



Université ABBES LAGHROUR Khenchela
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Industriel
جامعة عباس لغرور خنشلة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الصناعية



N° Série :

Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commandes Electriques

Présenté par :

SELMI Amina

CHABBI Assia

THEME

COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE TYPE-2 DE LA MACHINE SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS

Soutenu le : 10 juillet 2021 devant la commission d'examen composée de :

LAGGOUN Louanasse

MCB : à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela

Président

CHAIBA Azeddine

PROF : à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela

Encadreur

BOUTABBA Tarek

MCA : à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela

Examineur

Promotion 2020/2021

Dédicace

- *Nous dédions ce modeste travail à ceux qui nous ont donné la vie, nos*
- *chers parents qui se sont sacrifiés jour et nuit pour notre bonheur et notre*
- *réussite, et ont fait de sorte que rien ne nous manque. Que dieu les*
 - *garde et les protège.*
- *A nos frères et sœurs, camarades, et amis, à qui nous souhaitons plein*
- *de bonheur et de réussite dans leurs vies.*
- *A tous ceux qui nous sont chers.*
- *A tous ceux que nous connaissons de près ou de loin*
 - *A tous ceux que nous aimons, et à tous ceux qui nous aiment.*
- *Nous vous dédions ce travail.*

AMINA

Je dédie ce travail à :

- premièrement à mes chers parents : mon père Houssine ma mère Farida*
- Mon marié RIM NADJIB*
- A l'âme de mon fils Mohammad Islam.*
- A maïs sœurs MOUNT ET KHAOULA.*
- A mes frères MED LOTFI, RADHOUANE AISSAM et SAMI.*
- A tous famille de mon marié.*

ASSAI

Remercîments

Nous remercions en premier lieu Dieu qui nous a donné ce bien là et pour que nous vivons ce jour et la force et la patience pour terminer ce travail.

Remercions la personne qui nous a aidé à réaliser ce travail dans les meilleures conditions notre encadreur le Professeur Chaïba Azeddine qui a proposé et a dirigé ce travail. Nos remerciements vos également à nos camarades et amis de la promotion et que tous nos enseignants qui ont contribué à notre formation reçoivent' expression de notre profonde gratitude, et en particulier les enseignants de notre département. Nous tenons à remercier nos familles pour leurs apports affectifs et leurs sacrifices.

Enfin, Nous remercions tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à ma formation et à l'élaboration de ce modeste mémoire.

Dédicace	
Remerciements	
Table des matières	I
Liste des figures	II
Liste des tableaux	III
Listes des acronymes et symboles	IV
Introduction générale	01
Chapitre I : MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENT	
I.1. Introduction	03
I.2. Présentation de la machine synchrone à aimants permanents	03
I.2.1. Différentes structures de machines synchrones à aimants permanent	03
I.2.2. Structures à flux radial (RFPM)	04
I.2.2.1. Structures à aimants déposés en surface	05
I.2.2.2. Structures à aimant encastrés	06
I.2.2.3. Structures à aimants enterrés	06
I.2.3. Structures à flux axial (AFPM)	07
I.2.4. Principe de fonctionnement de la MSAP	08
I.2.5. Présentation de la machine synchrone à aimants permanents	09
I.2.6 Avantages de la MSAP	11
I.2.7 Inconvénients de la MSAP	11
I.3. Applications des machines synchrones à aimants permanents	11
I.4. Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent	13
I.4.1. Hypothèses simplificatrices	13
I.4.2. Mise en équations de la MSAP dans le repère (a-b-c)	13
I.4.2.1 Equations électriques	14
a) Au stator	14
I.4.2.2. Equations magnétiques	14

Flux statorique	14
Flux rotorique	15.
I.4.2.3.Equation mécanique :	15.
I.4.3. Transformation de Park	16.
a) Passage direct : triphasé au biphasé	16
b) Passage inverse : biphasé au triphasé	17
I.4.4. Choix du Référentiel	17
Référentiel lié au stator	17
Référentiel lié au champ tournant	17
I.4.5. Application de la transformation de Park à la MSAP	17
I.4.5.1. Equations magnétiques	17
I.4.5.2. Equations électriques	18
I.4.5.3. Expression du couple électromagnétique	18
I.5. Schéma fonctionnelle de la MSAP	19
I.6. Modélisation de l'association MSAP-Onduleur de tension	20
I.6.1. Définition de l'onduleur	20
I.6.2 Onduleur de tension	21
II.6.3. Modélisation de l'onduleur de tension	22
I.6.3. Stratégies du Commande des onduleurs	23.
I.6.3.1. Commande par modulation sinus-triangle	24
I.7.Résultats de simulation	25.
I .8.Interprétations des résultats	29
I .9. CONCLUSION	30.
ChapitreII : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP	
Introduction	30
II .1. la commande vectorielle	31
II .2. Principe de la Commande vectorielle	32
II .3 Avantages et Inconvénients de la commande vectorielle	32
II .3-1.Avantages de la commande vectorielle	32
II .3-2. Inconvénients de la Commande vectorielle	32

II .4 Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension	33
II .5 Découplage.....	34
II .5-1. Découplage par compensation	35
II .6 . Bloc de Déluxage	37
II .7. La régulation	38
II .7.1. Calcul des régulateurs	38
(a Régulation du courant i_q	39
(b. Régulation du courant i_d	40
(c Régulation de vitesse	41
II .8. Schéma bloc de la commande vectorielle	43
II .9. Résultats de simulation	43
II 10. CONCLUSION	48

Chapitre III : COMMANDE DE LA MSAP PAR LA LOGIQUE FLOUE TYPE-2

- Introduction	48.
III .1- Généralités sur la logique flou type-2	49.
III .2- Terminologie de la logique floue type-2	49
III .3- Représentation des ensembles flous type-2	52
III .4- Types d'ensembles flous type-2	53.
- Ensemble type-2 Gaussien	54
- Ensemble type-2 Triangulaire.....	54
- Ensemble type-2 Intervalle.....	54
III.5 – Opération sur les ensembles floue type-2	54
III.5.1- Enoncé du principe d'extension monodimensionnel	54
• Union de \tilde{A} et \tilde{B}	55
• Intersection de \tilde{A} et \tilde{B}	55
• Complément de \tilde{A}	55

Sommaire

III .6.-Structure d'un contrôleur flou type2	55
III .6.1-Fuzzification	56
III .6.2-Mécanisme d'inférence	56.
III .6.2.1-Théorème	57
III .6.3-Réduction de type	57
III.6.4- Synthèse du régulateur flou type2	59
III.7 .Avantages et inconvénients du régulateur par logique flou	61
III.8. Résultats de simulation	62
III.9. – Conclusion.....	66
- Conclusion générale et perspectives.....	67.
-Annexes.....	
- Bibliographie.....	
-Résumé.....	

Liste des Figures

LISTE DES FIGURES :

Figure (I.1) : Vue schématique des machines : (a) à flux radial, (b) à flux axial.

Figure (I.2) : Exemple de structures à rotor interne et à rotor externe.

Figure (I.3) : Structure à aimants déposés en surface (rotor interne).

Figure (I.4) : Structure à aimants encastrés.

Figure(I.5): Structure à aimants enterrés : (a) avec concentration de flux, (b) structure classique.

Figure (I.6) : Structure à flux axial simple avec un rotor et un stator.

Figure (I.7) : Structure à flux axial avec double rotor et un stator.

Figure (I.8) : Structure à aimantation axiale avec double stator et un rotor.

Figure (I.9) : Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.

Figure (I.10) : Photographie de moteur à aimants en géométries cylindriques.

Figure(I.11) : Schéma d'une machine synchrone à aimant permanent.

Figure (I.12): Principales applications des machines synchrones à aimants permanent.

Figure (I.13) : Schéma de la MSAP dans le repère abc.

Figure (I.14) : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d, q).

Figure(I.15) : Schéma bloc d'une MSAP alimentée en tension.

Figure (I.16) :Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

Figure (I.17) : Schéma de l'association MSAP – onduleur de tension.

Figure (I.18) : Schéma d'un onduleur de tension triphasé.

Figure (I.19) : Schéma de principe de MLI sinus_triangle.

Figure (I.20) : Principe de la commande MLI-ST.

Figure (I.21) : Schéma Simulink de la MSAP alimentée en tension

Figure (I.22) : Résultat de Simulation de la MSAP alimentée en tension sans couple résistant.

Liste des Figures

Figure (I. 23) : Résultat de Simulation de la MSAP alimentée en tension avec couple résistant

Figure (I.24) : Schéma Simulink de la MSAP alimentée par onduleur

Figure (I.25) : Résultat de Simulation de la MSAP alimente par onduleur en charge

Figure (II.1) : Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par l'orientation du flux.

Figure (II.2) : Schéma bloc de découplage.

Figure(II.3) : Découplage par compensation.

Figure (II 4):) : Commande découplée.

Figure (II.5): Bloc de Déluxage

Figure(II .6): Régulateur PI.

Figure (II.7): Boucle de régulation du courant i_d .

Figure(II .8): Boucle de régulation du courant i_q

Figure (II .9): Boucle de régulation de vitesse

Figure(II .10): Boucle de régulation de vitesse.

Figure (II.11): schéma bloc de la commande vectorielle de la MSAP

Figure (II.12): Résultats de simulation de la MSAP à vide.

Figure (2.13) : Résultats de simulation de la MSAP en charge.

Figure (2.14) : Résultats de simulation de l'inversé la vitesse de rotation du MSAP.

Figure (2.15) : Résultats de simulation de Déluxage du MSAP.

Figure(III.1): Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 gaussien.

Figure (III.2) : Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 intervalle.

Figure (III.3) : Représentation tridimensionnelle d'une fonction d'appartenance d'un

Ensemble flou type-2 avec une fonction d'appartenance principale gaussienne.

Figure (III.4) : Fonction d'appartenance d'un ensemble flou type-2.

Figure (III.5) : structure d'un système flou type-2 avec ses sorties.

Figure (III.6) : Opérations d'entrée d'un système flou type-2 avec fuzzification

Liste des Figures

type singleton.

Figure (III.7) : Schéma synoptique d'un contrôleur flou type-2 de vitesse.

Figure (III.8) : Fonctions d'appartenances des variables d'entrées 'e' et ' Δe '.

Figure (III.9) : Fonctions d'appartenances de la variable de sortie 'Cemref'.

Figure (III.10) : Schéma de simulation de la MSAP avec régulateur flou type-2.

Figure (III.11) : Résultats de simulation de la commande floue type 2 de l'MSAP à vide

Figure (III.12) : Résultats de simulation de la MSAP en charge

Figure (III.13) : Résultats de simulation de la commande floue type 2 de l'MSAP avec inversion de vitesse

LISTE DES TABLEAUX

Tableau III .1 : Matrices d'inférence

LISTE DES ACRONYMES ET SYMBOLES

MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanents.
MLI	Modulation de Largeur d'impulsion.
PI	Correcteur Proportionnel-Intégral.
RFT-2	Régulateur Flou type-2
$[P(\theta)]$	Matrice de Park.
$[P(\theta)]^{-1}$	Matrice de Park inverse.
K_p, K_i	Coefficients du régulateur de vitesse.
a, b, c	Axes liés aux enroulements triphasés.
d, q	Axes de référentiel de Park.
R_s	Résistance statorique.
L_s	Inductance statorique
L_{s0}	Inductance propre d'une phase statorique.
M_{s0}	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
M_{sf}	Matrice inductance qui correspond au couplage entre le rotor et le stator.
L_d	Inductance cyclique directe.
L_q	Inductance cyclique quadrature.
θ	Caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.
J	Moment d'inertie
f	Coefficient du frottement.
P	Nombre de paires de pôles.
$[V_a \ V_b \ V_c]^T$	Les tensions des phases statoriques.

