



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieure et la
Recherche Scientifique



Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued

FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTMENT DE GENIE MECANIQUE

Mémoire De Fin d'étude

Présenté pour l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : science technologie

Filière: Electromécanique

Spécialité: Electromécanique

Thème:

**COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE DE LA MACHINE
SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS**

Devant le jury composé de :

..... Président
..... Examineur
..... Examineur
Dr.djokhrab Ala Eddine Encadreur

Présenté par :

- Chabani Laid
- Guedda Ali
- Messaoudi imad Eddine

2020-2021



REMERCIEMENTS

Avant toute chose, on remercie Dieu le tout puissant de nous avoir donné le courage, la patience et la force durant toutes ces années d'études.

Nous sommes très reconnaissants à Monsieur Djokhrab Ala Eddine et nos remerciements pour nous avoir encadré et en particulier pour son soutien, sa gentillesse, ses encouragements, ses conseils et sa patience pendant la période de la réalisation de ce travail

Nos remerciements vont aussi aux enseignants du département de génie mécanique de la spécialité Electromécanique qui ont contribué à notre formation.

Un remerciement spécial aux étudiants de la 2ème année Master de la spécialité Electromécanique .

Nous remercions vivement toutes les personnes que ont contribué de près ou de loin , à la réalisation de ce travail .



DÉDICACES

Je dédie ce modeste travail :

*A mes très chers parents, que dieu les garde
et les protège pour leurs soutien moral et
financier, pour leurs encouragements et les
sacrifices qu'ils ont endurés.*

A mes frères

A mes sœurs

A mes chers amis

A tous les enseignants qui m'ont aidé de proche ou de loin

*A tous ceux qui m'ont aidé, de près ou de loin,
même qu'il soit un mot d'encouragement et de
gentillesse.*

Je dédie ce modeste travail.

Chabani Laid

SOMMAIRE

LISTE DES FIGURES**LISTE DES TABLEAUX****NOTATIONS ET ABREVIATIONS****INTRODUCTION GENERALE 1****Chapitre I : Généralités et modélisation sur la MSAP**

I.1 Introduction	3
I.2 Grandes classes des matériaux pour aimants permanents	4
I.3 Types d'aimants permanents utilisés sur la MSAP	4
I.4 Matériaux à aimants permanents modernes.....	5
I.4.1 Choix de l'aimant	
I.5 Structure des inducteurs des machines à aimants.....	5
I.5.1 Structure à pôle lisse.....	5
I.5.2 Structures à pôle saillants.....	6
I.5.3 Structure avec pièce polaire sans concentration de flux	6
I.5.4 Structure avec pièce polaire et concentration de flux	7
I.5.5 Structure à aimants internes.....	7
I.5.6 Structure à aimantations insérés dans l'armature rotorique	8
I.6 Avantages des machines à aimants permanents par rapport aux autres types de machines.....	8
I.7 Inconvénients des machines synchrones à aimants permanents.....	9
I.8 Modélisation de la machines synchrones à aimants permanents	9
I.8.1 Structure générale d'une MSAP	10
I.8.2 Mise en équations de la machine	11
I.8.3 Transformation de PARK	12
I.8.3.1 Equations électriques dans le référentiel de PARK	13
I.8.3.2 Equations électromagnétiques	14
I.8.3.3 Equation mécanique	15
I.8.4 Equations d'état de la MSAP	16

I.8.5 Modélisation de l'onduleur	19
I.8.5.1 Technique de commande MLI.....	20
I.9 Conclusion.....	22
Chapitre II : Commande vectorielle de la MSAP avec régulateurs PI	
II.1 Introduction	23
II.2 Diagramme vectoriel de la MSAP.....	23
II.3 Principe de la commande vectorielle.....	24
II.4 Application de la commande vectorielle dans l'espace d'état.....	27
II.5 Méthode d'orientation de flux	29
II.6 Structure de commande vectorielle de la MSAP.....	30
II.7 Association Onduleur-MSAP.....	32
II.8 Principe de régulation	34
II.9 Régulateur proportionnel intégral (PI).....	34
II.9.1 Commande vectorielle des machines à petite constante de temps.....	35
II.9.2 Commande vectorielle des machines à grande constante de temps.....	36
II.9.3 Réglage de vitesse.....	37
II.9.4 Régulation du courant ids.....	39
II.10 Application sur l'association Onduleur- machines (régulateur PI).....	42
II.11 Conclusion.....	45
CHAPITRE III : Théorie de la logique floue	
III.1 Introduction	46
III.2 La théorie de la logique floue.....	46
III.2.1 Définition	46
III.2.2 Ensemble flou	48
III.2.3 Caractéristique d'un sous ensemble flou	48
III.2.4 Fonction d'appartenance.....	49
III.2.5 Variable linguistique.....	51
III.2.6 Opérateurs de la logique floue.....	52
III.2.7 Logique floue et raisonnement approximatif.....	53

III.2.8 Implication flou.....	53
III.3 Contrôle à logique floue.....	53
III.3.1 Interface de fuzzification.....	55
III.3.2 Base de connaissances	55
III.3.3 Logique de prise de décision	55
III.3.4 Déffuzzification	55
III.4 Conception d'un contrôleur à logique floue.....	55
III.4.1 Stratégie de fuzzification	55
III.4.2 Base de données.....	56
III.4.3 Base de règles.....	56
III.4.4 Inférence	57
III.4.5 Stratégie de déffuzzification	59
III.4.6 Stratégie du régulateur par logique floue.....	60
III.5 Conclusion.....	61
CHAPITRE IV: Commande par logique floue de la MSAP	
IV.1 Introduction	62
IV.2 Application de la logique floue à la commande de la MSAP.....	62
IV.2.1 Régulateur de type Mamdani.....	62
IV.2.2 Synthèse du régulateur.....	63
IV.2.3 Loi de commande.....	64
IV.3 Conception d'un contrôleur flou pour le réglage de vitesse	64
IV.3.1 Le choix des variables d'entrées et de sortie	65
IV.3.2 Normalisation des variables d'entrées et de sortie.....	65
IV.3.3 Interface de fuzzification.....	65
IV.3.4 Inférence.....	66
IV.3.5 Traitement numérique de l'inférence.....	67
IV.3.6 Déffuzzification.....	67

IV.4 Réglage de vitesse.....68

IV.8 Conclusion71

CONCLUSION GENERALE72

BIBLIOGRAPHIE

RESUME

NOTATIONS ET ABREVIATIONS

MSAP	: Machine synchrone à Aimants Permanents.
MLI	: Modulation de Largeur d'impulsion.
PI	: correcteur Proportionnel – Intégral.
i_a, i_b, i_c	: Courants des phases de la machine.
$\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$: Flux des phases de la machine.
φ_f	: Flux des aimants.
V_a, V_b, V_c	: Tension des phases statoriques.
i_{ds}, i_{qs}	: Courants statoriques d'axe direct et en quadrature.
V_{ds}, V_{qs}	: Tension statoriques d'axe direct et en quadrature.
C_{em}	: Couple électromagnétique.
C_r	: Couple résistante.
C_f	: Capacité de filtrage.
f_c	: Coefficient de frottement.
$[A]$: Matrice de transformation de PARK.
P	: nombre de paire de pôles.
i_f	: Courant à l'entrée de l'onduleur.
J	: Moment d'inertie.
L_d, L_q	: Inductances cycliques directe et en quadrature.
L_f	: Inductance de filtrage.
L_{sc}	: Inductance cyclique propre.
K_p	: Coefficient du régulateur de position.
$K_{p\Omega}, K_{i\Omega}$: Coefficient de régulateur de vitesse.
K_{pd}, K_{id}	: Coefficient de régulateur de courant.
R_s	: Résistance d'une phase statorique.
s	: l'opération de Laplace.
U	: tension continue à l'entrée de l'onduleur.
ω	: Pulsation des tensions statoriques.
Ω	: Vitesse angulaire du rotor.
τ_e	: Constante du temps électrique.
τ_m	: Constante du temps mécanique.
FOC	: Flux Oriented Control.
FLC	: Fuzzy Logic Controller.
θ	: L'angle électrique.
e	: L'erreur.
Δe	: La variation de l'erreur.

LISTE DES FIGURES

Chapitre I : Généralités et modélisation sur la MSAP

- Figure (I.1)** Courbe de désaimantation des différents aimants
- Figure(I.2)** Structures à pôles lisses
- Figure(I.3)** Structure avec aimantation radiale sans concentration de flux
- Figure(I.4)** Structure avec pièces polaires et concentration de flux
- Figure(I.5)** Structure à aimantations interne
- Figure(I.6)** Structure à aimantations insérées
- Figure (I.7)** Structure générale de la MSAP
- Figure (I.8)** Schémas équivalents de la MSAP selon les deux axes d et q.
- Figure (I.9)** modèle de la MSAP dans le repère d, q
- Figure (I.10-a)** Caractéristiques dynamiques de la MSAP à vide
- Figure (I.10-b)** Caractéristiques dynamiques de la MSAP lors du démarrage avec l'application d'un échelon de couple au régime permanent ($C_r=0.05$ N.m).
- Figure (I.11)** Schéma de principe de l'onduleur de tension
- Figure (I.12)** Représentation des interrupteurs
- Figure(I.13)** MLI triangle-sinusoidal $m=21$, $r=0.8$

Chapitre II : Commande vectorielle de la MSAP avec régulateurs PI

- Figure (II.1)** Diagramme vectoriel de la MSAP
- Figure (II.2)** Commande par orientation du champ de la MSPA (\dot{i}_{ds} nul).
- Figure (II.3)** Diagramme illustrant le vecteur courant statorique et le courant d'excitation de la MSAP
- Figure (II.4)** Schéma bloc avec le retour d'état non linéaire
- Figure (II.5)** Schéma bloc représentant la MSAP après l'orientation du champ.
- Figure (II.6)** Commande vectorielle dans le référentiel (d q)
- Figure (II.7)** Schéma bloc de la structure de découplage
- Figure (II.8)** Couple de référence
- Figure (II.9)** Commande vectorielle en boucle ouverte (Application sur le modèle de la MSAP)

Figure (II.10) Commande vectorielle de l'association onduleur machine en boucle ouverte

Figure (II.11) Commande vectoriel en boucle ouverte de l'association Onduleur-MSAP

Figure (II.12) Régulateur PI

Figure (II.13) Commande de vitesse de la MSAP a petite constante du temps

Figure (II.14) Commande de vitesse de la MSAP a grande constante du temps avec deux couplages :(courants de référence et courants mesurés)

Figure (II.15) Régulation de vitesse

Figure (II.16) Boucle de régulation

Figure (II.17) Boucle de réglage de vitesse

Figure (II.18) Boucle de réglage de courant

Figure (II.19-a) Réponse de la machine pour une consigne de vitesse de 300rd/s

Figure (II.19-b) Réponse de la machine lors d'un réglage de vitesse pour une consigne de 300rd/s avec application d'un couple résistant $C_r=0.05Nm$

Figure (II.19-c) Réponse dynamique suite à une inversion de vitesse 300rd/s à -300rd/s

Figure (II.20) Schéma globale de la commande du système dans le repère (d q)

Figure (II.21-a) Réponse dynamique de l'ensemble onduleur-MSAP pour une consigne de vitesse de 300rd/s

Figure (II.21-b) Réponse de l'ensemble onduleur-MSAP avec l'application d'un couple résistant entre $t=0.4s$ et $t=0.6s$

Figure (II.21-c) Réponse de l'ensemble Onduleur-MSAP pour l'inversion du sens de rotation de 300dr/s et -300rd/s

Chapitre III : Théorie de la logique floue

Figure (III.1) Classification des personnes en trois ensembles selon la logique classique.

Figure (III.2) Classification des personnes en trois ensembles selon la logique floue.

Figure (III.3) Fonction caractéristique d'appartenance pour la logique booléenne et la logique floue

Figure (III.4) Différentes formes de la fonction d'appartenance.

Figure (III.5) Représentation des variables linguistiques

Figure (III.6) Synoptique d'un contrôleur flou

Figure (III.7) Univers de discours normalisé dans l'intervalle $[-1 \quad +1]$ avec une partition de 3, 5, 7 ensembles flous

Figure (III.8) Exemple d'inférence à plusieurs règles

Figure (III.9) Structure d'un régulateur à logique floue (RLF)

Chapitre IV : Commande par logique floue de la MSAP

Figure (IV.1) Schéma bloc de régulation à contrôleur flou

Figure (IV.2) Fonction d'appartenance des différentes variables linguistiques pour l'erreur et la variation de l'erreur

Figure (IV.3) Fonction d'appartenance des différentes variables linguistique pour la variation de commande

Figure (IV.4-a) Réponse de la machine pour une consigne de vitesse de 300rd/s

Figure (IV.4-b) Réponse de la machine lors d'un réglage de vitesse pour une consigne de 300rd/s avec application d'un couple résistant $C_r=0.05\text{Nm}$

Figure (IV.4-c) Réponse dynamique suite à une inversion de vitesse 300rd/s à - 300rd/s

LISTE DES TABLEAUX

Chapitre IV : Commande par logique floue de la MSAP

Tableau (IV .1) Table de calcul de la variation de la commande

INTRODUCTION GENERALE

Le contrôle des machines électriques est le domaine le plus actif surtout ces dernières années, et la raison en est que les machines électriques constituent le moteur peu coûteux et le moins encombrant des moteurs industriels.

Ce qui distingue la machine à courant continu équipée séparément, c'est sa facilité d'utilisation. En fait ; Nous séparons et contrôlons le débit et le couple indépendamment. Grâce à cette caractéristique, des performances dynamiques élevées peuvent être obtenues. Cependant, la présence du complexe mécanique réduit les domaines de son utilisation.

Des prototypes de machines synchrones à aimants permanents mis à jour pour différents usages nous montrent que ce type de machine peut être utilisé, entre autres, pour des fonctionnements à vitesse variable et des servomoteurs.

Les avancées de ces dernières années d'une part dans les domaines de l'électronique de puissance, de la micro-informatique et de l'électronique de commande, ont permis de réaliser des moteurs à courant alternatif à vitesse variable. Remplacement des moteurs CC à vitesse variable. C'est pourquoi les variateurs de vitesse constitués d'une machine reliée à un convertisseur fixe sont largement utilisés.

Grâce au développement des technologies numériques, la commande dite vectorielle est apparue dans le monde industriel, et ce type de commande a permis de simplifier au maximum le système car on pouvait avoir un modèle séparé similaire à celui d'un moteur à courant continu , avec une seule entrée qui facilite le contrôle de la machine.

Malgré cette diversité des régulateurs et de leurs méthodes de calcul, les performances de ces derniers restent souvent limitées par la complexité des systèmes contrôlés (non-linéarité, variabilité des paramètres...). Pour résoudre ce problème, un réglage booléen flou a été introduit. En effet, la théorie des ensembles flous permet de manipuler des données là où les paramètres s'accordent mal avec l'arithmétique et la logique classique, ou là où les données sont peu quantifiables et incertaines. Les règles de cette théorie généralisent l'idée d'un organisme appartenant à un groupe particulier.

Le but de notre travail est d'étudier le comportement dynamique du MSAP et sa réponse au contrôle de vitesse par un régulateur classique puis par un régulateur basé sur la logique floue par simulation numérique.

Afin de bien présenter notre travail, le mémoire s'articule sur les chapitres suivants :

Dans le premier chapitre, nous avons d'abord présenté les propriétés générales des principaux matériaux des aimants permanents, puis présenté les différentes structures possibles des inducteurs MSAP. A la fin de ce chapitre, nous avons listé les principaux avantages des MSAP par rapport aux autres types de machines tournantes, et la modélisation physique de la MSAP dans le repère a,b,c, ainsi que la transformation de park.(d, q) et on termine le chapitre par l'étude de l'association MSAP- onduleur de tension commandé par la technique MLI..

Le deuxième chapitre sera consacré à la synthèse de la commande vectorielle et de la régulation de vitesse à l'aide de régulateurs de type PI.

Dans le troisième chapitre nous présentons les notions de base de la logique floue liées aux Techniques de commande.

Le dernier chapitre, sera consacré à l'application de la logique floue pour une régulation de vitesse de la MSAP en utilisant des régulateurs flous de type Mamdani.

Enfin, une conclusion générale viendra faire le point sur notre travail et mettra en évidence les principaux résultats aux quels nous avons abouti.

Chapitre I

Généralités et modélisation sur la MSAP

I.1 Introduction

Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) sont des machines à courant alternatif autopilotées, la caractéristique essentielle de ces machines est que leurs vitesse de rotation est l'image exacte de la fréquence d'alimentation.

Les MSAP sont constituées généralement de :

- Un stator ; bobinages triphasés créant un champ tournant ;
- Un rotor ; l'excitation est obtenue par des aimants permanents montés à la surface du rotor.

La MSAP présente les avantages importantes suivantes:

- Fortes caractéristiques dynamiques (accélération, couple de démarrage) ;
- Une vitesse de rotation élevée ;
- Une bonne durée de vie ;
- Intégration facile dans les applications d'entraînement et d'asservissement ; vue l'encombrement réduit de la machine.
- Absence du collecteur et de balais, ce qui simplifie totalement sa maintenance, et augmente donc sa fiabilité. De plus, le fait que seul son stator soit bobiné, localise les échauffements par effet joules dans sa partie fixe.

L'aimant permanent conserve son état d'aimantation même en présence d'un environnement défavorable, dans lequel se manifestent de nombreux champs antagonistes qu'on qualifie de démagnétisant.

Les aimants permanents peuvent être utilisés comme transducteurs d'une forme d'énergie en une autre forme d'énergie, sans perdre leur propre énergie.

Avec l'application des aimants modernes, les applications sont développées dans la mesure où l'inducteur à aimant pouvait concurrencer l'inducteur bobiné.

Les aimants permanents procurent un certain nombre d'amélioration et d'avantages (inertie faible, couple élevée...) aux machines synchrones à aimants par rapport aux autres types de machines (à courants continu, synchrone à excitation électrique).

I.2 Grandes classes des matériaux pour aimants permanents

Les matériaux que l'on utilise au niveau des machines électriques, du point de vue de leurs propriétés magnétiques peuvent se classer en deux grandes familles:

- Les matériaux magnétiques durs qui sont des aimants permanents ;
- Les matériaux magnétiques doux qui ne présente des propriétés magnétiques qu'en présence d'une excitation extérieure [1].

Il existe maintenant une grande variété de matériaux pour aimants permanents, dont les propriétés et les applications sont très diverses. Ce sont, soit des matériaux céramiques, soit des matériaux métalliques, dont on peut citer.

Les ferrites dures; Les alliages à base d'éléments de terre rares; Les alliages à base de fer - nickel - aluminium (ALNICO); Les alliages ductiles; Les aimants manganèses-aluminium-carbone ; Les aimants à base de micro poudres.

I.3 Type d'aimants permanents utilisés au niveau des MSAP

Parmi les aimants les plus utilisés, on peut citer les deux types suivants :

- Les aimants permanents "terres rares" (SmCO_5 et Sm_2C_{17}), NdFeB,... [2]
- Les aimants à alliages métalliques, ferrites (aimants robustes et peu coûteuses) Alnicos.

On note que les aimants permanents du type terres rares (SmCo, NdFeB) sont les plus utilisés, car ils présentent une induction rémanente (B_r) et un champ coercitif H_c (kA/m) plus élevés.

Ces aimants sont très appréciés par les constructeurs, car ils permettent une réduction importante du poids et de l'encombrement de la machine pour une même puissance, puisque ils possèdent une puissance massique élevée. En effet, la puissance électrique d'une machine à aimants permanents est directement proportionnelle à la densité d'énergie emmagasinée dans les aimants.

La courbe ci-dessous présente la courbe désaimantation des différents aimants cités.

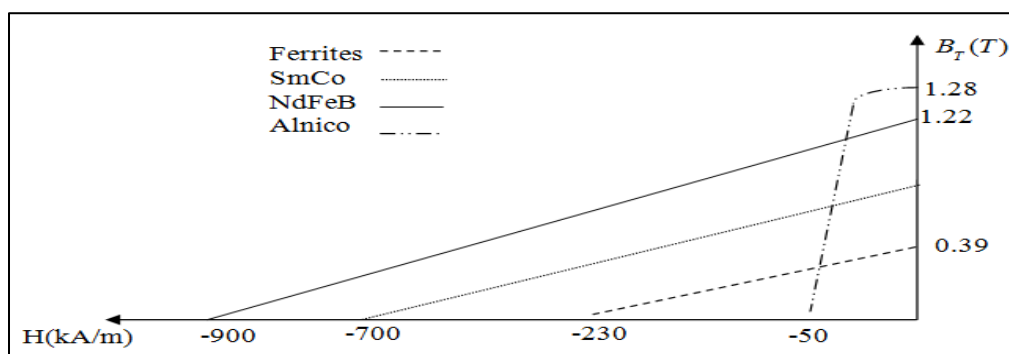


Figure (I.1) Courbe de désaimantation des différents aimants [3]

I.4 Matériaux a aimants pemanent modernes

Les principaux matériaux utilisés actuellement au niveau des aimants permanents sont essentiellement des alliages du type ALNICO, les ferrites et les terres rares qui constituent de nos jours les plus réponsus. On se contente ici de décrire brièvement certains matériaux à aimants, largement utilisés dans les machines électriques.

Les ferrites; Samarum-Cobalte (SmCo); Neodyme-Fer-Bore (NdFeB)[4].

I.4.1 Choix de l'aimant

Les aimants généralement utilisés sont les ferrites et le samarium-cobalt ($\text{SmCo}_5 - \text{Sm}_2 \text{Co}_{17}$) Les aimants Neodyme-Fer-bore ne présentent pas un intérêt économique suffisant pour compenser leur sensibilité aux températures usuelles de fonctionnement des moteurs. La faiblesse du champ coercitif des aimants **ALNICO** les rend d'un emploi très difficile [3].

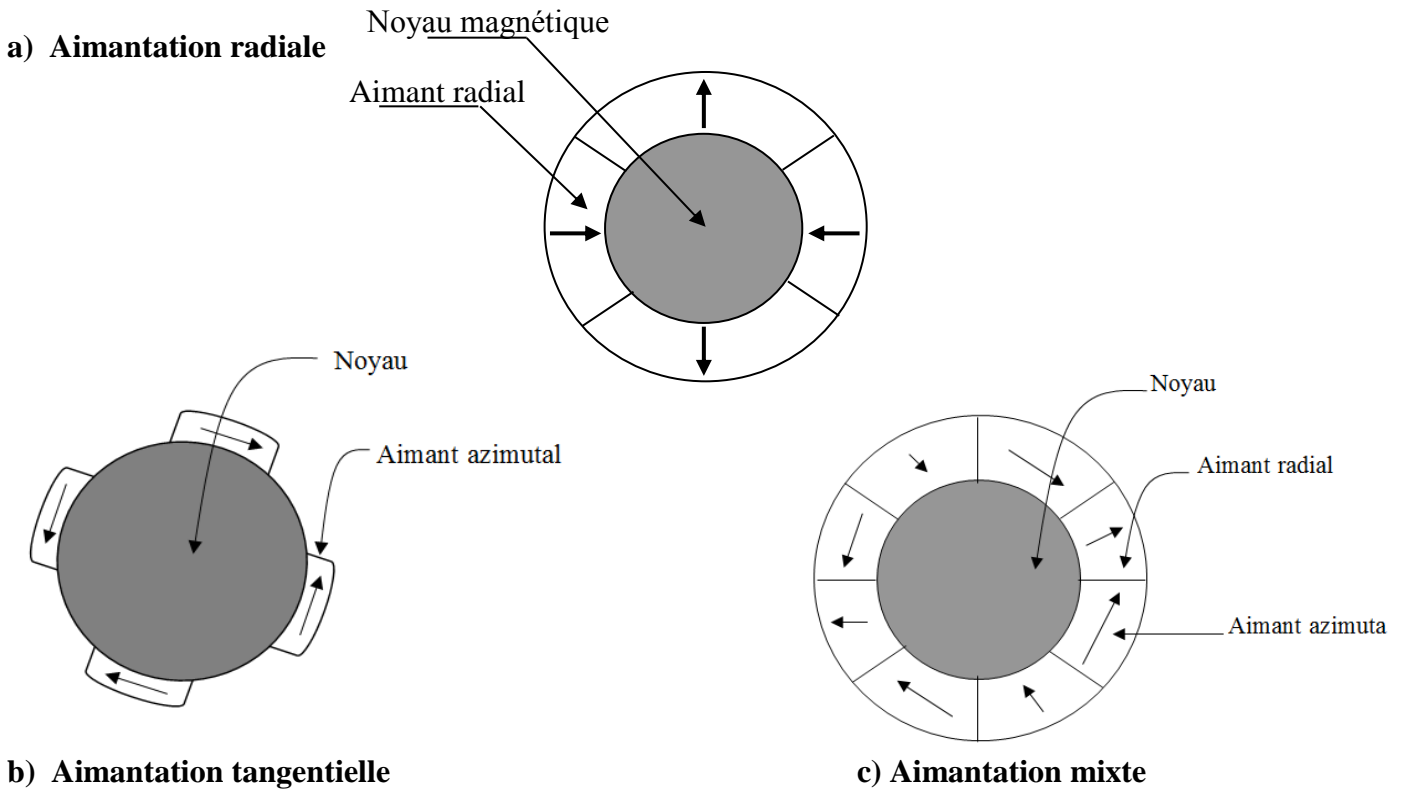
I.5 Structures des inducteurs des machines à aimants

Comme pour le cas des machines synchrones classiques, nous pouvons distinguer les moteurs à aimants dits "à pôles lisses", et ceux dits "à pôles saillants". La nuance, le sens de l'aimantation, les formes géométriques des aimants et leurs dispositions. Au niveau du rotor. D'autres structures peuvent être envisagées suivant la présence ou l'absence de pièces polaires [5].

I.5.1 Structures à pôles lisses

Les aimants généralement en forme de "Tuiles", sont fixés à la surface du rotor grâce à des ferrites amagnétiques au niveau de l'entrefer et plaquées sur un noyau magnétique pour tirer le meilleur partie des aimants, on a intérêt de les doter d'une aimantation radiale (Figure I.2-a), tangentielle entre pôles (Figure I.2-b), les aimants peuvent avoir également une aimantation mixte (Figure I.2-c) ou aimantation tournante.

Les structures à rotor lisse se caractérisent par un entrefer magnétique important accentué par l'épaisseur des aimants et souvent pour celle de la ferrite amagnétique de maintien. Ces structures sont intéressantes pour un fonctionnement auto-piloté, car elles présentent une faible inductance de phase et une réaction d'induit réduite, ce qui favorise ainsi une commande plus simple [5].



