = 3\tau_q \text{ (critère de 5\%)} \text{ [BOU 14].} \quad (III.21)$$

$$\text{Donc : } T_{2q} = \frac{T_r}{3R_s} \quad (III.22)$$

En remplace l'équation (III.20) dans (III.14), on obtient :

$$k_i = \frac{R_s}{\tau_q} \quad (\text{III.23})$$

Si on remplace l'équation (III.22) dans (III.24), on obtient finalement :

$$\begin{cases} k_p = \frac{3L_q}{T_r} \\ k_i = \frac{3R_s}{T_r} \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

III.2.4.2 REGULATION DU COURANT i_d :

La boucle de régulation sur l'axe d est présentée par la figure suivante :

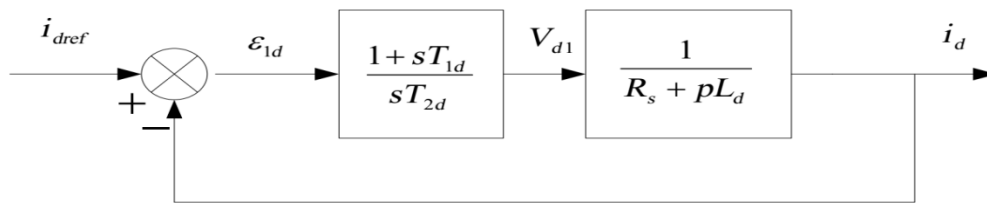


Figure III.6: Boucle de régulation du courant i_d .

Pour la régulation du courant i_d , on suit la même procédure utilisée pour la régulation du courant i_q . La FTBO est exprimée par :

$$FTBO = \frac{1 + sT_{1d}}{sT_{2d}(R_s + sL_d)} = \frac{1 + sT_{1d}}{sT_{2d}R_s(1 + s\frac{L_d}{R_s})} \quad (\text{III.25})$$

$$T_{1d} = \frac{L_d}{R_s} \quad (\text{III.26})$$

On remplace l'équation (III.26) dans (II.25). La FTBF devient :

$$FTBF = \frac{1}{1 + sR_sT_{2d}} = \frac{1}{1 + s\tau_d} \quad (\text{III.27})$$

Par identifications on trouve :

$$\tau_d = R_sT_{2d} \rightarrow T_{2d} = \frac{\tau_d}{R_s} \quad (\text{III.28})$$

En imposant le temps de réponse en boucle fermée $Tr = 3\tau_d$, il vient :

$$T_{2d} = \frac{T_r}{3R_s} \quad (\text{III.29})$$

$\tau_d = \frac{L_d}{R_s}$: Constante de temps électrique de l'axe d de la machine.

III 2.4.3 REGULATION DE VITESSE

Le processus à commander est décomposé en deux sous système :

- Sous système du réglage de courant i_q donc du couple aussi.
- Sous système de la partie mécanique.

La boucle de régulation de la vitesse est représentée par la figure ci-dessous :

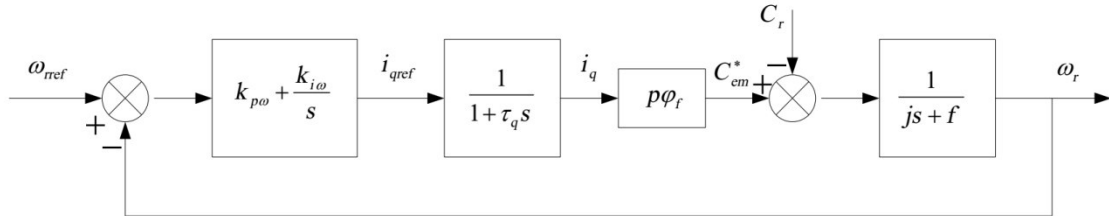


Figure III.7: Boucle de régulation de vitesse.

La boucle de régulation de vitesse Figure (III.7) peut être simplifiée par la Figure (III.8) :

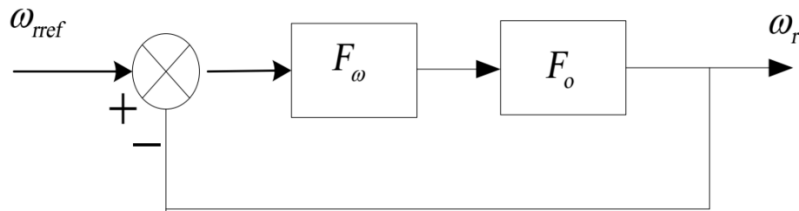


Figure III.8: Boucle de régulation de vitesse.

$F_ω(s)$: La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par :

$$F_ω(s) = k_{pω} + \frac{k_{iω}}{s} = \frac{1 + T_{1ω}}{T_{2ω}} \tag{III.31}$$

$$\text{Ou : } \begin{cases} k_{pω} = \frac{T_{1ω}}{T_{2ω}} \\ k_{iω} = \frac{1}{T_{2ω}} \end{cases} \tag{III.32}$$

- $F_o(s)$: La fonction de transfert en boucle ouverte pour $C_r=0$, est donnée par :

$$F_o(s) = \frac{pφ_f}{f(1+sτ_q)+(1+sτ_m)} \tag{III.33}$$

$τ_m = \frac{J}{f}$: Constant mécanique de la machine.

La FTBF est donnée par :

$$FTBF = \frac{F_0 F_\omega}{1 + F_0 F_\omega} \quad (\text{III.34})$$

Après les calculs on trouve:

$$FTBF(s) = \frac{p\phi_f(k_{p\omega}s + k_{i\omega})}{J\tau_q s^3 + (J + f\tau_q)s^2 + (p\phi_f k_{p\omega} + f)s + p\phi_f k_{i\omega}} \quad (\text{III.35})$$

Si on néglige $(J\tau_q)$ et $(f\tau_q)$ devant (J) , le polynôme caractéristique de cette fonction devient:

$$P(s) = Js^2 + (p\phi_f k_{p\omega} + f)s + p\phi_f k_{i\omega} \quad (\text{III.36})$$

La FTBF possède une dynamique de 2ème ordre, par identification à la forme canonique du 2ème ordre dont l'équation caractéristique est représentée comme suit :

$$\frac{1}{\omega_0} p^2 + \left(\frac{2\zeta}{\omega_0}\right) p + 1 = 0 \quad (\text{III.37})$$

Où :

ω_0 : Pulsation propre du système,

ζ : Facteur d'amortissement.

Par identification terme à terme entre l'équation (II.36) et (II.37) on trouve :

$$\begin{cases} k_{p\omega} = \frac{2J\zeta - f}{p\phi_f} \\ k_{i\omega} = \frac{\omega_0^2 J}{p\phi_f} \end{cases} \quad (\text{III.38})$$

Pour la détermination des caractéristiques du régulateur, on choisit un facteur d'amortissement égal à 0.7 et on définit la pulsation des oscillations non amorties à partir de la dynamique souhaitée.

III.2.5 BLOC DE SIMULATION

La figure (III.9) représente le schéma bloc de simulation de la commande vectorielle de la MSAP, elle comporte : le bloc de la machine MSAP, le bloc des régulateur PI, le bloc de découplage et le bloc de la transformé de PARK inverse générant les tensions de référence.