$[I_a \ I_b \ I_c]^T$	Les courants des phases statoriques.
I_d, I_q	Courants statoriques d'axe direct et d'axe quadrature.
V_d, V_q	Tensions statoriques d'axe direct et d'axe quadrature.
u_{a0}, u_{b0}, u_{c0}	Des tensions alimentant l'onduleur (tension Continue).
$[\Phi_a \ \Phi_b \ \Phi_c]^T$	Vecteur flux statoriques.
Φ_f	Flux des aimants.
Φ_d	Flux statorique instantané dans l'axe d.
Φ_q	Flux statorique instantané dans l'axe q.
ω_r	Vitesse électrique du rotor.
Ω	Vitesse de rotation de la machine.
C_{em}	Couple électromagnétique.
C_r	Couple résistant.
X_{ref}	Valeur de référence

INTRODUCTION GENERALE

Durant ces dernières années, les composants de l'électronique de puissance ont subi une grande évolution avec l'alimentation de composants interrupteurs rapides, ainsi que le développement des techniques de commande. Cette apparition a permis de concevoir des convertisseurs statiques capables d'alimenter en amplitude et en fréquence variable les moteurs à courant alternatifs. [1]

Nous savons que historiquement, la machine à courant continu était la reine du domaine des entraînements à vitesse variable, avec tous les problèmes et les inconvénients qu'un moteur de ce genre peut causer tel que : coût de fabrication, coût d'entretien, faible couple, etc. Le développement des convertisseurs statiques de fréquences a permis l'utilisation des machines synchrones.[2]

Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents sont recommandés dans le monde industriel. Ceci est dû au fait qu'ils sont fiables, le moteur synchrone à aimants permanents a une vitesse de rotation proportionnelle à la fréquence d'alimentation et, il est moins encombrants que les moteurs à courant continu grâce à l'élimination de la source d'excitation. Ainsi, leur construction est plus simple puisqu'il n'appartient pas un collecteur mécanique qui entraîne des inconvénients majeurs tels que la limitation de puissance, l'usure des balais et les pertes rotoriques. Par conséquent, ceci augmente leur durée de vie et évite un entretien permanent. [1]

Le moteur synchrone à aimants permanents se distingue par son excellent rendement et peut présenter les mêmes possibilités de contrôle que la machine à Courant continu, s'il est convenablement alimenté par des courants Sinusoïdaux. Cette machine présente d'autres caractéristiques essentielles telles que, la possibilité de fonctionner aux grandes vitesses et l'utilisation aisée dans divers domaines industriels. [3]

La théorie de la logique floue a été établie par L. Zadeh. Cette logique permet la représentation et le traitement de connaissances imprécises ou approximatives. Le nombre d'applications basées sur la théorie de la logique floue a augmenté considérablement ces dernières années. Ceci est dû au fait que la logique floue est exprimée usuellement par des règles linguistiques de la forme SI-ALORS, elle est utilisée pour résoudre les problèmes de décisions en contrôle ou bien pour décrire le comportement dynamique d'un système inconnu ou mal défini.

Introduction Générale

La commande est l'un des principaux domaines d'application de la logique floue. Une commande floue est caractérisée par :

- Son aptitude à appréhender des problèmes tels que non linéarités et retards
- Possibilité de prise en compte d'objectifs contradictoires
- L'utilisation du savoir d'un expert sur la façon de piloter le système et donc la suppression de la procédure de modélisation mathématique du processus à commander.

La logique floue classique appelée aujourd'hui logique floue type-1 a été généralisée vers une nouvelle logique floue appelée logique floue type-2. Ces dernières années, Mendel et ses collègues ont beaucoup travaillé sur cette nouvelle logique, ils ont bâtis son fondement théorique, et ils ont démontré son efficacité et sa supériorité par rapport à la logique floue type-1.[2]

Le principal contexte du mémoire et d'appliquer une commande en utilisant la logique floue type-2 pour commander la vitesse de rotation de la MSAP.

Ce mémoire est organisé en 3 chapitres :

Dans le premier chapitre, nous présenterons le modèle mathématique de la machine synchrone à aimants permanents(MSAP) permettant l'étude de son comportement dynamique. Le modèle adopté est basé sur la transformation de Park ; une première partie est consacrée à la modélisation des éléments de la machine synchrone puis une deuxième partie pour l'étude de la commande à MLI et la description du convertisseur qui l'alimente.

Le deuxième chapitre est consacré à la commande vectorielle de la MSAP.

Dans le chapitre trois on trouve la commande floue type-2 de la machine synchrone, et fondement théorique de la logique floue type-2

Enfin, nous terminons par une conclusion générale.

CHAPITRE 1

MODELISATION DE LA
MACHINE SYNCHRONE A
AIMANTS PERMANENTS

I.1. Introduction

Les progrès technologiques enregistrés dans le domaine des matériaux magnétiques (aimants permanents) ont permis à la MSAP plusieurs applications industrielles en particulier dans la robotique. Elle offre plusieurs avantages à savoir une puissance massique élevée, un couple de démarrage important, une réduction de l'entretien etc.... Mais un des inconvénients de cette machine est l'impossibilité du réglage de l'excitation. Le champ de l'aimant varie avec le temps et la température mais de manière non significative.

Le moteur étudié dans ce mémoire fait partie des moteurs alimentés en courant alternatif. Les moteurs synchrones avec les aimants placés au rotor, le stator gardant sa structure bobinée, ce qui constitue leur principal intérêt, remplacent peu à peu les moteurs à courant continu.

Dans ce chapitre, nous décrivons d'abord les différentes structures des machines synchrones, puis nous étudierons les différentes solutions possibles pour alimenter des machines synchrones à l'aide de convertisseurs statiques. Nous établirons ensuite les équations générales de la machine synchrone à aimants permanents à rotor lisse dans des repères liés au rotor [4]

I. 2 Présentation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP)

I.2.1. Différentes structures de machines synchrones à aimants permanents

Les structures des machines synchrones à aimants permanents sont classées suivant la disposition des aimants sur le rotor. Leurs différentes configurations incluent les machines à flux radial (RFPM) et à flux axial (AFPM). Celles-ci peuvent être alimentées, soit par des courants sinusoïdaux dans le cas des PMSM ou par des courants en créneaux dans le cas des BDCM. Une vue schématique des deux types de machines à aimants, à flux radial et à flux axial, est donnée par la figure(I.1).

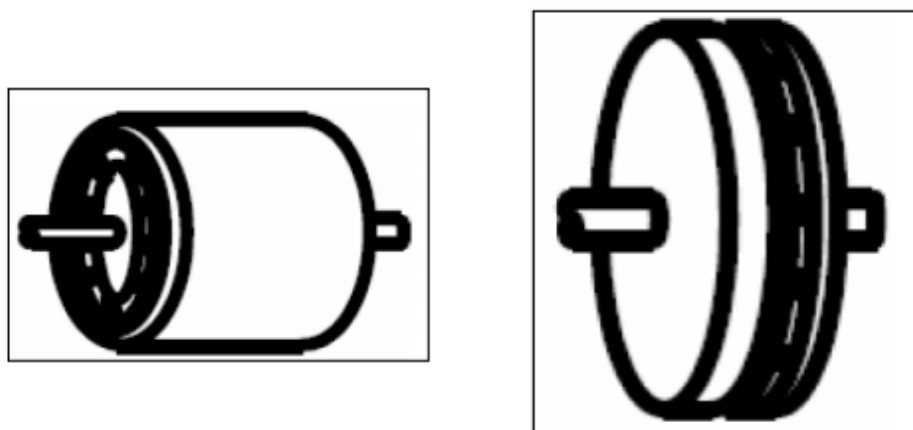


Figure (I.1) : Vue schématique des machines : (a) à flux radial, (b) à flux axial

I.2.2. Structures à flux radial (RFPM)

La machine synchrone à flux radial (RFPM) est la machine à aimant la plus conventionnelle. Elle est employée couramment pour l'entraînement direct. Son stator est identique à celui d'une machine d'induction classique. Ces structures peuvent se présenter, soit avec un rotor placé à l'intérieur ou à l'extérieur Figure (I.2). Les différents types de rotor de machines à flux radial sont munis d'aimants montés soit en surface, soit encastrés ou enterrés.

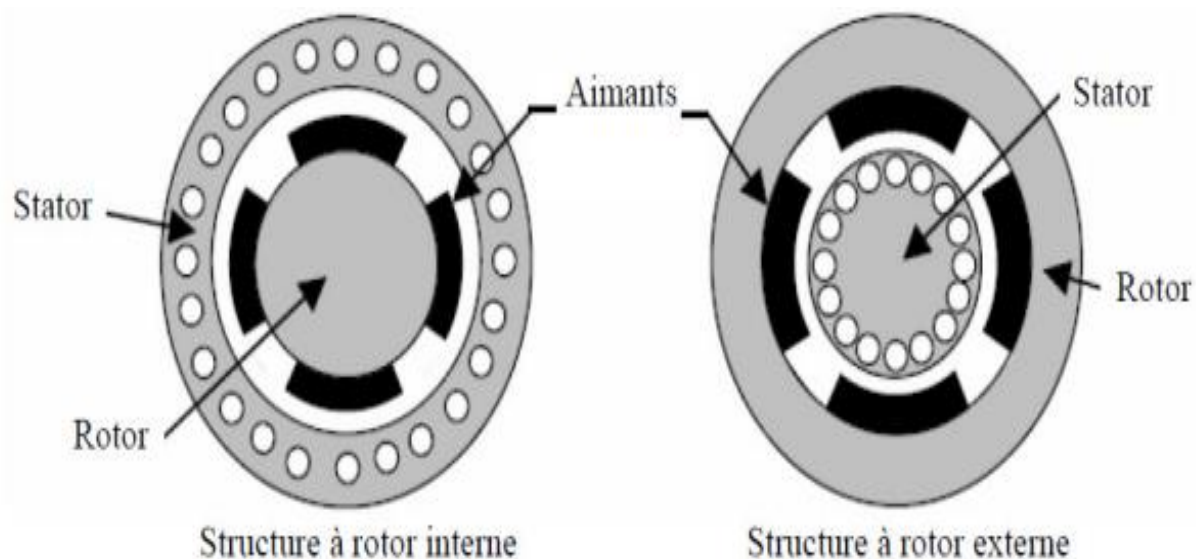


Figure (I.2) : Exemple de structures à rotor interne et à rotor externe.

I.2.2.1. Structures à aimants déposés en surface

Elles sont appelées machines à inducteur lisse en raison de leurs aimants disposés au niveau de l'entrefer sur un noyau ferromagnétique lisse Figure (I.3). L'induction B_e dans l'entrefer est celle des aimants B_a . Leur aimantation peut être radiale, tangentielle ou combinée.

La topologie à rotor interne est généralement la plus utilisée en raison de sa simplicité et son faible coût de réalisation. Cependant elle présente quelques inconvénients. En effet, les aimants permanents sont exposés aux champs de démagnétisation et sont sujets à des forces centrifuges pouvant causer leur détachement du rotor [5 ,6].

La topologie à rotor externe est moins utilisée car plus difficile à réaliser et nécessite plus de volume d'aimant, présente les avantages suivants :

- Un diamètre du rotor, plus grand que pour les machines conventionnelles à flux radial, permettant d'avoir un nombre plus élevé de pôles et un couple plus grand.
- Une meilleure qualité de collage des aimants sur le rotor grâce à la force centrifuge qui pousse les aimants vers l'extérieur, rendant leur détachement presque impossible.

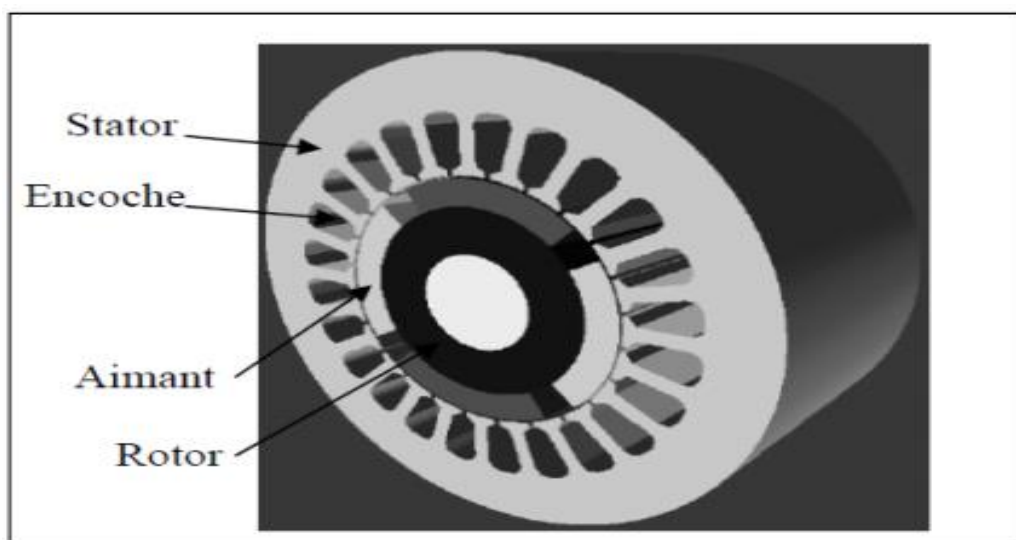


Figure (I.3): Structure à aimants déposés en surface (rotor interne)

I.2.2.2. Structures à aimant encastrés

Des aimants de forme simple sont insérés à la surface du rotor, ce qui leur permet d'avoir une bonne tenue mécanique figure (I.4). L'espace entre les aimants est couvert par des dents rotoriques créant une saillance inversée ($X_d < X_q$). Cette saillance produit un couple de réductance aussi important que le couple d'interaction dû aux aimants permanents. [5 ,6,7].