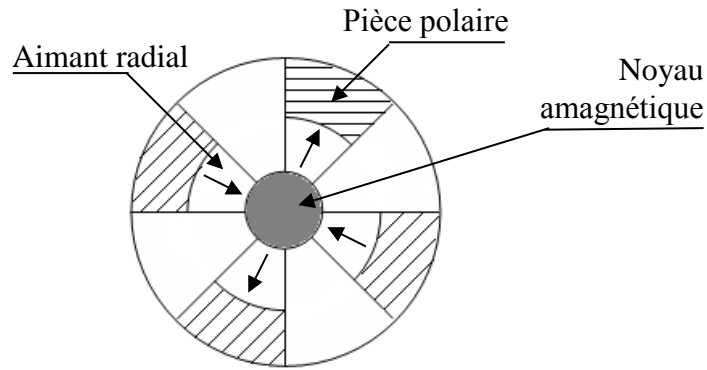
Figure(I.2) Structures à pôles lisses [5]

I.5.2 Structures à pôles saillants

La saillance est obtenue par l'addition de pièces polaires ou interpolaires, qui raccourcissent nettement les lignes de flux selon les deux axes "d" et "q" respectivement suivant la position directe et la position en quadrature, ce qui augmente la valeur de l'inductance contrairement aux machines à inducteur bobiné ou la saillance est inversée c'est-à-dire, que l'inductance selon l'axe "q" est supérieure par rapport à celle suivant l'axe "d". On peut obtenir plusieurs catégories d'inducteur à pôles saillants.

I.5.3 Structures avec pièces polaires sans concentration de flux

Les aimants sont dotés d'une aimantation radiale et placés sous des pièces polaires (Figure I.3) qui permettent de les fixer sans la nécessité d'utiliser de frettes et donc de réduire de façon importante l'entrefer équivalent par rapport à la structure sans pièces polaires, par contre la réaction d'induit sera plus importante, et il faut en tenir compte lors du choix du type d'alimentation [5].

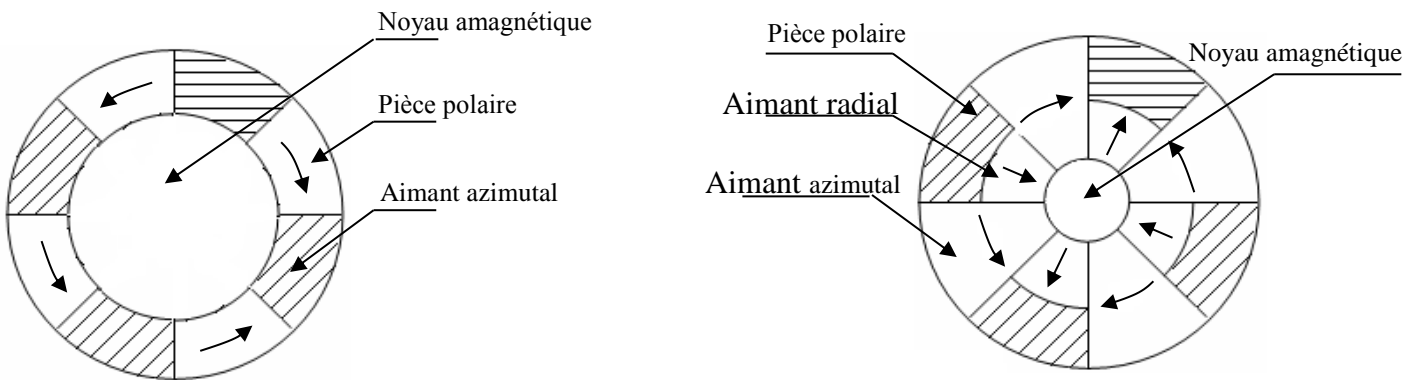


Figure(I.3) Structure avec aimantation radiale sans concentration de flux

I.5.4 Structures avec pièces polaires et concentration de flux

Dans le but d'augmenter l'induction dans l'entrefer, et par conséquent, le couple on peut concevoir des structures rotoriques dites "à concentration de flux". Les aimants les plus performant, tels que les terres rares permettent grâce à leur niveau d'induction élevé de produire une concentration de flux importante. Cependant, les effets de saturation seront plus importants. De même, ces structures présentent une saillance inversée ($L_q > L_d$).

Selon le sens de l'aimantation et la disposition des pièces polaire, on peut envisager deux types de structure (Figure I.4-a et b).



a) Structure à aimantation Azimutale

b) Structure à aimantation mixte

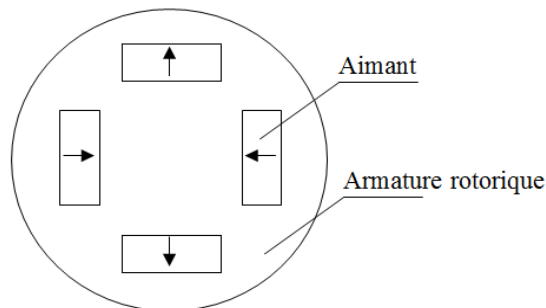
Figure(I.4) Structure avec pièces polaires et concentration de flux

I.5.5 Structures à aimants internes

L'augmentation du nombre de pôles et les dimensions géométriques de ces structures simples avec pièces polaires donnent lieu à des rotors "plus complexes" appelées structures d'inducteurs à aimants internes (Figure I.5). Il existe toute une variété de configurations.

Ces structures présentent plusieurs avantages. En effet, la robustesse de leurs rotors leur permet d'atteindre de plus grandes vitesses de rotation et des puissances plus importantes, surtout avec les aimants du type NdFeB.

Toute fois, un problème de structuration se passe là où les aimants sont encastrés dans le fer rotorique.

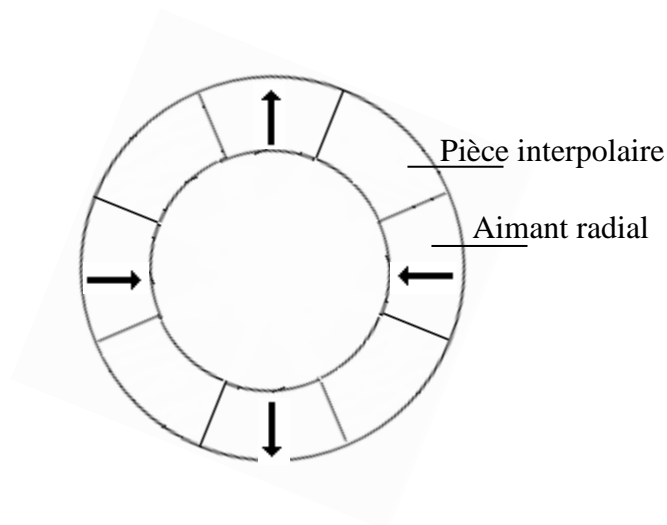


Figure(I.5) Structure à aimantations interne

I.5-6 Structure à aimantations insérées dans l'armature rotorique:

Dans ce type de structures, les aimants (à aimantation radiale) sont insérées dans l'acier rotorique et débouchent sur l'entrefer (Figure I.6) une saillance inversée y apparaît.

Ces structures permettent en principe d'accroître le couple et la gamme de vitesse comme elles permettent de réduire le volume d'aimants utilisées et donc le coût de revient.



Figure(I.6) Structure à aimantations insérées

I.6 Avantages des machines a aimants permanents par rapport aux autres types de machines

Lors de construction des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) l'utilisation des aimants permanents a la place des bobinages d'excitation offre beaucoup d'avantage :

- Commutateur mécanique remplacé par une autre électronique, ce qui a pour effet de rendre le contrôle du moteur plus complexe et coûteux que celui d'un moteur à courant continu.

- Suppression de l'alimentation du rotor (absence du contact bagues balais).
- Moins des pertes de cuivre, les pertes viennent surtout du stator.
- Facteur de puissance et rendement du moteur est améliorées.
- Une faible inertie et un couple massique élevé.
- Une meilleure performance dynamique.
- Construction et maintenance plus simple.
- Pas d'échauffement au rotor, et absence des pertes joules. [6], [7].

I.7 Inconvénients des machines synchrones à aimants permanents :

- Prix des aimants le rend plus cher.
- La présence de pulsation de couple.
- Risque de désaimantation, ce qui limite l'utilisation par les des contraintes comme la température max, courant max....etc.
- Pertes par courant de Foucault dans les aimants. [6][7].

I. 8 Modélisation de la machine synchrone a aimants permanents

La modélisation de la machine synchrone est préméditée aussi bien pour le concepteur que pour l'automaticien. Elle permet l'observation et l'analyse des différentes évolutions de ses grandeurs électriques d'une part et d'autre part l'élaboration des lois de commande.

Un modèle basé sur les équations de cette machine est généralement suffisant pour faire la synthèse de la commande.

La machine utilisée pour notre étude est un moteur à distribution sinusoïdale qui se distingue par :

- L'absence de tout dispositif auxiliaire au niveau de l'inducteur constitué par l'aimant Permanent (flux d'excitation constant).
- L'absence des amortisseurs, donc seuls les enroulements d'induit sont parcourus par des courants.

En raison de l'absence des pièces polaires, cette machine a une structure à pôles lisses, dont les aimants sont de type terre rare (SmCo, NdFeBr).

Dans cette modélisation, nous prenons en considération les hypothèses suivantes :

1. L'effet d'hystérésis et les pertes dans l'acier sont négligeables ;

2. La machine fonctionne dans un régime non saturé ;
3. Les résistances de fuites sont indépendantes de la position du rotor ;

La distribution de la force magnétomotrice est sinusoïdale. Ce qui nous permet de considérer seulement le premier harmonique d'espace de la distribution de la F.M.M créée par chaque phase de l'induit [4].

I.8.1 Structure générale d'une MSAP :

La structure générale d'une machine synchrone bipolaire à aimants permanents est présentée par la figure suivante [2]:

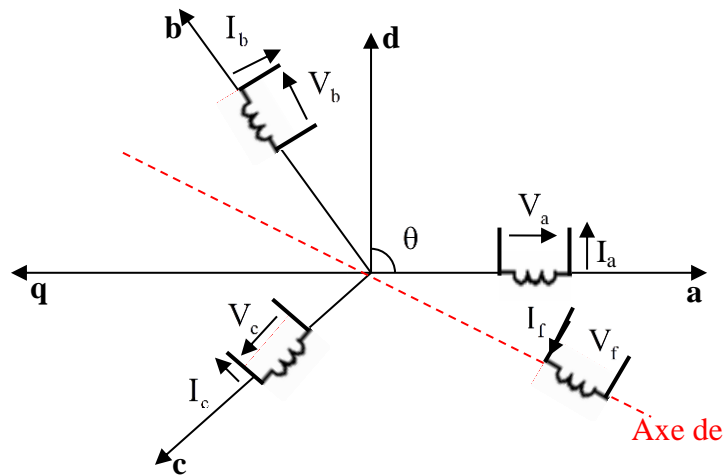


Figure (I.7) Structure générale de la MSAP

Le stator comporte trois phases a, b et c identiques et décalées l'une par rapport à l'autre par un angle électrique de $(\frac{2\pi}{3})$, par contre le rotor comprend deux axes caractérisés par :

- Un axe d'aimantation rotorique longitudinale (d) ;
- Un axe interpolaire en quadrature (q), déphase de $(\frac{\pi}{2})$ par rapport à l'axe (d) ;
- La position du rotor est repérée par l'angle électrique.

$$\theta = \theta_0 + \omega t$$

θ_0 : L'angle électrique initial ;

ω : La pulsation des grandeurs électriques.

I.8.2 Mise en équations de la machine

La figure (I.7) représente schématiquement la MSAP considérée.

Avec les hypothèses précédentes, les équations relatives au stator et au rotor dans le cas général d'une MSAP sans amortisseurs s'écrivent :

$$\begin{cases} [V] = [R_s] [i] + \frac{d[\phi]}{dt} \\ [\phi] = [L_s] [i] + \phi_f \end{cases} \quad (I.1)$$

Tel que:

$[V] = [V_a, V_b, V_c]^t$: vecteur tension statorique ;

$[i] = [i_a, i_b, i_c]^t$: vecteur courant statorique ;

$[R_s] = R_s [I]$; $[I]$: matrice identité ;

R_s : Résistance de phase statorique ;

$[L_s]$: Matrice inductance (propre et mutuelle statorique).

Donc le système [I.1] devient :

$$\begin{cases} V_a = R_s i_a + \frac{d[\phi_a]}{dt} \\ V_b = R_s i_b + \frac{d[\phi_b]}{dt} \\ V_c = R_s i_c + \frac{d[\phi_c]}{dt} \end{cases} \quad (I.2)$$

L'équation mécanique s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = (C_{em} - C_r - C_f) \quad (I.3)$$

$$C_f = f_c \Omega$$

Avec :

$\Omega = \frac{\omega_r}{P}$: vitesse de rotation de la machine ;

C_r : Couple résistant ;

C_{em} : Couple électromagnétique ;

C_f : Couple de frottement ;

J : moment d'inertie de la machine tournante ;

P : nombre de paires de pôles ;

ω_r : Vitesse électrique du rotor ;

f_c : Coefficient de frottement.

I.8.3 Transformation de PARK

Pour supprimer la non linéarité du système d'équations différentielles, on fait des changements de variables qui réduisent la complexité de ce système.

Dans les machines électriques triphasées, ce changement de variable consiste à transformer les trois enroulements relatifs aux trois phases à des enroulements orthogonaux (d, q), tournant à une vitesse ω_r .

L'équation qui traduit le passage du système triphase au système biphasé (d, q) est donnée par :

$$[\mathbf{F}_{d,q}] = [\mathbf{A}][\mathbf{F}_{abc}] \quad (\text{I.4})$$

Avec :

$$\mathbf{A} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin\theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

Le facteur $\frac{2}{3}$ est choisit de façon à ce que la matrice A soit orthogonale ce qui facilite le calcul de la matrice inverse.

Alors A^{-1} devient comme suit :

$$A^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix}$$

L'angle θ est défini comme suit :

$$\theta(t) = \int_a^t \omega(t) dt \quad (I.5)$$

Tel que :

θ : Angle entre l'axe magnétique (a) et l'axe longitudinal (d) ;

ω : Vitesse de rotation du référentiel choisi.

Selon le choix de ω , on distingue :

- **Référentiel lié au stator**

Tant que le stator est fixe, la vitesse du repère de PARK est : $\omega_\theta = \omega_s = 0$

- **Référentiel lié au rotor**

Dans ce cas la vitesse du repère (d, q) est celle du rotor c'est à dire ω_r : $\omega_\theta = \omega_r$

- **Référentiel lié au champ tournant**

La vitesse du repère de PARK est celle du champ tournant : $\omega_\theta = \omega$

ω : Pulsation de l'alimentation

I.8.3.1 Equations électriques dans le référentiel de PARK

En faisant l'hypothèse que toutes les grandeurs homopolaires sont nulles, le passage du système triphase au système (d, q) lié au rotor se fait en utilisant la transformation de park.

$$[V_{dq0}] = [A][V_{abc}] \quad (I.6)$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin\theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}$$

et après calculs, on trouve :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_d}{dt} - \omega_r \phi_q \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_q}{dt} + \omega_r \phi_d \end{cases} \quad (I.7)$$

I.8.3.2 Equations électromagnétiques

Le flux total qui traverse chaque bobine du stator peut être décomposé en flux propre de la même bobine et des flux mutuels provenant des autres bobines.

Les flux sont donnés dans le système (a, b, c) par

$$\begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 \\ 0 & 0 & L_{sc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \phi_f \begin{bmatrix} \sin\theta \\ \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

L_{sc} : Inductance cyclique principale

Nous passons au système (d, q) :

$$[\phi_{dqo}] = [A][\phi_{abc}]$$

Après calculs, nous obtenons :

$$\begin{cases} \phi_d = L_d i_{ds} + \phi_f \\ \phi_q = L_q i_{qs} \end{cases} \quad (I.9)$$

En remplaçant les expressions des flux ϕ_d et ϕ_q dans le système (I.9) nous obtenons :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} - L_q \omega_r i_{qs} + L_d \frac{di_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + L_d \omega_r i_{ds} + L_q \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_r \phi_f \end{cases} \quad (I.10)$$

Avec :

ϕ_f : Flux dû aux aimants ;

R_s : Résistance d'une phase statorique ;

L_d : Inductance suivant l'axe d ;

L_q : Inductance suivant l'axe q ;

ω_r : Pulsation des tensions et des courants triphasés.

I.8.3.3 Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine peut être écrite comme suit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - C_f \quad (I.11)$$

Ou:

$$\begin{aligned} C_{em} &= \frac{3}{2} P (\phi_d i_{qs} - \phi_q i_{ds}) \\ C_{em} &= \frac{3}{2} P (\phi_f i_{qs} + (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs}) \end{aligned} \quad (I.12)$$

Avec :

$\frac{3}{2} P \phi_f i_{qs}$: Couple que l'on obtiendrait avec une machine à pôles lisses ;

$\frac{3}{2} P (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs}$: Couple supplémentaire dû à la saillance des pôles.

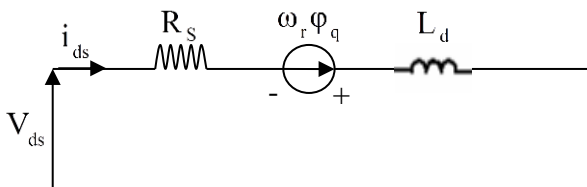
L'énergie totale du moteur dans le système (a, b, c) : $W = V_a i_a + V_b i_b + V_c i_c$

Dans le système dqo : $W = \frac{3}{2}(V_{ds}i_{ds} + V_{qs}i_{qs})$

Schéma équivalent

Le schéma équivalent de la MSAP est représenté selon les deux axes d et q (figure I.8)

Selon l'axe d :



Selon l'axe q :

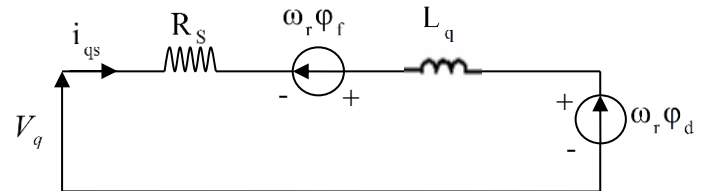


Figure (I.8) Schémas équivalents de la MSAP selon les deux axes d et q.

I.8.4 Equations d'état de la MSAP

Afin de trouver une résolution analytique et numérique pour le système d'équations du modèle, on peut écrire les équations électriques et l'équation mécanique sous formes d'état, en rassemblant les équations des courants et de la vitesse, on obtient le système d'état suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_c \Omega \\ \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{V_{ds}}{L_d} - \frac{R_s i_{ds}}{L_d} + \omega_r L_q \frac{i_{qs}}{L_d} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{V_{qs}}{L_q} - \frac{R_s i_{qs}}{L_q} - \omega_r L_d \frac{i_{ds}}{L_q} + \frac{\omega_r}{L_q} \phi_f \\ C_{em} = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_{ds} i_{qs} + \phi_f i_{qs}] \end{array} \right. \quad (II.13)$$

On pose $K_T = \frac{3}{2} P \phi_f$

Schéma bloc

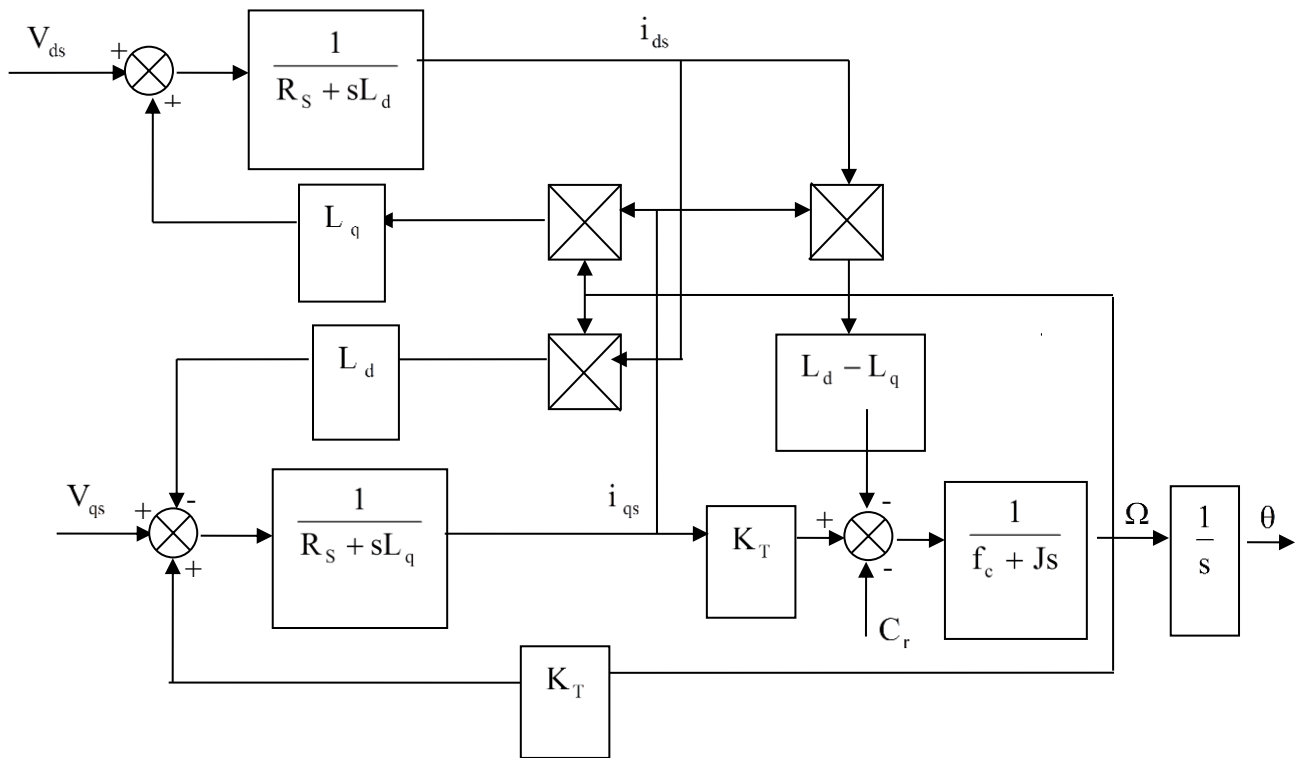


Figure (I.9) modèle de la MSAP dans le repère d, q

Nous avons simulé le modèle d’une machine synchrone à aimants permanents dont les paramètres sont indiqués au niveau de l’annexe.

La figure (I.10-a) représente la réponse de la MSAP pour un fonctionnement à vide alimentée à partir d’un système triphasé de tensions de valeurs efficaces $V_n = 28$ v

La vitesse de rotation atteint la valeur de (420 rad/s) en un temps de réponse d’environ (2s) Durant le démarrage, le couple maximum atteint le seuil de (0.4N.m) ce qui entraîne un fort appel de courant au démarrage.

La figure (I.10-b) représente la réponse de la MSAP pour un démarrage à vide puis application d’un couple résistant de ($C_r = 0.05$ N.M) à l’instant ($t = 2.5$ s). La valeur de la vitesse diminue à partir de l’instant de l’application de la charge, alors que le couple électromagnétique augmente afin de compenser la charge appliquée.

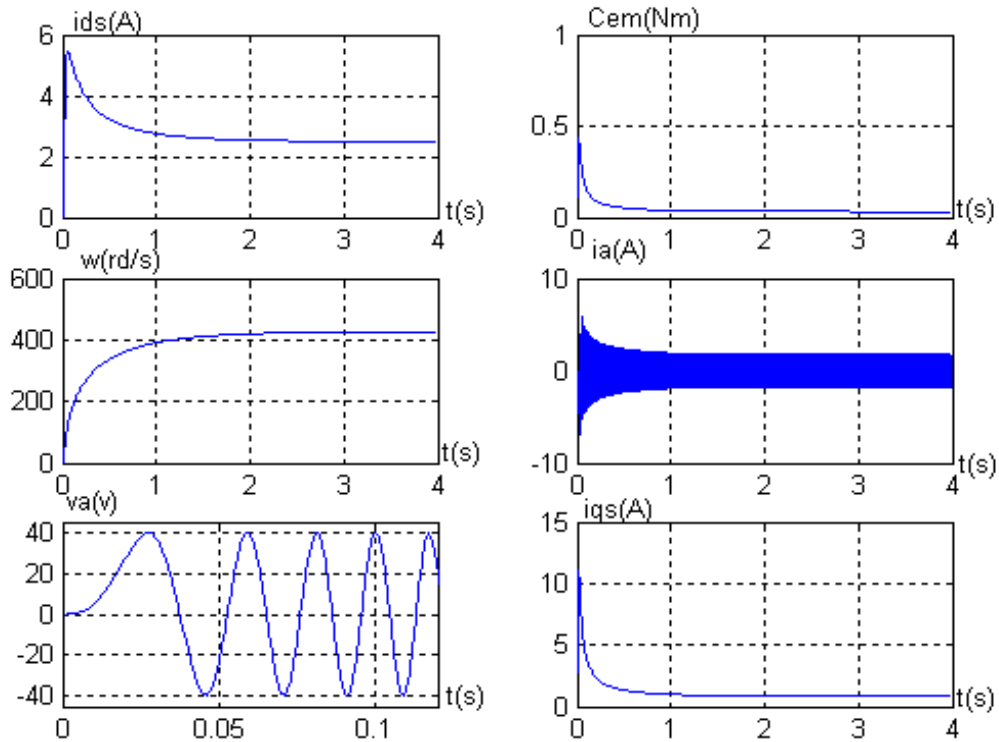


Figure (I.10-a) Caractéristiques dynamiques de la MSAP à vide

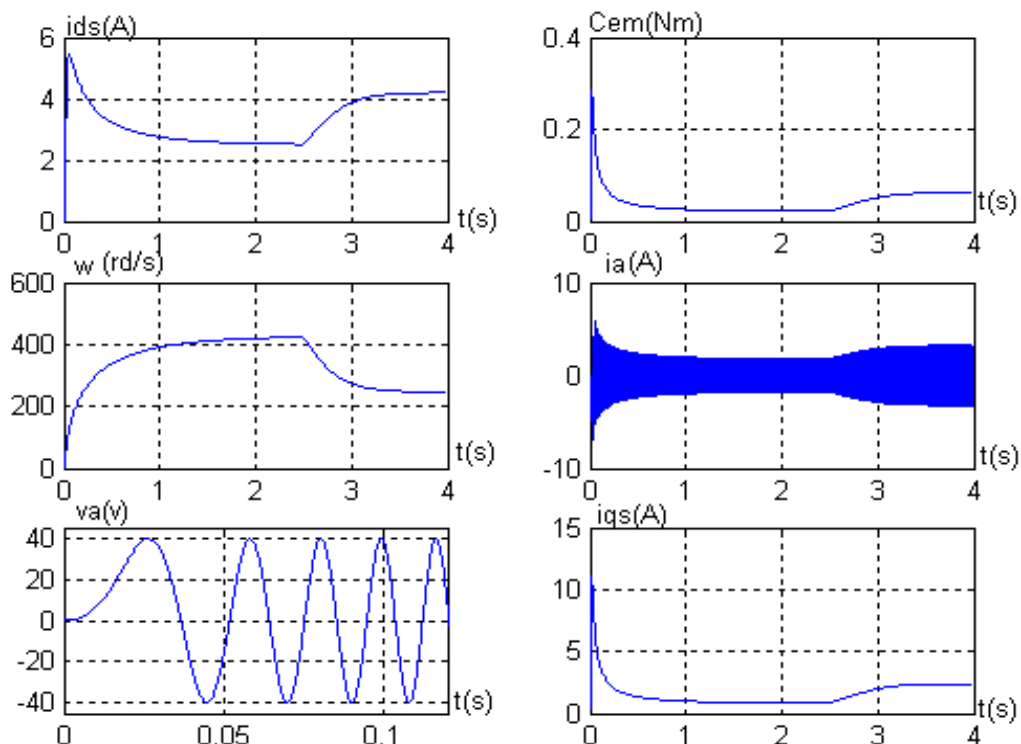


Figure (I.10-b) Caractéristiques dynamiques de la MSAP lors du démarrage avec l'application d'un échelon de couple au régime permanent ($C_r=0.05$ N.m).