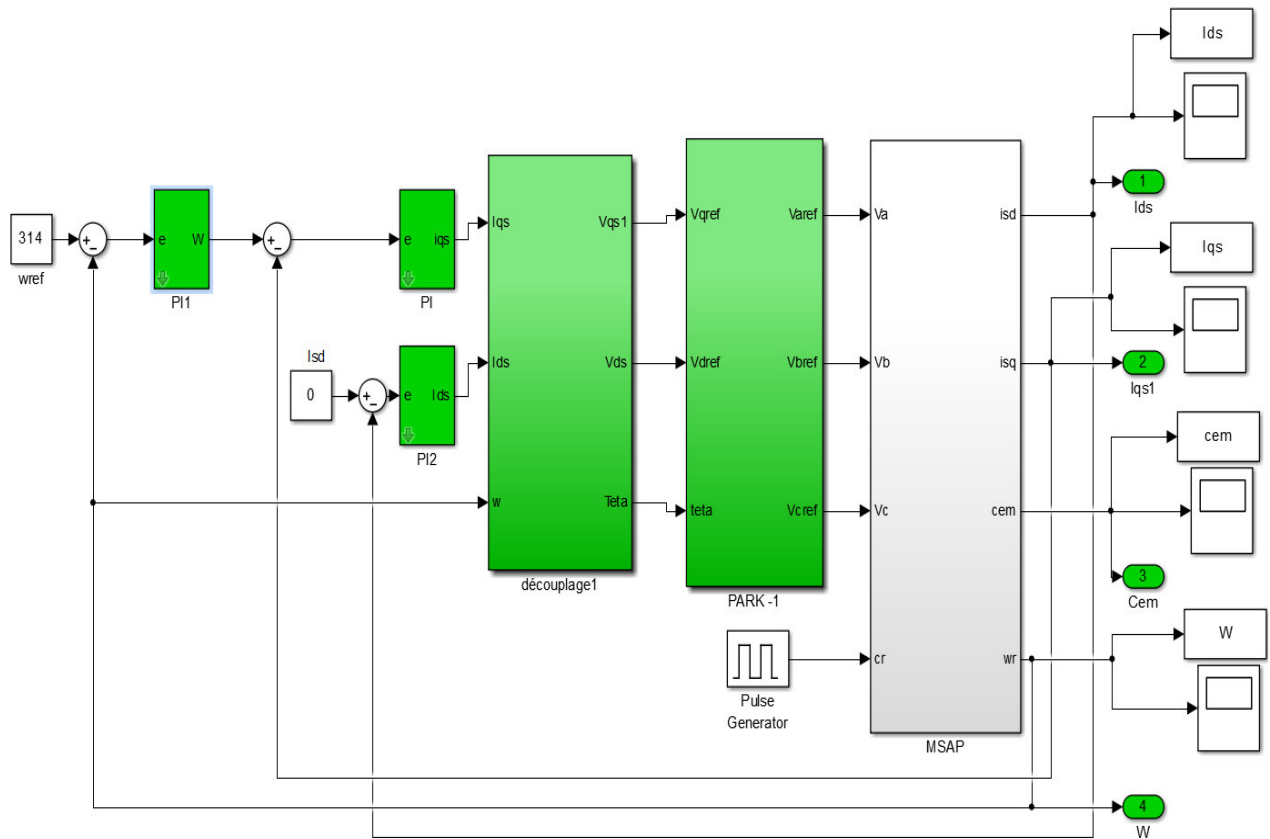


Figure III.9 : Le schéma bloc de simulation de la commande vectorielle

III.2.6 RESULTAT DE SIMULATION

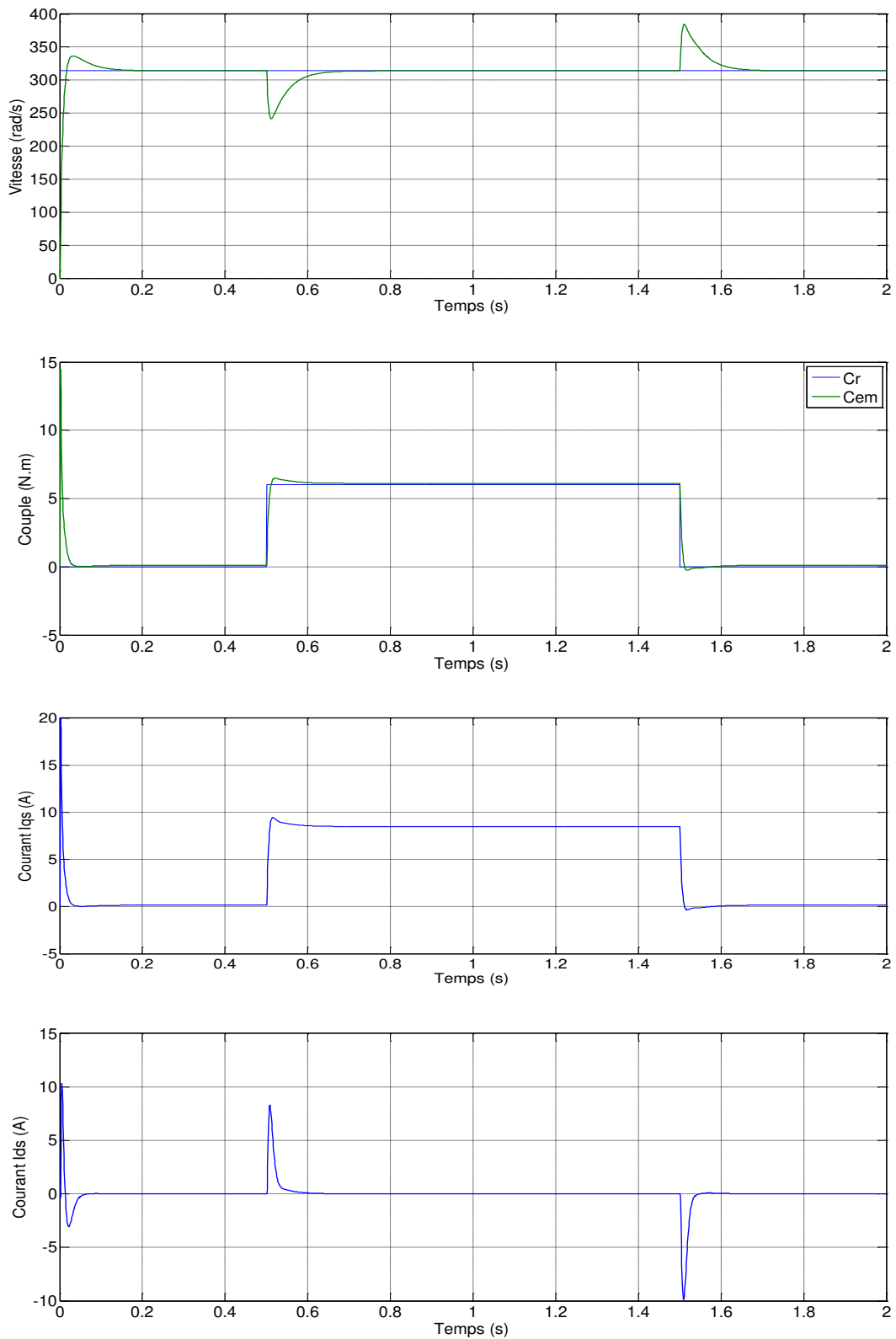


Figure III.10 : L'allure des paramètres de la MSAP lors de la commande vectorielle
Avec application d'une charge de 6 N.m à partir de 0.5s à 1.5s

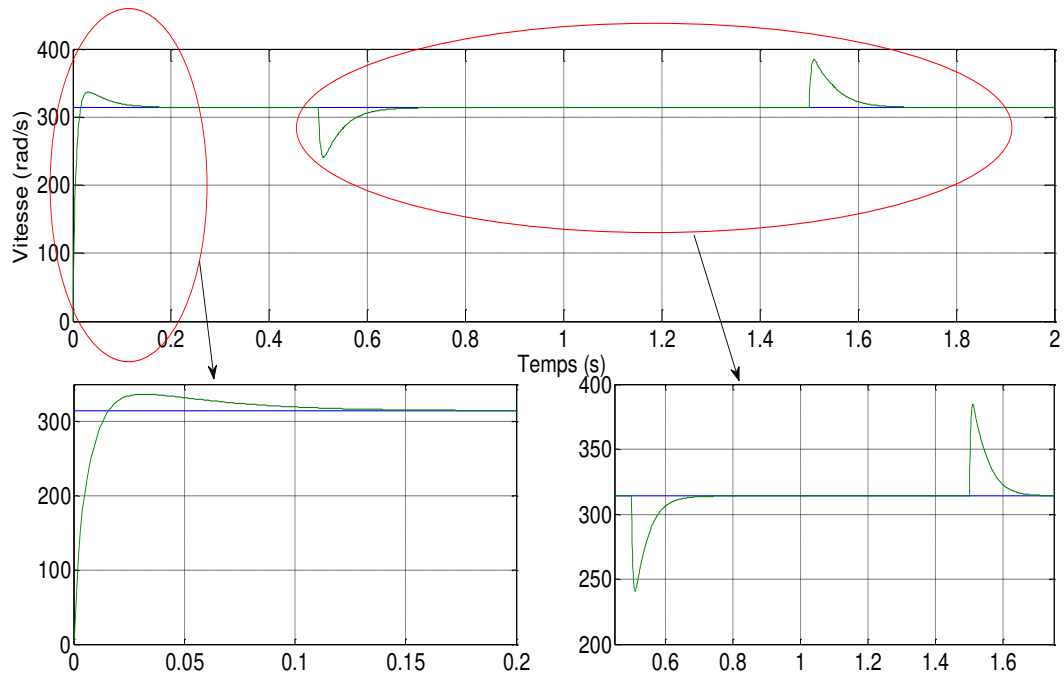


Figure III.11 : Zoom sur la vitesse en fonction du temps avec application d'une charge de 6 N.m à partir de 0.5s à 1.5s (commande vectorielle)

III.2.7 INTERPRETATION DES RESULTATS

La figure III.10 représentent les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge du MSAP, pour un échelon de consigne de 314 rad/s, et suivie d'une application de charge de 6 N.m à partir de $t=0.5s$ à $1.5s$. On remarque que :

- L'allure de la vitesse suit sa référence avec un dépassement pendant le régime transitoire. Après l'application de la charge
 - à l'instant $t=0.5s$, la vitesse présente une chute qui est rejetée, puis rejoint sa valeur de référence.
 - à $t=1.5s$ la vitesse présente une augmentation qui est rejetée aussi, puis rejoint sa valeur de référence.
- Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge,
- La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la machine ($i_d=0$)
- Le courant i_q est l'image du couple.

III.3 APPLICATION DE LA COMMANDE LOGIQUE FLEU A LA MSAP

Cette commande est une solution attractive pour obtenir des résultats performants dans notre système. Nous allons appliquer cette commande non linéaire pour contrôler la puissance mécanique produite (la vitesse et le couple). Pour ce faire, on va utiliser la structure de la commande vectorielle tout en remplaçant le régulateur de vitesse PI par un régulateur flous (régulateur de type Mamdani à sept classes).

- Pour la boucle de vitesse, les variables d'entrées sont :

$$e_N = G1(Wref(k) - W(k)) \quad (III.39)$$

$$de_N = G2(e_N(k) - e_N(k - 1))/T_z \quad (III.40)$$

- La grandeur de sortie génère la variation du courant en quadrature qui après intégration et normalisation donne le courant en quadrature de référence (I_{qsref})

Où :

- T_z : est la période d'échantillonnage.
- $G1, G2, G3$: Sont les gains de normalisation ou facteurs d'échelle « scaling factors ».
- Les facteurs d'échelle sont très importants pour ajuster la sensibilité du régulateur flou et la stabilité du système, ils permettent la normalisation des entrées et de la sortie du régulateur flou dans la plage de l'univers de discours.
- Il faut noter que ses valeurs sont obtenues après des essais exhaustifs jusqu'à obtention des résultats escomptés ou suffisamment précis pour être acceptés [REZ 15].

Le schéma bloc de la commande avec un régulateur flou est illustré par la figure III.12.

De manière analogue, en observant l'erreur de la vitesse ainsi que la variation de cette erreur, notées respectivement e et Δe , on peut obtenir des déductions identiques pour les variations de la sortie ΔU que le contrôleur doit faire suivre au système à l'aide de la trajectoire dans le plan de phase ($e, \Delta e$).