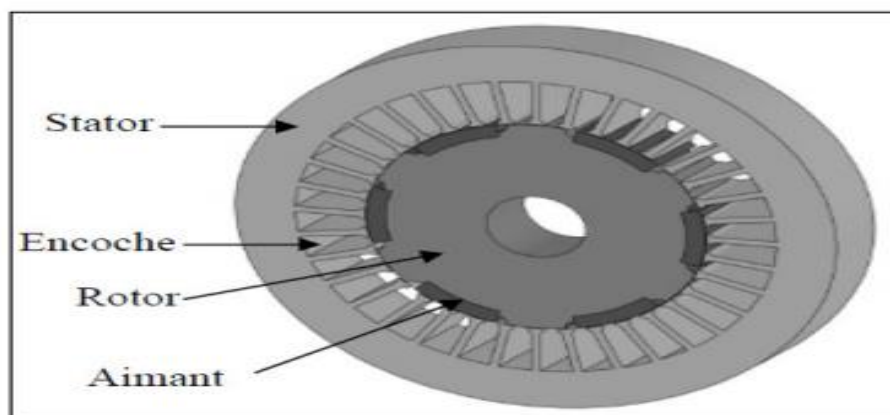


Figure (I.4) : Structure à aimants encastrés

I.2.2.3. Structures à aimants enterrés

La structure des inducteurs de ce type de machine est à géométrie complexe. Les aimants sont enterrés à l'intérieur du rotor. La robustesse mécanique de ce type de rotor permet d'atteindre de très grandes vitesses pour des puissances importantes. Deux configurations du rotor peuvent être distinguées voir figure (I.5), l'une est à concentration de flux et l'autre à structure classique.

L'avantage de ces deux configurations réside dans la possibilité de concentrer le flux produit par ces aimants, permettant ainsi d'assurer des niveaux d'inductions élevées dans l'entrefer.

De plus, les aimants enterrés sont bien protégés contre la démagnétisation.

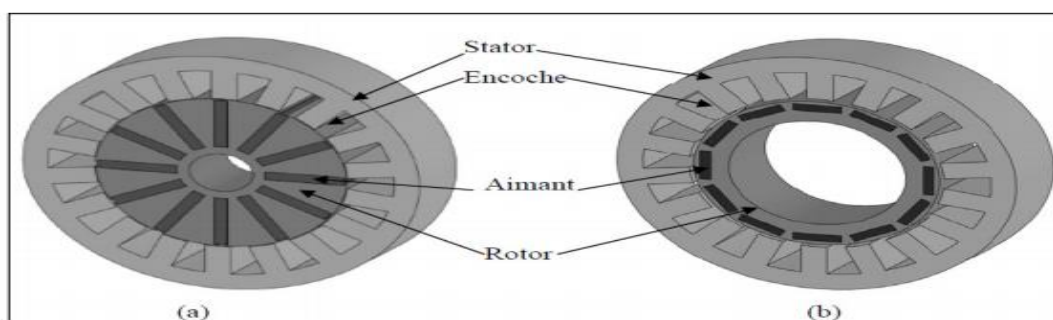


Figure (I.5) : Structure à aimants enterrés : (a) avec concentration de flux, (b) structure classique.

I.2.3. Structures à flux axial (AFPM)

Ces machines dites « discoïdales » ou AFPM représentent une autre solution possible pour les entraînements directs à basse vitesse. Elles comportent un ou plusieurs disques fixes bobinés et un ou plusieurs disques mobiles supportant les aimants permanents. Leur principal avantage est l'optimisation de la surface utile de génération du couple, qui se traduit par une puissance volumique importante. Cependant, leur assemblage est très compliqué, à cause des contraintes mécaniques liées aux poussées axiales [5, 6, 8]. Comparées à la structure à flux radial, ces machines se caractérisent par un plus grand diamètre et une longueur axiale relativement plus courte. Le flux provenant des aimants est axial tandis que le courant est dans la direction radiale. Différentes configurations à flux axial existent: celle à structure simple avec un seul rotor associé à un seul stator figure (I.6) et celles à double entrefer avec soit, un seul stator inséré entre deux rotors figure (I.7) ou un seul rotor inséré entre deux stators figure (I.8). L'exploitation de ces machines dans le domaine de traction (vélo électrique et voiture hybride) est très prometteuse. [5, 7].

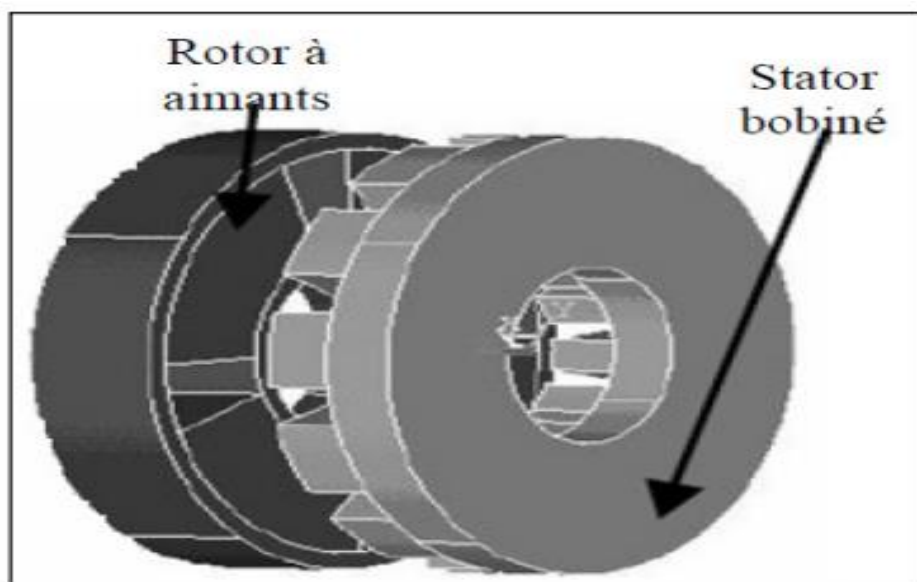


Figure (I.6) : Structure à flux axial simple avec un rotor et un stator

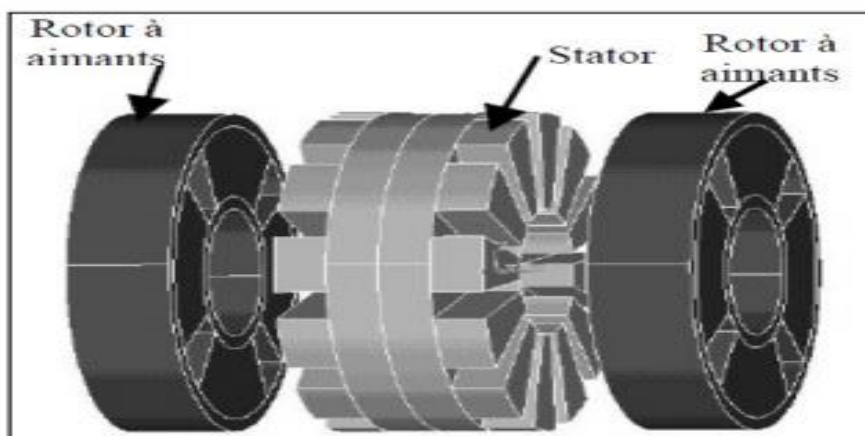


Figure (I.7) : Structure à flux axial avec double rotor et un stator.

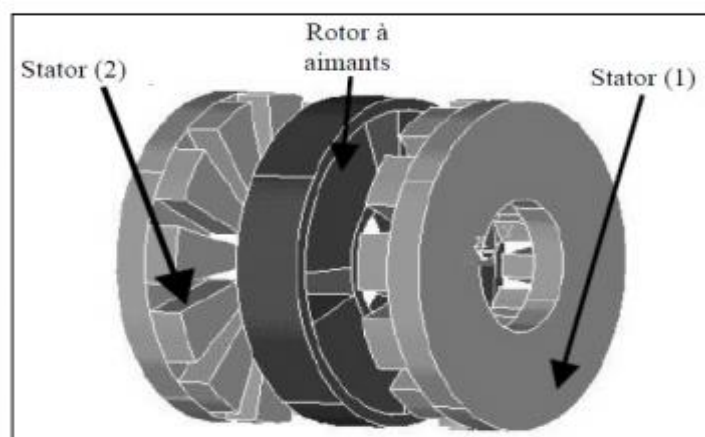


Figure (I.8) : Structure à aimantation axiale avec double stator et un rotor.

I.2.4. Principe de fonctionnement de la MSAP :

Le principe des moteurs à aimants permanents est assez simple. Seules les bobines sont alimentées. Le champ créé par les enroulements oriente le rotor qui est constitué par des aimants. La figure (I.9) représente un moteur ayant un rotor bipolaire et un stator comportant une paire de pôles. Les phases a et b sont portées par des enroulements opposés. La présence de courants dans les phases oriente le rotor. On définit un "pas" élémentaire $P\theta$ comme étant le déplacement angulaire du rotor lorsque l'alimentation est commutée d'une phase à la suivante.

Nous obtenons pour cette structure. $P\theta = 90^\circ$ Ceci correspond au passage de la figure (I.9.a) à la figure (I.9.c). Les demi-pas sont obtenus en alimentant deux phases à la fois Figure (I.9.b). De nombreux moteurs sur le marché utilisent ce genre de structure [9].

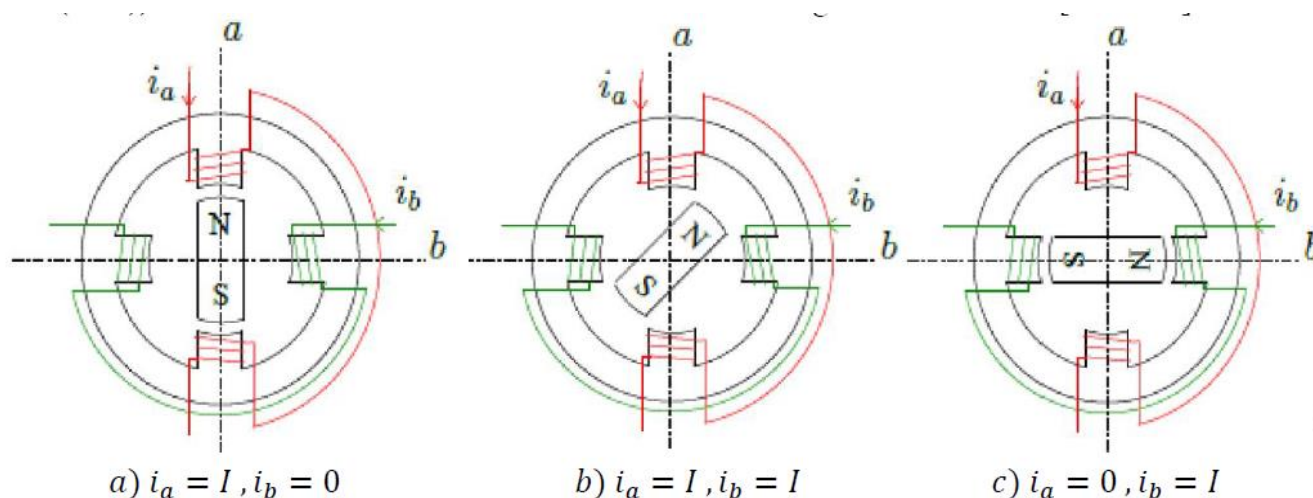


Figure (I.9) : Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.

I.2.5. Présentation de la machine synchrone à aimants permanents

Le terme de la machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique.

Cette famille de machine regroupe en fait plusieurs sous familles :

- les machines synchrone à rotor bobiné
- les machines synchrone à réductance
- les machines synchrone à aimants permanents.

Nous intéresserons plus particulièrement vers cette dernière catégorie, en effet avec l'apparition d'aimants permanents de plus en plus performants (faible désaimantation, énergie maximale stockée plus grande, induction de saturation et champ coercitif plus élevé).

La machine synchrone à aimant permanent est devenue compétitive par rapport à la machine asynchrone, même dans le domaine de la moyenne puissance.