I.8.5 Modélisation de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continue alternative. La figure (I.11) représente le schéma de principe d'un onduleur, il est composé de six transistors ($T_1, T_2, T_3, T'_1, T'_2, T'_3$) shuntés en antiparallèle par des diodes de récupération ($D_1, D_2, D_3, D'_1, D'_2, D'_3$). Les semi conducteurs de l'onduleur sont considérés comme des éléments binaires idéalisés.

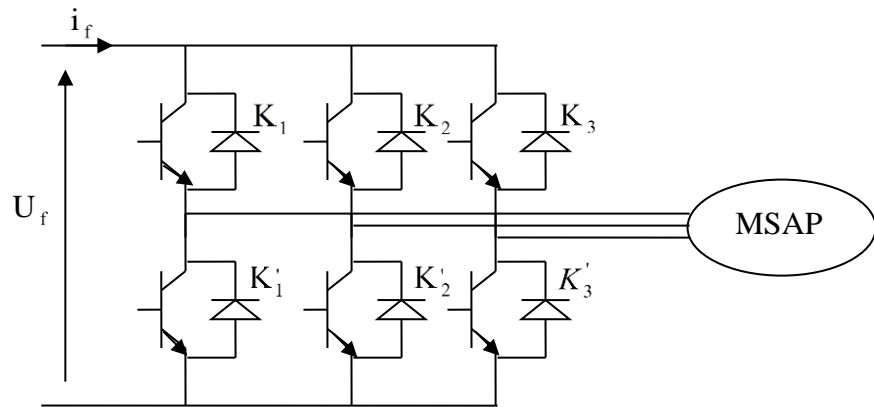


Figure (I.11) Schéma de principe de l'onduleur de tension

Pour simplifier l'étude, nous associons à chaque bras de l'onduleur une fonction logique de connexion $F_j (j=1,2,3)$.

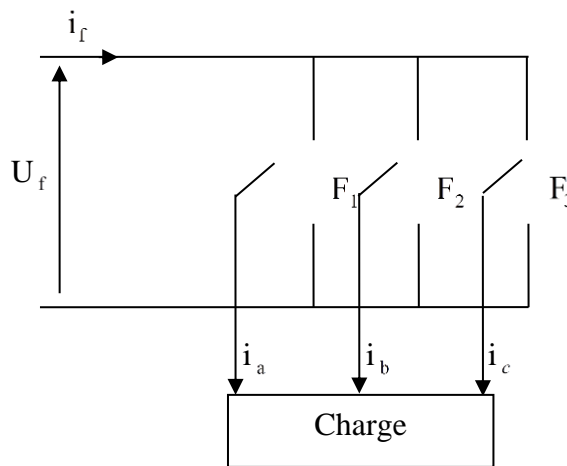


Figure (I.12) Représentation des interrupteurs

Les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires du fait que chacun des trois bras de l'onduleur ne peut avoir que deux états logiques possibles (0, 1). Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne.

$$F_j = \begin{cases} 1 & \text{si } k_i \text{ est fermé et } k'_i \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } k'_i \text{ est fermé et } k_i \text{ ouvert} \end{cases}$$

Les tensions de lignes délivrées par l'onduleur sont :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_f (F_1 - F_2) \\ U_{bc} = U_f (F_2 - F_3) \\ U_{ca} = U_f (F_3 - F_1) \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre est isolé alors :

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (\text{II.15})$$

En tenant compte des deux relations (I.14) et (I.15), on obtient les tensions simples suivantes :

$$\begin{cases} V_a = \frac{U_f}{3} (2F_1 - F_2 - F_3) \\ V_b = \frac{U_f}{3} (-F_1 + 2F_2 - F_3) \\ V_c = \frac{U_f}{3} (-F_1 - F_2 + 2F_3) \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

Les systèmes d'équations (II.16) peut s'écrire sous la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{U_f}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix}$$

L'expression de courant à l'entrée de l'onduleur :

$$i_f = F_1 i_a + F_2 i_b + F_3 i_c$$

1.8.5.1 Technique de commande MLI

La technique de modulation de la largeur d'impulsions consiste à multiplier le nombre d'impulsions renvoyées aux interrupteurs de l'onduleur.

Ce procédé présente l'avantage de repousser les harmoniques de rangs faibles à des rangs d'ordre plus élevé ce qui facilite leur filtrage. Il permet aussi la variation à la fois de l'amplitude de fondamentale de la tension de sortie et sa fréquence.

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs, on fait appel à la technique MLI qui consiste à calculer les instants de commutation des interrupteurs en utilisant l'intersection de trois tensions de références sinusoïdales et une tension de modulation triangulaire.

Pour commander chaque bras, nous comparons le signal de référence (modulante) correspond à un signal triangulaire (porteuse) de fréquence élevée [8].

Les signaux de référence sont donnés par l'équation suivante :

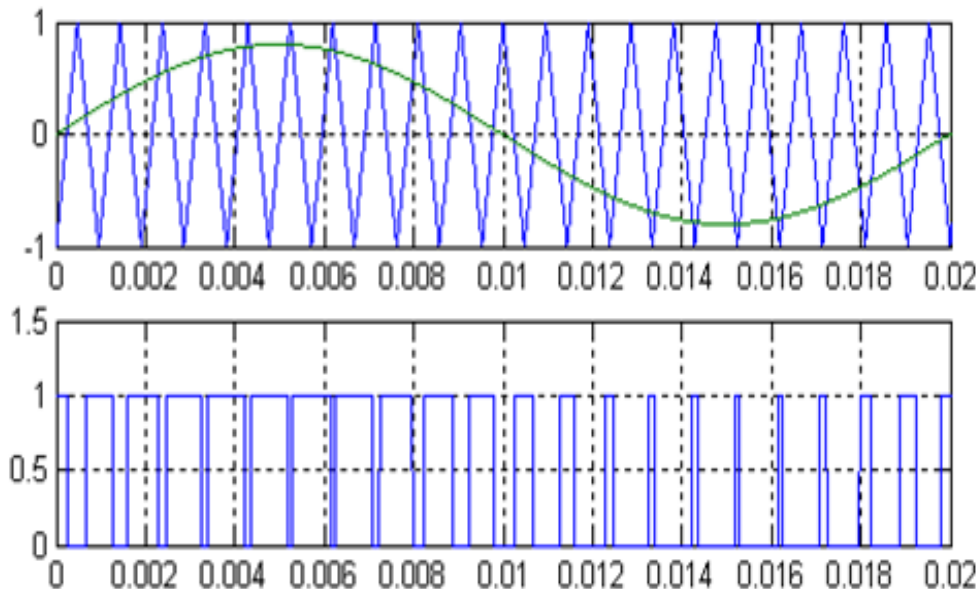
$$V_{ref} = r \sin \left[2\pi f t - 2(j-1) \frac{\pi}{3} \right] \quad j=1, 2,3.$$

Avec r : le coefficient de réglage en tension qui représente le rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation.

L'équation de la porteuse sur une période est donnée par :

$$V_p = \begin{cases} \frac{4t}{T_p} - (4n + 1) & \text{si } nT_p < t < (2n + 1) \frac{T_p}{2} \\ -\frac{4t}{T_p} + (4n + 3) & \text{si } (2n + 1)T_p < t < (n + 1)T_p \end{cases} \quad (I.17)$$

Où : $T_p = \frac{1}{f_p}$ et $f_p = m \cdot f$ avec m : indice de modulation qui est le rapport entre la fréquence de la porteuse et la fréquence de la référence.



Figure(I.13) MLI triangle-sinusoidal m=21, r=0.8

I.9 Conclusion

La machine à aimants englobe toute une variété de structures. Le choix d'une structure est lié à l'application et la notion prix performants, l'excitation des machines synchrones par aimants permanentes offre plusieurs avantages. Elle permet la suppression des pertes par effet joule et une réduction de l'encombrement.

Une simple comparaison des machines synchrones à aimants avec les autres types des machines laisse deviner un avenir brillant pour la machine à aimants surtout avec l'apparition des aimants très performants (NdFeB, SmCo). De plus, elles n'exigent pratiquement aucun entretien pendant la durée de vie.

Dans ce chapitre nous avons étudié le comportement dynamique de la MSAP alimentée en tension en passant par la modélisation aussi bien de la machine que du convertisseur statique qu'il l'alimente. Malgré les hypothèses simplificatrices considérées et la transformation orthogonale de park d, q qu'on a introduit, le system reste complexe à cause de la non linéarité. D'autre part, nous avons constaté que lorsque le moteur est chargé, sa vitesse de rotation chute considérablement. Pour résoudre ce problème, on fait appel à une stratégie de commande appelée la commande vectorielle, qui sera présentée au prochain chapitre.

Chapitre II

Commande vectorielle de la MSAP avec régulateurs PI

II.1 INTRODUCTION

Dans le premier chapitre, nous fournissons une introduction détaillée au modèle de machine synchrone à aimants permanents qui est un système multivarié et non linéaire en plus d'être fortement couplé entre les variables d'entrée (tension, fréquence), les variables de sortie (couple, vitesse) et les variables internes de la machine. tels que le débit, et c'est ce qui rend le contrôle de la machine difficile.

Pour contrecarrer cette difficulté et pour obtenir une situation équivalente à celle de la machine à courant continu à excitation séparée, ont proposé une technique de commande dite commande vectorielle appelée aussi commande par orientation de flux FOC (Field Oriented Control). Cette dernière a été proposée en 1971 par Blashk .

L'idée de base de cette stratégie repose sur la compréhension du comportement de la machine synchrone avec le comportement de la machine à courant continu, c'est-à-dire la création d'un modèle linéaire et discret qui améliore son comportement dynamique.

A partir du modèle de la MSAP, les régulateurs de vitesse et de position peuvent être synthétisés au moyen de techniques classiques développées pour les systèmes linéaires.

Dans ce chapitre, nous présenterons le contrôle vectoriel appliqué à MSAP. Où les boucles de courant et les boucles de vitesse sont régulées à l'aide de débogueurs PI classiques. Nous présentons les résultats de la simulation pour illustrer la performance de la régulation proposée.

A partir du modèle de la MSAP, les régulateurs de vitesse et de position peuvent être synthétisés au moyen de techniques classiques développées pour les systèmes linéaires

II.2 DIAGRAMME VECTORIEL

Le diagramme vectoriel de MSAP dépend principalement de la détermination des équations de cette machine, c'est-à-dire de la détermination des caractéristiques de la machine. Les équations qui définissent les fonctionnements de la machine déduites des équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} - L_q \omega_r i_{qs} + L_d \frac{di_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + L_d \omega_r i_{ds} + L_d \frac{di_{qs}}{dt} + \varphi_f \omega_r \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

A partir des équations précédentes (II.1), on aura :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} - X_{qs} i_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + X_{ds} i_{ds} + X_{qs} i_{qs} + E_0 \end{cases} \quad (II.2)$$

E_0 : Représente la FEM a vide, $E_0 = \phi_f \omega_r$

X_{ds}, X_{qs} : Réactances longitudinale et transversale

En se basant sur les équations (II.2), on peut tracer le diagramme vectoriel [9].

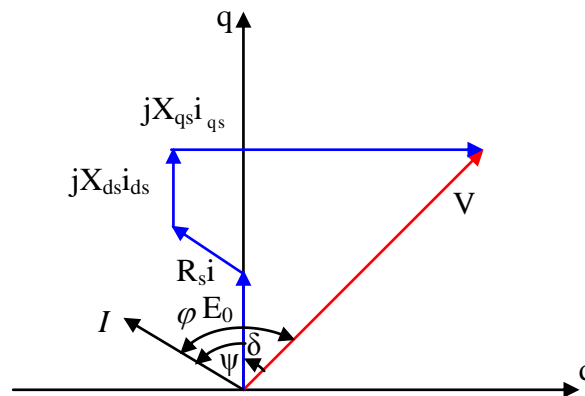


Figure (II.1) Diagramme vectoriel de la MSAP [9].

$$V = [V_{ds}, V_{qs}] ;$$

$$I = [I_{ds}, I_{qs}] ;$$

ψ : Déphasage du courant par rapport à la force électromotrice ;

ϕ : Déphasage du courant par rapport à la tension ;

δ : Déphasage entre la tension et la FEM.

II.3 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

Le principe de contrôle d'un dispositif à courant continu à excitation séparée coïncide avec le principe de contrôle des conducteurs. Ceux-ci consistent en la régulation et la congruence du débit par un composant du courant et du couple par l'autre composant. Il faut donc choisir le système d'axes (d, q) et la loi de commande qui assure la séparation du débit et du couple.

La Commande par orientation du champ consiste a orienter le flux dans l'entrefer suivant l'axe quadratique (q), c'est exactement d'annuler l'effet du flux statorique suivant l'axe directe. Cela est obtenu en imposant à i_{ds} une valeur nulle, donc le système résultant est mono entrée V_{qs} .

La stratégie de commande la plus souvent utilisée est celle qui consiste à maintenir le courant i_d à une valeur nulle. Cette stratégie permet de simplifier la commande du couple par la linéarisation de la relation entre le couple et le courant.

Physiquement cette stratégie revient à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par le système d'excitation, comme il est illustré à la figure (II.2), où les aimants sont remplacés par un bobinage traversé par un courant i_f constant produisant un flux équivalent à celui des aimants [10].

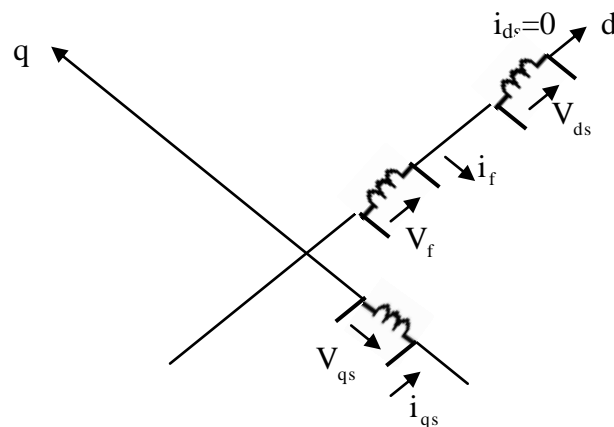


Figure (II.2) Commande par orientation du champ de la MSPA (i_{ds} nul).

Le couple électromagnétique développé par la MSPA peut s'écrire dans le repère (d q) sous la forme :

$$C_{em} = \frac{3}{2}P \left[(L_d - L_q) i_{ds} i_{qs} + \phi_f i_{qs} \right] \quad (II.3)$$

Avec

$$\phi_f = L_m i_f$$

L_m : L'inductance magnétique.

Alors, la relation de couple électromagnétique avec $i_{ds} = 0$ devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2}P \phi_f i_{qs}$$

Notez que l'expression du couple électromagnétique est égale à l'expression d'une machine à courant continu, ou des courants: i_f et i_{qs} produisent respectivement les flux rotorique et statorique séparément.

Afin de maîtriser le couple d'une MSAP, il est nécessaire de contrôler le vecteur courant ceci en vérifiant instantanément ses composantes suivant l'axe direct i_{ds} et l'axe en quadrature i_{qs} .

$$\vec{i}_s = \vec{i}_{qs} + \vec{i}_{ds}$$

Soit α_s : est l'angle entre i_s et l'axe direct statorique d_s du référentiel fixe statorique,

D'où $(\alpha_s - \theta_r)$ est l'angle entre la phase de i_s et l'axe du référentiel rotorique.

Alors on a :

θ_r : L'angle entre l'axe statorique d_s et l'axe direct.

$$\begin{cases} i_{qs} = |i_s| \sin(\alpha_s - \theta_r) \\ i_{ds} = |i_s| \cos(\alpha_s - \theta_r) \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

D'où :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \phi_f |i_s| \sin(\alpha_s - \theta_r) \quad (\text{II.5})$$

Pour avoir ($i_{ds} = 0$) il faut fixer $(\alpha_s - \theta_r)$ à $\frac{\pi}{2}$ d'où le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale [6].

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \phi_f |i_s|$$

$$|i_s| = |i_{qs}|$$

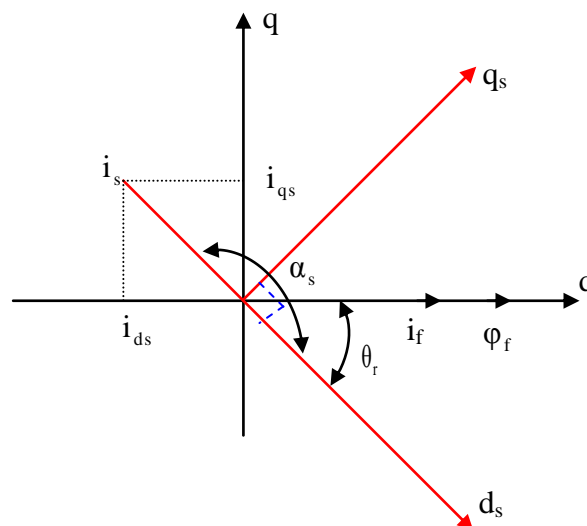


Figure (II.3) Diagramme illustrant le vecteur courant statorique et le courant d'excitation de la MSAP [2].

II.4 APPLICATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE DANS L'ESPACE D'ETAT

On fait appel aux équations du modèle en tension de la MSPA suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{V_{ds}}{L_d} - \frac{R_s i_{ds}}{L_d} + \omega_r L_q \frac{i_{qs}}{L_d} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{V_{qs}}{L_q} - \frac{R_s i_{qs}}{L_q} - \omega_r \frac{L_d}{L_q} i_{ds} - P\phi_f \frac{\omega_r}{L_q} \end{cases} \quad (II.6)$$

L'équation mécanique est donnée par la relation suivante :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f_c \Omega) \quad (II.7)$$

Afin d'obtenir le courant i_{ds} nul, il suffit de faire un retour d'état approprié en prenant $V_{ds} = -L_q \omega_r i_{qs}$ montré a la figure (II.4), cela représente un retour d'état non linéaire.

On pose

$$K_T = \frac{3}{2} P\phi_f$$

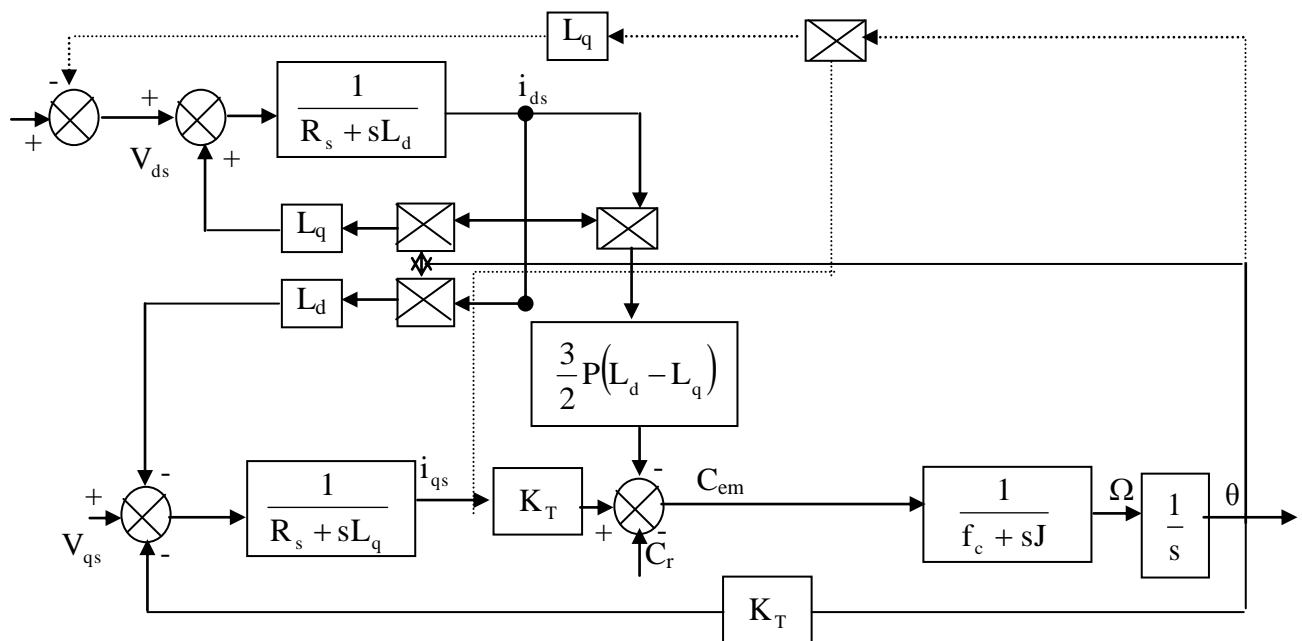


Figure (II.4) Schéma bloc avec le retour d'état non linéaire

D'où les équations de la MSAP après l'orientation du flux, deviennent :

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\frac{L_d \omega_r}{L_q} i_{ds} - \frac{R_s}{L_q} i_{qs} + \frac{V_{qs}}{L_q} - P \frac{\phi_f \omega_r}{L_q} \end{cases} \quad (II.8)$$

La première équation (II.8) s'écrit : $\frac{di_{ds}}{dt} + \frac{R_s}{L_d} i_{ds} = 0$

C'est une équation différentielle du premier ordre sa solution est donné par :

$$i_{ds}(t) = \exp[\alpha t]; \alpha = -\frac{R_s}{L_d}. \text{ (Est une valeur grande ce qui donne } i_{ds} = 0 \text{)}$$

L'équation du couple devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \phi_f i_{qs} \quad (II.9)$$

En remplant (II.9) dans (II.7) On obtient :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} \left[\frac{3}{2} P \phi_f i_{qs} - C_r - f_c \Omega \right] \quad (II.10)$$

D'où l'équation du système découplée en prenant comme variable d'état $[i_{qs}, \Omega]$ est :

$$\begin{cases} \frac{di_{qs}}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_{qs} - P \frac{\omega_r \phi_f}{L_q} + \frac{V_{qs}}{L_q} \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{3}{2} P \frac{\phi_f}{J} i_{qs} - \frac{f_c \Omega}{J} + \frac{C_r}{J} \end{cases} \quad (II.11)$$

L'objectif de ce procédé est d'obtenir un modèle similaire à celui d'un moteur à courant continu, dans la figure (II.5) fonctionnel donné par.

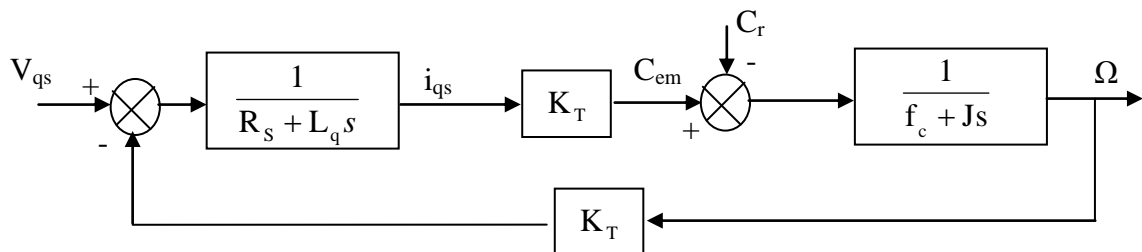


Figure (II.5) Schéma bloc représentant la MSAP après l'orientation du champ.

II.5 METHODE D'ORIENTATION DE FLUX

La figure (II.6) montre un schéma de principe d'un moteur à vitesse variable utilisant un contrôle de débit dirigé, utilisé avec une boucle de régulation de vitesse qui donne la référence de courant i_{qs}^* , la référence du courant i_{ds}^* est maintenue à zéro [15].

Pour réaliser le contrôle vectoriel, il est nécessaire de connaître à chaque instant certaines grandeurs, à savoir [12][15]:

- La position du rotor, nécessaire pour les transformation de coordonnées diphasé, triphasé et inversement ;
- Les courants statiques d'axe directe i_{ds} et d'axe en quadrature i_{qs} ;
- La vitesse du rotor Ω .

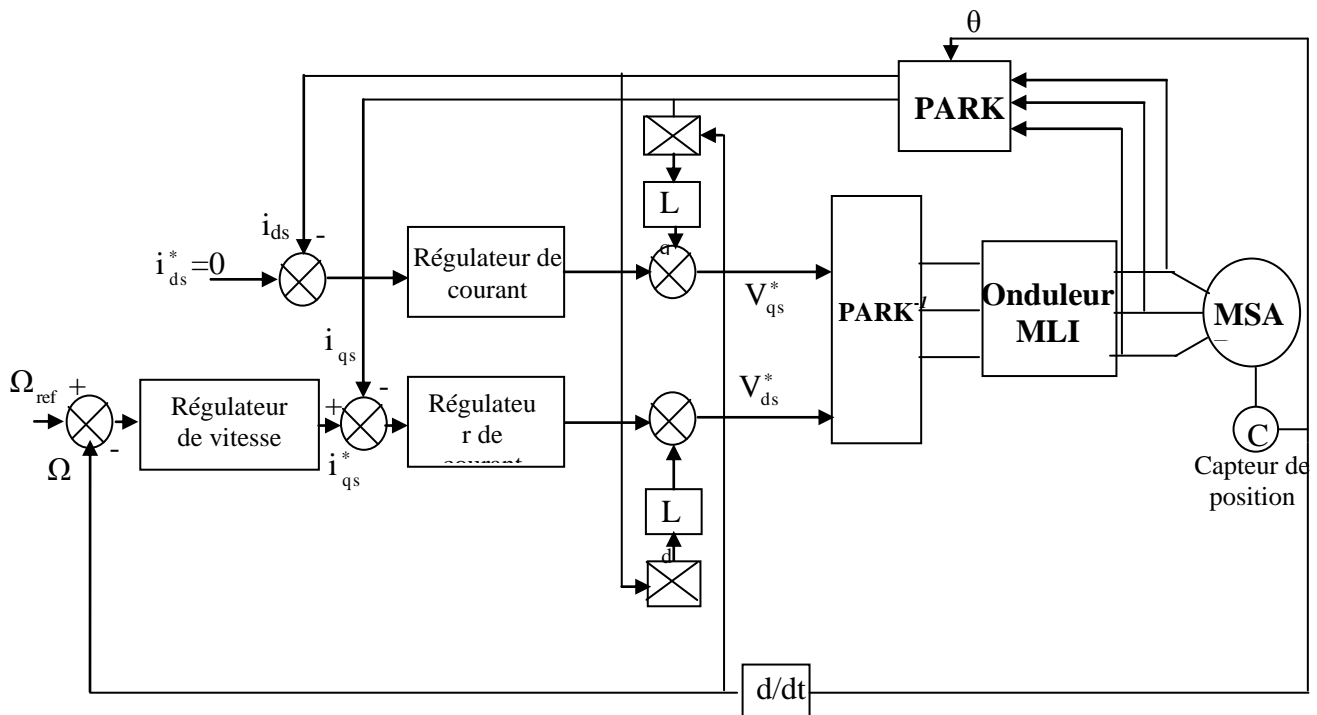


Figure (II.6) Commande vectorielle dans le référentiel (d q)[15].