III.3.2 STRUCTURE DE BASE D'UN CONTRÔLEUR FLOU DE VITESSE

La majorité des contrôleurs flous pour les systèmes mono variables simples se composent des entrées du contrôleur flou qui sont généralement l'erreur (la différence entre la consigne et la sortie du processus) et sa variation (traduction de la dynamique de système). La majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani, comme le montre la figure suivante :

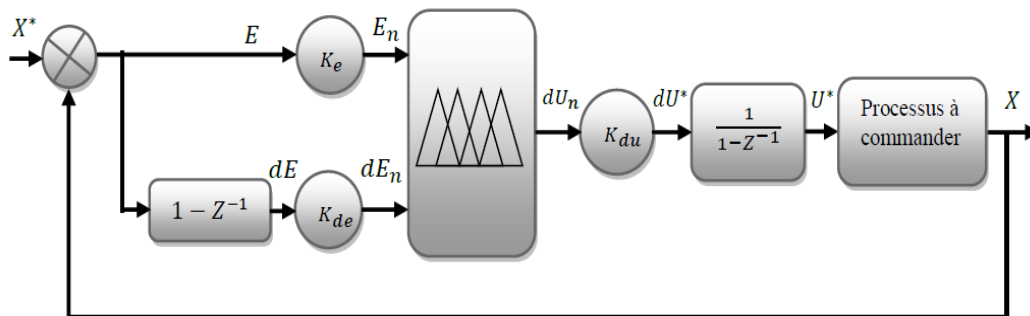


Figure III.14 : Schéma bloc de la structure du contrôleur PI-flou

D'après le schéma ci-dessus, le système de régulation floue (contrôleur flou) se compose essentiellement :

- D'un bloc de calcul de la variation de l'erreur au cours du temps.
- Des facteurs d'échelle ($k_e, k_{de}, et k_{du}$): qui sont des gains de normalisation et dénormalisation. Le choix adéquat de ces derniers permet de garantir la stabilité et l'amélioration des performances dynamiques et statiques ciblées du système à régler; de plus, les gains d'entrées (k_e, k_{de}) réduisent les grandeurs physiques d'entrées dans une plage de variation appelée univers de discours.
- D'un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation. Pour le choix de la forme des fonctions d'appartenance, nous avons opté pour les formes triangulaire et trapézoïdale comme indiquée sur les figures (III 14). Le choix des variables linguistiques sont représentées par : Négatif grand noté **NG** ; Moyen Négatif noté **NM** ; Négatif petit noté

NP; Environ de zéro noté **EZ**; Positif petit noté **PP** ; Positif Moyen noté **PM** ; Positif grand noté **PG**.

- D'un bloc de défuzzification de la variation de la commande. Les sorties du mécanisme d'inférence qui sont des variables floues doivent être reconverties en des grandeurs réelles de sorties pour que le système puisse les utiliser. Dans cette étape, une valeur réelle de la variable de sortie est obtenue en employant la méthode du centre de gravité.

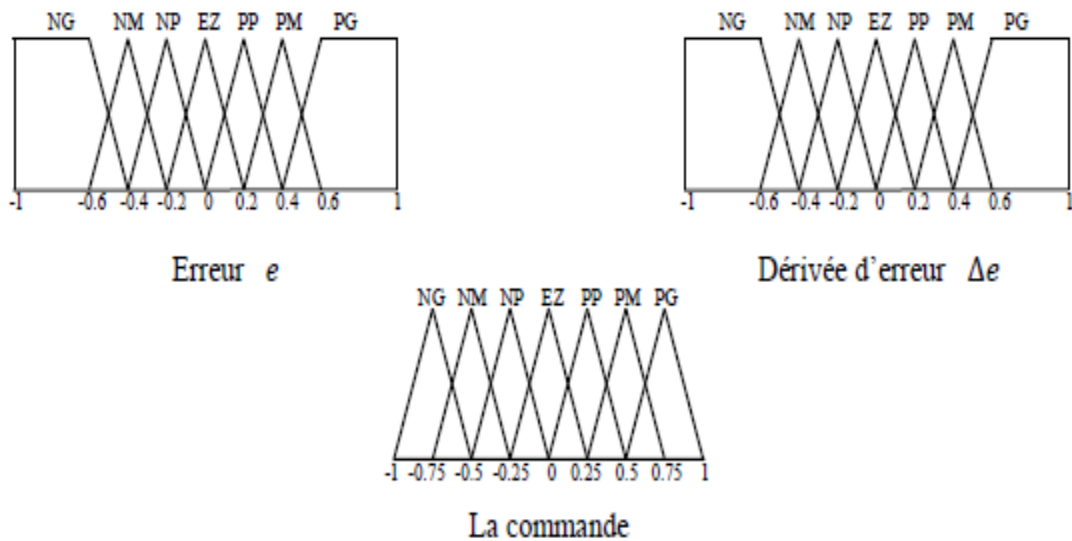


Figure III.15: Les fonctions d'appartenances utilisées par le contrôle.

Les règles d'inférences permettant de déterminer la variable de sortie pour le réglage des courants regroupés dans la table ci-dessous. La méthode d'inférence utilisée est la méthode « min-max » de Mamdani :

- opérateur ET : formation du minimum, - opérateur OU : formation du maximum.
- implication ALORS : formation du minimum, - agrégation : formation du maximum.

Tableau. III.1: Table des règles de décision pour le contrôleur des puissances.

La commande		Erreur						
		NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
Dérivé de l'erreur	NG	NG	NG	NG	NG	EZ	EZ	EZ
	NM	NG	NG	NM	NM	EZ	EZ	EZ
	NP	NG	NG	NP	NP	PP	PP	PM
	EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
	PP	NM	NP	NP	PP	PP	PG	PG
	PM	EZ	EZ	EZ	PM	PM	PG	PG
	PG	EZ	EZ	EZ	PG	PG	PG	PG

- D'un bloc intégrateur utilisé pour intégrer la variation de la commande numérique résultante et de son application au système que nous voulons commande

III.3.3 BLOC DE SIMULATION

La figure (III. 16) représente le schéma bloc de simulation de la commande de vitesse par logique flou de la MSAP, elle comporte : le bloc de la MSAP, le bloc de la transformé de PARK inverse générant les tensions de référence, le bloc de découplage et le régulateur flou de vitesse en plus des régulateurs de courants.