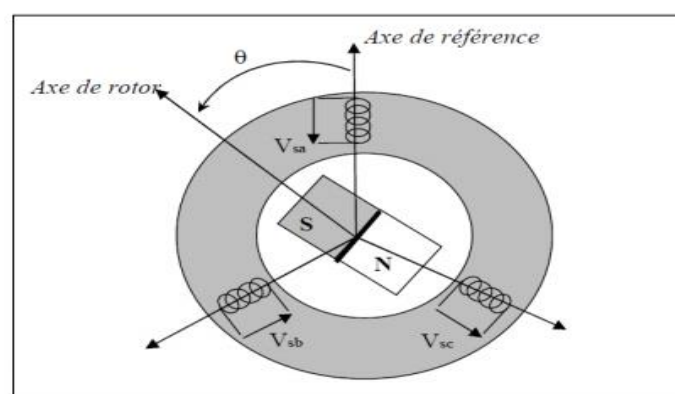


Figure (I.10) : Photographie de moteur à aimants en géométries cylindriques

Le stator de la machine synchrone à aimant permanent est identique à celui d'une machine asynchrone, il est constitué d'un empilage de tôle magnétique qui contient des encoches dans lesquelles sont logés trois enroulements identiques décalés entre eux de 120° .

Le rotor de la MSAP est généralement de deux types :

- ❖ rotor possédant des pièces polaires, servant à la concentration du flux d'induction dans lequel les aimants sont orientés soit parallèlement soit perpendiculairement à l'entrefer, soit de manière plus complexe. Dans ce type de machine, l'inducteur est à pôles saillants.
- ❖ rotor sans pièces polaires, donc à entrefer constante, dans lequel l'aimantation des aimants est généralement perpendiculaire à l'entrefer [10].



Figure(I.11) : Schéma d'une machine synchrone à aimant permanent.

I.2.6 Avantages de la MSAP

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines :

- Puissances massives élevées.
- Absence de contacts glissants.
- Un bon rendement
- Absence des balais et d'alimentation continue.
- Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage.
- Fonctionnement en survitesse.

Cette machine est donc bien indiquée pour les systèmes embarqués et peut être employée pour des systèmes de faible puissance (petits moteurs) ou de puissance plus importante (jusqu'à quelques dizaines de MW en fonctionnement moteur) [11].

I.2.7 Inconvénients de la MSAP

Comme inconvénients de la MSAP on cite :

- Technologie coûteuse liée au coût des aimants.
- Interaction magnétique due au changement de structure.

Ondulations de couple [9].

I.3. Applications des machines synchrones à aimants permanents

Ces machines ont trouvé un vaste champ d'applications dans plusieurs domaines (équipement domestique, lecteurs CD/DVD et disques durs d'ordinateur, voiture et vélo électriques, transport, aérospatial, machines outils, servomoteurs, équipement médical et propulsion des navires). Celles-ci sont utilisées pour des puissances allant de la gamme des microwatts à celle des mégawatts. La figure (I.12) illustre quelques applications de ces machines.

Il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges, et grâce au développement de l'électronique de puissance, l'association machine à aimants convertisseur de puissance a trouvé de nombreuses applications dans les domaines très divers tels que la robotique, la technologie de l'espace et dans d'autres applications plus particulières (domestique,...)[10].

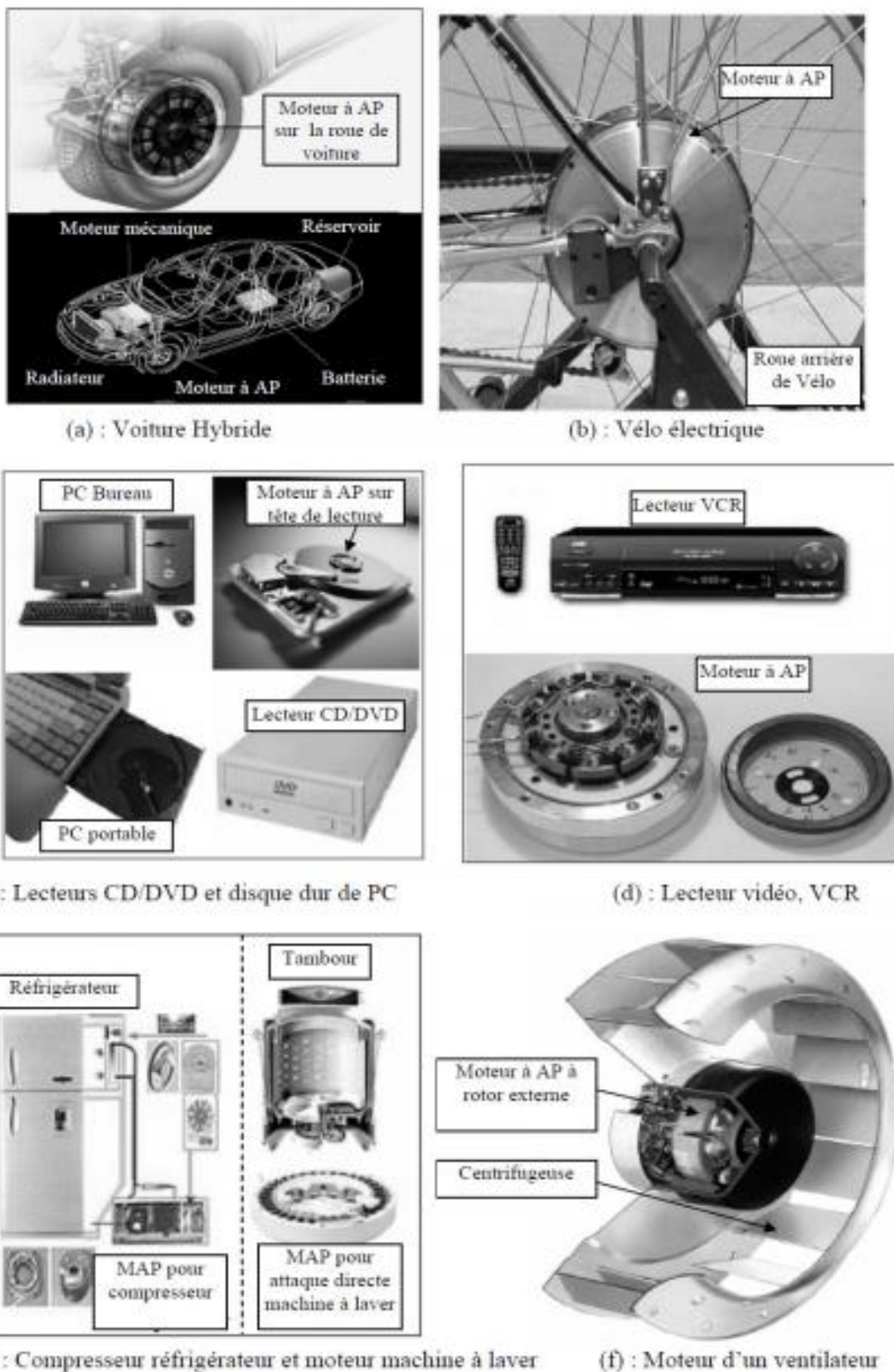


Figure (I.12): Principales applications des machines synchrones à aimants permanents

I.4. Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent

La modélisation est une méthode mathématique utilisée pour réduire la machine électrique en un simple système d'équations différentielles. La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAP est nécessaire pour l'étude de sa commande et sa simulation dans les différents régimes de fonctionnements [4].

I.4.1. Hypothèses simplificatrices

Le modèle mathématique de la machine synchrone à aimants permanents obéit aux hypothèses simplificatrices données dans la majorité des références [12] [13],[14]

- On néglige la saturation du circuit magnétique.
- La distribution de la F.M.M créée par les enroulements au stator est sinusoïdale.
- Le système de tension est équilibré.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligeable.
- Les pertes par courants de Foucault et par hystérésis sont négligées.

I.4.2. Mise en équations de la MSAP dans le repère (a-b-c)[4]

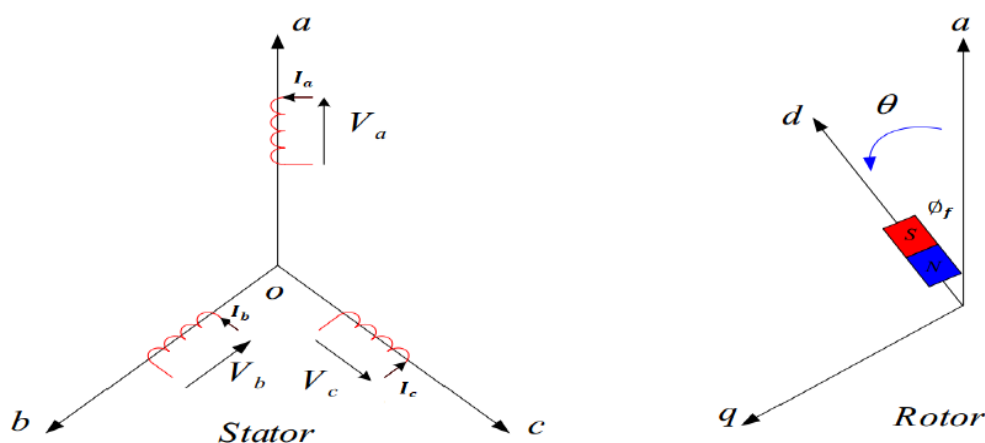


Figure (I.13) : Schéma de la MSAP dans le repère abc.

I.4.2.1 Equations électriques :

a) Au stator

Les équations électriques dans un repère fixe lié au stator sont décrites par :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

Avec :

$[V_a V_b V_c]^T$: Vecteur tensions statoriques.

$[I_a I_b I_c]^T$: Vecteur courants statoriques.

$[\phi_a \phi_b \phi_c]^T$: Vecteur flux statoriques.

$R_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$: Matrice résistance d'un enroulement statorique.

I.4.2.2. Equations magnétiques :

a) Flux statorique

$$[\phi_{abc}] = [L_s][I_{abc}] + [\phi_{sf}] \quad (1.2)$$

$[\phi_{sf}]$: est le matrice inductance qui correspond au couplage entre le rotor et le stator.

$$\begin{bmatrix} M_{af} \\ M_{bf} \\ M_{cf} \end{bmatrix} = M_f \begin{bmatrix} \cos(2\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

La matrice $[L_s]$ est une matrice carrée qui contient des termes constants regroupés dans $[L_{s0}]$, alors que les termes variables dépendant de (θ) sont regroupés dans $[L_{s2}(\theta)]$. Dans le cas général, elle se met sous la forme :

$$[L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}(\theta)] \quad (1.4)$$

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

$$[L_{s2}(\theta)] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

Avec :

L_{s0} : inductance propre d'une phase statorique.

M_{s0} : inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

θ : Caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.

b) Flux rotorique

$$[\Phi_f] = [L_f][I_f] + [\Phi_{sf}] \quad (1.7)$$

$$[M_{sf}] = [M_{fs}]^T \quad (1.8)$$

On développe les équations sous formes :

$$\begin{cases} [\mathbf{V}_{abc}] = [\mathbf{R}_s][\mathbf{I}_{abc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{sf}] \\ [\mathbf{V}_f] = [\mathbf{R}_f][\mathbf{I}_f] + \frac{d}{dt}[\Phi_f] \end{cases} \quad (1.9)$$

I.4.2.3. Equation mécanique :

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J}(C_{em} - C_r - f\Omega) \quad (1.10)$$

Avec :

$\Omega = \omega_r P$: Vitesse de rotation de la machine.

J : moment d'inertie.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : couple résistant.

ω_r : vitesse électrique du rotor.

f : coefficient du frottement.

P : Nombre de paires de pôles.

Nous constatons que les équations obtenues dans le repère (a, b, c) sont non linéaires et elles sont en fonction de la position du rotor θ . Cela présente une difficulté pour la résolution du système d'équations, alors pour la simplification de ce problème on doit utiliser la transformation de Park.

I.4.3. Transformation de Park

Le modèle biphasé de la MSAP s'effectue par une transformation du repère triphasé réel (a, b, c) en un repère biphasé fictive (d, q), qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux et courants) Ce passage est obtenu par la transformation de PARK.

La Figure (I.14) présente la MSAP en modèle de Park. Le repère (oa) est fixe. Le repère (d, q) tourne avec la vitesse de synchronisme ω_r .