Les courants dans le référentiel PARK sont normalement contrôlés par les régulateurs. En référence aux valeurs inférieures des constantes de temps électriques des actionneurs modulés, la période d'échantillonnage associée aux courants de régulation doit être inférieure à (petites) millisecondes ; Par conséquent, des microprocesseurs puissants et donc coûteux doivent être utilisés.

II.6 STRUCTURE DE COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP

La structure de découplage du contrôle vectoriel de la MSAP donnée par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds}^* = -\omega_r L_q i_{qs}^* = -\omega_r L_q \frac{C_{em}^*}{\frac{3}{2} P \phi_f} = \frac{(-\omega_r L_q C_{em}^*)}{K_t} \\ V_{qs}^* = R_s \frac{C_{em}^*}{K_t} + \frac{L_q}{K_t} \frac{dC_{em}^*}{dt} + \omega_r \phi_f \end{cases} \quad (II.12)$$

Dans ces expressions, les grandeurs de référence se distinguent des grandeurs réelles pour l'exposant « * ».

Le schéma bloc correspondant à cette structure est donné a la figure (II.7).

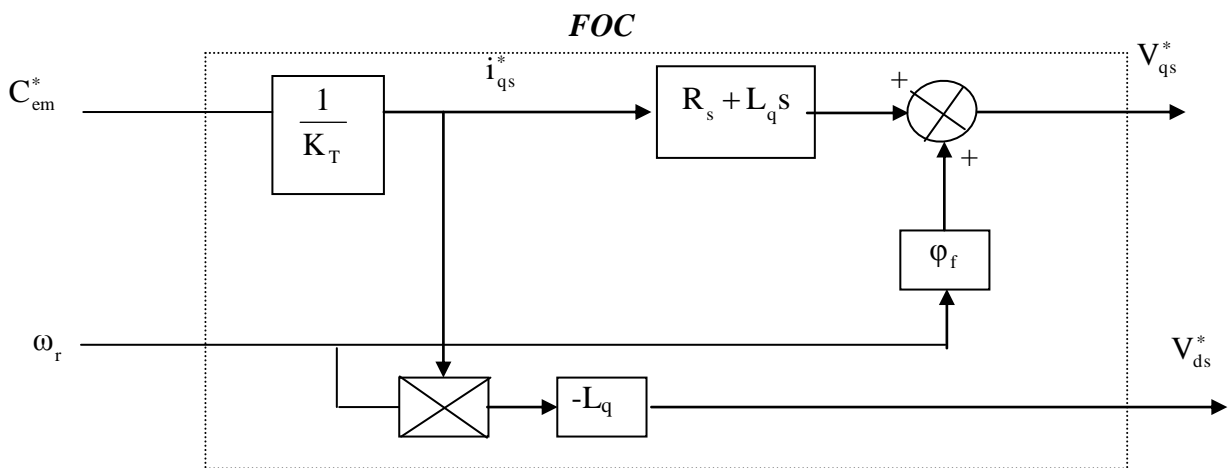


Figure (II.7) Schéma bloc de la structure de découplage

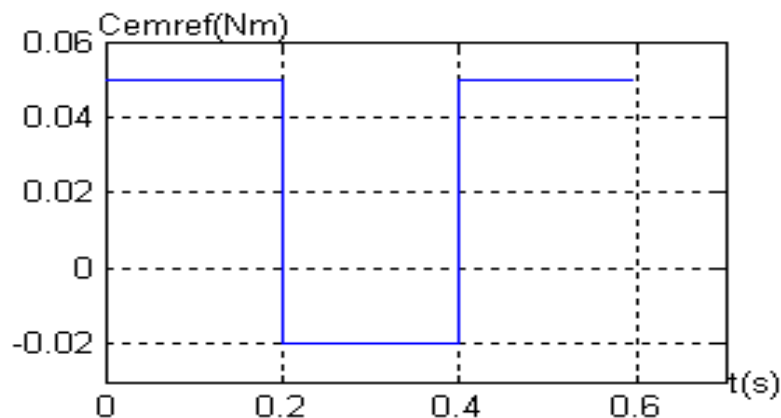
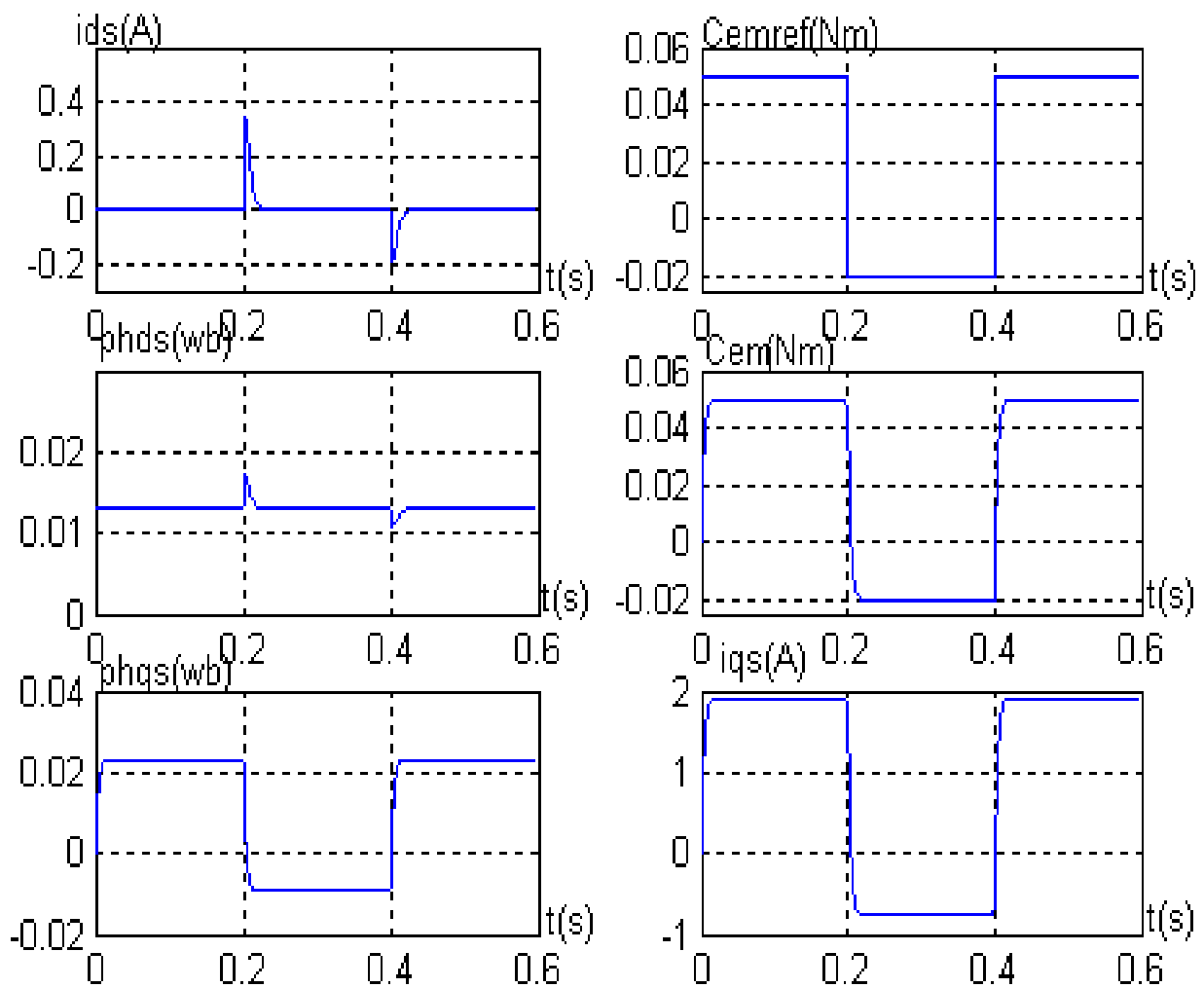


Figure (II.8) Couple de référence



**Figure (II.9) Commande vectorielle en boucle ouverte
(Application sur le modèle de la MSAP)**

La figure (II.9) Affiche le comportement du schéma de contrôle de couple indirect appliqué à MSAP.

D'après cette figure l'analyse des courbes montre que le couple électromagnétique suit parfaitement le couple de référence (C_{em}^*) imposé sans dépassement.

Le courant statorique direct (i_{ds}) s'annule ce qui est exactement le but de la commande par l'orientation du champ.

Le flux d'axe direct ϕ_{ds} se stabilise à la valeur $\phi_f = 0.013$ wb indépendamment de la variation du couple électromagnétique, et il suit parfaitement le courant statorique directe dans sa forme avec l'apparition des pics a ($t=0.2s$) et ($t=0.4s$) qui sont dus à la variation brusque du couple référentiel à ces instants, ce qui vérifie le découplage des axes (d, q)

II.7 ASSOCIATION ONDULEUR-MSAP

Dans l'étude précédente, nous avons vu que pour pouvoir réaliser le Commande vectoriel et avoir un modèle découplé, il faudra que les tensions des références soient :

$$\begin{cases} V_{ds}^* = -\omega_r L_q i_{qs}^* \\ V_{qs}^* = R_s i_{qs}^* + L_q \frac{di_{qs}^*}{dt} + \omega_r \phi_f \end{cases} \quad (II.13)$$

Avec :

$$i_{qs}^* = \frac{C_{em}^*}{K_T}$$

Ayant choisi la référence de couple (C_{em}^*), le bloc de découplage fournit les tensions de commande V_{ds}^* et V_{qs}^* assurant le contrôle des courants i_{ds} et i_{qs} . Le passage du repère (d q) aux grandeurs réelles est assuré par la transformation inverse de PARK, ce passage est donné par le système suivant :

$$\begin{cases} V_a^* = V_{ds}^* \cos(\theta) + V_{qs}^* \sin(\theta) \\ V_b^* = V_{ds}^* \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + V_{qs}^* \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c^* = V_{ds}^* \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) + V_{qs}^* \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (II.14)$$

Ou : $\theta = \int_0^t \omega(\tau) d\tau$

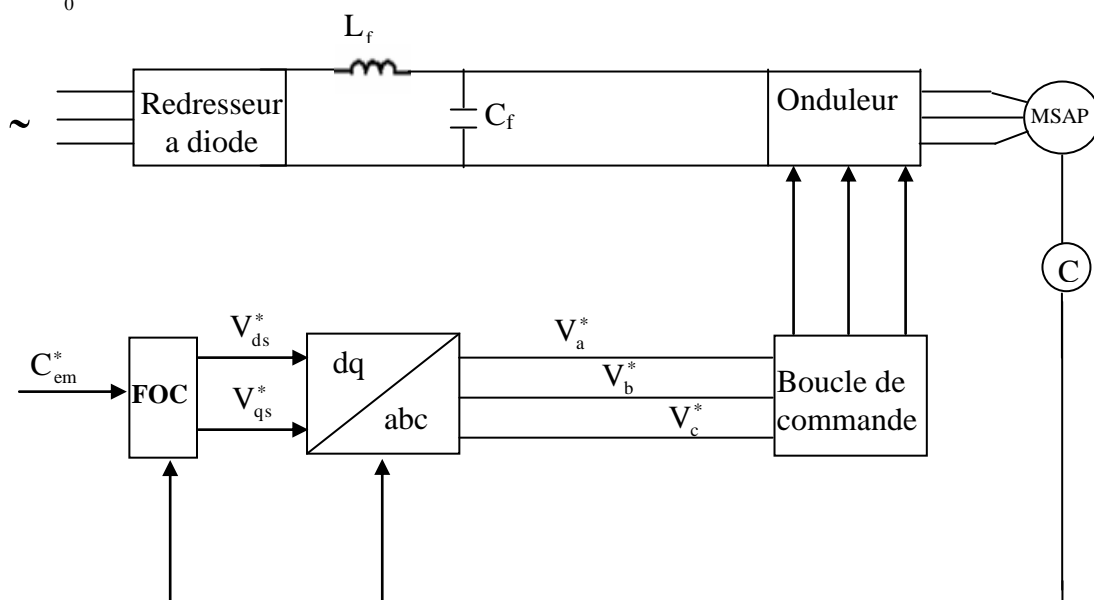
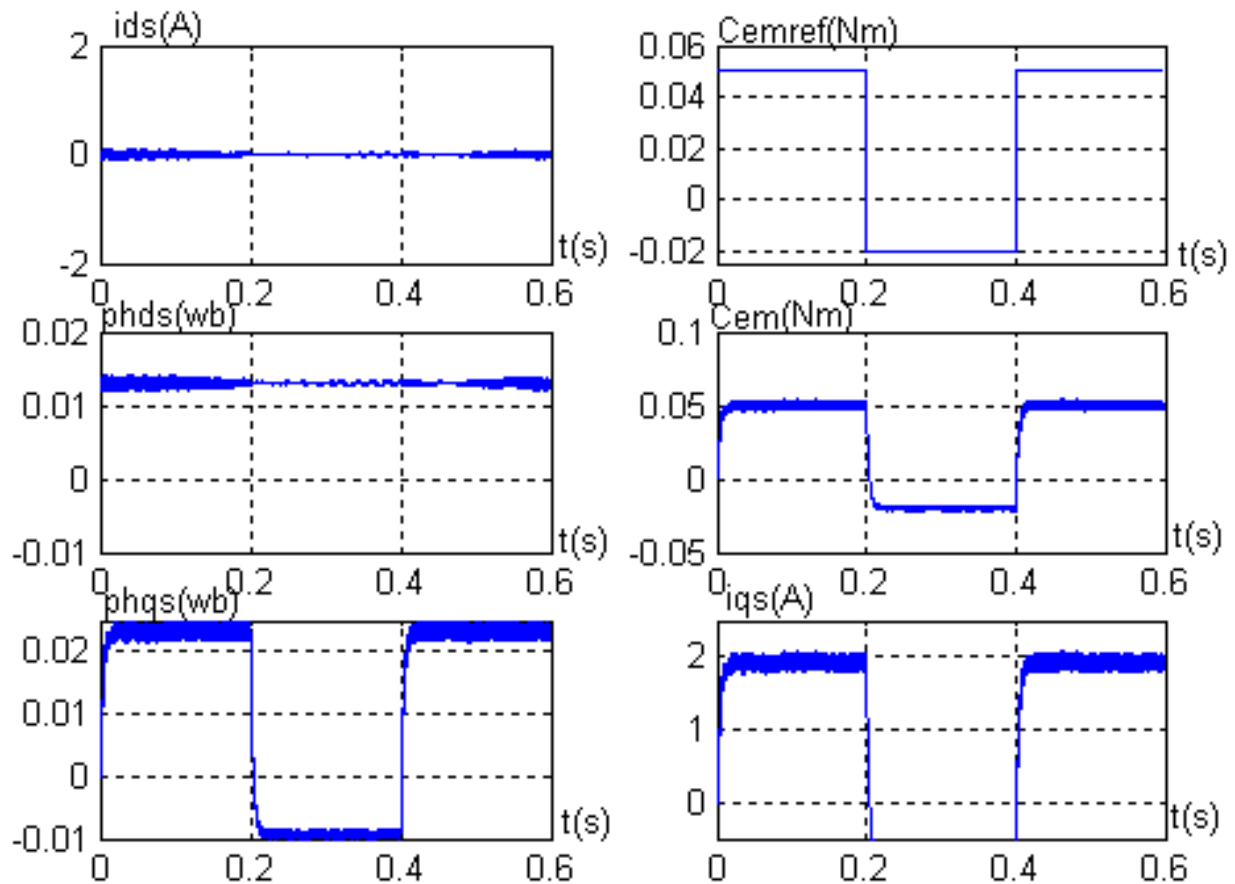


Figure (II.10) Commande vectorielle de l'association onduleur machine en boucle ouverte



**Figure (II.11) Commande vectoriel en boucle ouverte de l'association
Onduleur-MSAP**

Pour vérifier la séparation présentée par ce processus entre le flux et le couple, nous simulons la corrélation entre l'ensemble FOC-onduleur de tension-MSAP, à travers une condition de couple de référence sous forme de fentes $[0.05\text{Nm}, -0.02\text{Nm}, 0.05\text{Nm}]$ dans l'intervalle du temps respectifs suivants : $[0 \ 0.2]$, $[0.2 \ 0.4]$, $[0.4 \ 0.6]$ s.

La figure (II.11) représente la structure du contrôle vectoriel en boucle ouverte, la comparaison de ces résultats avec ceux obtenus par la simulation du modèle plus FOC montre que :

La composante directe du courant est sensiblement nulle, cependant la présence de l'onduleur engendre des ondulations autour de sa valeur moyenne (zéro).

L'allure du couple électromagnétique est largement identique à celle obtenue dans le cas d'une source d'alimentation sans onduleur, avec l'apparition d'ondulations déterminant sa valeur moyenne. Ces ondulations sont dues à la présence de l'onduleur.

II.8 PRINCIPE DE REGULATION

La méthode la plus classique consiste à utiliser un capteur de vitesse B pour surveiller la vitesse et pour éviter les problèmes de saturation, deux boucles sont nécessaires pour contrôler le courant de phase traversant. Organisation Actuelle i_{ds} et i_{qs} .

Théoriquement, une action proportionnelle suffit à garantir les critères de performances exigés par la boucle de vitesse, mais une action proportionnelle lors d'un changement de consigne de vitesse fait subsister un écart $\xi_{\Omega r} = \Omega_{ref} - \Omega$. Une action intégrale est donc nécessaire pour annuler cette erreur en régime permanent.

Ainsi, pour contrôler la machine, nous suggérons d'utiliser un régulateur PI où l'action proportionnelle et intégrative sont réglées en parallèle.

Nous commencerons dans un premier temps par une étude comparative, mettant en évidence l'intérêt de l'utilisation du régulateur IP, ensuite les paramètres de chacun des régulateurs seront déterminés, grâce au modèle élaborée. Dans la partie précédente, des résultats de simulation seront présentés pour les deux régulateurs.

III.9 REGULATEURS PROPORTIONNEL INTEGRAL (PI)

Comme nous l'avons déjà défini précédemment, le régulateur (PI) est la mise en parallèle des actions proportionnelle et intégrale (figure II-12), nous travaillerons sur la boucle de régulation de vitesse, sachant que nous supposons l'orientation de flux établie c'est-à-dire que le couple est commandé à partir de la composante en quadrature du courant statorique (i_{qs}) et que le flux rotorique (ϕ_f) est constant. Cette hypothèse nous permet d'écrire l'expression du couple comme suit :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) i_{qs} i_{ds} - \phi_f i_{qs}]$$

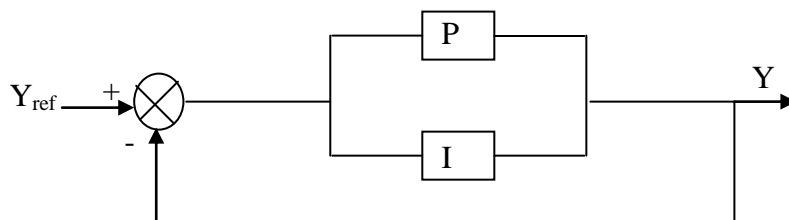


Figure (II.12) Régulateur PI

II.9.1 COMMANDE VECTORIELLE DES MACHINES A PETITE CONSTANCE DE TEMPS

Lorsque la constante du temps électrique est négligeable, les courants peuvent être commandés en boucle ouverte comme l'indique la figure (II.13) qui représente la commande de vitesse avec une régulation des courants en boucle ouverte ou la vitesse est assurée par un régulateur (PI) qui fournit un couple de référence C_{ref} .

Les courants de référence $i_{ds\ ref}$ et $i_{qs\ ref}$ sont calculés à partir de ce couple de référence et les tensions appliquées à la machine V_{ds}^* et V_{qs}^* qui sont calculées à partir de $i_{ds\ ref}$ et $i_{qs\ ref}$. Dans ce système, le découplage des courants sont calculés soit à partir des courants mesurés i_{ds} et i_{qs} soit à partir des courants de référence $i_{ds\ ref}$ et $i_{qs\ ref}$ [9].

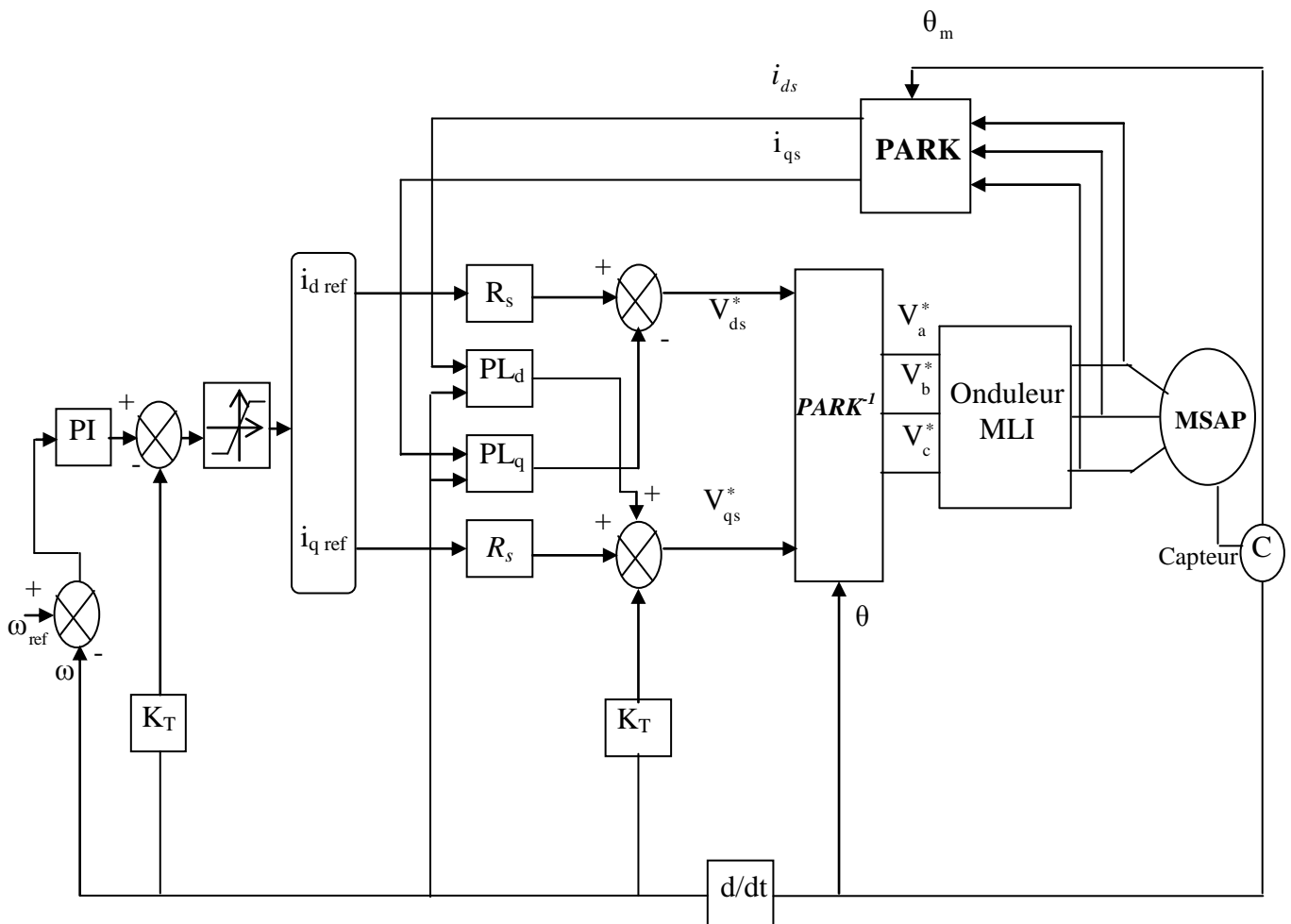


Figure (II.13) Commande de vitesse de la MSAP à petite constante du temps [9]

II.9.2 COMMANDE VECTORIELLE DES MACHINES DE GRANDES CONSTANTES DE TEMPS

Dans le cas où les constantes du temps électriques sont non négligeable, elles doivent être réduites par des régulateurs (PI). La figure (II.13) représente la commande de vitesse avec les régulateurs de courants, et pour réduire cette constante du temps on utilise rétroaction du courant en utilisant un régulateur proportionnel, comme l'indique la figure (II.14).

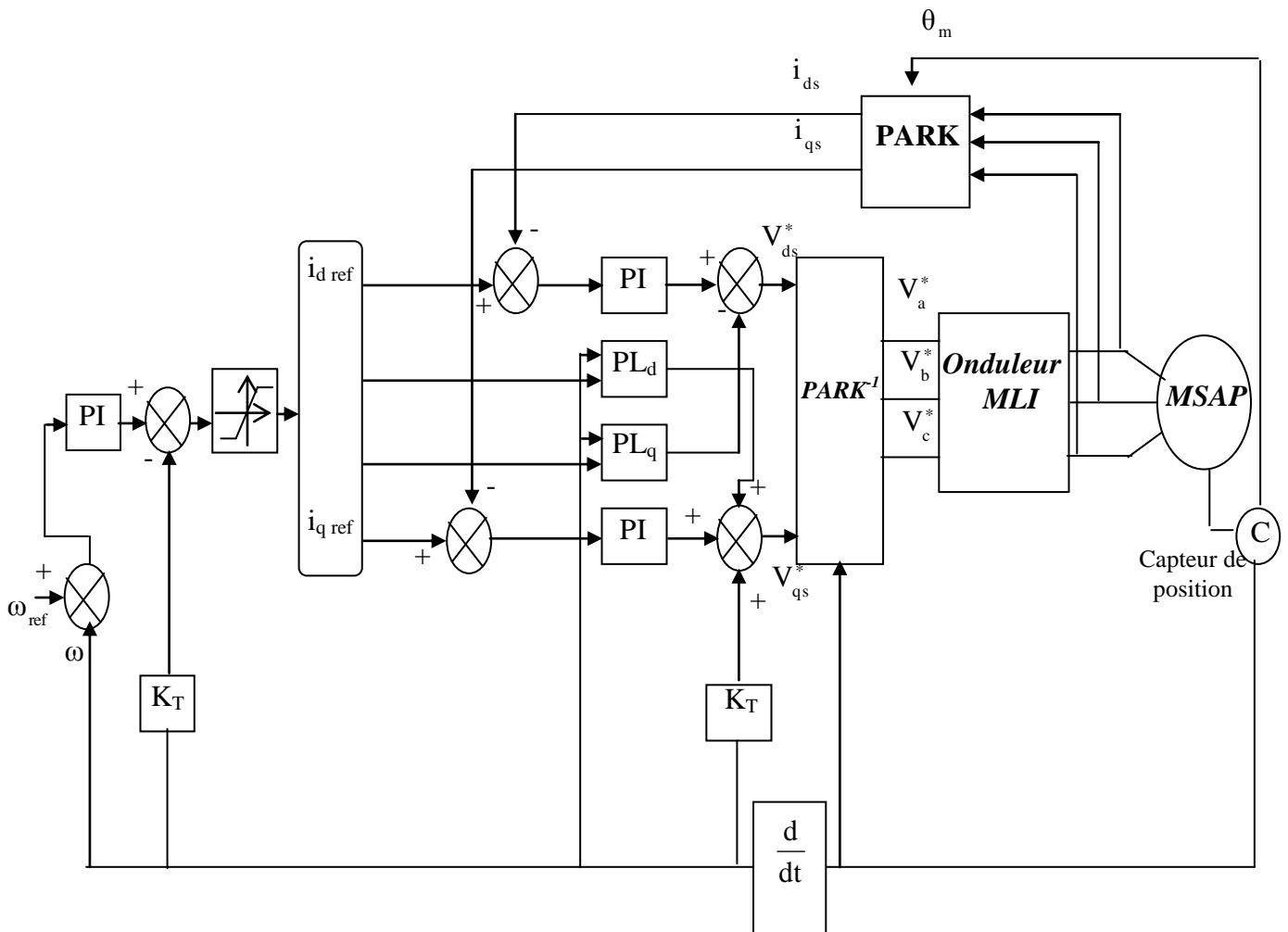


Figure (II.14) Commande de vitesse de la MSAP a grande constante du temps avec deux couplages :(courants de référence et courants mesurés) [9]

II.9.3 Réglage de vitesse

Le régulateur de vitesse peut aisément être déterminé à partir du modèle découplé de la machine.