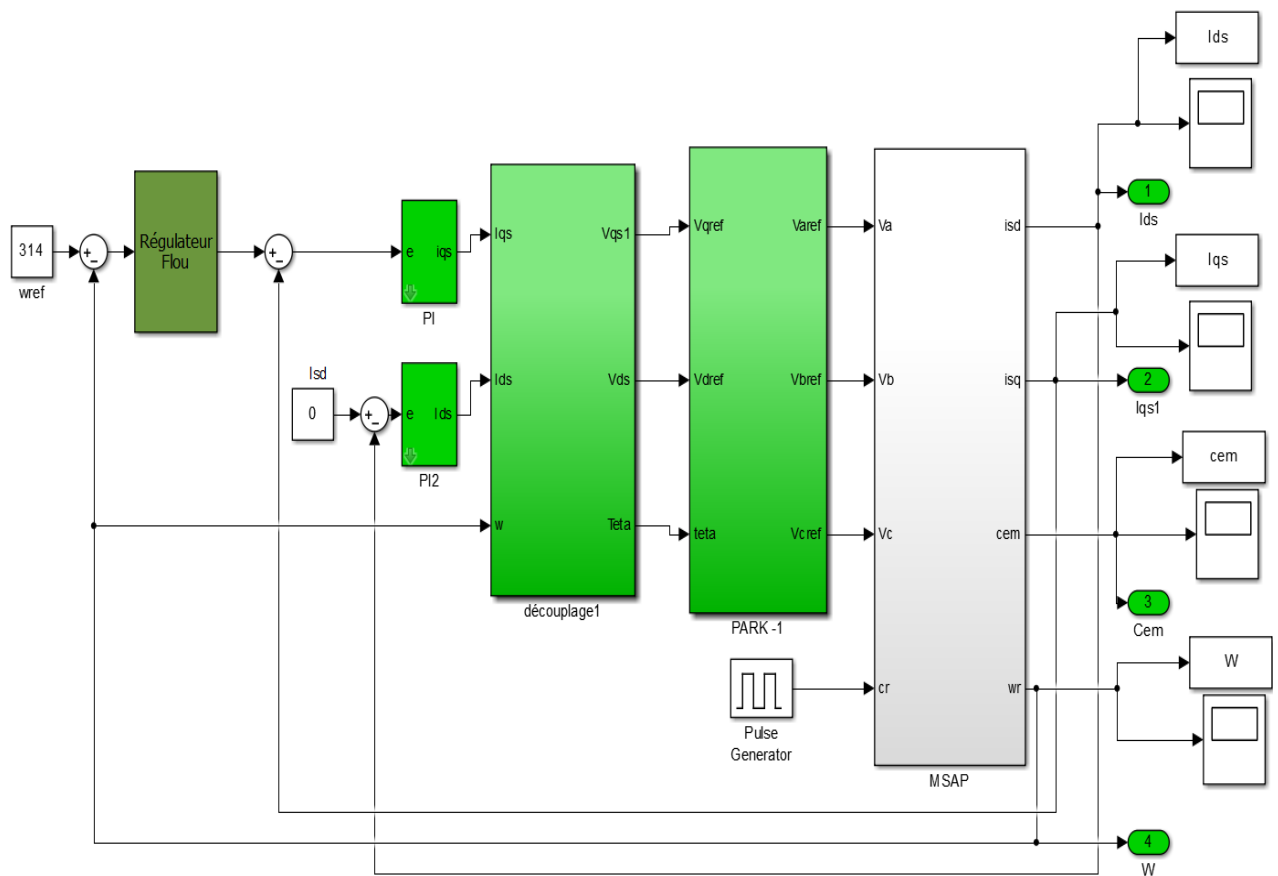


Figure III.16 : Le schéma bloc de simulation de la commande par logique flou

III.3.4 RESULTAT DE SIMULATION

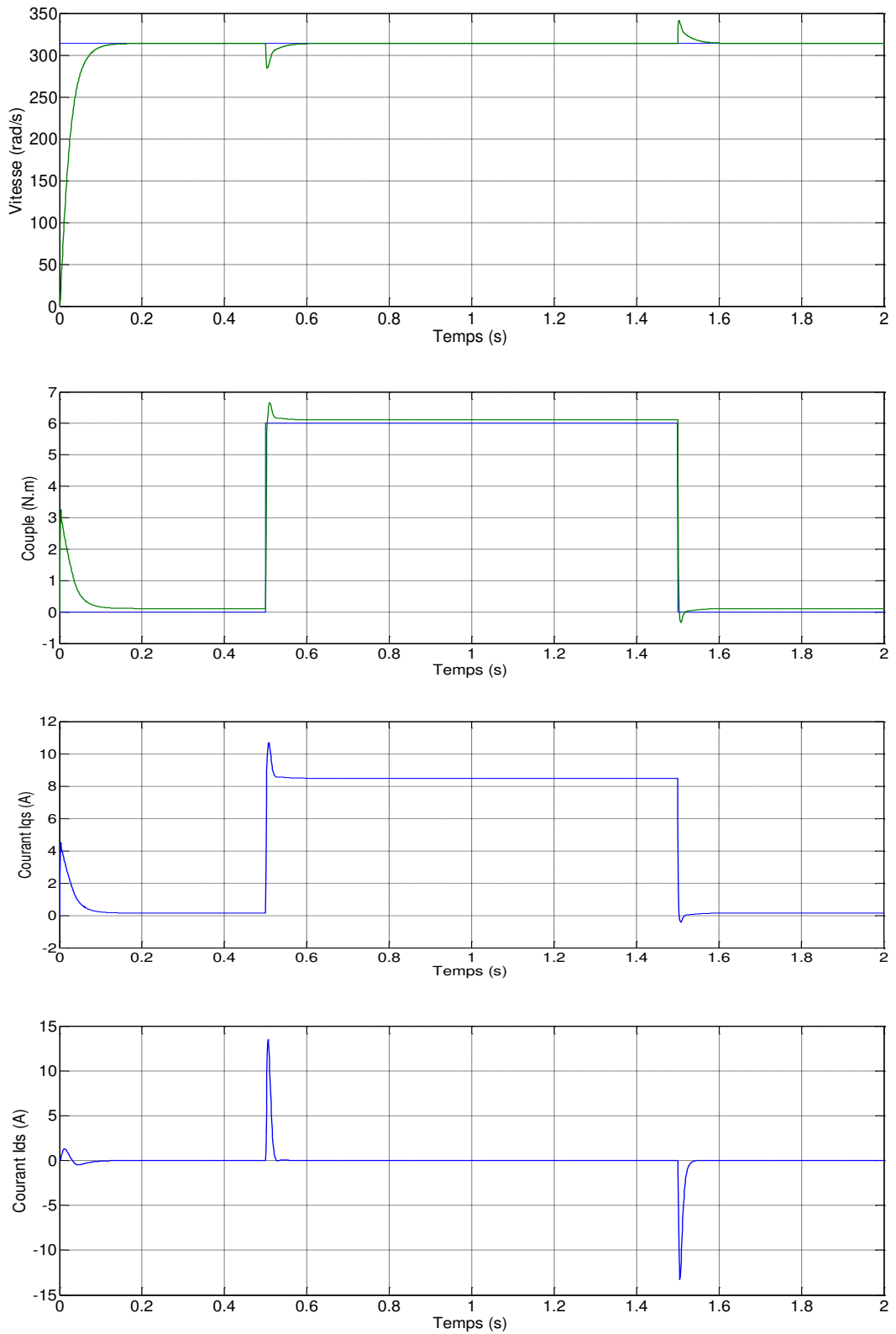


Figure III.16 : Résultat de simulation de la commande par la logique floue
 Avec application d'une charge de 6 N.m à partir de 0.5s à 1.5s

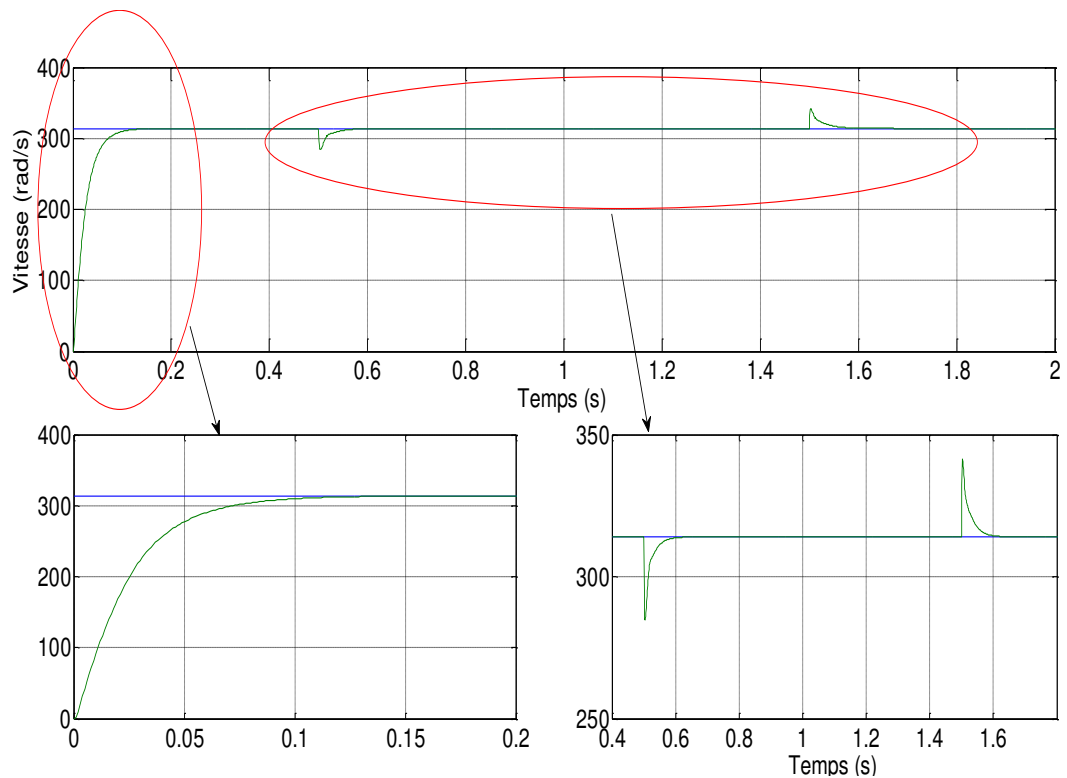


Figure III.17 : Zoom sur la vitesse en fonction du temps avec application d'une charge de 6 N.m à partir de 0.5s à 1.5s (commande floue)

III.3.5 INTERPRETATION DES RESULTATS

La figure III.16 représentent les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge de la MSAP, pour un échelon de consigne de 314 rad/s, et suivie d'une application de charge de 6 N.m à partir de $t=0.5s$ à $1.5s$. On remarque que :

- L'allure de la vitesse suit sa référence sans dépassement pendant le régime transitoire. Après l'application de la charge
 - à l'instant $t=0.5s$, la vitesse présente une chute qui est rejetée, puis rejoint sa valeur de référence.
 - à $t=1.5s$ la vitesse présente une augmentation qui est rejetée aussi, puis rejoint sa valeur de référence.
- Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge,
- La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la machine ($i_d = 0$)
- Le courant i_q est l'image du couple.

III .4 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons appliquée et simulée deux techniques de commande de philosophies différentes pour contrôler indépendamment la vitesse mécanique et le couple électromagnétique : la première c'est la commande vectorielle en utilisant des régulateurs proportionnel intégral. Cette commande est basée sur l'orientation du flux statorique pour simplifier le modèle de la machine et découpler la régulation vitesse et le flux, la deuxième concerne la commande par la logique floue basée sur un régulateur flou.

De façon générale, les résultats de simulation obtenus lors de l'application des deux commandes sur la MSAP, montrent une bonne poursuite de la vitesse et du couple aux valeurs de références correspondantes. Aussi, nous avons constaté que les erreurs de poursuite sont relativement faibles et le découplage entre les deux grandeurs contrôles est toujours maintenu.

CHAPITRE IV : ETUDE COMPARATIVE

IV.1 INTRODUCTION

Pour examiner les deux lois de commandes développées et synthétisées sur notre système considéré dans ce document, nous allons présenter une étude comparative entre ces deux techniques. Cette étude a été reprise dans les mêmes conditions.

IV.2 ETUDE COMPARATIVE ENTRE LES TECHNIQUES DE COMMANDE PROPOSEES

Le but dans cette partie est de réaliser une comparaison entre les deux commandes que nous avons présentées dans les chapitres précédentes. Cette comparaison est réalisée à partir d'une série de tests que nous avons effectués durant les fonctionnements transitoire et permanent du système :

- Le premier test que nous avons réalisé est basé sur les variations de consignes de la vitesse et le couple, cette comparaison est dite : comparaison qualitative pour les variations extérieures.
- Le second test que nous avons effectué consiste à faire varier les paramètres de la machine utilisée, car, en réalité, ces derniers sont soumis à des variations entraînées par différents phénomènes physiques tels que (l'échauffement des résistances, etc..). Cette comparaison est dite : comparaison de robustesse.
- Le dernier test que nous avons défini comprend deux critères; l'un en fonction de la commande appliquée, qu'on peut considérer comme un critère énergétique, l'autre en fonction de l'erreur statique. Cette comparaison est dite : comparaison quantitative.