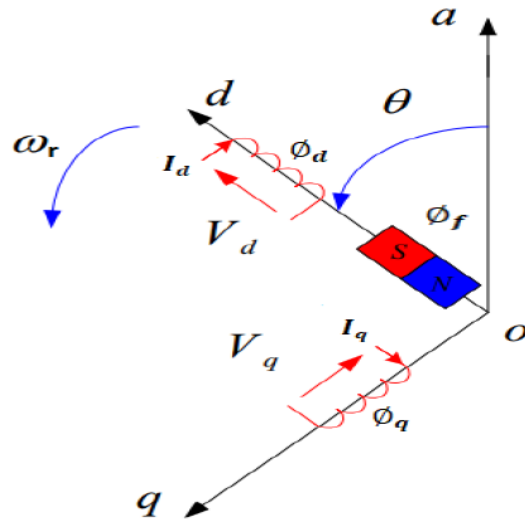


Figure (I.14) : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d, q).

a) Passage direct : triphasé au biphasé

La matrice de passage notée $[[\theta]]$ appelée matrice de Park est donnée par :

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

Le passage du système triphasé au système (d, q) lié au rotor se fait en utilisant les relations suivantes :

$$[V_d V_q]^T : [[\theta]][V_a V_b V_c]^T \quad (I.12)$$

$$[I_d I_q]^T : [[\theta]][I_a I_b I_c]^T \quad (I.13)$$

$$[\phi_d \phi_q]^T : [P(\theta)][\phi_a \phi_b \phi_c]^T \quad (I.14)$$

b) Passage inverse : biphasé au triphasé

La matrice de passage inverse de Park $[P(\theta)]^{-1}$ est donnée par :

$$[P(\theta)]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (I.15)$$

L'angle θ est défini comme suit :

$$\theta(t) = \int_0^t \omega_r(t) dt \quad (I.16)$$

I.4.4. Choix du Référentiel

Pour étudier la théorie des régimes de la MSAP, on distingue trois systèmes d'axes de coordonnées du plan d'axes (d, q) :

➤ **Référentiel lié au stator :**

Dans ce référentiel les axes (d, q) sont immobiles par rapport au stator, la vitesse du repère de PARK est :

$$\omega_\theta = 0$$

➤ **Référentiel lié au champ tournant :**

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au champ tournant électromécanique créé par les enroulements du stator. La vitesse du repère de PARK est celle du champ tournant :

$$\omega_\theta = \omega$$

: Pulsation de l'alimentation.

I.4.5. Application de la transformation de Park à la MSAP

En appliquant la transformation de Park au système d'équations, on peut exprimer tous les vecteurs dans un repère lié au rotor.

Après développement des équations, on obtient les équations suivantes :

I.4.5.1. Equations magnétiques :

$$\begin{cases} \Phi_d = L_d I_d + \Phi_f \\ \Phi_q = L_q I_q \end{cases} \quad (I.17)$$

I.4.5.2. Equations électriques :

Les équations de tension sont données par :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + \frac{d\Phi_d}{dt} - \omega_r \Phi_q \\ V_q = R_s I_q + \frac{d\Phi_q}{dt} + \omega_r \Phi_d \end{cases} \quad (I.18)$$

En remplaçant les expressions des flux (I.17) dans les équations de tension (I.18), nous obtenons :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega_r L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega_r (L_d I_d + \Phi_f) \end{cases} \quad (I.19)$$

I.4.5.3• Expression du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique est exprimé par la dérivée partielle de l'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor comme suit :

$$C_{em} = \frac{dw_e}{d\theta_{géo}} = p \frac{dw_e}{d\theta} \quad (I.20)$$

Selon Park, l'expression de la puissance transmise est la suivante :

$$P(t) = \frac{3}{2} (V_d I_d + V_q I_q) \quad (I.21)$$

En remplaçant V_d , V_q par leurs expressions on aura :

$$P(t) = \frac{3}{2} \left[R_s (I_d^2 + I_q^2) + \left(\frac{d\Phi_d}{dt} I_d + \frac{d\Phi_q}{dt} I_q \right) + \frac{d\theta}{dt} (\Phi_d I_q - \Phi_q I_d) \right] \quad (I.22)$$

- $\frac{3}{2} R_s (I_d^2 + I_q^2)$: représente la puissance dissipée en pertes Joules dans les enroulements du stator.
- $\frac{3}{2} \left(\frac{d\Phi_d}{dt} I_d + \frac{d\Phi_q}{dt} I_q \right)$: représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator.
- $\frac{3}{2} (\Phi_d I_q - \Phi_q I_d)$: représente la puissance électromagnétique.

Sachant que :

$$P_e = C_{em}\omega_r \quad (1.23)$$

Il vient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P(\Phi_d I_q - \Phi_q I_d) \quad (1.24)$$

L'expression du couple électromagnétique en fonction des courants est comme suit :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P[(L_d - I_q)I_d I_q + I_q \Phi_f] \quad (1.25)$$

Le système peut être mis sous forme d'équations d'état :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U]$$

Avec :

$$[X] = [I_d I_q]^T \text{ et } [U] = [V_d V_q \varphi_f]^T$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s/L_d & \omega_r(L_q/L_d) \\ -\omega_r(L_d/L_q) & -R_s/L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_d & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_q & -\omega_r/L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \varphi_f \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

$$[A] = \begin{bmatrix} -R_s/L_d & 0 \\ 0 & -R_s/L_q \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & (L_q/L_d) \\ -(L_d/L_q) & 0 \end{bmatrix} = [A_1] + \omega_r [A_2]$$

$$[B] = \begin{bmatrix} 1/L_d & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_q & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/L_q \end{bmatrix} = [B_1] + \omega_r [B_2]$$

I.5. Schéma fonctionnelle de la MSAP :

D'après les équations (1.10), (1.19) et (1.25), on obtient le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega_r L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega_r (L_d I_d + \Phi_f) \\ C_{em} = \frac{3}{2} P[(L_d - I_q)I_d I_q + I_q \Phi_f] \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f\Omega) \end{cases} \quad 1.27$$

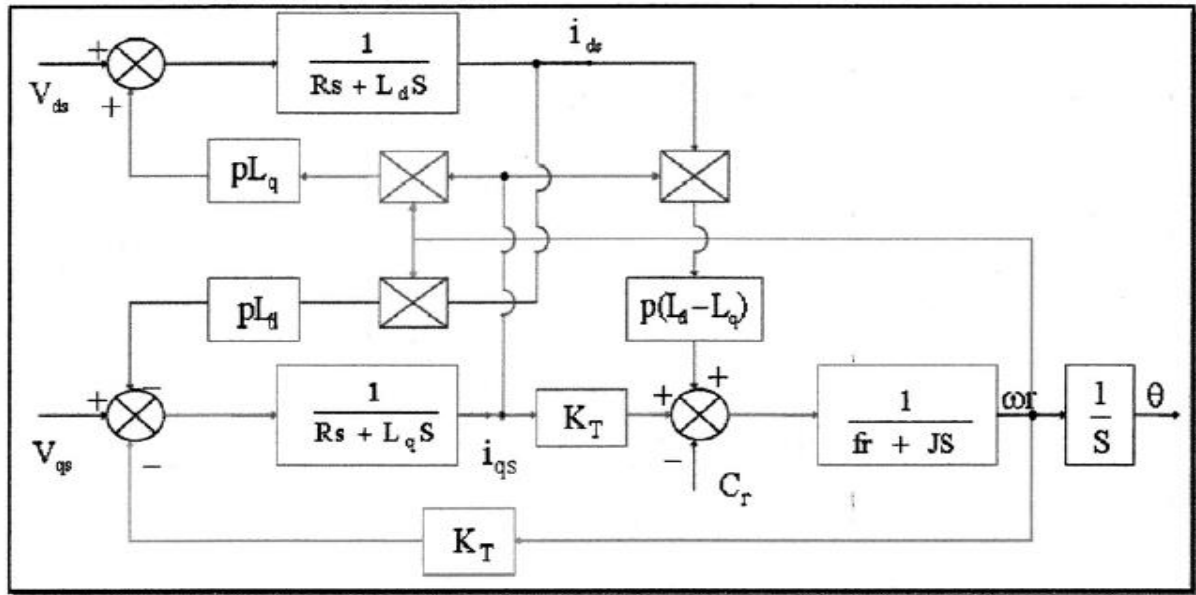


Figure I.15 : Schéma bloc d'une MSAP alimentée en tension[15]

I.6. Modélisation de l'association MSAP-Onduleur de tension

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

I.6.1. Définition de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif. Si on dispose à l'entrée d'une tension continue, grâce à des semi-conducteurs, on relie chacune des bornes du récepteur une tension tantôt positive, tantôt négative.

Par une séquence adéquate de commande des semi-conducteurs, il est donc possible de produire à la sortie de l'onduleur une tension alternative de valeur moyenne nulle. Cette tension peut comporter un ou plusieurs créneaux par alternance suivant qu'il s'agit d'une commande à un créneau par alternance ou d'une commande par Modulation de Largeur d'Impulsions (Pulse Width Modulation, en anglo-saxon) . [9],

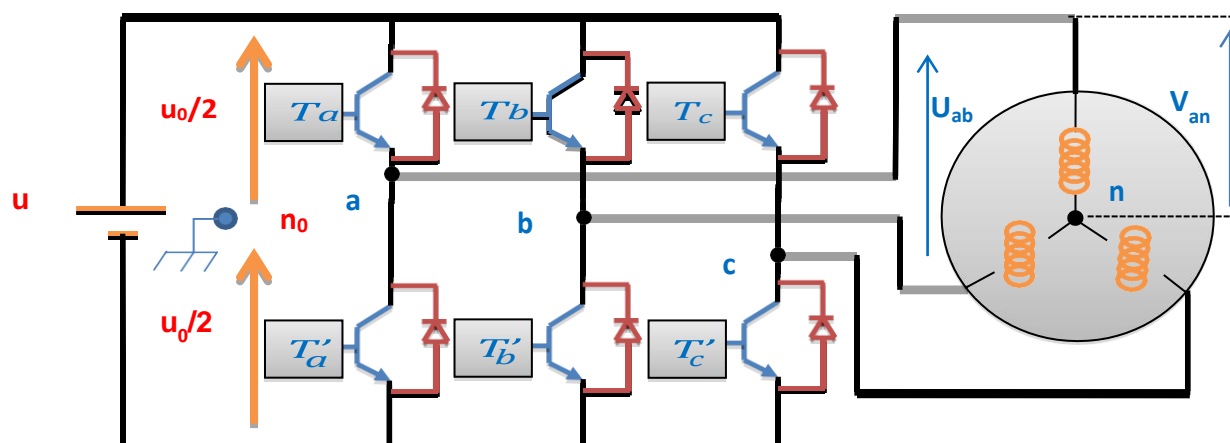
On distingue plusieurs types d'onduleurs :

Selon la source :

- onduleurs de tension.
- onduleurs de courant.

Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé, etc.),

Selon le nombre de niveaux.



Figure(I.16)Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux

I.6.2 Onduleur de tension. [16],

Après avoir présenté le modèle de la machine, on présentera le système d'entraînement complet où la machine synchrone est associée avec un onduleur de tension triphasé.

La figure (I.17) illustre le schéma de principe de cette association convertisseur-MSAP :

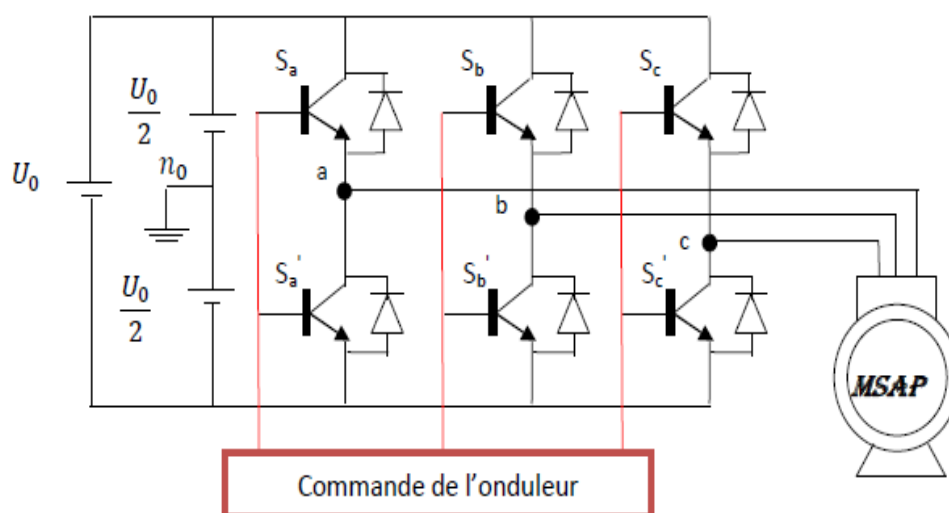


Figure (I.17) : Schéma de l'association MSAP – onduleur de tension

I.6.2.1 Modélisation de l'onduleur de tension :

Pour modéliser l'onduleur de tension, figure (I.18) , on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être constituée de deux générateurs de f.é.m. égale à $E/2$ connectés entre eux par un point noté n_0 [17].