La figure (II.15) montre schématiquement la régulation de vitesse du système découplé.

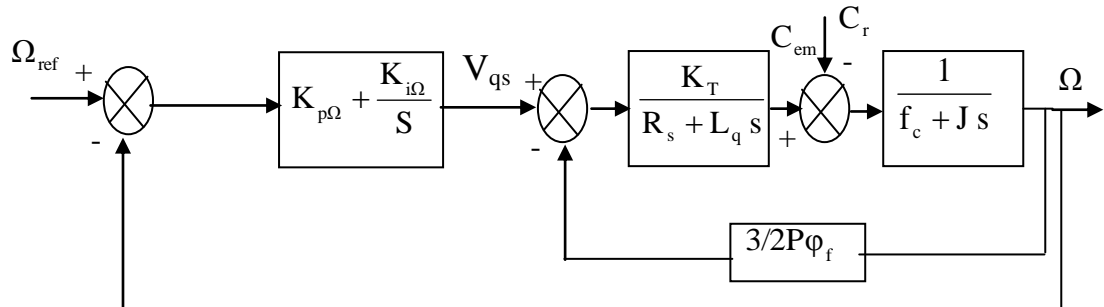


Figure (II.15) Régulation de vitesse

II.9.3-a) Fonction de transfert en boucle ouvert

Le modèle de la machine, associé au structure de commande (FOC), et au régulateur de vitesse est représenté à la figure (II.16).

La relation entrée sortie du système précédent en boucle ouvert est donnée par :

$$F_0(s) = \frac{\Omega(s)}{C_{em}} \tag{II.15}$$

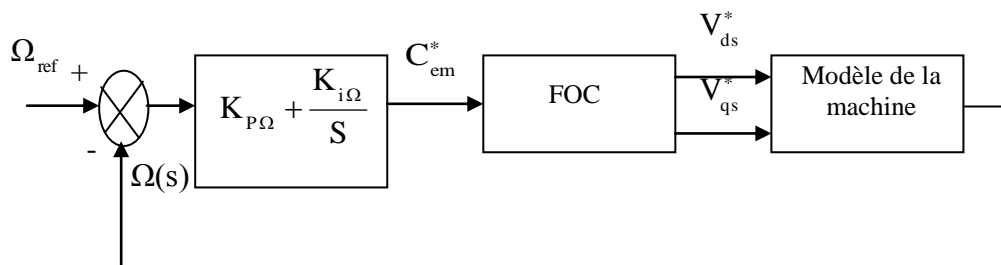


Figure (II.16) Boucle de régulation

A partir du modèle de la machine et de bloc du découplage (FOC), qui fournit les tensions de commande :

$$\begin{cases} V_{ds}^* = -L_q \omega_r i_{qs}^* \\ V_{qs}^* = R_s i_{qs}^* + \omega_r \phi_f + L_q \frac{di_{qs}^*}{dt} \end{cases} \tag{II.16}$$

Et pour des machines synchrones à aimants montés en surface, la constante de temps électrique ($\frac{L_q}{R_s}$), est généralement négligeable.

Les tensions de commande précédentes s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{ds}^* = -L_q \omega_r i_{qs}^* \\ V_{qs}^* = R_s i_{qs}^* + \omega_r \phi_f \\ i_{qs}^* = \frac{C_{em}^*}{\frac{3}{2} P \phi_f} \end{cases} \quad (II.17)$$

A partir de ce dernier système et le modèle de la machine on peut écrire :

$$\begin{cases} i_{qs}^* = \frac{i_{qs}^*}{1 + \tau_e S} \\ C_{em}^* = \frac{C_{em}^*}{1 + \tau_e S} \end{cases} \quad \text{avec } \tau_e = \frac{L_q}{R_s} \quad (II.18)$$

L'équation mécanique, nous donne :

$$\Omega(s) = \frac{C_{em} - C_r}{f_c + J S} = \frac{(C_{em} - C_r)}{f_c (1 + \tau_m S)} \quad (II.19)$$

Avec : $\tau_m = \frac{J}{f_c}$

En remplaçant l'expression du couple électromagnétique (C_{em}) donné par (II.18) dans (II.19) ; on obtient :

$$\Omega(s) = \frac{1}{f_c (1 + \tau_e S)(1 + \tau_m S)} C_{em}^* - \frac{1}{f_c (1 + \tau_m S)} C_r \quad (II.20)$$

Cette équation est schématisée par la figure (II.17)

En comparant (II.1) et (II.20) ; on obtient :

$$F_0(s) = \frac{1}{f_c (1 + \tau_e S)(1 + \tau_m S)}$$

II.9.3-b) Fonction de transfert en boucle fermée

En ajoutant un régulateur (PI) de fonction de transfert donnée par :

$$F_{reg\Omega} = K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{S} \quad (II.21)$$

Alors la boucle de régulation globale se présente comme suit :

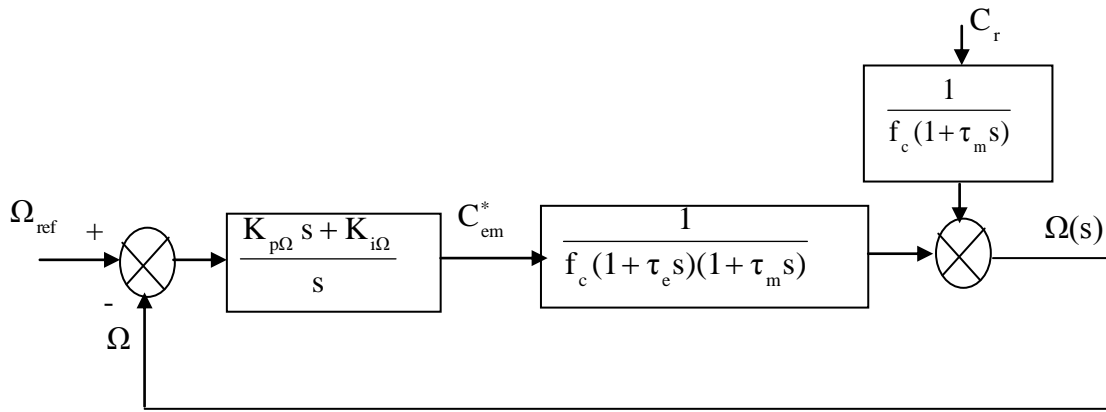


Figure (II.17) Boucle de réglage de vitesse

La fonction de transfert globale en boucle ouverte sera :

$$F_{g0}(s) = \left(K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{S} \right) \frac{1}{f_c (1 + \tau_e S)(1 + \tau_m S)} \quad (II.22)$$

Après un calcul élémentaire, on aura :

$$F_f(s) = \frac{K_{p\Omega} \cdot S + K_{i\Omega}}{J\tau_e S^3 + (J + f_c \tau_e) S^2 + (K_{p\Omega} + f_c) S + K_{i\Omega}} = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (II.23)$$

En tenant compte des paramètres de la machine, on peut négliger les deux termes $J\tau_e$ et $f_c \tau_e$ alors le dénumérateur $D(s)$ devient :

$$D(s) = JS^2 + (K_{p\Omega} + f_c)S + K_{i\Omega}$$

Pour avoir un comportement bien amorti avec un amortissement relatif optimal, les paramètres des régulateurs ont été choisis par la méthode des pôles imposés. Nous imposons les pôles du système, où la partie réelle est égale à la partie imaginaire ($s_{1,2} = \rho \pm j\rho$)

Dans ce cas, les paramètres de régulateur sont :

$$\begin{cases} K_{i\Omega} = 2 \rho^2 J \\ K_{p\Omega} = 2 \rho J - f_c \end{cases}$$

Tel que « ρ » représente le module de la partie réelle et de la partie imaginaire des deux pôles.

II.9.4 Régulation du courant i_{ds}

De la première équation du système (II.6) et en imposant $V_{d0} = (R_s + SL_d) i_{ds}$:

$$i_{ds} = \frac{V_{d0}}{(R_s + SL_d)}$$

En insérant un régulateur (PI) de fonction de transfert donnée par :

$$K_{reg\ id_s} = K_{pd} + \frac{K_{id}}{S}$$

La boucle de régulation du courant i_{ds} se présente comme suit :

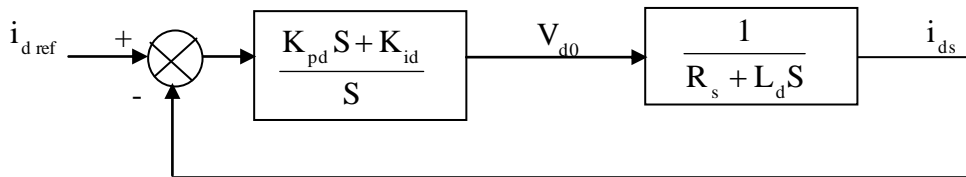


Figure (II.18) Boucle de réglage de courant

La fonction de transfert en boucle fermée sera donnée par :

$$K_{Fids} = \frac{K_{pd}S + K_{id}}{L_d S^2 + (K_{pd} + R_s) S + K_{id}} \tag{II.24}$$

Le calcul des paramètres de régulateur se fait de la même manière que celle de la boucle de vitesse, ce qui donne :

$$\begin{cases} K_{pd} = 2\rho L_d - R_s \\ K_{id} = 2\rho^2 L_d \end{cases}$$

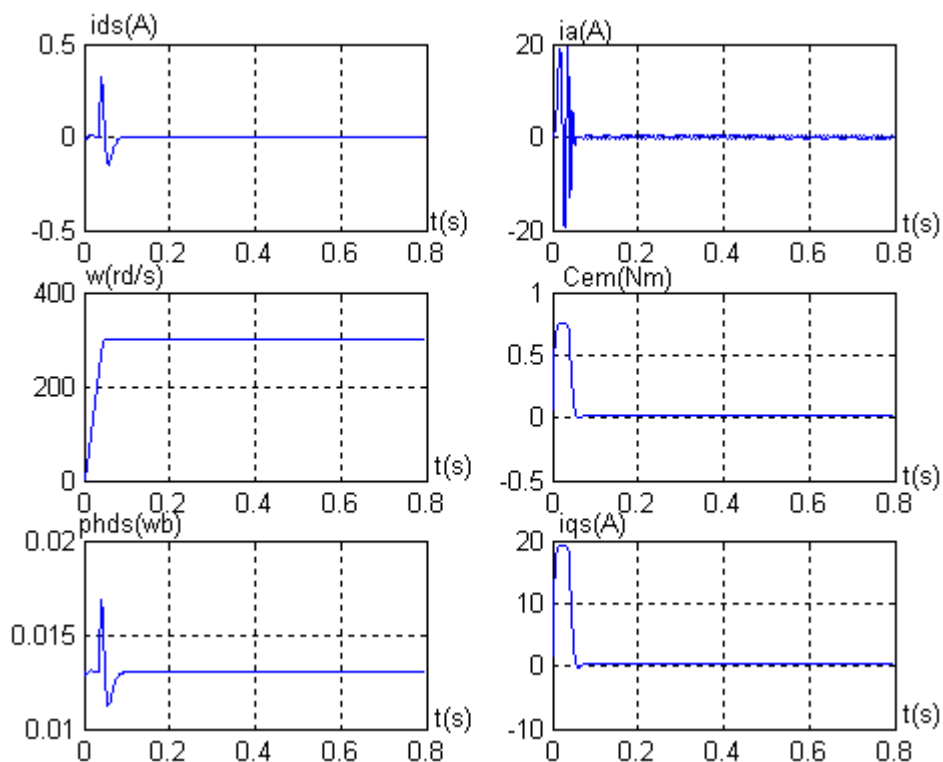


Figure (II.19-a) Réponse de la machine pour une consigne de vitesse de 300rd/s

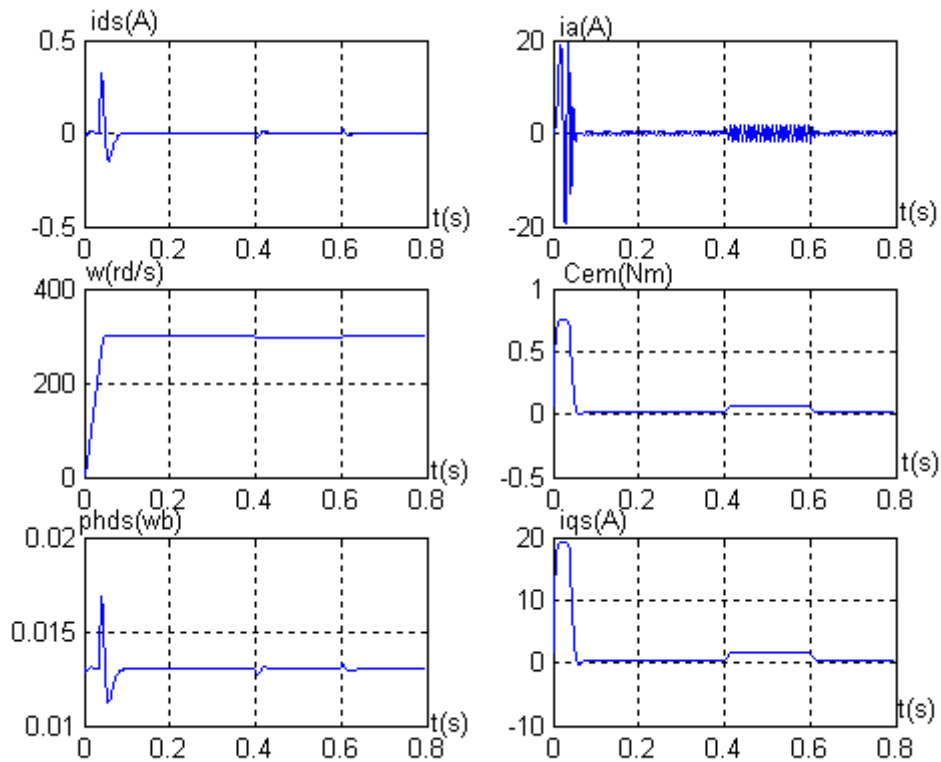


Figure (II.19-b) Réponse de la machine lors d'un réglage de vitesse pour une consigne de 300rd/s avec application d'un couple résistant $C_r=0.05$ Nm

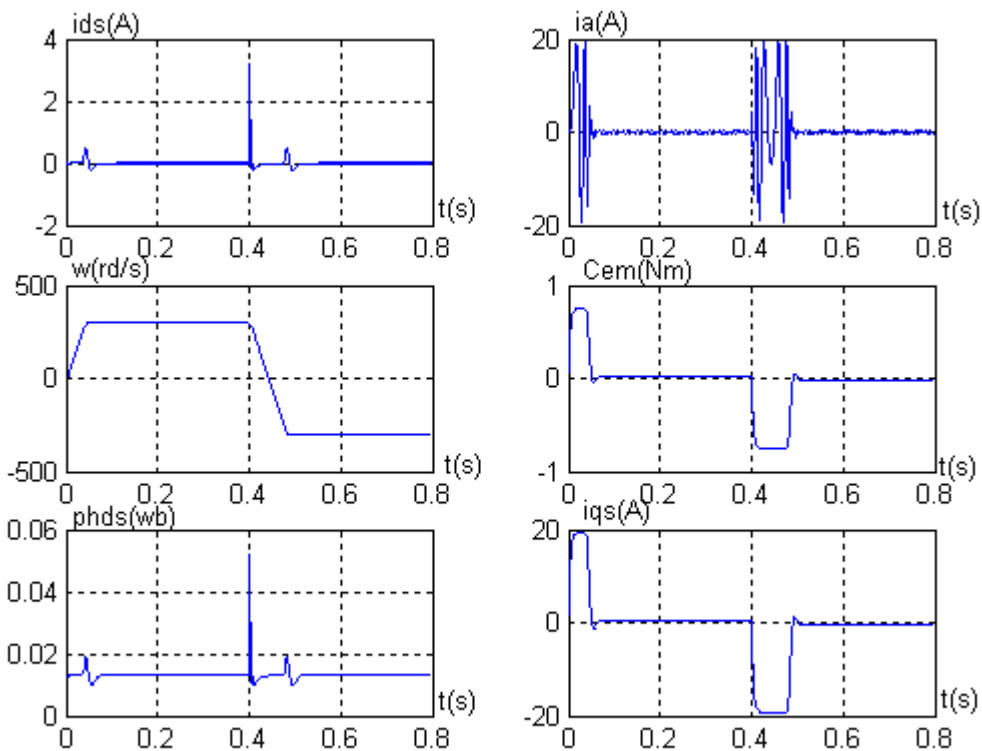


Figure (II.19-c) Réponse dynamique suite à une inversion de vitesse 300rd/s à -300rd/s

Les courbes de la figure (II.19) représentent :

- Réponse à un échelon de vitesse (démarrage) ;
- Réponse à un échelon de vitesse avec l'application d'une charge ;
- Inversion de vitesse.

La figure (II.19-a) donne la réponse de la machine pour une consigne de vitesse de 300rd/s, le flux est installé à la valeur (0.013 Wb) au bout de (0.095s), de manière à fournir un couple important au démarrage. La machine répond rapidement à un échelon de vitesse, la réponse s'effectue sans dépassement avec un pic de courant i_{ds} de (0.32A) et atteint rapidement la valeur nulle, le couple électromagnétique est alors proportionnel au courant i_{qs} il se stabiliser à une valeur (0.015Nm) qui compense les pertes par frottement.

Les courbes de la figure (II.19-b) représentent la réponse la machine à l'application d'un couple résistant à l'intervalle [0.4, 0.6]s, le couple électromagnétique répond instantanément à la perturbation, de même pour le courant i_{qs} , par contre le courant i_{ds} reste constant.

Les courbes de la figure (II.19-c) représentent l'inversion de la vitesse de 300rd/s,-300rd/s à couple résistant nul, on constate que cette inversion de vitesse est rapide (0.09s) avec l'apparition d'un pic de courant i_{ds} du au variation brusque de la vitesse.

II.10 APPLICATION SUR L'ASSOCIATION ONDULEUR-MACHINE

(REGULATEUR PI)

La figure (II.20), donne le schéma global de la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d, q) alimentée par un onduleur de tension commandé par la technique Triangulo-Sinusoidale. Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse qui permet de générer la référence du couple C_{em}^* , un deuxième régulateur PI est utilisé pour annuler la composante directe du courant i_{ds} en imposant en enliée une consigne nulle.

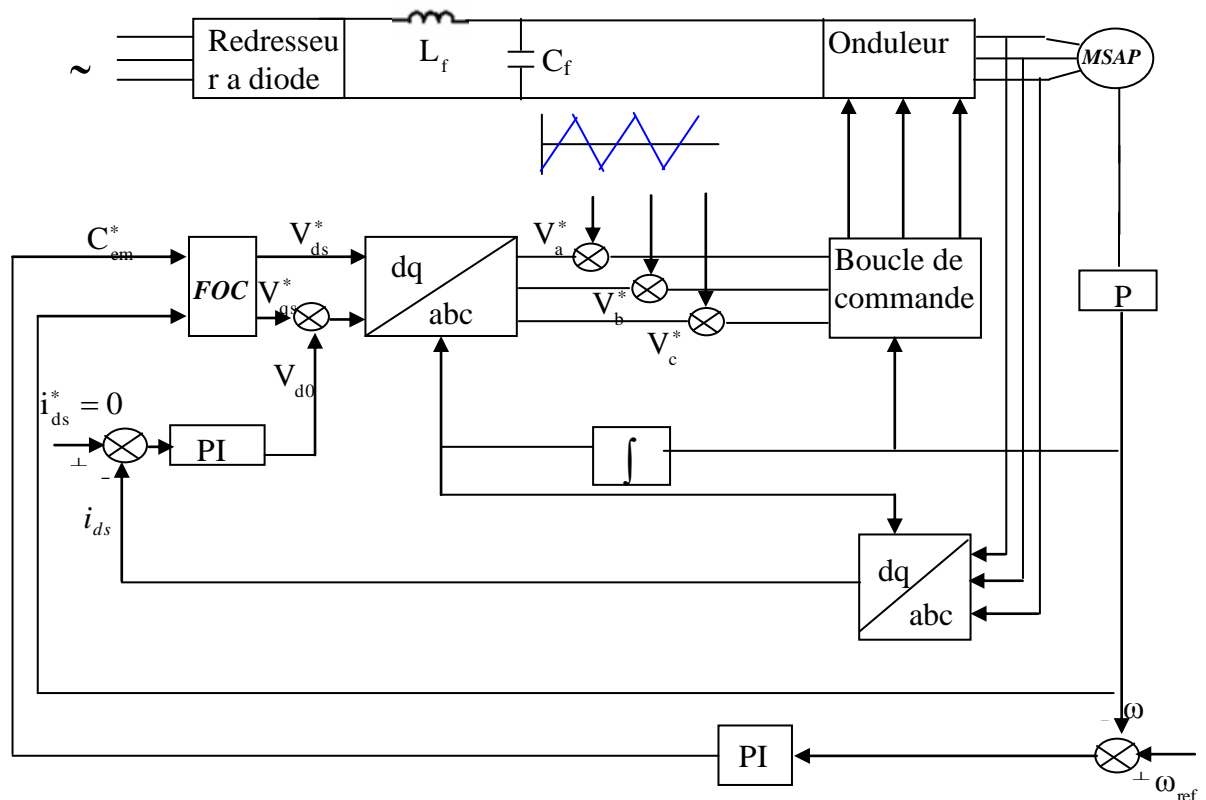


Figure (II.20) Schéma globale de la commande du système dans le repère (d q) [10]

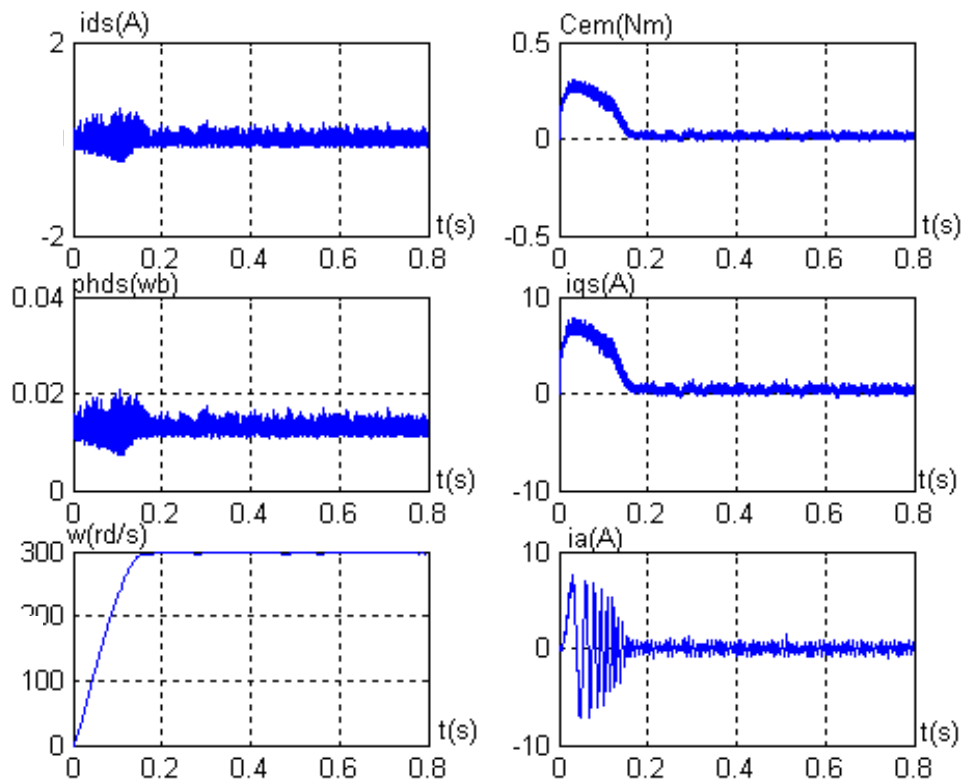


Figure (II.21-a) Réponse dynamique de l'ensemble onduleur-MSAP pour une consigne de vitesse de 300rd/s

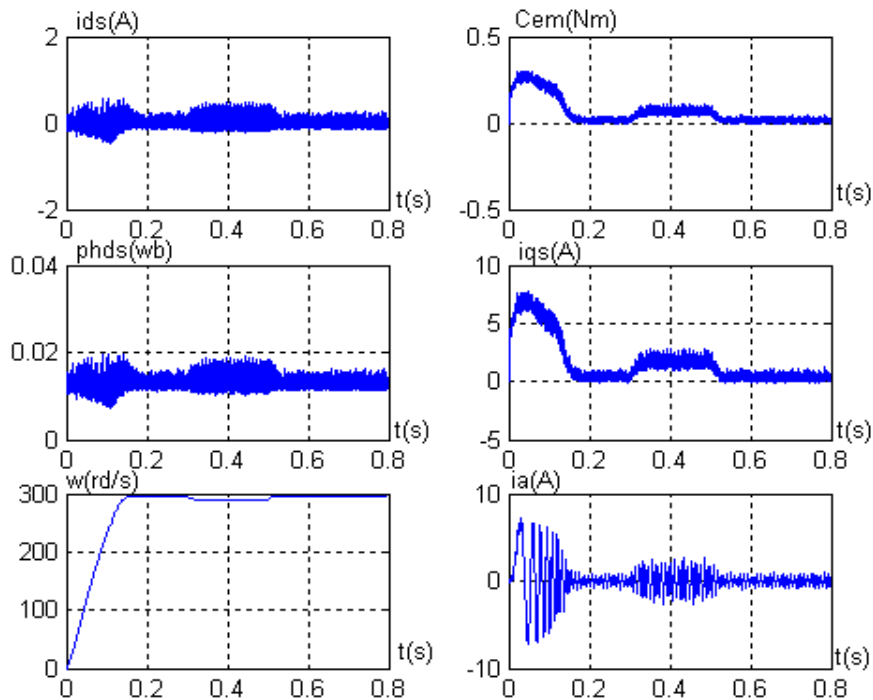


Figure (II.21-b) Réponse de l'ensemble onduleur-MSAP avec l'application d'un couple résistant entre $t=0.4s$ et $t=0.6s$

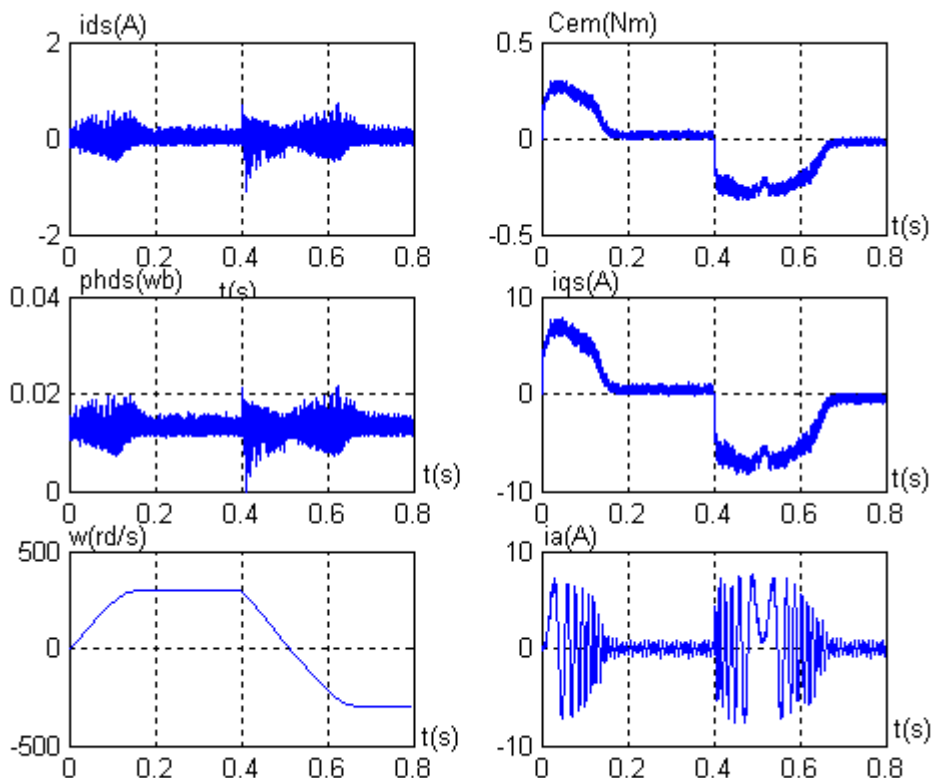


Figure (II.21-c) Réponse de l'ensemble Onduleur-MSAP pour l'inversion du sens de rotation de $300dr/s$ et $-300rd/s$

Les testes de simulation ont été effectués pour une perturbation de charge de ($C_r=0.05Nm$) appliqué entre [0.4, 0.6]s.