IV.3 COMPARAISON QUALITATIVE

Cette comparaison est basée sur l'observation des résultats de simulations obtenus par l'application des deux techniques de commandes développées sur le système. Les consignes de la vitesse et du couple proposées sont données sous formes d'échelons alors que la machine est entraînée à vitesse fixe. Cet essai est réalisé dans les mêmes conditions à savoir:

IV 3.1.1 TEST AVEC ECHLON DE VITESSE

- Machine tourne à une vitesse fixe 314 rad/s entre les instants: $t = 0\text{s}$ et $t = 1\text{s}$.
- Machine tourne à une vitesse fixe -314 rad/s entre les instants: $t = 1\text{s}$ et $t = 2\text{s}$.
- Le couple résistant demeure nulle pour ce test.
- la période d'échantillonnage et le temps de simulation sont fixes.

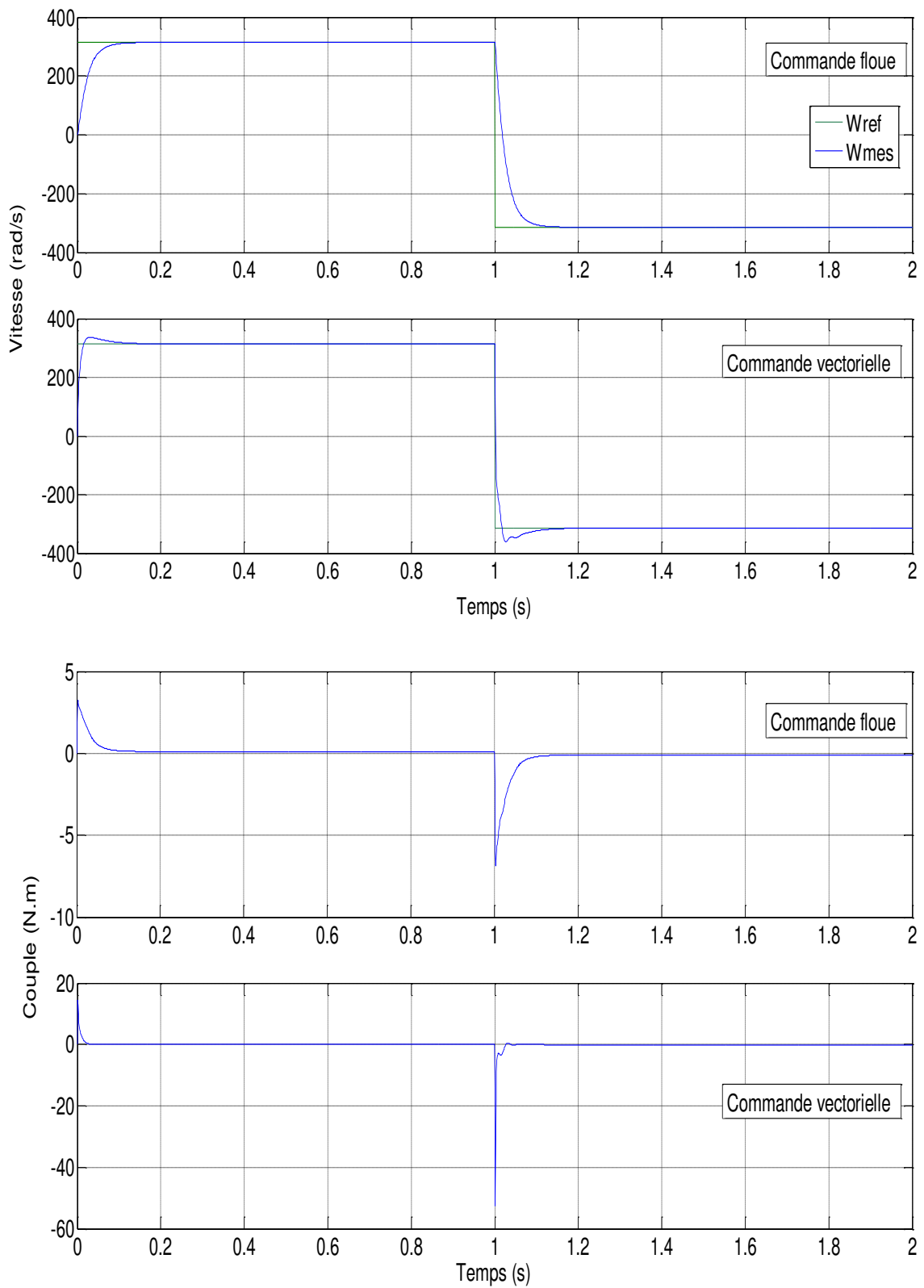


Figure IV.1 : Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation à $t = 1$ s pour la commande vectorielle et la commande floue

IV 3.1.2 INTERPRÉTATION DES RESULTATS

D'après les résultats de simulation montrés sur la figure IV.4, il apparaît clairement que les deux commandes présentent des performances à savoir : les erreurs de poursuite sont faibles avec des dépassements acceptables, les temps de réponses qui caractérisent le régime transitoire sont faibles. Aussi, une amélioration remarquable des résultats obtenus par la logique floue par rapport à la commande par vectorielle est observée, à savoir :

- ✓ un dépassement nul dans le régime transitoire pour la commande par la logique floue par contre la commande vectorielle un dépassement est observé.
- ✓ un temps de réponse plus lent pour le régime transitoire (0,1 pour la commande par la logique floue contre 0,05 pour la commande vectorielle); la même chose pour le temps de changement des consignes.
- ✓ une convergence exponentielle des erreurs vers zéro entre les valeurs de consignes et celles mesurées.
- ✓ une minimisation remarquable d'oscillations des grandeurs régulées et une regagne rapide.

IV 3.1.3 TEST AVEC VARIATION EXTERNE

- Machine tourne à une vitesse fixe 314 rad/s entre les instants: $t = 0\text{s}$ et $t = 2\text{s}$.
- Application d'un couple résistant de 6 N.m entre les instants $t = 0.5\text{s}$ et $t = 1.5\text{s}$.
- la période d'échantillonnage et le temps de simulation sont fixes.

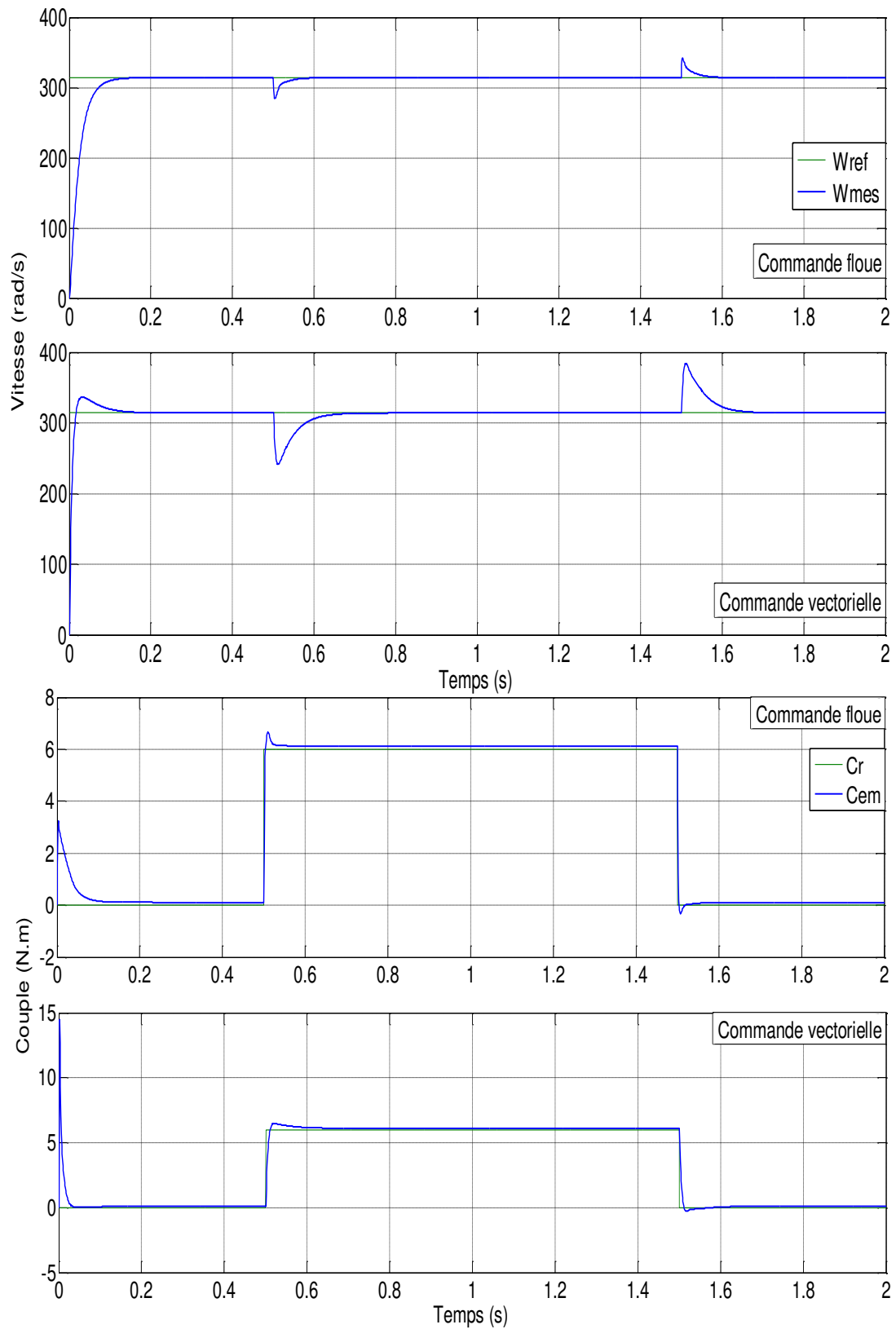


Figure IV.2: Résultats de simulation pour application d'un couple résistant de $6\ N.m$ entre les instants $t = 0.5s$ et $t = 1.5s$ pour les deux commandes.