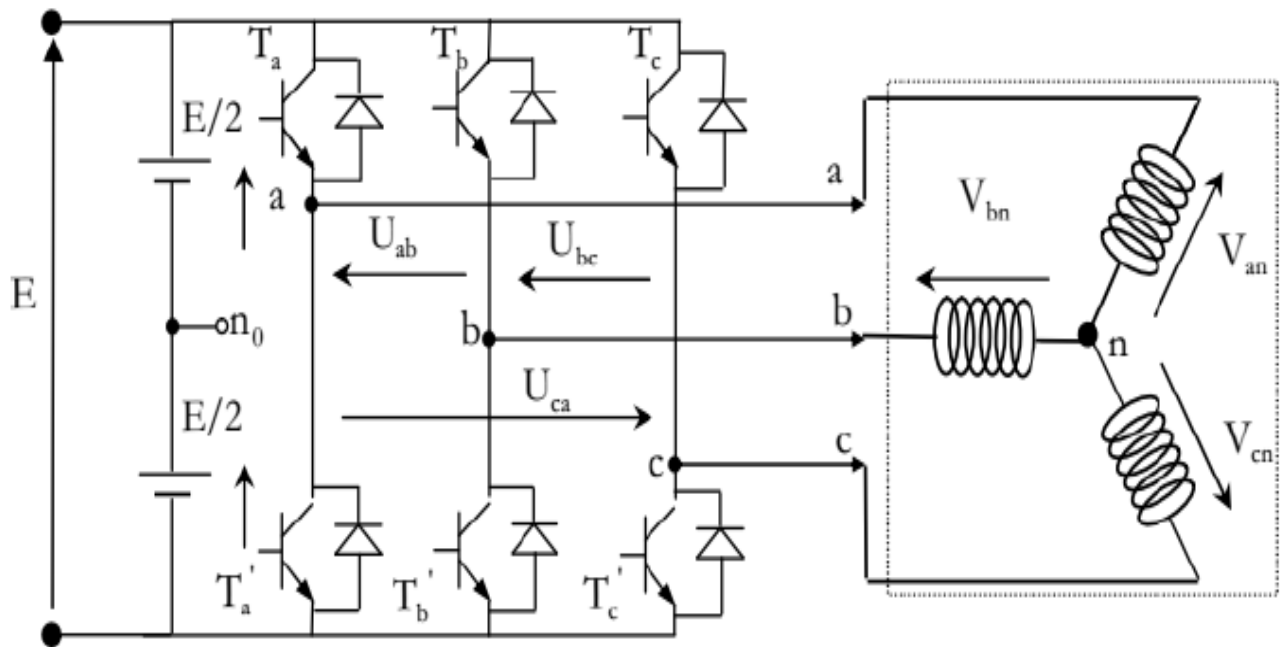


Figure (I.18): Schéma d'un onduleur de tension triphasé

Pour simplifier l'étude, on supposera que: [18]

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

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons V_{an}, V_{bn}, V_{cn} . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i ($i = a, b, c$). On appelle T_i et T_i' Les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux) ; on a :

Si $S_i = 1$, alors T_i est passant et T_i' est ouvert.

Si $S_i = 0$, alors T_i est ouvert. et T_i' est passant.

Les tensions composées (de lignes) délivrées par l'onduleur sont données comme suit :

$$U_{ab} = V_{an} - V_{bn} = E(S_a - S_b)I. 28$$

$$U_{bc} = V_{bn} - V_{cn} = E(S_b - S_c)I. 29$$

$$U_{ca} = V_{cn} - V_{an} = E(S_c - S_a) \text{I. 30}$$

Les tensions V_{an}, V_{bn}, V_{cn} forment un système de tension triphasée équilibrée alors :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad \text{I.31}$$

De (I. 28), (I. 29) et (I. 31) , on a :

$$V_{an} = \frac{E}{3}(2S_a - S_b - S_c) \text{I.32}$$

De (I. 28), (I. 29) et (I. 31) , on a :

$$V_{bn} = \frac{E}{3}(2S_b - S_a - S_c) \text{I.33}$$

De (I. 29), (I. 30) et (I. 31) , on a :

$$V_{cn} = \frac{E}{3}(2S_c - S_a - S_b) \text{I. 34}$$

$$\text{Donc : } \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}E \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad \text{I. 35}$$

I.6.3. Stratégies du Commande des onduleurs :

Afin de découper la tension appliquée à l'entrée de l'onduleur, il faut intervenir à la commande des interrupteurs qui constituent l'onduleur. Cette dernière a une très grande importance, car c'est elle qui détermine le type de la tension de sortie.

Parmi les différents types de commande, on trouve :

- La commande à onde rectangulaire.
- La commande à créneaux de largeur variable.
- La commande à paliers (en marche d'escalier).
- La commande à modulation de largeur d'impulsions (MLI).

On s'intéressera dans notre travail à la commande MLI [19]

I.6.3.1. Commande par modulation sinus-triangle :

Le schéma de principe de cette technique est donné par la figure (I.19) :

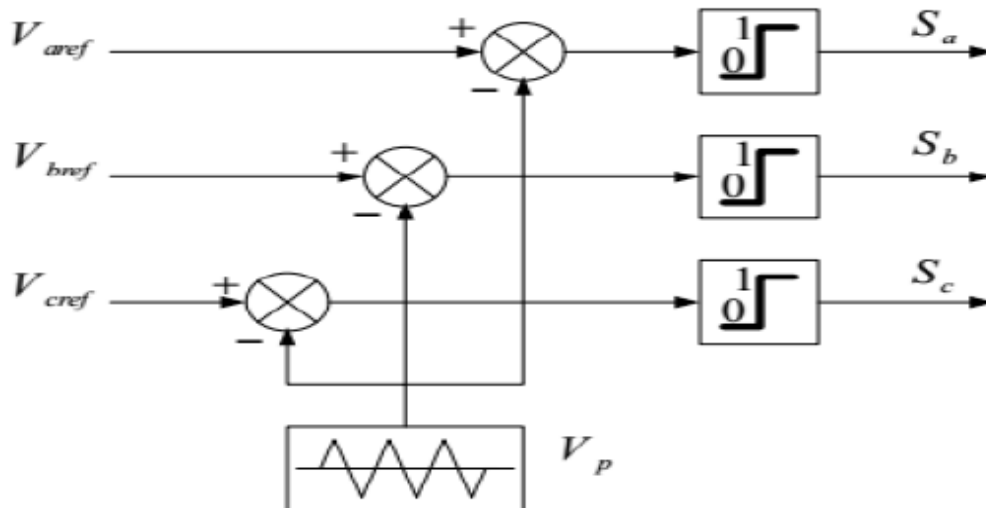


Figure (I.19) : Schéma de principe de MLI sinus_triangle

Le principe général consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs, générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance). Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux :

- ❖ Le premier, appelé signal de référence, représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.
- ❖ Le second, appelé signal de la porteuse, définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence.
- ❖ L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs des sorties de l'onduleur.

Telle que lorsque le signal de référence est au dessus du signal de la porteuse, l'impulsion de sortie est 1, et lorsqu'il est au dessous de la porteuse, l'impulsion de sortie est égale à 0. Deux paramètres caractérisent cette commande : [9]

$$m = \frac{f_p}{f_r} ; r = \frac{v_r}{v_p}$$

avec

m : L'indice de modulation qui définit le rapport entre la fréquence f_p de la porteuse et la fréquence f_r de la référence.

r : Le taux de modulation (ou coefficient de réglage) qui donne le rapport de l'amplitude de la Modulante v_r à la valeur crête v_p de la porteuse.

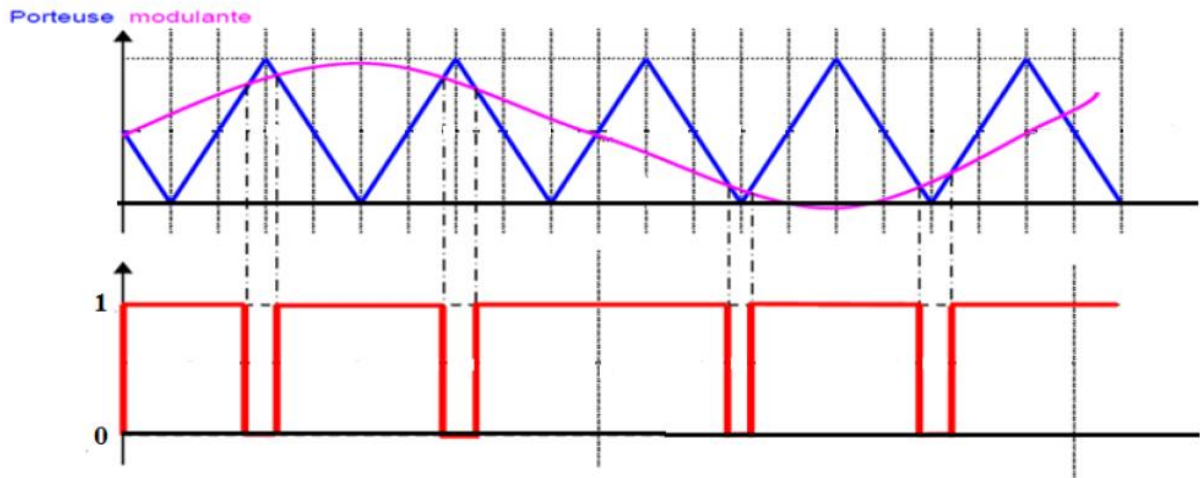


Figure (I.20) : Principe de la commande MLI-ST

I.7. Résultats de simulation :

-Schéma de la MSAP alimentée en tension :

I.7.1. Sans onduleur:

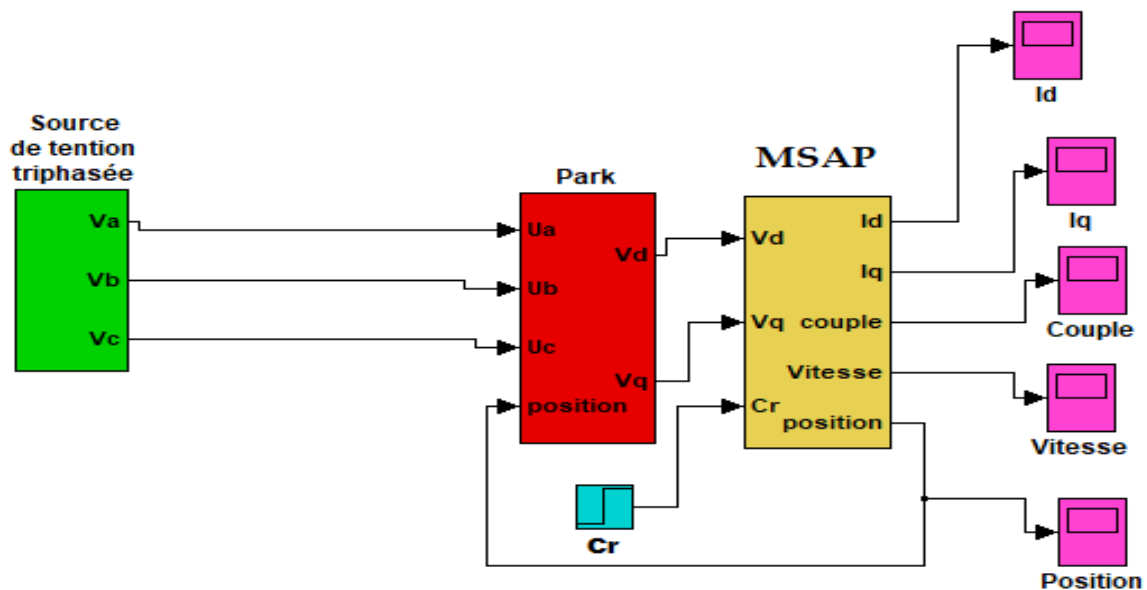


Figure (I.21) : Schéma Simulink de la MSAP alimentée en tension

Résultat de simulations:

En pratique, la **MSAP** est toujours associée, lors de son fonctionnement à un convertisseur statique. Dans ce cas, les excès d'oscillation dans les caractéristiques de couple et de courant ne sont pas observés. Les résultats présentés ci-dessous ne sont que des tests théoriques pour valider le modèle de la machine.

Teste à vide :

La figure (I.20) montre le comportement du MSAP lors d'un démarrage à vide. On remarque qu'après un régime transitoire de **0.15 s**, le couple ramène le rotor à la vitesse du synchronisme où il se stabilise voisine de zéro puisque il n'y a pas de charge et les frottements sont négligés. La vitesse subit à des oscillations puis elle se stabilise après **0,15s** dans la valeur de la vitesse de synchronisme.