Les courbes de la figure (II.21) représentent un démarrage, réponse à un échelon de couple et une inversion de la vitesse de rotation.

La machine étant alimentée par onduleur de tension à stratégie de modulation sinusoïdale.

La vitesse suit la valeur de référence sans dépassement, l'application d'un couple résistant conduit à une augmentation du couple électromagnétique développé, ainsi que le courant statorique de la machine qui à un comportement sinusoïdal, la vitesse est affectée d'une faible diminution de l'environ de (1.33%).

La figure (II.21-c) montre les résultats d'une inversion de vitesse de consigne de 300rd/s à -300rd/s, cette inversion s'accompagne d'une légère augmentation du courant statorique et du couple électromagnétique.

La comparaison des résultats obtenus de la figure (II.21) avec ceux obtenus sans onduleur (figure (II.19)) montre une ressemblance notable, on peut dire que les résultats sont sensiblement identique, on note que l'application d'un couple résistant ainsi que l'inversion de sens de rotation influent légèrement sur la composante du courant d'axe directe i_{ds} .

II.11 CONCLUSION

A partir des résultats de simulation obtenus, nous pouvons juger de la qualité du contrôle vectoriel au niveau PARK de MSAP pris en charge par un onduleur de tension et nous pouvons obtenir une performance de couple dynamique très satisfaisante, caractérisée par un faible temps de réponse et l'absence de contournement de point spécifique ou d'oscillations transitoires. Ces performances sont obtenues avec un schéma simple. A partir d'un modèle non linéaire et comparatif, on obtient un modèle simple et discret, qui permet de contrôler la vitesse du rotor.

Et nous avons effectué des tests de performances avec des régulateurs PI.

Chapitre III

Théorie de la logique floue

III.1 INTRODUCTION

La logique floue a vu le jour après la logique booléenne. Cette dernière est basée sur le principe que toute proposition ne peut être que vraie ou fausse (tout ou rien), et pourtant la pensée humaine est beaucoup plus complexe et plus nuancée qu'un ensemble rigide de lois car, pour un être humain, le mot "rien" n'est pas tout à fait blanc ou noir, on trouve dans notre langage habituel "assez grand, presque chaud, pas chaud...etc". Alors, les propositions nécessitent un élargissement à la logique classique.

C'est donc en 1965, que la logique floue est apparue avec la publication par Lotfi Zadeh de l'université de Californie, Berkeley, USA, d'un article intitulé "les ensembles flous" [14].

Les premières applications de la logique floue étaient confinées dans des domaines non techniques, comme le commerce et la gestion, et ce n'est qu'en 1974 qu'elle s'est appliquée en automatique par E. H. Mamdani qui a commencé par la réalisation du premier contrôleur flou. Dans cette première section, nous traitons deux notions fondamentales : la logique floue et flous et lessous-ensembles.

III.2 LA THEORIE DE LA LOGIQUE FLOUE

III.2.1 Définition

Le terme «logique floue » à deux aspects :

- Le première correspond à tous les développements concernent la théorie des ensembles flous.
- Le deuxième représente une extension de la logique classique dans le but de raisonner sur des connaissances imparfaites.

Afin de connaître le principe fondamental de la logique floue, on introduit un exemple simple, celui de la classification des personnes en trois ensembles « jeune », « entre deux âges » et « âgé ».

Pour le cas de la logique classique (logique de boucle) qui admet deux valeurs 0 ou 1, la classification pourrait se faire comme dans la figure (III.1). Toutes les personnes âgées de moins de 30 ans appartiennent à l'ensemble jeune et toutes les personnes âgées de plus 50 ans sont considérées comme appartenir à l'ensemble « âgé ».

Cependant une telle logique de classification n'est même pas logique car la question qui se pose : pourquoi une personne âgée de 50 ans doit être considérée comme appartenant à l'ensemble « âgé »? En réalité un tel passage ce fait progressivement et individuellement. En autre lors de la

classification par logique classique on ne prend pas en considération des personnes situées dans la zone « entre deux âges ».

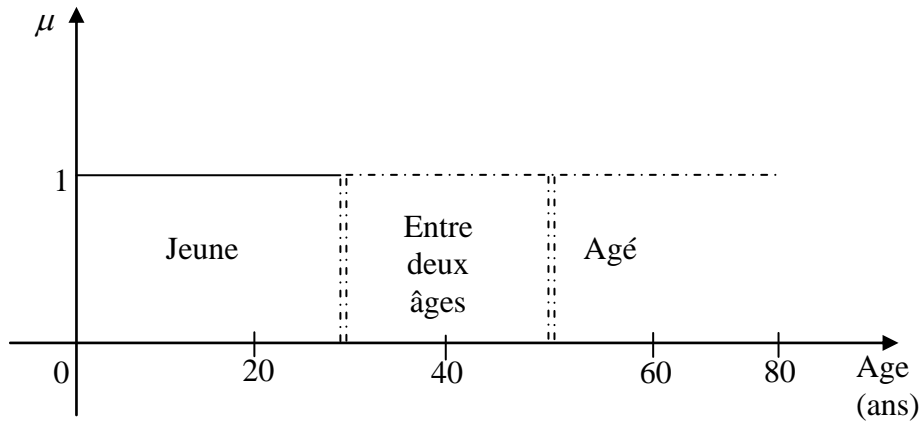


Figure (III.1) Classification des personnes en trois ensembles selon la logique classique.

La logique floue, dont la fonction d'appartenance peut prendre n'importe quelle valeur entre 0 et 1 permet de tenir compte de cette réalité. Il est donc possible de trouver une autre classification pour l'exemple précédant à l'aide de la logique floue. Les limites ne varient pas soudainement mais progressivement comme le montre la figure (III.2).

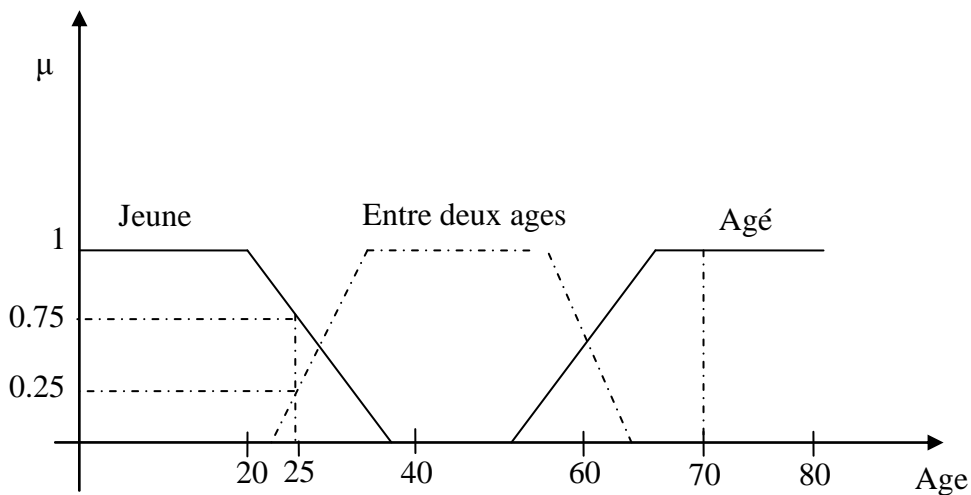


Figure (III.2) Classification des personnes en trois ensembles selon la logique floue.

Une personne de 25 ans appartient à l'ensemble «jeun »avec une valeur de la fonction d'appartenance $\mu=0.75$ et à l'ensemble « entre deux âges » avec $\mu=0.25$ par contre, une personne de 70 ans appartient avec une valeur $\mu=1$ à l'ensemble « âgé ».

III.2.2 Ensembles flous

Si on désigne par F un ensemble flou dans un univers de discours U, cet ensemble flou est caractérisé par une fonction d'appartenance μ_F qui prend des valeurs entre 0 et 1 à la différence pour l'ensemble booléen qui prend deux valeurs 0 ou 1 (figure (III.3)).

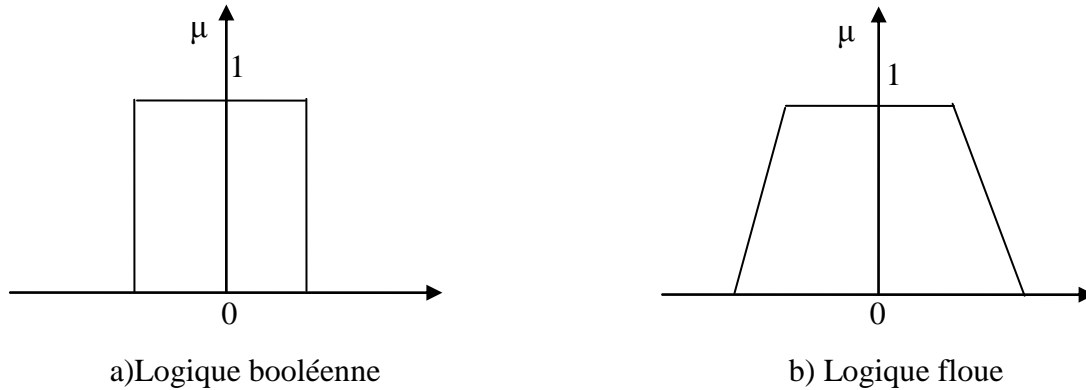


Figure (III.3) Fonction caractéristique d'appartenance pour la logique booléenne et la logique floue.

Pour la logique floue, la fonction d'appartenance peut être écrite sous la forme :

$$\mu_F : U \quad [0 \rightarrow 1] \tag{III.1}$$

$$F = \{(u, \mu_F(u)), u \in U\}$$

On peut avoir une autre forme de F comme :

$$\begin{cases} F = \int_u \frac{\mu_F(u)}{u} & \text{si } U \text{ est continu} \\ F = \sum_{i=1}^n \frac{\mu_F(u_i)}{u_i} & \text{si } U \text{ est discret} \end{cases} \tag{III.2}$$

Support : le support de l'ensemble flou F est l'ensemble numérique de tous les points u dans U tel que $\mu_F(u) > 0$.

Point de croisement : on appelle un point de croisement, l'élément u de U tel que $\mu_F(u) = 0.5$.

Singleton flou : si le support de l'ensemble flou contient un seul point $u \in U$ tel que $\mu_F = 1$, on dit qu'il est un singleton flou.

III.2.3 Caractéristique d'un sous ensemble flou

Les caractéristiques d'un sous ensemble flou E_1 de U les plus utilisés pour décrire sont celle qui montrent à quel point il diffère d'un sous ensemble ordinaire de U [15].

III.2.3.a) Support

Le support de E_1 est l'ensemble des éléments de U appartiennent, au moins un peu à E_1

Définition le support de E_1 , noté $\text{supp}(E_1)$, est la partie U sur la quelle la fonction d'appartenance de E_1 n'est pas nulle :

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

III.2.3.b) Hauteur

La hauteur de E_1 est le plus fort degré avec lequel un élément de U appartient à E_1 .

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

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

On utilise souvent des sous ensemble flous normalisés. C'est-à-dire pour lesquels il existe au moins un élément de U appartient de façon absolue (avec un degré 1) à E_1 .

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

III.2.3.c) Noyau

Un ensemble flou normalisé suppose qu'il existe des éléments de U typique de la propriété à laquelle il est associé. Ce sont les éléments appartenant de façon absolue E_1 . Dont l'ensemble est appelé le noyau de E_1 .

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

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

III.2.3.d) Cardinalité

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

III.2.4 Fonction d'appartenance

La fonction d'appartenance μ comprise entre 0 et 1 est associée au sous ensemble E_1 de $T(X)$ et à la variable X , dont l'ensemble des valeurs possible est $T(X)$. Elle s'appelle aussi, degré d'appartenance ou coefficient d'appartenance ou degré de possibilité, qui est la possibilité que la variable u ait la qualité associée au sous-ensemble E_1 . Elle est utilisée pour faire le traitement mathématique des variables linguistiques dans le but de traiter des déductions floues par ordinateur.

On attribue à chaque valeur de la variable linguistique des fonctions d'appartenances μ , une valeur déterminée pour la variable X sera désignée par facteur d'appartenance. Ils existent plusieurs formes de la fonction d'appartenance a s'avoir [16] :

a) Fonction triangulaire (figure III.4-a)

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & a < x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b} & b < x \leq c \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (III.3)$$

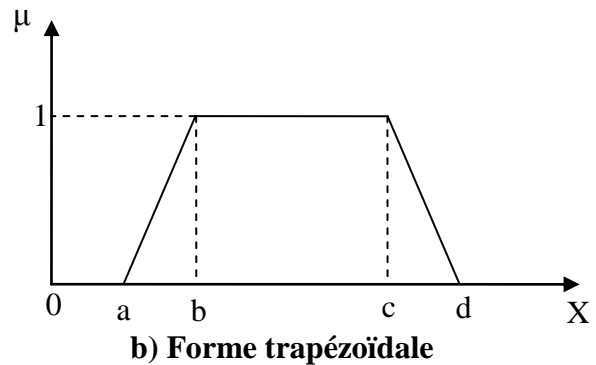
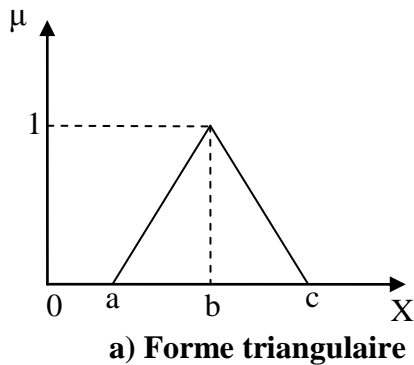
b) Fonction d'appartenance trapézoïdale (figure III.4-b)

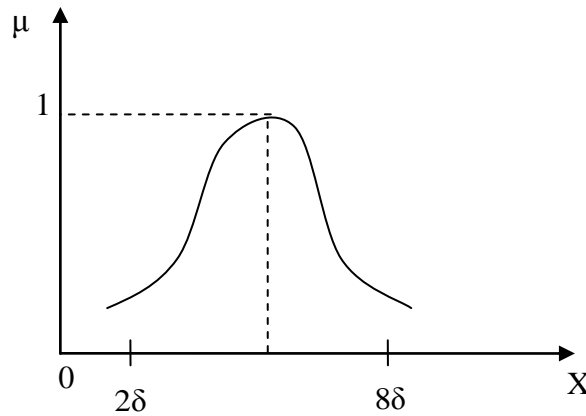
$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & a < x \leq b \\ 1 & b < x \leq c \\ \frac{d-x}{d-c} & c < x \leq d \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (III.4)$$

c) Fonction d'appartenance gaussienne (figure III.4-c)

$$\mu(x) = \text{EXP} \left[- \left(\frac{x-m}{\delta} \right)^2 \right] \quad -\infty < x < +\infty \quad (III.5)$$

La figure (III.4) représente les formes de ces trois types de fonctions d'appartenance.





c) Forme gaussienne

Figure (III.4) Différentes formes de la fonction d'appartenance.

III.2.5 Variable linguistique

Une variable linguistique peut être vue soit comme une variable dont la valeur est un nombre flou, soit comme une variable dont les valeurs sont définies en termes linguistiques [17].

- **Nombre flou**

Un nombre flou f dans un univers de discours U continu est un ensemble flou normal et convexe dans U :

$$\begin{cases} \max_{u \in U} \mu(u) = 1 & \text{(normal)} \\ \mu_F(\lambda u_1 + (1-\lambda)u_2) \geq \min(\mu_F(u_1), \mu_F(u_2)) & \text{(convexe)} \\ u_1, u_2 \in U, \lambda \in [0, 1] \end{cases} \quad \text{(III.6)}$$

- **Variable linguistique**

Une variable linguistique est caractérisée par un triplet (x, T(x), u) ou :

x: le nom de variable

T(x) : ensemble de termes de variable, c'est l'ensemble des noms des valeurs linguistiques de x dont chaque valeur est un sous-ensemble flou défini dans U.

U : l'univers de discours.

Comme exemple de variable linguistique, on prend la vitesse de rotation du moteur. Son ensemble de termes T (vitesse) peut être :

$$T(\text{vitesse}) = \{\text{lente, moyenne, rapide, ...}\}$$

Ou chaque termes dans T (vitesse) est caractérisé par un ensemble flou dans un univers de discours U=[0,200] par exemple.

Pour les vitesses inférieures ou égales à 80 intervient la variable linguistique (lent), et pour les vitesses supérieures ou égales à 150 intervient la variable linguistique (rapide).

Ces deux termes peuvent être caractérisés comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenances sont montrées sur la figure (III.5)

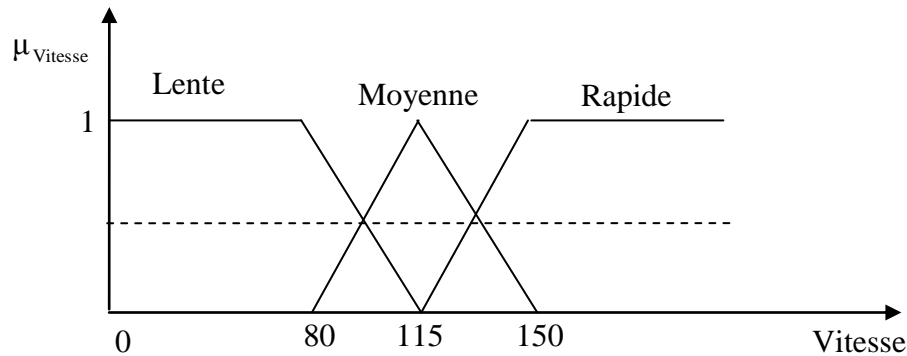


Figure (III.5) Représentation des variables linguistiques

III.2.6 Opérateurs de la logique floue

Les variables linguistiques sont liées entre elles au niveau des règles d'inférence par des opérateurs ET ou OU. Il s'agit d'opérateurs de la logique floue qui interviennent sur les fonctions d'appartenance représentant les variables linguistiques. De plus, il existe l'opérateur NON qui s'appelle (complément, négation, inverse)

- **Opérateur OU (l'union)**

La fonction d'appartenance $\mu_{A \cup B}$ pour l'ensemble flou $A \cup B$ est définie comme suit :

$$\mu_{A \cup B}(u) = \max\{\mu_A(u), \mu_B(u)\} \quad (\text{III.7})$$

- **Opérateur ET (l'intersection)**

La fonction d'appartenance $\mu_{A \cap B}$ pour l'ensemble flou $A \cap B$ est définie comme suit :

$$\mu_{A \cap B}(u) = \min\{\mu_A(u), \mu_B(u)\} \quad (\text{III.8})$$

- **Opérateurs NON (complément)**

On définit la fonction d'appartenance $\mu_{\bar{A}}$ pour l'ensemble flou \bar{A} par :

$$\mu_{\bar{A}}(u) = 1 - \mu_A(u) \quad (\text{III.9})$$

- **Produit cartésien**

Soit A_1, \dots, A_n des ensembles flous, dans les univers de discours u_1, \dots, u_n respectivement. Le produit cartésien de A_1, \dots, A_n est un ensemble flou dans l'univers de discours $u_1 \cdot u_2 \cdot \dots \cdot u_n$ dont sa fonction d'appartenance est exprimée par :

$$\mu_{A_1.A_2...A_n}(u_1, u_2, \dots, u_n) = \min \{ \mu_{A_1}(u_1), \dots, \mu_{A_n}(u_n) \}$$

ou :

$$\mu_{A_1.A_2...A_n}(u_1, u_2, \dots, u_n) = \mu_{A_1}(u_1), \dots, \mu_{A_n}(u_n)$$

- **Relation floue**

Une relation floue est un ensemble flou dans les univers de discours u_1, \dots, u_n . Elle est exprimée comme suit :

$$R_{u_1 u_2 \dots u_n} = \{ ((u_1, \dots, u_n), \mu_{R(u_1, \dots, u_n)}), (u_1, \dots, u_n) \in u_1, \dots, u_n \}$$

- **La composition sup-star**

Soit R et S deux relations floues dans les univers de discours $U \times V$ et $V \times W$ respectivement, la composition de R et S est une relation floue notée ROS telle que :

$$ROS = \{ [(u, w), \sup(\mu_{R(u,v)} * \mu_{S(v,w)})] \mid u \in U, v \in V, w \in W \}$$

Avec $*$ est un opérateur appartient à la norme triangulaire T-norme

III.2.7 Logique floue et raisonnement approximatif

Règle compositionnelle sup-star pour inférence :

Si R est une relation floue dans $U \times V$ et si x est un ensemble flou dans U, alors la règle compositionnelle “sup-star” pour l’inférence affirme que l’ensemble flou y dans V peut se déduire par : $y = X \text{ XOR}$

Où XOR représente sup-star composition.

III.2.8 Implication floue

L’implication floue est un opérateur qui a pour but d’évaluer un degré de vérité d’un règle R sous la forme :

Si x est A alors y est B

Cette évaluation est donnée à partir des valeurs de la prémisse et celle de la conclusion.

$$\mu_R(x, y) = I(\mu_A(x), \mu_B(y))$$

Où I est un opérateur d’implication.

III.3 CONTROLE À LOGIQUE FLOUE

L’avis essentiel de la commande logique floue est la règle de la commande linguistique. Qui peut prendre plusieurs formes. Cependant, elle indique invariablement quelle action de commande prendre face à une condition donnée. Cette condition peut être une diminution ou augmentation de la grandeur à régler, comme par exemple le cas du réglage de la vitesse d’une machine électrique.

La conjoncture peut être une augmentation ou une diminution de la vitesse ou du couple, face aux variations paramétriques de la machine ou une variation du moment d’inertie de la partie tournante.

Ces actions de commande peuvent avoir la forme : «si l’erreur de vitesse est assez grande», «si la variation de l’erreur est trop petite» [16].

Les variables floues dans ce cas sont l’erreur et la variation de l’erreur, la sortie est la commande c’est la tension d’alimentation. Les mots clés sont « assez grande», « beaucoup», «trop petite»...qui représentent des informations imprécises mais utiles et sont représentées par un sous ensemble flou d’un univers de discours. Une règle de commande dans ce cas est la combinaison d’une condition et d’une action.

Le contrôleur à logique floue est un algorithme de conversion d’une stratégie de commande linguistique basée sur l’expertise humain en une stratégie de contrôle automatique décrit par un ensemble de règles de contrôle flou du type :

$$\left\{ \begin{array}{l} R_1 : \text{si } x \text{ est } A_1 \text{ et } y \text{ est } B_1 \text{ alors } Z \text{ est } C_1 \\ R_2 : \text{si } x \text{ est } A_2 \text{ et } y \text{ est } B_2 \text{ alors } Z \text{ est } C_2 \\ \vdots \\ R_n : \text{si } x \text{ est } A_n \text{ et } y \text{ est } B_n \text{ alors } Z \text{ est } C_n \end{array} \right. \quad \text{(III.14)}$$

Ces règles sont liées par le concept de l’implication floue et la règle compositionnelle “sup-star”. Chaque règle de contrôle flou est représentée par une relation floue, le système flou est caractérisé par une seule relation floue qui est déterminée par la combinaison de toutes les règles floues à savoir :

$$R = \text{ALSO}(R_1, R_2, \dots, R_n) \quad \text{(III.15)}$$

La structure générale d’un contrôleur à logique floue est montrée par la figure (III.6)

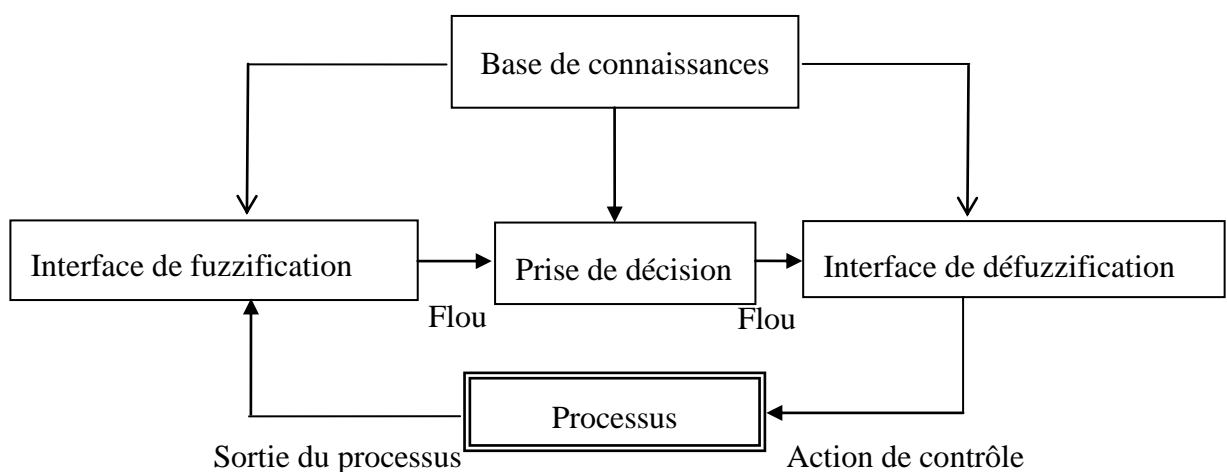


Figure (III.6) Synoptique d’un contrôleur flou [15]

III.3.1 Interface de fuzzification

L'interface de fuzzification est un bloc qui consiste à :

- Mesurer les valeurs numériques des variables d'entrées ;
- Les projeter dans l'univers de discours en utilisant un facteur d'échelle ;
- Transformer ces valeurs numériques en valeurs linguistiques en utilisant des fonctions d'appartenances qui ont pour but de subdiviser l'espace d'entrée de l'univers de discours en sous ensembles flous [18]

III.3.2 Base de connaissances

Elle contient les informations du domaine d'application et du contrôle. Elle est définie par les deux bases suivantes [18]:

a) Base de données

Elle prête des informations nécessaires qui sont utilisées pour l'exploration des règles de contrôle flou ainsi que la manipulation des données dans le contrôleur flou.

b) Base de règle

Elle caractérise le but et la politique du contrôle flou via un ensemble de règle de contrôle flou.