IV 3.1.4 INTERPRÉTATION DES RESULTATS

Les réponses obtenues avec les deux types de commande montrent que le système commandé par logique floue est plus efficace vis-à-vis de la variation du couple résistant par rapport à la commande vectorielle. On remarque que :

Lors de l'application de la charge ($C_r = 6 \text{ N.m}$ à $t = 0.5 \text{ s}$) une diminution de vitesse est observée qui est rejetée pour les deux commandes, par comparaison la diminution de vitesse dans la commande floue est minimale et plus rapide que par rapport à celle de la commande vectorielle.

Lors de l'enlèvement de la charge ($C_r = 0 \text{ N.m}$ à $t = 0.5 \text{ s}$) une augmentation de vitesse est observée qui est rejetée pour les deux commandes, par comparaison la diminution de vitesse dans la commande floue est minimale et plus rapide que par rapport à celle de la commande vectorielle.

IV.4 COMPARAISON DE ROBUSTESSE

Le dernier test est basé sur l'essai de robustesse des commandes proposées où une étude de l'influence des variations paramétriques de la MSAP sur les performances de celles-ci est menée. Sachant que dans un système réel, ces paramètres sont soumis à des variations entraînées par différents phénomènes physiques (échauffement des résistances, etc ...). Dans cet essai, on a fait varier les paramètres suivants:

- Augmentation de la résistance statorique de 50% à l'instant $t = 1 \text{ s}$.
- Machine tourne à une vitesse fixe 314 rad/s entre les instants: $t = 0 \text{ s}$ et $t = 2 \text{ s}$.
- Application d'un couple résistant de 6 N.m entre les instants $t = 0.5 \text{ s}$ et $t = 1.5 \text{ s}$.
- La période d'échantillonnage et le temps de simulation sont fixes.

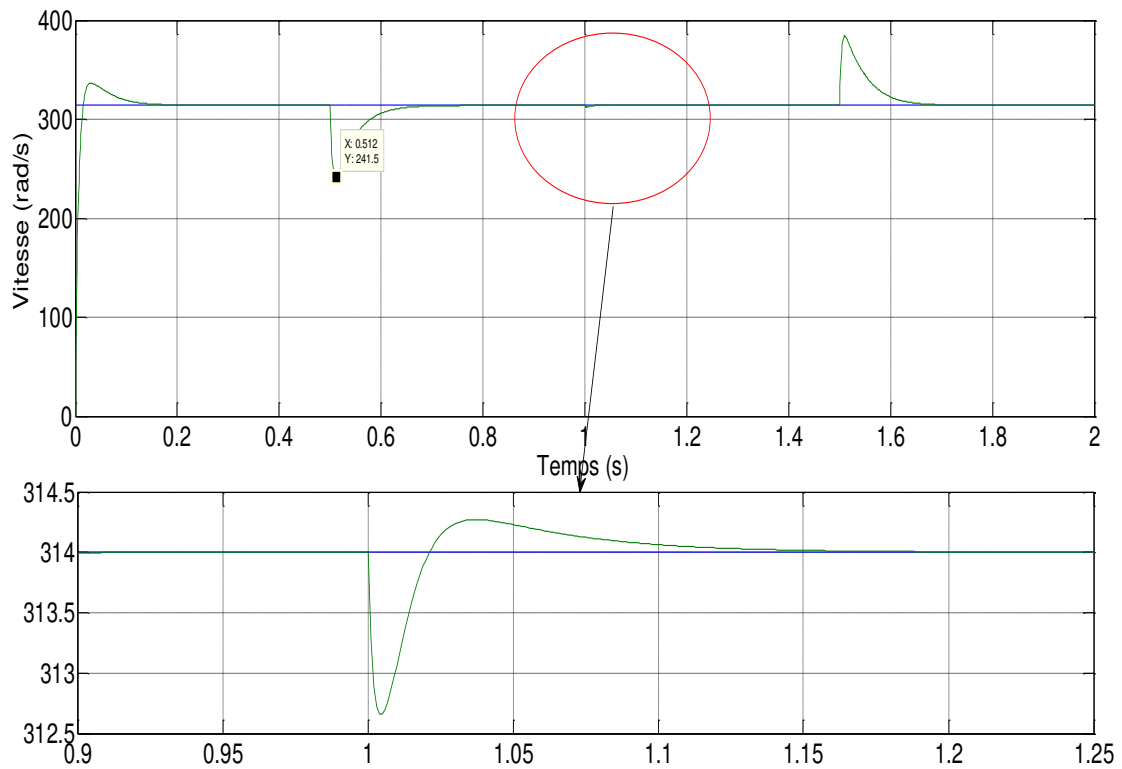


Figure IV.3 : Allure de la vitesse de la MSAP avec $C_r= 6N.m$ de 0.5s à 1.5s et augmentation de R_s de 50% commande vectorielle

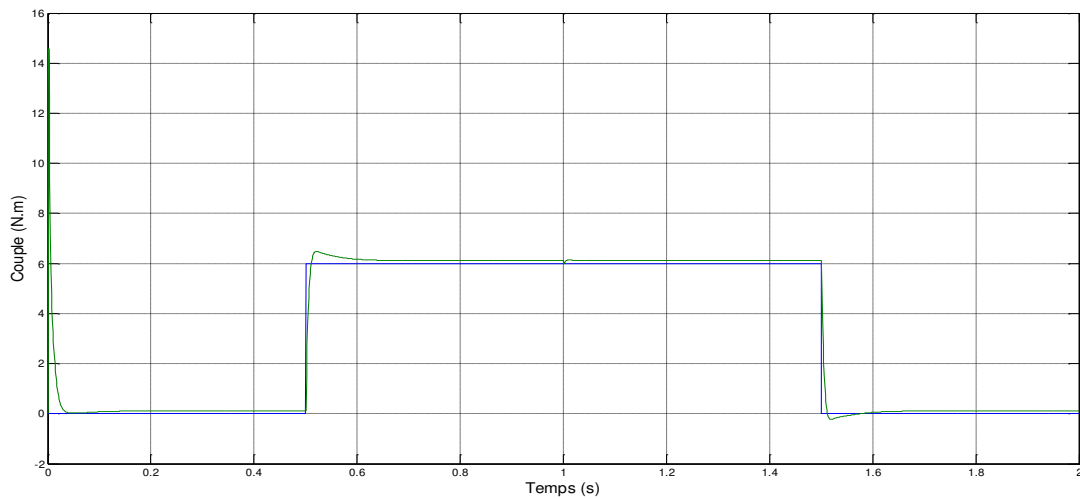


Figure IV.4 : Allure du couple de la MSAP avec $C_r= 6N.m$ de 0.5s à 1.5s et augmentation de R_s de 50% commande vectorielle

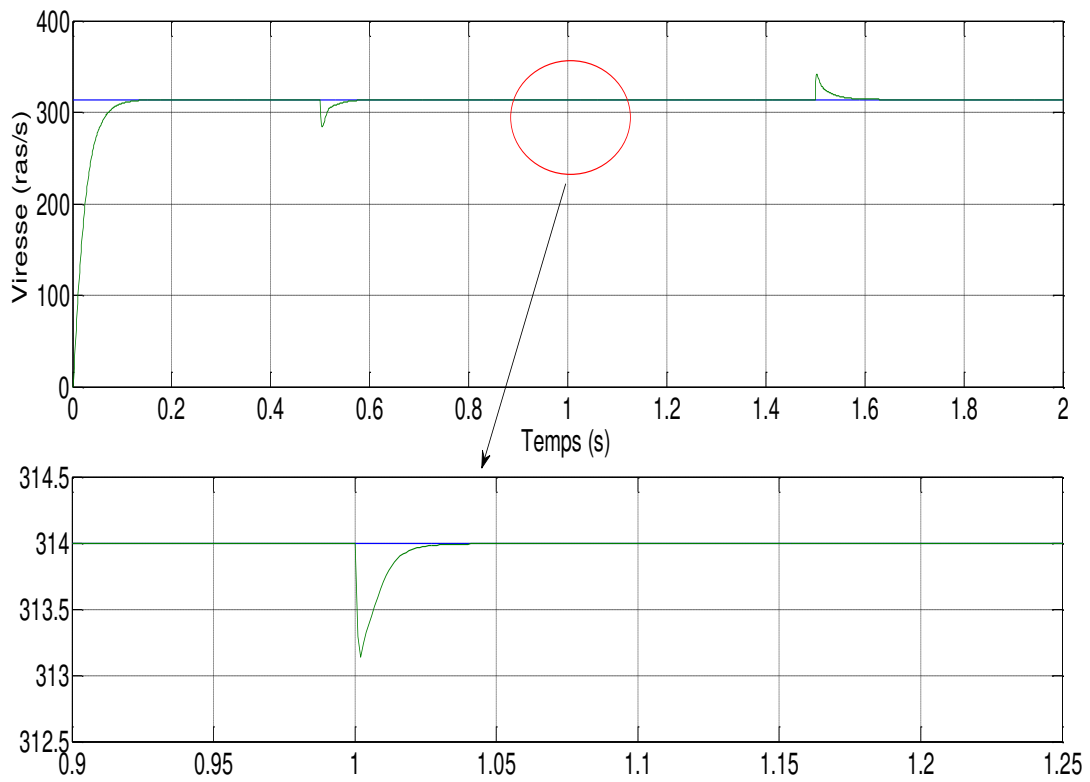


Figure IV.5 : Allure de la vitesse de la MSAP avec $C_r= 6N.m$ de 0.5s à 1.5s et augmentation de R_s de 50% commande floue.