Au démarrage, les courants directs et quadrature I_d et I_q sont caractérisés par des oscillations très importantes qui, après le régime transitoire, tendent vers leurs valeurs nominales. Ces oscillations s'expliquent par une faible f.c.é.m. liée à la valeur de la vitesse au démarrage.

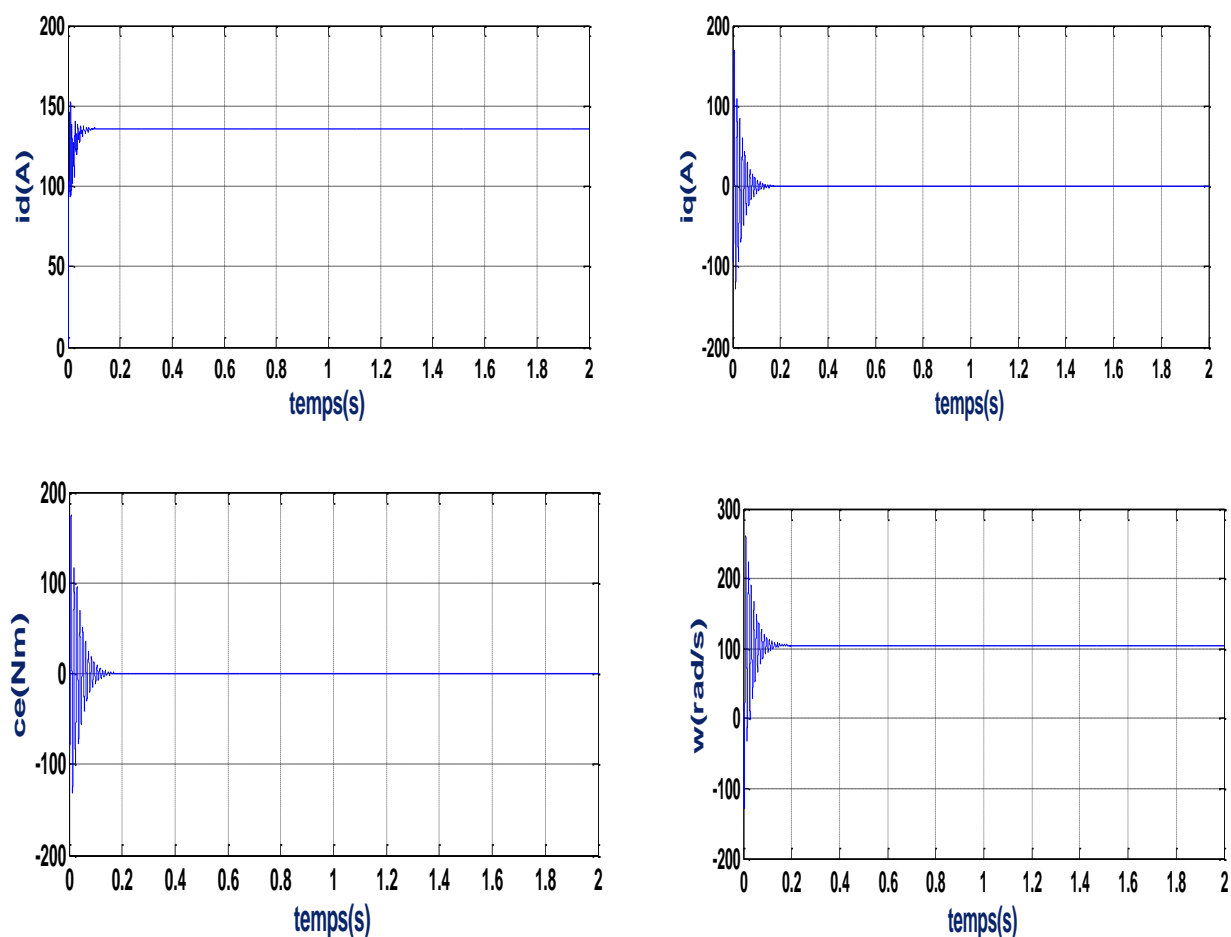


Figure (I.22) : Résultat de Simulation de la MSAP alimentée en tension sans couple résistant

Teste en charge :

La figure (I.21) montre le comportement du **MSAP** lors de l'application d'une charge de 10 N.m à l'instant 0.25 s. On voit que la vitesse prend des oscillations plus importantes que précédemment, mais se stabilise toujours au synchronisme malgré l'application de la charge.

A noter que la valeur choc du couple en charge est un peu plus élevée par rapport à celle du régime à vide. Cela est tout à fait vrai car, pour toute machine électrique, ces valeurs ne sont pas proportionnelles aux charges appliquées.

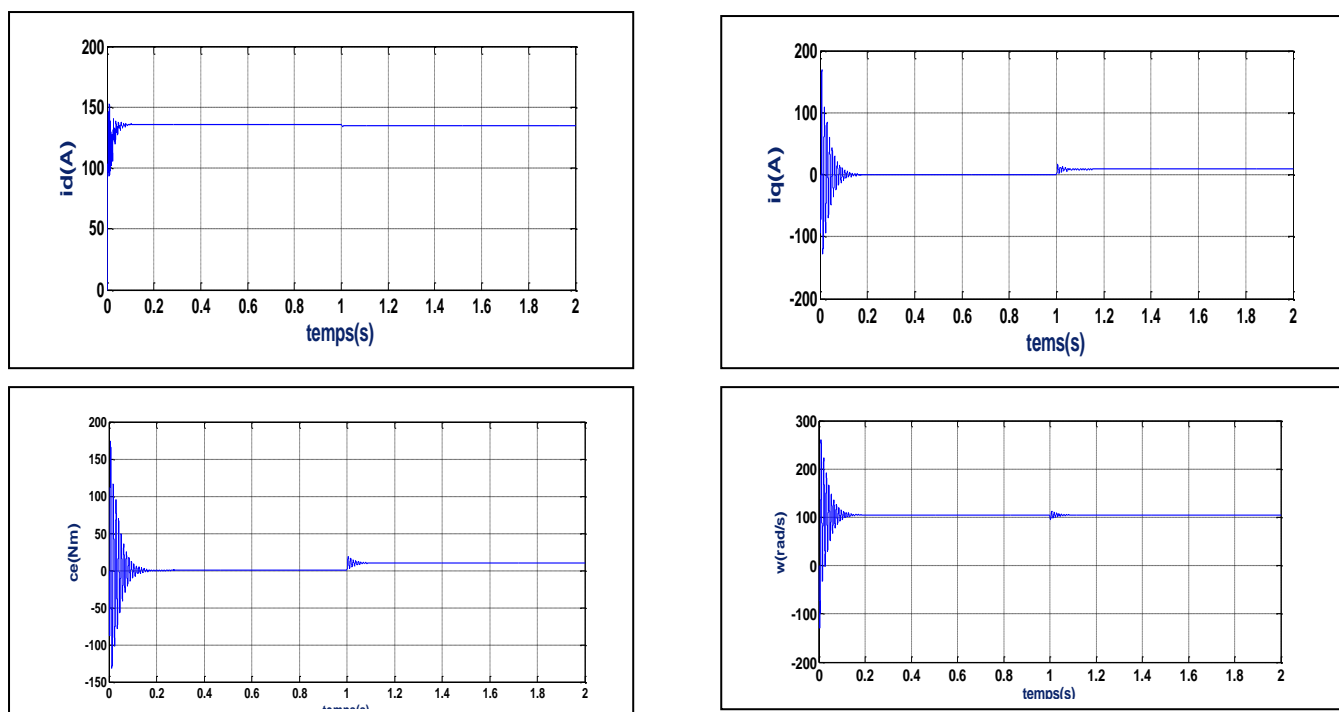


Figure (I.23) : Résultat de Simulation de la MSAP alimentée en tension avec couple résistant

I.7.2. Avec onduleur :

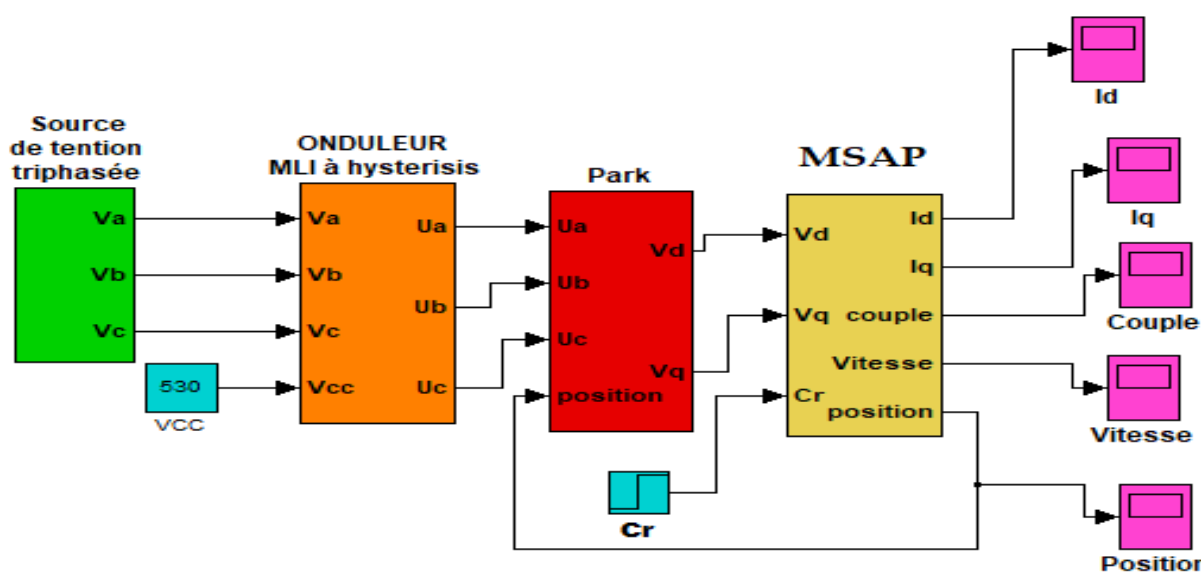


Figure (I.24) : Schéma Simulink de la MSAP alimentée par onduleur

Résultats de simulation :

Nous constatons des ondulations autour des grandeurs de la machine qui sont dues aux harmoniques au niveau de la tension générée par l'onduleur.

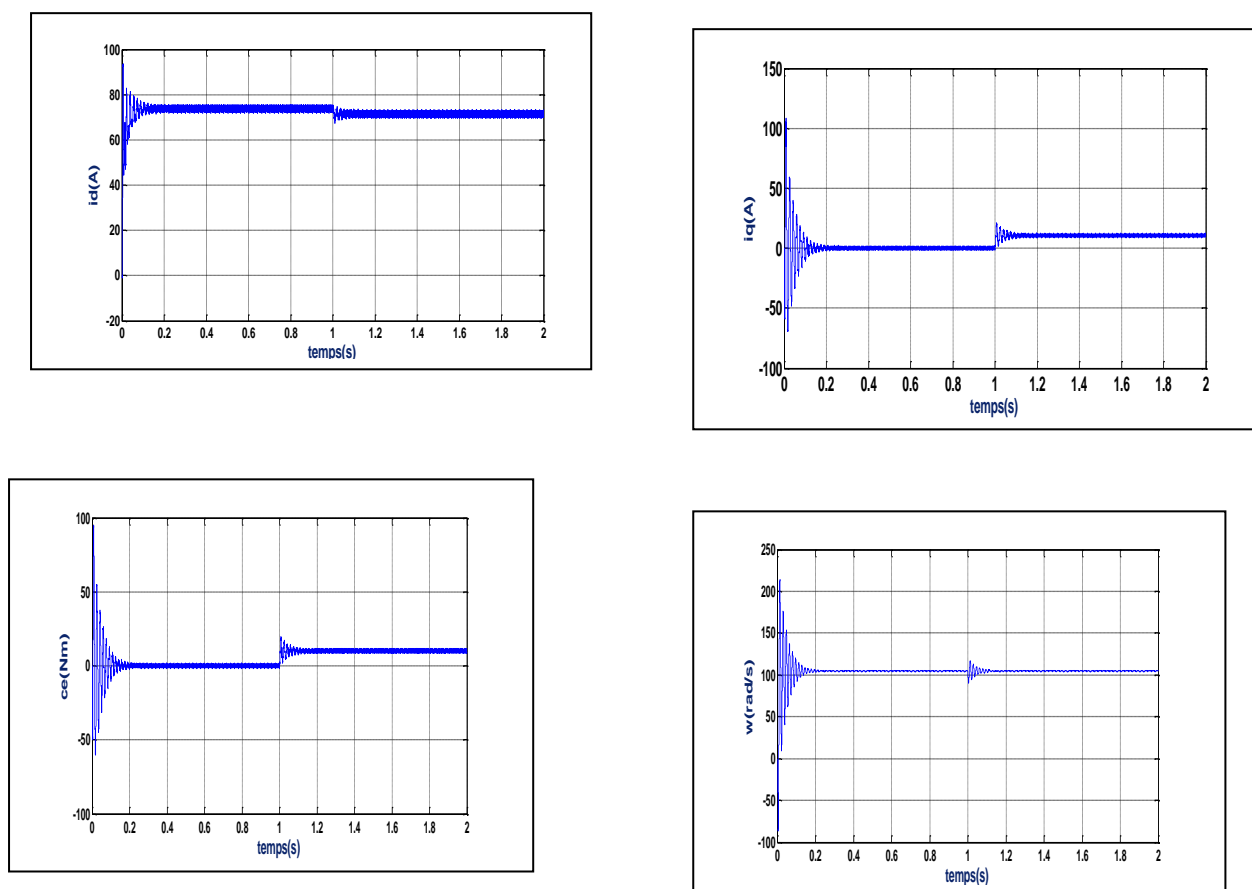


Figure (I.25) : Résultat de Simulation de la MSAP alimentée par onduleur en charge

I.8. Interprétations des résultats :

Lors du démarrage de MSAP avec un onduleur, nous avons remarqué ce type de L'alimentation que la machine subit des transitoires et se stabilise après une période de temps.