III.3.3 Logique de prise de décision (moteur d'inférence)

Ce bloc représente le noyau du contrôleur flou, qui est capable de simuler les décisions humaines basées sur le concept flou et d'inférer les actions de contrôle flou par intervention de l'implication floue et des règles d'inférence.

III.3.4 Défuzzification

La défuzzification a pour but de :

- Transformer les valeurs de la sortie situées dans l'univers du discours en valeurs réelles comprissent dans le domaine de variation.
- Extraire de la sortie de vérité la valeur numérique de la sortie [17].

III.4 CONCEPTION D'UN CONTROLEUR À LOGIQUE FLOUE

Les pas de conception d'un contrôleur à logique floue sont les suivantes :

III.4.1 Stratégie de fuzzification

La fuzzification est fondée sur la théorie des ensembles flous et joue un rôle essentiel pour la manipulation des données dans un contrôleur flou. Elle consiste à convertir les valeurs numériques à l'entrée du contrôleur en valeurs linguistiques via des fonctions d'appartenance et ce, par une projection de ces valeurs dans l'univers de discours U en utilisant un facteur d'échelle K_e .

On peut dire que la stratégie de fuzzification est un choix de l'univers de discours et des formes des fonctions d'appartenance.

- **Univers de discours**

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

- **Facteur d'échelle**

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

La figure (III.7) représente l'univers de discours normalisé avec une partition 3, 5, 7 en utilisant un facteur d'échelle.

III.4.2 Base de données

- **Normalisation**

Elle consiste à normaliser l'univers de discours U dans un intervalle bien déterminé.

- **Partition floue de l'espace d'entrée et de sortie**

C'est la division de l'univers de discours en plusieurs ensembles flous.

III.4.3 Base de règles

Il existe quatre possibilités pour l'exploration de la base de règles. La première est basée sur l'expertise humaine, la deuxième est fondée sur les actions de contrôle fournies par un opérateur, la troisième est l'utilisation du modèle flou du processus, la quatrième et la dernière qui est la plus récente, est basée sur un algorithme d'apprentissage pour l'élaboration des règles [19].

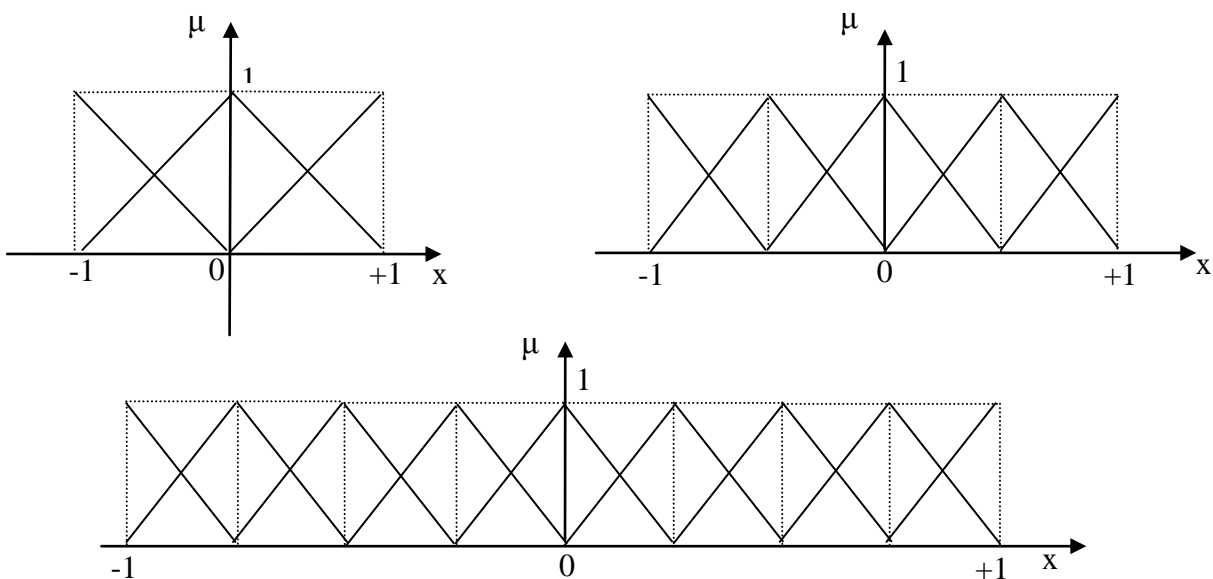


Figure (III.7) Univers de discours normalisé dans l'intervalle $[-1 \ +1]$ avec une partition de 3, 5, 7 ensembles flous

III.4.4 Inférence

Il existe deux types d'inférence :

- **Inférence à une seule règle**

C'est la comparaison de plusieurs concurrents dans une même situation et le résultat est le choix de l'optimum, ce type d'inférence n'est pas utilisé pour le contrôle flou.

- **Inférence à plusieurs règles**

Dans ce type d'inférence, la prise de décision pour une ou plusieurs variables est différente pour chacune des variables, c'est l'inférence qui est utilisée dans les problèmes de réglage et de commande par logique floue. Les variables sont, soit des variables déterministes, ou des variables floues. L'exemple de réglage de la température d'un local est cité pour bien cerner ce type d'inférence [20].

La règle est la variation de la position de la valve, ainsi l'objet de réglage est de minimiser l'écart. Pour se faire, les étapes suivantes dites règles d'inférences sont appliquées.

Si $e > 0$ alors $\Delta U > 0$ ou

Si $e < 0$ alors $\Delta U < 0$ ou

Si $e = 0$ alors $\Delta U = 0$

Avec ΔU : un variable flou

e : variable linguistique

Les décisions de la sortie ΔU sont données par expériences humaines, les règles d'inférences peuvent être représentées par la figure (III.8).

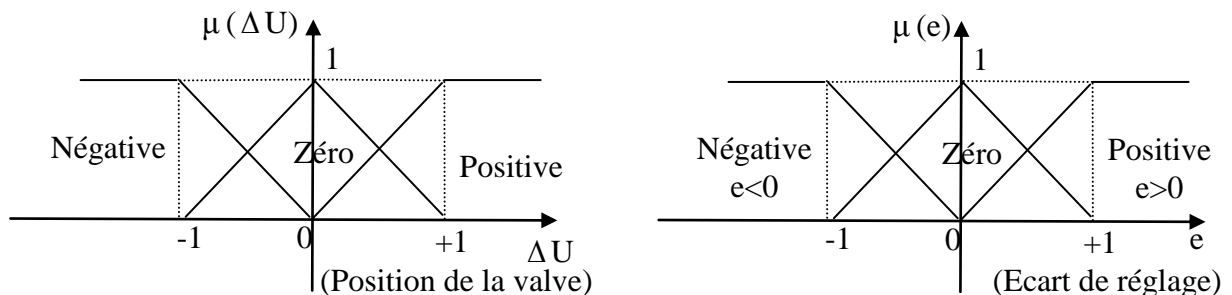


Figure (III.8) Exemple d'inférence à plusieurs règles [19]

Notons que l'inférence est le bloc essentiel ou la stratégie de réglage dépend essentiellement des inférences adoptées. Elles liées les grandeurs mesurées qui sont les variables d'entrée (x) transformées en variables floues par la fuzzification en variable de sortie (x_R) qui est aussi une variable floue.

La formation concrète des règles d'inférence dépend évidemment du comportement statique et dynamique du système à règle et de l'organe de commande, ainsi que des buts de réglage envisagés. Sachant qu'il n'est pas possible d'indiquer des règles précises, l'expérience joue un rôle important.

- **Traitement numérique des inférences**

Après avoir établi toutes les règles d'inférence on peut les représenter par un tableau ou par une matrice. Un traitement numérique des inférences selon l'une des trois méthodes suivantes est à exécuter [16].

- 1) Méthode d'inférence max-min ;
- 2) Méthode d'inférence max-prod ;
- 3) Méthode d'inférence somme-prod.

Considérons un ensemble de deux règles définies par :

R_1 : si x est A_1 et y est B_1 , alors Z est C_1 ou

R_2 : si x est A_2 et y est B_2 , alors Z est C_2

1) Méthode d'inférence max-min

Cette méthode est appliquée au contrôleur dit de type «Mandani». Dans ce mode de raisonnement, la $i^{\text{ème}}$ règle aboutit à la décision de contrôle :

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

Avec $\alpha_i = \mu_{RM}(\mu_{Ai}(x_0), \mu_{Bi}(y_0)) = \min(\mu_{Ai}(x_0), \mu_{Bi}(y_0))$ qui représente la valeur de vérité des règles d'inférences.

Le résultat des deux règles est construit comme suit :

$$\mu_{RoS}(Z) = \max[\mu_{R_1}(Z), \mu_{R_2}(Z)] \quad (\text{III.16})$$

2) Méthode d'inférence max-prod

C'est la méthode appliquée au contrôleur dite de type « Larsen », cette méthode est basée sur l'utilisation du produit pour l'implication, dans ce cas la $i^{\text{ème}}$ règle donne la décision [16]:

$$\mu_{R_i} = \alpha_i \cdot \mu_{ei}(Z)$$

Avec : $\alpha_i = \mu_{RM}(\mu_{Ai}(x_0), \mu_{Bi}(y_0)) = \min(\mu_{Ai}(x_0), \mu_{Bi}(y_0))$

La fonction d'appartenance résultante est donnée par :

$$\mu_{RoS}(Z) = \max[(\mu_{R_1}(Z), \mu_{R_2}(Z))] \quad (\text{III.17})$$

3) Méthode d'inférence som-prod

Cette méthode est appliquée au contrôleur dit de type « Zadeh ». Elle est définie comme suit [16] :

$$\begin{aligned}\mu_{R_i} &= \alpha_i \cdot \mu_{e_i}(Z) \\ \alpha_i &= \mu_{R_p}(\mu_{A_i}(x_0), \mu_{B_i}(y_0)) = \mu_{A_i}(x_0) \cdot \mu_{B_i}(y_0) \\ \mu_{R_{oS}}(Z) &= \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \mu_{R_i}\end{aligned}\quad (\text{III.18})$$

Avec : m nombre de règle.

III.4.5 Stratégie de défuzzification

Pour bien définir la loi de commande, le contrôleur flou doit avoir une procédure de défuzzification jouant le rôle de la conversion de la commande floue en valeur physique pour chaque état du processus. Il existe plusieurs stratégies de défuzzification dont les plus utilisées sont [20]:

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

1) Méthode du maximum

Pour cette méthode, la commande est égale à la commande locale ayant la fonction d'appartenance maximale :

$$U = \text{MAX}_{Z \in S}(\mu_{R_{oS}}(Z)) \quad (\text{III.19})$$

Ou S est le support de $\mu_{R_{oS}}$

Dans le cas général : U est indéterminé lorsque il existe plusieurs points qui maximisent $\mu_{R_{oS}}(Z)$.

Pour cette raison on fait appel à la méthode des maximums.

2) Méthode de la moyenne des maximums

Cette stratégie de défuzzification génère une commande qui représente la valeur moyenne de toutes les actions de contrôle ayant des fonctions d'appartenance maximales. Dans le cas d'un univers de discours discret, l'action de commande est exprimée par :

$$U = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^m Z_i \quad (\text{III.20})$$

Ou : Z_i est la valeur de la commande avec laquelle la fonction d'appartenance associée atteint la valeur maximale $\mu_{R_{oS}}(Z)$

L : est la nombre total des valeurs prises par la fonction d'appartenance.

3) Méthode du centre de gravité

C'est la méthode la plus utilisée qui consiste à déterminer le centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante $\mu_{\text{RoS}}(Z)$.

Dans ce contexte il suffit de calculer l'abscisse U du centre de gravité comme suite :

$$U = \frac{\sum_{i=1}^n Z_i \cdot \mu_{\text{RoS}}(Z_i)}{\sum_{i=1}^n \mu_{\text{RoS}}(Z_i)} \quad (\text{III.21})$$

Où n : est le nombre des niveaux de la sortie du contrôleur. Par cette méthode, on aboutit à une solution unique.

4) Méthode des hauteurs pondérées

Cette méthode consiste à calculer la sortie du contrôleur en utilisant les centres de gravité Z^* de chacun des ensembles C_i

$$U = \frac{\sum_{i=1}^m Z_i^* \mu_{C_i}(Z_i)}{\sum_{i=1}^m \mu_{C_i}(Z_i)} \quad (\text{III.22})$$

Où m : est le nombre d'ensembles flous associés à la variable de sortie U.

III.4.6 Structure du régulateur par logique floue

Le régulateur à logique floue possède en générale deux entrées, l'erreur « e » et la variation de l'erreur « Δe » pour un régime transitoire convenable et un bon réglage de la vitesse, on utilise un facteur d'échelle K_e et $K_{\Delta e}$, K_u . Le domaine normalisé coïncide avec la variation maximale du signal de commande U_{com} . Pour cela on choisit une forme triangulaire pour la fonction d'appartenance distribuée de manière équidistante avec chevauchement ce qui conduit à une caractéristique linéaire ou quasi-linéaire. La distribution des fonctions d'appartenance de la variable de sortie est choisie de façon à aboutir à une caractéristique non linéaire [21].

Le bloc RLF est l'organe principal du régulateur contenant l'interface de fuzzification qui représente l'univers de discours et les variables linguistiques, puis l'inférence qui fournit l'action (la décision) de la commande, et l'interface de défuzzification qui transforme la commande floue à une commande non floue pour contrôler notre système.

A la sortie du RLC, la variable X_r est multipliée par un facteur d'échelle K_u pour fournir la variable normalisée U de la commande.

La configuration interne d'un régulateur par logique floue est donnée par la figure (III.9).

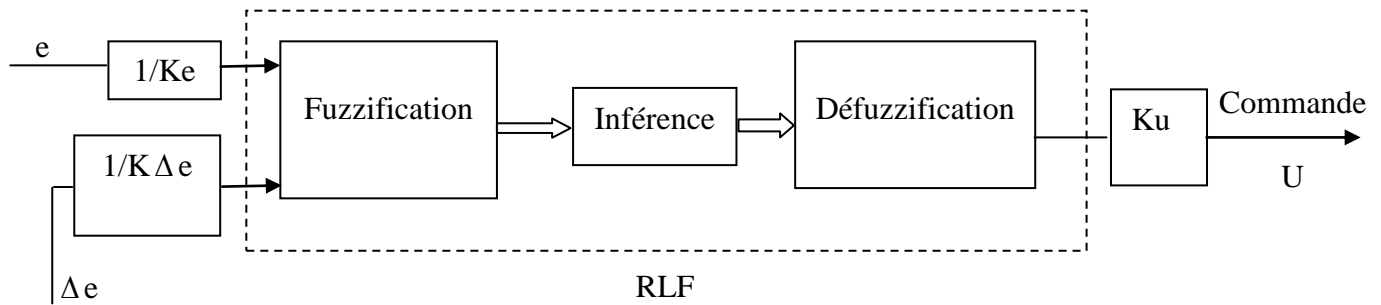


Figure (III.9) Structure d'un régulateur à logique floue (RLF)

III.5 CONCLUSION

La commande floue est une théorie très puissante qui permet d'obtenir des conclusions et de générer des réponses à partir des informations vagues, incomplètes et imprécises, là où le modèle du système est inconnu ou difficile à formuler. Dans ce qui suit, nous allons voir comment introduire cette théorie pour un réglage de vitesse de la machine synchrone à aimants permanents, et nous allons traiter tous les détails concernant : le type du régulateur à choisir, ainsi que les règles floues et les fonctions d'appartenance.

Chapitre IV

Commande par logique floue de la MSAP

IV.1 INTRODUCTION

La théorie de la logique floue est devenue un domaine de recherche très actif, appliqué aux systèmes complexes, les systèmes mal définis mathématiquement et les phénomènes physiques avec les modèles mathématiques exactes. Cette théorie est basée sur l'approche linguistique et la prise de décision.

Le développement de la théorie du contrôle flou en boucle fermée a été le contrôle des processus basés sur la connaissance de l'opération qui a une stratégie de contrôle formée d'un ensemble de règles de décision dont la forme dépend du processus à contrôler. Ainsi, le contrôleur envisagé nécessite un algorithme permettant la conversion de la stratégie de contrôle linguistique basé sur connaissance experte en une stratégie de contrôle automatique [16].

La méthodologie du contrôleur flou apparaît utile quand les processus sont très complexes à analyser par des techniques quantitatives conventionnelles tel que le principe de la machine synchrone. En effet, le moteur synchrone présente des difficultés quant à sa commande à cause de sa modélisation et de l'utilisation des régulateurs conventionnels pour le réglage de sa vitesse.

IV.2 L'APPLICATION DE LA LOGIQUE FLOUE A LA COMMANDE DE LA MSAP

Dans ce chapitre nous intéresserons à la commande par logique floue et comment l'appliquer à la machine synchrone à aimants permanents. Cette catégorie de régulateur est fabriquée pour le réglage de vitesse à savoir, le régulateur de Mamdani

IV.2.1 Régulateur de type de Mamdani

En 1974, E.H. Mamdani a présenté, pour la première fois, la technique de réglage par la logique floue et conçoit le premier contrôleur flou [22] [14]. Ce contrôleur est construit autour d'un organe de décision manipulant de règles subjectives et imprécises comme celles du langage courant qui appliquées au système, peuvent le contrôler. L'obtention de ces règles auprès des experts qui connaissent bien le système, est facile.

Macvicar et Whelan ont fait une analyse sur les bases de règles de King et Mamdani et ont proposé une matrice des règles qui possède deux entrées, l'erreur et sa variation, en se basant sur les deux principes suivants [22] :

- Si la sortie à régler est égale à la valeur désirée et la variation de l'erreur est nulle, la commande sera maintenue constante.

- Si la sortie à régler diverge de la valeur désirée, l'action sera dépendante du signe et de la valeur de l'erreur et de sa variation.

IV.2.2 Synthèses du régulateur

La plupart des contrôleurs développés prend le schéma facile proposé par Mamdani pour les systèmes mono-entrée/mono-sortie. Ce schéma est représenté par la figure suivante :

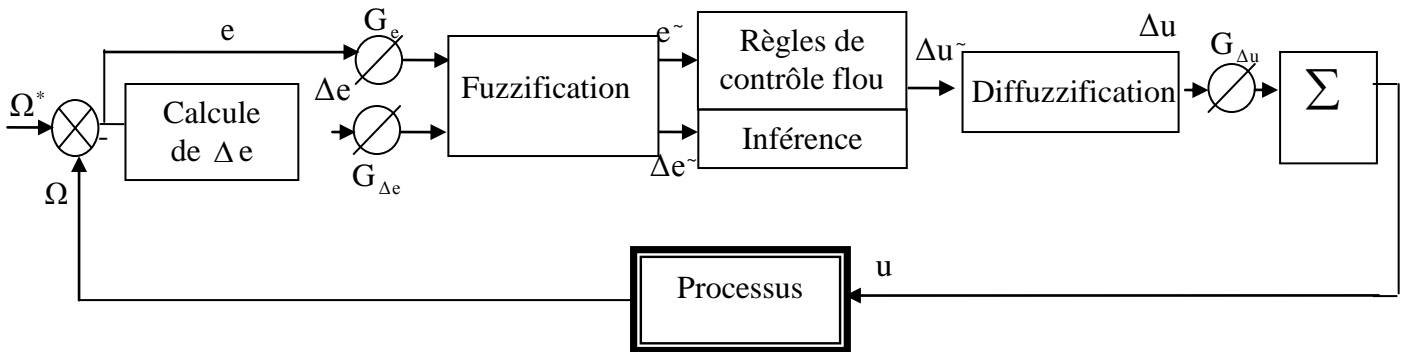


Figure (IV.1) Schéma bloc de régulation à contrôleur flou

A travers ce schéma, le système est divisé :

- un bloc de calcul de variation de l'erreur au cours du temps (Δe) ;
- Des facteurs d'échelle associés à l'erreur, à sa variation et à la variation de la commande (Δu) ;
- Des règles du contrôleur flou ;
- D'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande floue en valeur numérique ;
- un bloc sommateur.

La réussite des algorithmes flous dans ces combinaisons industrielles complexes est au choix de méthodes relativement pratiques, permettant avec une simplicité notable, la mise au point de tels algorithmes. Ces méthodes permettent de formuler un assemblage de décisions en termes linguistiques, utilisant les ensembles flous pour décrire les amplitudes de l'erreur, de sa variation et de la commande appropriée. En combinant ces règles, on peut dresser des tables de décision permettant de donner les valeurs de la sortie du contrôleur correspondant aux situations d'intérêt [21].

Les paramètres d'échelle doivent être choisis sur la base de l'étude du système de sorte que, lors de petits phénomènes transitoires, le domaine admissible pour l'erreur et sa variation ne soit pas dépassé.

Dans le cas du réglage par logique floue, sont pratiqués en générale des formes trapézoïdales et triangulaires pour les fonctions d'appartenance. Bien qu'ils n'existent pas de règles précises pour la

détermination des fonctions d'appartenance, quelques directives générales sont données, afin de conduire à un choix convenable.

- En ce qui concerne les variables d'entrée, il faut éviter des lacunes ou un chevauchement insuffisant entre les fonctions d'appartenance de deux ensembles voisins. En effet, cela provoque des zones de non-intervention du régulateur (zones mortes), ce qui conduit le plus souvent à une instabilité du régulateur. De même, est évité un chevauchement trop important, surtout avec $\mu = 1$ entre deux ensembles voisins.
- Pour la variable de sortie, la présence des lacunes entre les fonctions d'appartenance sont admissibles, même souhaitées, cela aboutit à une simplification notable de la détermination de l'abscisse du centre de gravité (pour une forme rectangulaire sans chevauchement).

IV.2.3 Loi de commande

Cette loi est fonction de l'erreur et de sa variation ($u = f(e, \Delta e)$). par conséquent l'activation de l'ensemble des règles de décision associées donne la variation de la commande Δu nécessaire, permettant ainsi l'ajustement d'une telle commande u . Dans les cas simple, cette variation de la forme générale de cette loi de commande est donnée par :

$$u_{k+1} = u_k + G_{\Delta u} \Delta u_{k+1}$$

ou :

$G_{\Delta u}$: gain associé à la commande u_{k+1} ;

Δu_{k+1} : variation de la commande.

L'erreur e et la variation de l'erreur Δe sont normalisées comme suit :

$$\begin{cases} X_e = G_e e \\ X_{\Delta e} = G_{\Delta e} \Delta e \end{cases}$$

ou :

G_e et $G_{\Delta e}$ représentent les facteurs d'échelle (normalisation), on fait varier ces facteurs jusqu'à ce qu'on ait trouvé un phénomène transitoire de réglage convenable. En effet se sont ces dernières qui fixeront les performances de la commande.

IV.3 CONCEPTION D'UN CONTROLLEUR FLOU POUR LE REGLAGE DE LA VITESSE

La première étape est le choix des variables d'entrées et de sortie est à mener pour la conception d'un contrôleur flou. Les étapes suivantes sont : la normalisation de ces variables dans un domaine bien défini, la fuzzification, l'inférence et son traitement et finalement la défuzzification.

IV.3.1 Le choix des variables d'entrées et de sortie

Pour le réglage de la vitesse de la machine synchrone à aimants permanents, nous avons choisi comme variables d'entrées l'erreur e qui est la différence entre la vitesse de référence Ω^* imposée par l'opérateur, et la vitesse de rotation du rotor de la machine ($e = \Omega^* - \Omega$). L'autre variable d'entrée est la dérivée de l'erreur qui représente la différence entre l'erreur actuelle et l'erreur précédente ($\Delta e = e - e_0$). Comme variable de sortie une seule variable de commande qui est le couple de référence (C_{em}^*) est choisie.

IV.3.2 Normalisation des variables d'entrées et de sorties

La normalisation se fait par une division des variables e , Δe et C_{em}^* respectivement par les coefficients K_e , $K_{\Delta e}$ et $K_{C_{em}^*}$ de telle sorte qu'elles travaillent dans le domaine $[-1 \quad +1]$ pour toutes les variables.

IV.3.3 Interface de fuzzification

La fuzzification représente d'une part le choix de l'univers de discours des variables linguistique. Ce choix est généralement basé sur l'expérience de l'opérateur.