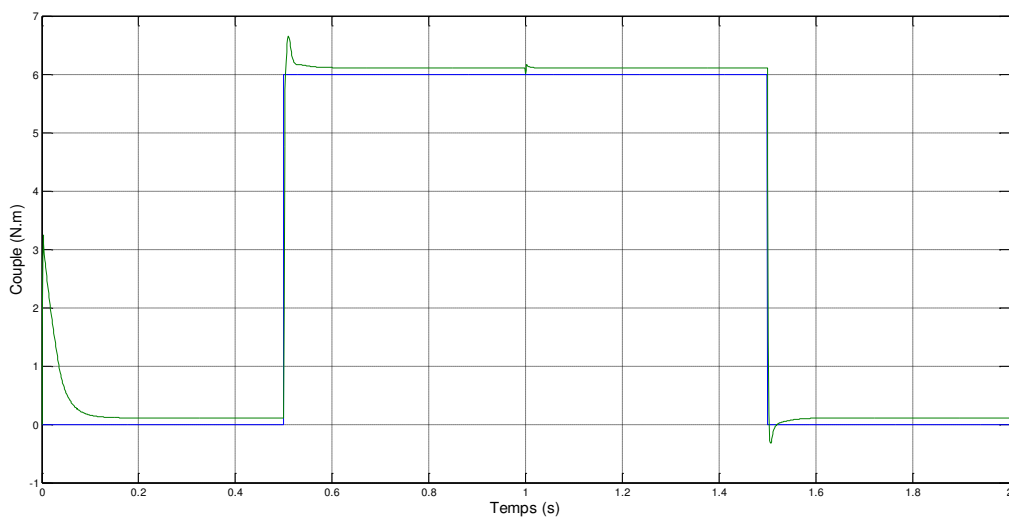


Figure IV.6 : Allure du couple de la MSAP avec $C_r= 6N.m$ de 0.5s à 1.5s et augmentation de R_s de 50% commande floue

IV 4.1 INTERPRETATION DES RESULTATS

Dans cet essai, nous avons visualisé la forme de la vitesse et du couple pour une durée de simulation $T_S = 2s$. Les deux commandes proposées présentent une forte robustesse et assurent des bonnes performances même en présence des petites variations paramétriques avec des perturbations externes; cependant, la commande par logique floue se présente comme la meilleur commande ayant des allures de la vitesse et du couple presque lisses et un bon suivi des allures des consignes par rapport à la commande vectorielle.

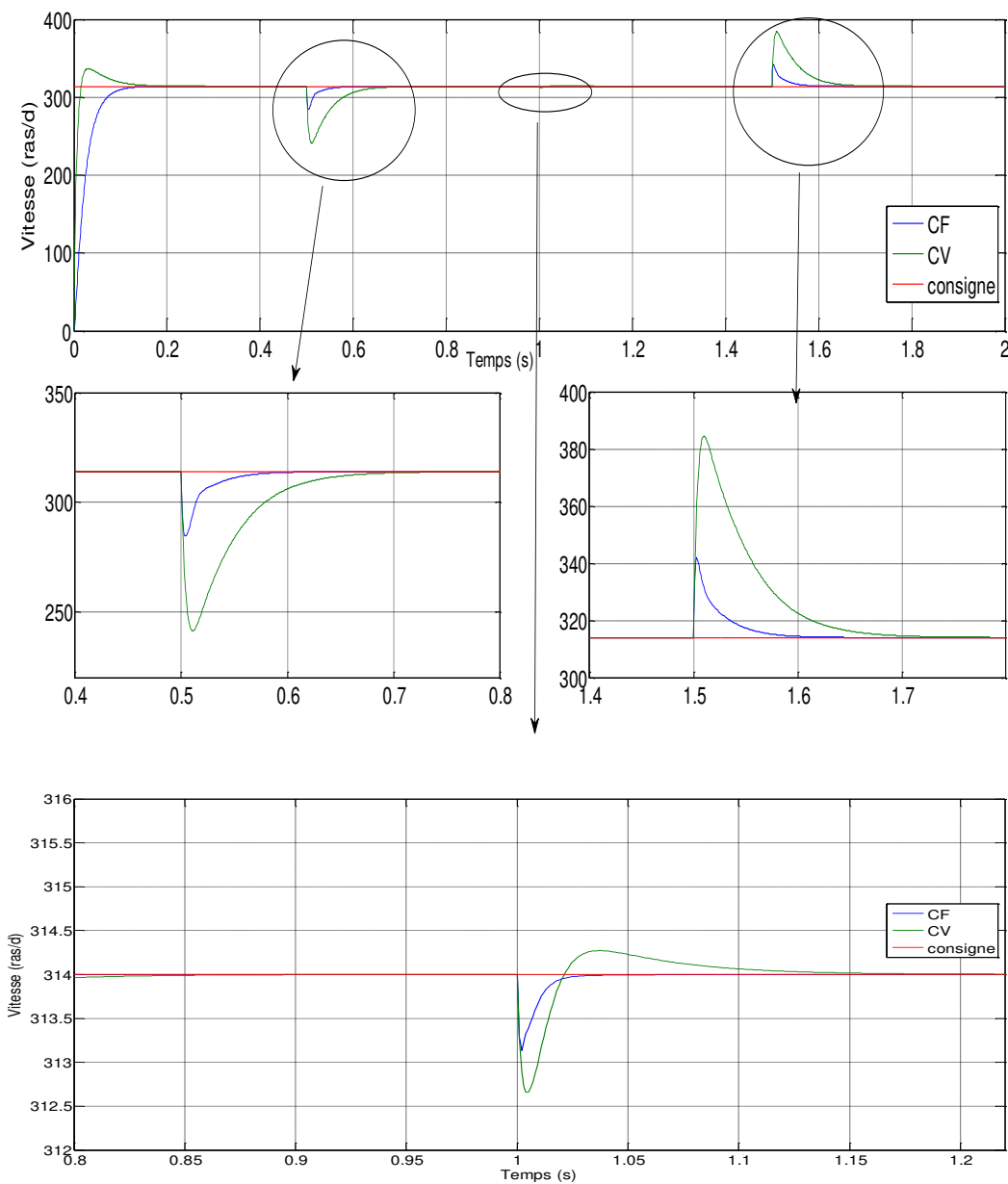


Figure IV.7 : Comparaison entre commande floue et commande vectorielle

IV.5 COMPARAISON QUANTITATIVE

Le deuxième test basé sur deux critères : énergétique J_1 et statique J_2 . Le premier est fonction de la commande appliquée, alors que le second est fonction de l'erreur résultante. Les résultats ont été obtenus dans les mêmes conditions. Les critères énergétique J_1 et celui de précision J_2 sont définis par :

$$J_1 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^P (u^T u) \quad (\text{IV. 1})$$

$$J_2 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^P (e^T e) \quad (\text{IV. 2})$$

Pour calculer les deux critères, les commandes et les erreurs des grandeurs commandées ont été utilisées. Les deux critères sont calculés pour un temps de simulation de 2s et des consignes de la vitesse égales à celles données dans les conditions de simulation.

Tableau. IV-1: Étude comparative des commandes développées pour le système considéré

G-C	Critère	Commandes développées pour le système considéré	
		Commande PI	Commande PI floue
Vitesse mécanique	$J_1 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^P (u^T u)$	2.7474e+04	6.9137e+05
	$J_2 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^P (e^T e)$	3.1915e+05	2.7851e+04

L'objectif visé dans cette partie est la comparaison des deux lois de commandes quantitativement (en chiffres); pour mettre en évidence les performances de chacune d'elles. Les valeurs de l'erreur statique J_1 et celle de la commande nécessaire J_2 sont calculées dans l'intervalle de temps [0s 2s] pour les deux commandes.

Les résultats de simulation présentés dans le tableau ci-dessus montrent clairement que la commande vectorielle est la plus performante du point de vue minimisation du critère énergétique

qui nous donne les valeurs les plus faibles de J_1 ($J_1 = 2.7474e+04$) pour la vitesse mécanique), ensuite la commande par logique floue.

Cependant, concernant le second critère de précision, on remarque que c'est la commande par logique floue qui donne la valeur les plus faibles de J_2 ($J_2 = 2.7851e+04$) pour la vitesse mécanique) ensuite la commande vectorielle.

A partir de ce qu'il a été observé précédemment, on peut dire que la commande par la logique floue est la plus performante du point de vue minimisation des deux critères énergétique et statique de notre système.

III .6 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons procédé à une étude comparative entre les deux commandes appliquées sur la MSAP. Pour ce faire, on a utilisé trois approches fondamentales qualitative, quantitative et robustesse. Les résultats obtenus montrent bien que la commande par la logique est la commande la plus performante et la plus efficace sur la MSAP considéré par rapport la commande vectorielle en présence et absence des variations paramétriques et externes.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion Générale

CONCLUSION GENERALE

Le but de ce travail tourne autour d'un outil indispensable et très important dans l'industrie ; le moteur synchrone triphasé à aimants permanents. Pour cela, une étude approfondie s'avère nécessaire pour le contrôler. Nous avons commencé notre travail par la modélisation de cette machine et ces convertisseurs (redresseur – onduleur), leurs modèles mathématiques ont été utilisés pour l'élaboration de deux techniques de commandes afin d'assurer un contrôle précis et continu de puissance mécanique générée (la vitesse et le couple) tout en garantissant une stabilité, une rapidité de poursuite avec une erreur statique nulle, et obtenir un rendement élevé du système et une qualité de contrôle optimale.

Dans le premier chapitre, nous avons mené une étude mathématique sous forme de modélisation de la chaîne composée par une machine synchrone à aimants permanents et deux convertisseurs (onduleur - redresseur) qui vont piloter son stator. Dans le deuxième chapitre on a présenté l'aspect théorique de deux commandes proposées à savoir : la commande vectorielle, et la commande par logique floue, ces dernières seront appliquées sur notre système dans le troisième chapitre pour contrôler indépendamment la vitesse et le couple mécanique, Les résultats de simulations numériques obtenus pendant l'application de ces commandes sur notre système montrent leurs efficacités.

La commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents, utilisant des régulateurs PI classiques donne de bons résultats mais ne sont pas robustes puisque les gains des régulateurs sont calculés à base des paramètres internes de la machine. Par contre la commande par logique floue est plus robuste que la commande vectorielle vis-à-vis des variations paramétriques internes et externes car cette commande est à base des gains indépendants des paramètres de la machine.

Ensuite nous avons fait une étude comparative entre les différentes techniques de commandes proposées. Les résultats de cette étude comparative ont permis l'évaluation et le classement de ces commandes de point de vue qualitative, quantitative et robustesse. Enfin, nous avons terminé notre travail par une conclusion générale et des perspectives envisagées dans le futur.

SUGGESTIONS ET PERSPECTIVES

Suite à cette étude, quelques suggestions et perspectives peuvent être faites afin de pouvoir contribuer si possible à l'amélioration de notre travail à savoir :

- l'étude et l'application d'autres convertisseurs de niveaux supérieurs.
- l'établissement d'un modèle de la MSAP tenant compte de la saturation magnétique.
- l'implémentation expérimentale des différents algorithmes de commandes proposés.
- l'utilisation des nouvelles techniques plus développées (commande adaptative et prédictive).

ANNEXE

ANNEXE

Paramètre de la machine :

Fréquence	50 Hz
Nombre de pair de pole	4
Résistance statorique	0.6 ohm
Inductance cyclique direct	$1.4 e^{-3} H$
Inductance cyclique en quadrature	$2.8e^{-3} H$
Flux des aimants	$0.12 Wb$
Inertie	$0.0011 kg.m^2$
Coefficient de frottement	$0.0014 N m rad/s$
Tension	220 V

REFERENCE BIBLIOGRAPHIQUE

- [ABD 14] S. Abdeddaim, A. Betka, S Drid, M Becherif, « Implementation of MRAC controller of a DFIG based variable speed grid connected wind turbine ». *Energy Convers Manage.* 79 (2014), pp. 281–288.
- [ABD 13] S. Abdeddaim, A. Betka, « Optimal tracking and robust power control of the DFIG wind turbine ». *Int J Electr Power Energy Syst* 2013; 49(01), pp.: 234–242.
- [ABD 12] L. Abdelhamid, « Contribution à l'Amélioration des Performances des Générateurs Eoliens - Evaluation de l'Impact des Energies Renouvelables sur l'Environnement ». Thèse doctorat, Université de Batna, Alger, Le 26 Avril 2012.
- [BAR 15] BARDADI M, « Identification des paramètres d'une machine synchrone à aimant permanent en vue d'une intégration dans des simulateurs en temps réel. ». Thèse magister, université des sciences et de la technologie d'Oran 2015.
- [BEL 10] BELAKEHAL S, BENTOUNSI A, MERZOUG M et BENALLA H., « Modélisation et commande d'une génératrice Synchrone à aimants permanents dédiée à la conversion de l'énergie éolienne ». Article parue sur *Revue des Energies Renouvelables* Vol. 13 N°1 (2010) 149 - 161.
- [BEL 12] Brice Beltran, Mohamed El Hachemi Benbouzid, Senior Member, IEEE, and Tarek Ahmed-Ali, « Second-Order Sliding Mode Control of a Doubly Fed Induction Generator Driven Wind Turbine ». *IEEE Trans. Energy Convers.* vol. 27, no. 2, pp. 261–269, Jun. 2012.
- [BEL 14] K. Belmokhtar, M.L. Doumbia, K. Agbossou, « Novel fuzzy logic based sensorless maximum power point tracking strategy for wind turbine systems driven DFIG (doubly-fed induction generator) ». *Energy*, Vol. 76, 2012, pp. 679-693.
- [BOU 14] BOUNASLA N, « Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents ». Thèse magister, université de Sétif 2014.
- [DUR 14] E. DURAFFOURG, « Commande non linéaire en présence de modes souples Applications aérospatiales ». Thèse doctorat, l'Université de Toulouse, le jeudi 11 décembre 2014.
- [DRI 05] S. DRID, « Contribution à la modélisation et à la commande robuste d'une machine à induction double alimentée à flux orienté avec optimisation de la structure d'alimentation : Théorie et Expérimentation ». Thèse doctorat, l'Université de Batna, Algérie 2005.
- [HAC 12] HACHEMI K, « Etude De La Machine Synchrone Autopilotée : Modélisation Et Simulation. ». Thèse doctorat, université des sciences et de la technologie d'Oran 2012.
- [HAM 13] S. Hamecha, « Etude et commande d'une Eolienne à base d'une Machine Synchrone à aimants Permanents ». Thèse doctorat, Université de Tizi-Ouzou, Alger, Le 13 Juin 2013.

- [KEB 13] KEBBATI Y, «Commande en Mode Glissant avec Observateur Robuste Associée à un Estimateur pour le Diagnostic du Moteur Asynchrone». Thèse doctorat, université des sciences et de la technologie d'oran 2013.
- [KEN 12] KENDOUCI K, «Contribution à la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents.». Thèse doctorat, université des sciences et de la technologie d'oran 2012.
- [KEC 08] KECHICH A et MAZARI B, «La commande par mode glissant : Application à la machine synchrone à aimants permanents (approche linéaire) ». Article parue sur Afrique SCIENCE 04(1) (2008) 21 - 37.
- [MAR 11] Marwa EZZAT, « commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone a aimants permanents.». Thèse doctorat, Ecole centrale de Nantes 2010.
- [MAY 14] M. MAYOUF, « étude comparative des architectures et stratégies de contrôle d'un aérogénérateur synchrone à aimants permanents ». Thèse doctorat, Université de Batna, Alger, Le 20 Avril 2014.
- [MOH 11] M.Mohamed Moustafa EZZAT, « Commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone a aimants permanents ». Thèse de doctorat, Ecole Polytechnique de Nantes 2011.
- [REZ 15] REZGUI S, «Techniques de commande avancées de la machine synchrone : étude comparative et applications». Thèse doctorat, université de Constantine 2013.
- [ROU 16] ROUABHI R, «Étude et Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation Application : Energie éolienne». Thèse doctorat, université de Sétif 2016.
- [OUA 09] H. Ouakka, «Contribution à l'Identification et la Commande Floue d'une Classe de Systèmes Non Linéaires ». Université side Mohamed Ben Abdullah. Le 27/06/2009.
- [OUG 09] A. El Ougli, « Intégration des techniques floues à la synthèse de contrôleurs adaptatifs ». Université side Mohamed Ben Abdullah. Le 23/05/2009.
- [TIT 06] A. TITAOUINE1, F. BENCHABANE, K. YAHIA, PR : A. MOUSSI «Commande d'une machine synchrone à aimants permanents et estimation de ces paramètres en utilisant le filtre de KALMAN étendu». Article parue sur Courrier du Savoir – N°07, Décembre 2006, pp.37-43.
- [TEI 18] TEIAR H, « Stratégies de commande robuste à base d'intelligence artificielle de la machine synchrone à aimants permanents à partir de la plaque signalétique ». Thèse doctorat, Université Du Québec 2018.

REFERENCE BIBLIOGRAPHIQUE

[SAL 07] G. SALLOUM, « Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation ». Thèse doctorat, L'institut National Polytechnique de Toulouse 2007.

[TAL 14] N.Talbi, « Conception des Systèmes d'Inférence Floue par des Approches Hybrides : Application pour la Commande et la Modélisation des Systèmes Nonlinéaires».Thèse de doctorat, Univ de Constantine 2014.

Résumé

Le travail réalisé dans ce mémoire concerne l'étude et la commande d'un système à base d'une machine synchrone à aimants permanents pilotée à travers les variables statoriques par deux convertisseurs. Dans la première partie nous avons modélisé la chaîne globale (MSAP onduleur redresseur). Dans la deuxième partie, on a présenté l'aspect théorique des commandes proposées pour contrôler les puissances mécanique produites (vitesse et couple) par ce système. Enfin, on s'est intéressé à l'étude comparative entre les deux techniques commandes proposées. Les résultats de simulation obtenus ont permis l'évaluation des performances à travers l'application de ces commandes.

Mots clés : Machine synchrone à aimants permanents, redresseur, onduleur, modélisation, Commande, Vectorielle, Logique flou,

ملخص

يتعلق العمل المنجز في هذه الرسالة بدراسة ومراقبة نظام قائم على آلة مغناطيس دائم متزامن مدفوعة من خلال متغيرات الجزء الثابت من قبل اثنين من المحولات. في الجزء الأول قمنا بتصميم السلسلة الكاملة (موج – عاكس آلة مغناطيس دائم متزامن -). في الجزء الثاني، قدمنا الجانب النظري للضوابط المقترحة للتحكم في القوى الميكانيكية المنتجة (السرعة والعزم الدوراني) بواسطة هذا النظام. أخيراً، كنا مهتمين بالدراسة المقارنة بين تقنيتي التحكم المقترحة. سمحت نتائج المحاكاة التي تم الحصول عليها بتقييم الأداء من خلال تطبيق هذه الأوامر المقترحة

الكلمات المفتاحية: المحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم، التحكم، التحكم الشعاعي، المنطق الغامض، التحكم بالمنطق الغامض موج عاكس.