D'autre part la fuzzification consiste à choisir la forme des fonctions d'appartenance. Pour une raison de simplification en vue d'avoir le meme effet de réglage dans les deux sens de rotation, les fonctions d'appartenance de forme triangulaire avec intersection de 50% placées symétriquement par rapport à zéro sont utilisées. Le nombre des ensembles flous est sept pour toutes les variables linguistiques qui sont successivement notées :

NG :Négatif Grand

NM :Négatif Moyen

NP :Négatif Petit

EZ :Environ Zéro

PP :Positif Petit

PM :Positif Moyen

PG :Positif Grand

La représentation de ces ensembles flous est donné par la figure (IV.2)

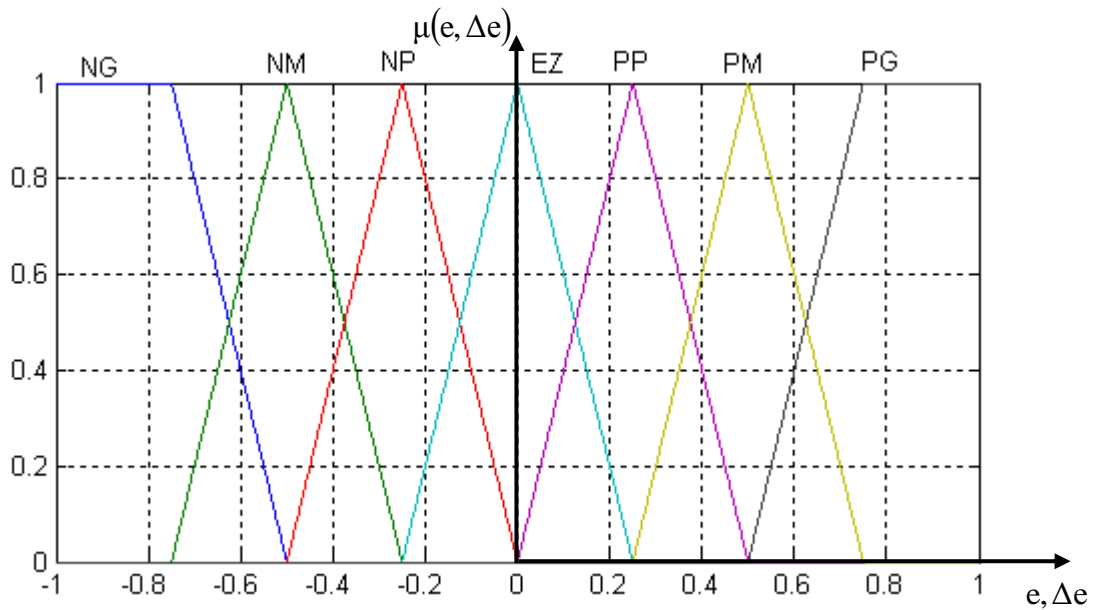


Figure (IV.2) Fonction d'appartenance des différentes variables linguistiques pour l'erreur et la variation de l'erreur

La variable de sortie normalisée entre $[-0.2 \ 0.2]$

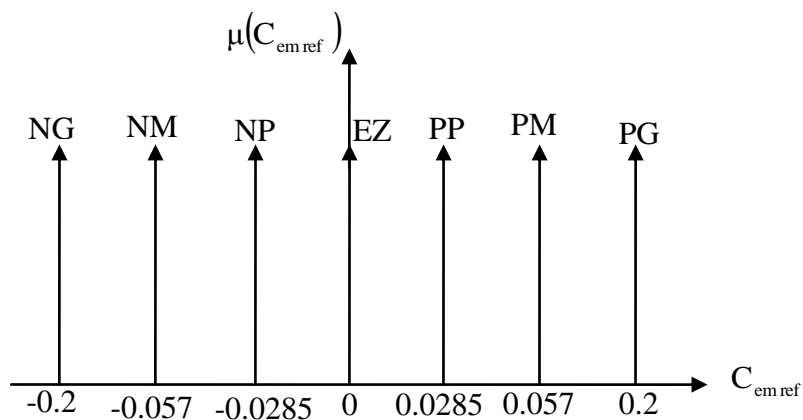


Figure (IV.3) Fonction d'appartenance des différentes variables linguistique pour la variation de commande

IV.3.4 Inférence

L'inférence ou la prise de décision est le noyau du contrôleur flou. Elle est capable de simuler la prise de décision de l'être humain en se basant sur les concepts flous et les règles d'inférence, les règles d'inférence utilisées sont de type :

Si e est x_1 ET Δe est x_2 ALORS C^* est x_3

Le nombre des ensembles flous pour e et Δe est sept donc il nous faut 7x7=49 règles d'inférence, sachant qu'il n'existe pas une loi bien déterminée pour la détermination de la décision de chaque règle. L'expérience humaine, dans ce cas joue un rôle très important.

Les règles d'inférence pour notre système sont représentées par une matrice d'inférence selon le tableau (IV .1)

IV.3.5 Traitement numérique de l'inférence

Après avoir choisi les règles d'inférence, les opérateurs de la logique floue permettent de choisir une méthode pour le traitement de l'inférence. Sachant que l'opérateur ET est le minimum, l'opérateur OU est le maximum et l'opérateur ALORS est le maximum. La méthode retenue sera la méthode min/max.

e Δe	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NM	EZ
NM	NG	NG	NG	NM	NP	EZ	PP
NP	NG	NG	NM	NP	EZ	PP	PM
EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
PP	NP	NP	EZ	PP	PM	PG	PG
PM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG	PG
PG	EZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Tableau (IV .1) Table de calcul de la variation de la commande

IV.3.6 Déffuzzification

La déffuzzification consiste à transformer la décision de sortie linguistique en une décision numérique connue pour commander le système. Pour notre cas d'étude nous avons utilisées la méthode du centre de gravité pour la déffuzzification.

IV.3.6.1 Déffuzzification par centre de gravité

Il s'agit de la méthode la plus utilisée pour la déffuzzification elle consiste en la détermination du centre de gravité à la fonction d'appartenance résultante μ_u(x). Dans ce contexte, il suffit de calculer l'abscisse, cette dernière peut être déterminée à l'aide de la relation générale :

$$\mu_u = \frac{\sum_{i=1}^n Zi \cdot \mu_{RoS}(Zi)}{\sum_{i=1}^n \mu_{RoS}(Zi)}$$

On note que R et S sont d'univers de discours.

IV.4 REGLAGE DE LA VITESSE

Le contrôleur flou en entrée l'erreur de vitesse et de sa variation. Les grandeurs manipulées par le contrôleur sont des ensembles flous, ce qui nécessite une conversion des valeurs numériques en entrée c'est la fuzzification. En fonction de ces variables floues et des règles de décision, le contrôleur flou calcul la valeur flou de la commande, c'est l'inférence. Il suffit en suite de convertir cette valeur flou en une valeur numérique c'est la défuzzification.

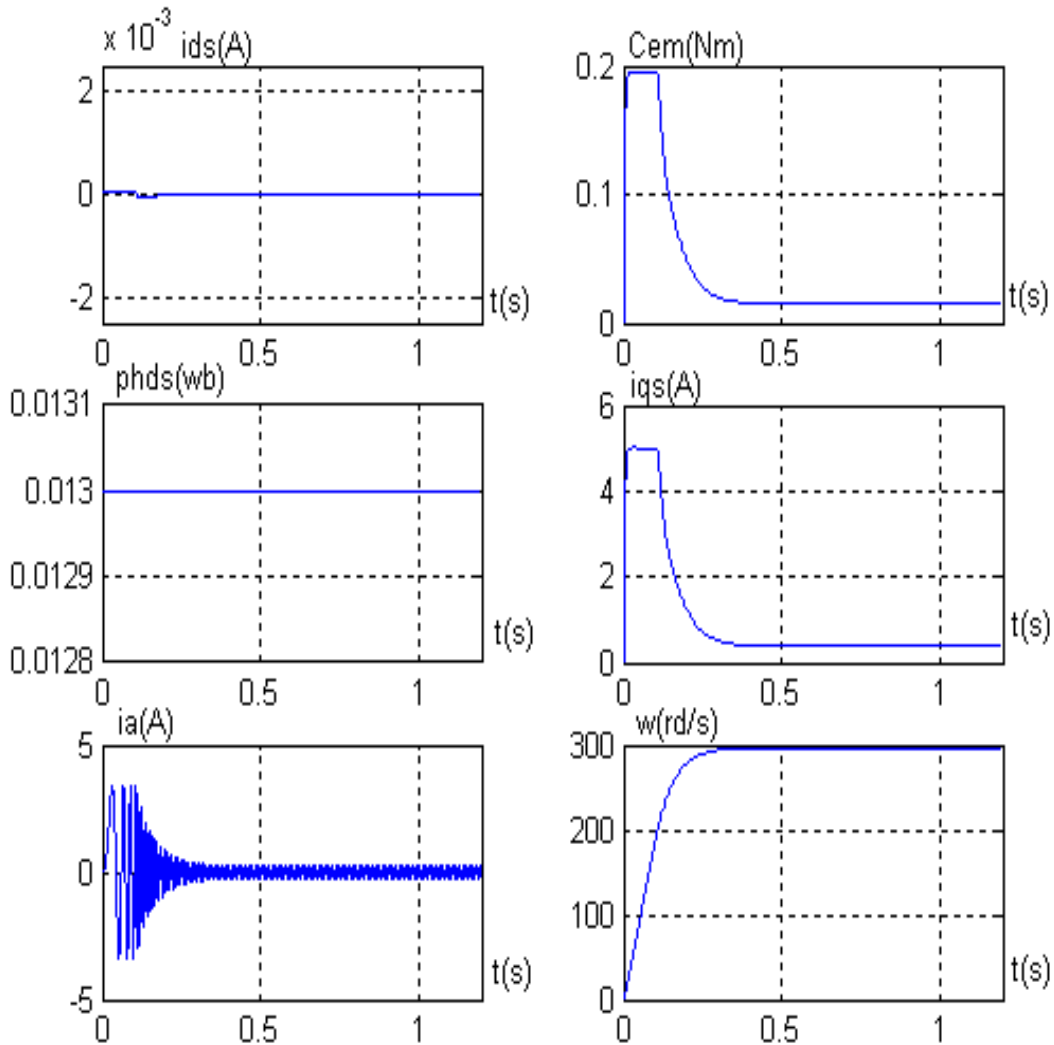


Figure (IV.4-a) Réponse de la machine pour une consigne de vitesse de 300rd/s

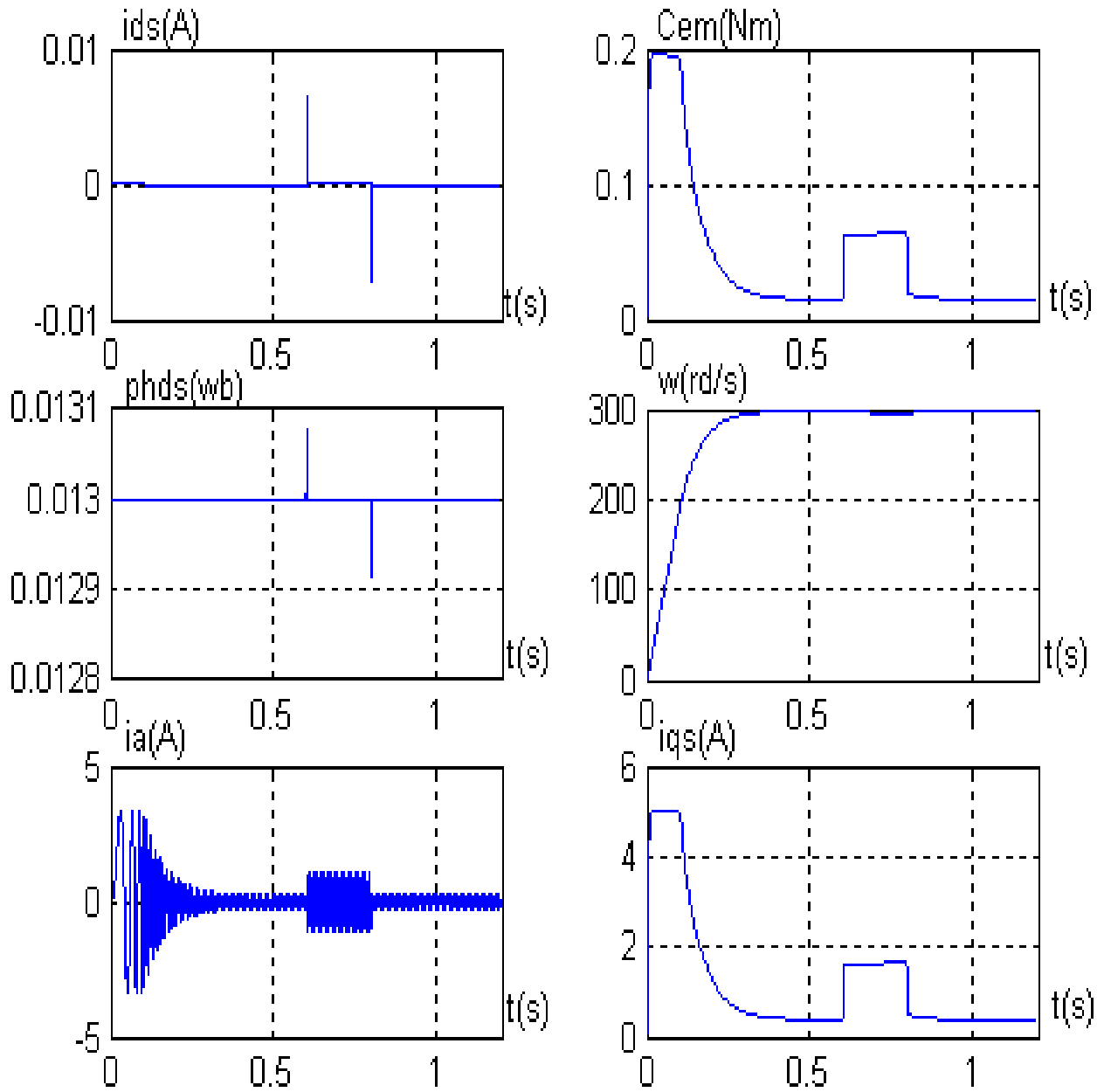


Figure (IV.4-b) Réponse de la machine lors d'un réglage de vitesse pour une consigne de 300rd/s avec application d'un couple résistant $C_r=0.05Nm$

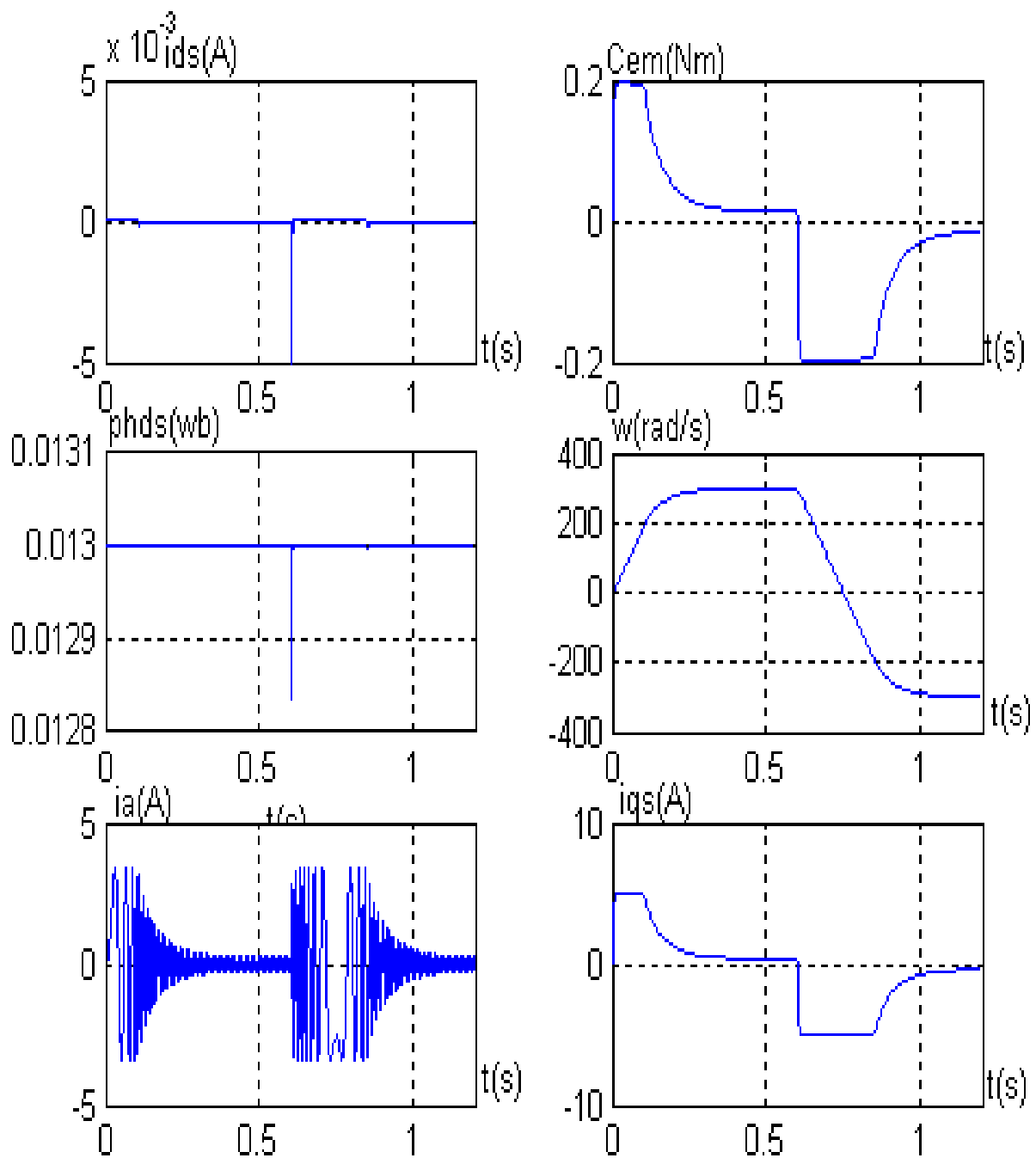


Figure (IV.4-c) Réponse dynamique suite à une inversion de vitesse 300rd/s à -300rd/s

Pour confirmer l'application des régulateurs flous synthétisés, pour la commande de la machine synchrone à aimants permanents, nous avons procédé à la simulation numérique, dans le cas du réglage de la vitesse.

Les figure (IV.4-a), (IV.4-b), (IV.4-c) illustrent l'évolution de la vitesse de rotation, du couple électromagnétique, les courants i_{ds} et i_{qs} , le courant de phase et le flux suivant l'axe directe. On présente d'abord un démarrage optimal, un démarrage avec application d'une charge entre (0.6 et 0.8) s, puis on applique une inversion de la vitesse de référence (300 rd/s à -300 rd/s).

La figure (IV.4-a) donne la réponse de la machine pour une consigne de vitesse de 300 rd/s, le flux est installé à la valeur (0.013 Wb) de manière à fournir un couple important au démarrage, la machine répond à un échelon de vitesse au bout de (0.35s), la réponse s'effectuée sans dépassement avec un pic de courant direct i_{ds} et atteint rapidement la valeur nulle.

Le couple électromagnétique est alors proportionnel au courant i_{qs} , et il se stabilise à la valeur (0.015Nm).

Les courbes de la figure (IV.4-b) représentant la machine à l'application d'un couple résistant, le couple électromagnétique répond instantanément à la perturbation, et de même pour le courant i_{qs} par contre le courant i_{ds} reste constant, avec une diminution de la vitesse de (1.6%).

La figure (IV.4-c) représente l'inversion de la vitesse à couple résistant nul. On constate de cette inversion de vitesse est rapide (0.3s), avec un pic de courant i_{ds} .

IV.5 CONCLUSION

La technique du réglage par logique floue permet à la commande d'être insensible à de telles variations, la vitesse est peu affectée par les perturbations et suit sa consigne. On peut conclure que la commande par logique floue associée à la commande vectorielle se prête bien pour le réglage de la vitesse et de la machine synchrone à aimants permanents. Bien que cette dernière présente un modèle non linéaire assez complexe et fortement couplé, elle assure une bonne orientation du flux rotorique et donc un bon découplage entre le flux et le couple.

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire est d'étudier les structures de régulation de vitesse MSAP classiques et modernes qui sont fournies par un onduleur de tension que nous contrôlons par la technologie MLI.

Ce travail a permis de synthétiser les résultats obtenus et d'identifier d'éventuelles perspectives d'avenir.

Dans un premier temps, nous avons fait une étude générale sur les aimants permanents et leurs applications au niveau MSAP. L'excitation de cette machine élimine les pertes Joule et réduit l'encombrement.

Les hypothèses simplifiées faites et l'application de la transformée PARK pour déconstruire et faciliter grandement le modèle de machine synchrone à aimants permanents. Pour cela, nous avons simulé le modèle MSAP en utilisant la transformation PARK. Comme nous avons remarqué que la machine est associée à des frottements, cela nous a permis de penser à la source d'alimentation par un onduleur MLI comme élément de contrôle, et en conséquence la séparation de la machine a été assurée en utilisant le contrôle technique par sens d'écoulement. L'application de cette technique nous a permis d'obtenir un modèle simple similaire à celui d'une machine à courant continu qui présente un modèle contrôlé simple et linéaire.

A la fin de ce travail, nous avons testé les performances des deux techniques de réglage de la vitesse à savoir le réglage classique à l'aide de régulateurs de type PI et le réglage par logique floue.

L'introduction d'un champ hautement actif tel que la technique de contrôle de logique floue de la présente recherche a donné de bons résultats, et ce contrôle calculé uniquement à partir des deux valeurs, il a montré les performances d'erreur et d'erreur et l'efficacité de l'erreur dans la régulation de la vitesse à travers le rejet de perturbation.

D'une part, ce travail nous a permis de connaître les principes de base pour étudier et simuler tout système électrique complexe, et d'autre part, il nous a permis d'enrichir nos modestes connaissances sur la technologie de programmation, la

modélisation de système, les techniques d'alimentation, le contrôle et la vitesse. régulation d'une machine synchrone à aimants permanents.

Il est possible d'améliorer l'activité des régulateurs flous en intégrant des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques pour obtenir un régulateur flou robuste et stable.

BIBLIOGRAPHIE

[1] **Jaque Degauque**

« Aimant permanents, Matériaux et applications »
Technique d'Ingénieur, Volume D 2.I.

[2] **A. Selloum**

« Commande équivalente en vitesse et en position d'une MSAP »
PFE- Université Ferhat Abbas, Setif 2002.

[3] **A. Achour- A. Zizi**

« Synthèse de la commande équivalente par mode glissant avec orientation du champ application pour une machine synchrone à aimants permanents »
PFE – Université Farhat Abbas, Setif 1995

[4] **L. Khelfi- F. Adjeroud**

« Étude et réalisation d'une MSAP »
PFE – Université Farhat Abbas, Setif 1997.

[5] **M .Abid- K. Bouchrara**

« Etude d'une machine synchrone autopilotée à aimants permanents»
PFE– ENP, Alger 1993.

[6] **Jean- Pierre FANTON**

« Génie électrique- Electrotechnique- Machines et réseaux »

[7] **B. Aliguechi**

« Contrôle direct du couple de la MSAP (DTC) »
PFE- Université Mantouri, Constantine 2004.

[8] **A. Rouabah- L. Sef**

« Commande par retour d'état d'une machine asynchrone alimentée en tension »
PFE-Université de M'sila, M'sila 2000.

[9] **M. Kerouaz**

« Commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par onduleur de tension »
PFE- Université Badji Mokhtar, Annaba 2000.

- [10] **B. Yagoubi- S. Meniche**
« Commande floue d'un actionneur synchrone à aimants permanents »
PFE- Farhet Abbas, Setif 1998.
- [11] **T. Rekioua**
« Contribution à la modélisation et à la commande vectorielle des MSAP »
Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique, Lorraine 1991.
- [12] **S. Oudina- A. Boukadou**
« Modélisation et simulation d'une MSAP alimentée par onduleur de tension à MLI »
PFE- Université Badji Mokhtar, Annaba 2000.
- [13] **K. Berabeh- A. Kacemi**
« Commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée en Tension »
PFE- Université M'sila, M'sila 2004.
- [14] **K. Latreche- K. Ouadah**
« Commande floue par modèle de référence d'un robot rigide à deux degrés de libertés »
PFE- Farhet Abbas, Setif 2001.
- [15] **K. Derafa**
« Commande de position des machines synchrones avec pilotage vectoriel.
Application : Asservissement de position d'une antenne radar ».
Thèse de magister- Farhet Abbas, Setif 2000.
- [16] **R. Lalalou**
« Commande par la logique floue d'une machine asynchrone »
Thèse de Magister, Université Badji Mokhtar, Annaba 2001.
- [17] **A. Kerbi**
« Poursuite d'un mobile par la logique floue »
PFE- Université Farhet Abbas, Setif 1996.
- [18] **A. Rahal- M. Fedjiri**
« Contrôle direct du couple de la machine asynchrone »
PFE- Université M'sila, M'sila 2004.

[19] **Hansruedi Buhler**

« Réglage par logique floue »

Presses Polytechniques et Universitaires Romandes.

[20] **A. Boudjelal- E. Cheraga**

« Commande par la logique floue d'un proce en utilise la carte (pcL818.L) ».

PFE– Université Farhet Abbes, Setif 2001.

[21] **H. Barki- M. Boubroula**

« Segmentation d'image par la logique floue »

PFE– Farhet Abbes, Setif 2004.

[22] **A. Tlemcani**

« Sur la commande adaptative par les systèmes flous, application à la machine synchrone à aimants permanents »

Thèse de Magister, ENP, Alger 2000.

Résumé : Le but de ce travail est de présenter le principe et la mise en œuvre d'une nouvelle technique de commande à savoir la commande par logique floue, appliquée à la machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsions MLI.

La première partie de cette étude, concerne la modélisation de la machine et de la commande vectorielle, cette dernière a permis de simplifier considérablement le système, le modèle obtenu est similaire à celui d'un moteur à courant continu.

La deuxième partie, a été consacrée au réglage de la vitesse de rotation à l'aide des régulateurs classiques (PI) et des régulateurs modernes à savoir les régulateurs flous. Ces derniers ont fait preuve de leurs efficacités de point de vue rejet de perturbation.

Mots Clefs : Machine Synchrone à aimants permanents, alimentation en tension, Technique MLI, Commande Vectorielle, Régulateur PI, Logique Floue, Régulateur Flou

المخلص : الهدف من هذا العمل هو تقديم مبدأ وتطبيق تقنية تحكم جديدة ، وهي التحكم المنطقي الضبابي ، المطبقة على الآلة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم المزود بعكس للجهد المتحكم فيه بواسطة التقنية ، تعديل عرض النبضة MLI.

يتعلق الجزء الأول من هذه الدراسة بنمذجة الآلة والتحكم في المتجهات ، وقد قام الأخير بتبسيط النظام إلى حد كبير ، والنموذج الذي تم الحصول عليه مشابه لنموذج محرك التيار المباشر.

خصص الجزء الثاني لضبط سرعة الدوران باستخدام المنظم التقليدي (PI) والمنظم الحديث ، وهما المنظم الغامض. وقد أثبتت الأخيرة فعاليتها من وجهة نظر رفض الاضطراب.

الكلمات المفتاحية : آلة متزامنة بمغناطيس دائم ، إمداد جهد ، تقنية MLI ، تحكم في القوة الموجهة ، منظم PI ، منطق ضبابي ، منظم ضبابي

Summary : The aim of this work is to present the principle and the implementation of a new control technique, namely fuzzy logic control, applied to the synchronous machine with permanent magnets supplied by a voltage inverter controlled by the technique. MLI pulse width modulation.

The first part of this study concerns the modeling of the machine and the vector control, the latter has considerably simplified the system, the model obtained is similar to that of a direct current motor.

The second part was devoted to adjusting the speed of rotation using conventional regulators (PI) and modern regulators, namely fuzzy regulators. The latter have demonstrated their effectiveness from a disturbance rejection point of view.

Keywords: Synchronous machine with permanent magnets, voltage supply, MLI technique, Vector control, PI regulator, Fuzzy logic, Fuzzy regulator