Il commence à environ 0,15 s, puis il atteint un état stable d'environ 100 rad/s. Bien que le couple montre des oscillations évidentes lors du démarrage et de la stabilisation La valeur finale est de 10 N.m et le couple résistant est de 10 N m.

I.9. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre, le modèle de la machine synchrone à aimant permanent dans un système triphasée et de sa transformation dans un système biphasé .En choisissant la transformation de Park.

Il est important de noter que le choix du référentiel et les transformations triphasé biphasé permettent d'obtenir une première de l'écriture des équations d'états. Une simulation sous MATLAB/SIMULINK nous a permis de valider le modèle MSAP utilisé.

CHAPITRE II

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS

Introduction :

La commande des machines à courant alternatif est difficile du fait qu'il existe un couplage complexe entre le flux et le couple. Cette difficulté a encouragé le développement de plusieurs techniques de commande afin que ces machines se comportent comme des machines à courant continu, caractérisées par un découplage naturel du flux et du couple. Parmi ces techniques de commande, la commande vectorielle est la plus connue [15]

Durant ces dernières années, la commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents a fait l'objet de très nombreuses études. Les algorithmes proposés pour le contrôle du couple et du courant nécessitent tous des informations précises sur la du rotor. Ces informations sont données par un capteur externe (résolver) disposé sur l'arbre du rotor. Cette solution présente quelques inconvénients qui, dans certains cas, restreignent son application pour les raisons suivantes:

- Encombrement du processus réel
- Coût élevé du système
- Axe de la machine inaccessible [9].

Les techniques de la commande vectorielle appelées aussi commande à orientation du flux ont pour but d'assurer un certain découplage dans les moteurs à courant alternatif de façon à ce que le flux et le couple de ces moteurs soient commandés indépendamment. Ces techniques tirent leur idée de base du modèle " d_q " du moteur asynchrone dans le repère synchrone et de la façon dont les moteurs à courant continu à excitation séparée sont commandés. Elles sont basées sur l'orientation du flux dans la machine selon l'axe d, ce qui assure de ce fait que sa composante quadrature demeure tout le temps nulle. Le couple et le flux peuvent être contrôlés par deux différentes composantes du courant statorique. En maintenant le flux constant, le couple peut être réglé de façon indépendante du flux

La commande vectorielle basée sur une régulation classique Proportionnel-Intégral (PI), associe dans sa structure des termes de compensation qui permettent de découpler l'axe d (qui sera utilisé pour le réglage du flux), de l'axe q (qui sera utilisé pour le réglage du couple). Cette configuration permet de réaliser des systèmes d'actionnement électriques ayant les performances exigées par les domaines d'application [20]

Le présent chapitre est consacré à la régulation analytique de vitesse de la MSAP utilisant la commande vectorielle avec un régulateur PI. [21]

II .1. Commande vectorielle :

La commande vectorielle contrôle les courants des phases statorique en fonction du module et de l'angle désirés pour s'assurer que ceux-ci soit sinusoïdaux et toujours en quadrature avec le flux rotorique. Puisque la machine utilisée est synchrone, l'angle du flux est intimement lié à la position des aimants permanents et donc du rotor. Le module du flux est fixe au rotor et le module des courants au stator est fixé selon le couple désiré. Le flux rotorique utile est perçu sinusoïdal du stator, mais ce flux est perçu comme étant constant si nous le regardons du rotor. Le système de commande vectorielle exploite ce concept en transformant les paramètres et signaux de la MSAP pour les visualiser par rapport au rotor. Cela permet de représenter les courants de phase dans une représentation cartésienne basée sur le sens du flux des aimants permanents .Puisque le couple est fonction du module du courant statorique en quadrature au flux rotorique, un couple constant est produit par un courant statorique constant sur l'axe en quadrature de cette nouvelle représentation cartésienne. Cette particularité est fort intéressante car le flux sinusoïdal est perçu constant dans cette représentation. Pour passer du référentiel fixe du stator au référentiel tournant du rotor, la transformation de Park est utilisée. Le système de commande contrôle donc le courant dans le plan nommé quadrature-direct (qd). Puisque les courants statorique ainsi transformés sont maintenant constants, ils sont normalement compensés par deux contrôleurs proportionnel-intégral (PI) pour atteindre leur consigne de façon indépendante selon l'axe q et l'axe d. [22]

II .2. Principe de la commande vectorielle :

L'objectif de la commande vectorielle des machines à courants alternatifs est d'améliorer leur comportement statique et dynamique grâce notamment à une structure similaire à celle d'une machine à courant continu, qui offre comme principal avantage d'être facilement commandable. Le flux et le couple sont découplés et contrôlés indépendamment et c'est grâce à cette propriété que sont obtenues des performances dynamique élevées. Cependant, la présence du collecteur limite son domaine d'utilisation. Face à ces limitations, la robustesse de la machine synchrone à aimants permanents est devenue très attirante pour l'industrie. Toutefois, de

nombreuses difficultés sont à surmonter à cause de l'existence d'un couplage complexe entre les deux armatures statorique et rotorique.

Comme pour les moteurs à courant continu, une commande découplée de la MSAP est cherchée, celle-ci peut être obtenue par la technique de la commande vectorielle

A partir de l'équation du couple :

$$C_{em} = \frac{3}{2}P(\varphi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q) \quad (2.1)$$

Le flux rotorique étant fixe, la valeur du couple désirée peut être obtenue en contrôlant les composantes des courants i_d et i_q . Dans le cas de la MSAP à pôle lisses l'expression du couple se réduit à

$$C_{em} = \frac{3}{2}P\varphi_f i_q \quad (2.2)$$

$$D'où \quad \varphi_d = \varphi_f \quad (2.3)$$

Le couple électromagnétique ne dépend que de la composante quadratique du courant. Il est maximal pour un courant donné si l'on impose $i_d=0$. Dans ce cas le déphasage du courant par rapport à la FEM est nul. Le couple obtenu est alors proportionnel au courant d'alimentation de la machine comme dans le cas d'une machine à courant continu La **(figure (2.1))**représente le diagramme vectoriel des tensions de la MSAP lorsque $i_d = 0 \rightarrow i_q = i_s$ Avec:

II .3 Avantages et inconvénient de la commande vectorielle :

II .3-1Avantages de la commande vectorielle :

- Elle est basée sur le modèle transitoire (traiter les régimes transitoires ce qui ne permettait pas de faire le variateur classique)
- Elle est précise et rapide.
- Il y a un contrôle du couple à l'arrêt.
- Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase.

II .3-1Inconvénient de la commande vectorielle :

Le contrôle vectoriel par orientation du flux présente un certain nombre d'inconvénients :

- Très chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP).
- Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance).

Ces retards sont responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple, ce qui pénalise les variateurs utilisés en traction. [13]

II .4Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension :

La commande vectorielle porte en général sur des machines alimentées en tension et régulées en courant sur les axes d et q . Cette topologie permet une meilleure dynamique dans la commande du couple tout en évitant les inconvénients d'une alimentation en courant.

La figure (2.2) représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse de la (MSAP) alimentée en vitesse et commandée par orientation du flux.

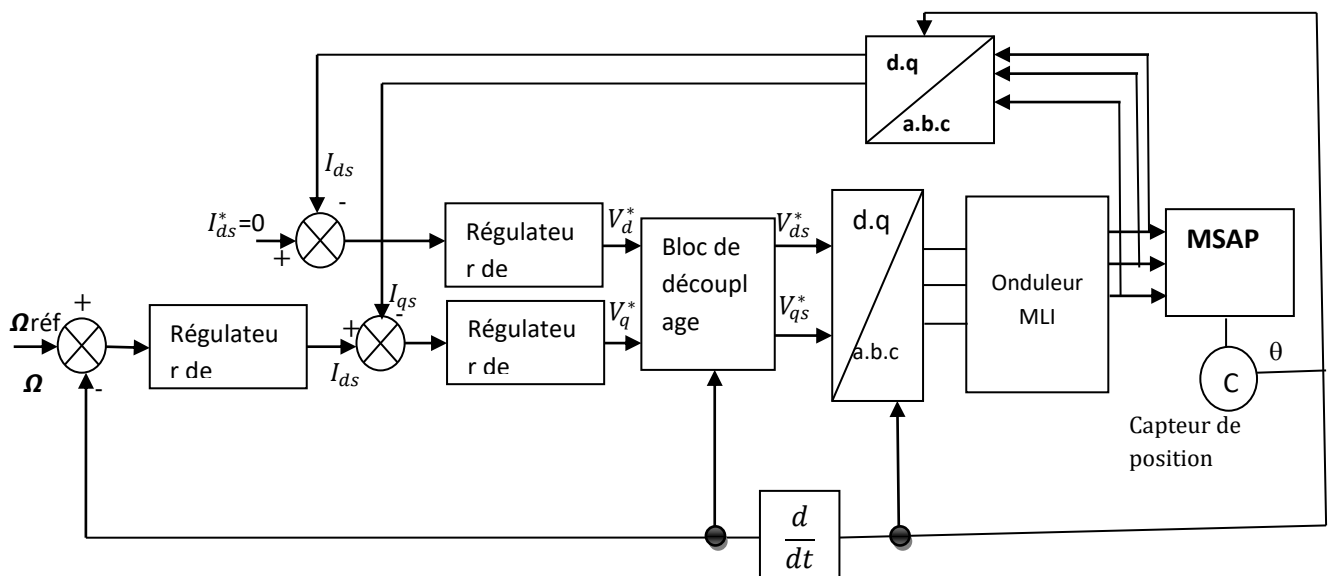


Figure (II.1) : Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par l'orientation du flux.

Les principaux constituants dans la commande vectorielle sont la boucle de régulation de vitesse, celle des courants i_{sd} et i_{sq} et transformation de Park et Concordia.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc, la sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence C_e^* ou le courant de référence i_{qs}^* . Il est limité de manière à tenir compte des caractéristiques de l'onduleur et de la surcharge de la machine i_{qs}^* est comparé à la valeur i_{qs} issue de la mesure des courants réels. L'erreur sollicite l'entrée du régulateur de référence V_{qs}^*

En parallèle avec cette boucle interne, on trouve une boucle de régulation de i_{ds} . Le courant

i_{ds} De référence est maintenu à zéro.

La sortie des régulateurs de i_{ds} et i_{qs} donnent des tensions de référence V_{ds}^* et V_{qs}^* et par la transformation de Park, on obtient les références de tensions $V_{as}^*, V_{bs}^*, V_{cs}^*$ qui sont les tensions de la commande de l'onduleur à commande MLI.

On va ajouter des termes de découplage afin de rendre les axes d et q complètement indépendants, ce découplage permet surtout d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer les coefficients des régulateurs. [23]

II .5 Découplage :

L'alimentation en tension est obtenue en imposant les tensions de référence à l'entrée de la

Commande de l'onduleur. Ces tensions permettent de définir les rapports cycliques sur les bras de l'onduleur de manière à ce que les tensions délivrées par cet onduleur aux bornes du stator de la machine soient les plus proches possible des tensions de référence. Mais, il faut définir des termes de compensation, car, dans les équations statorique, il y a des termes de couplage entre les axes d et q .

On ajoute des termes de découplage afin de rendre les axes d et q complètement indépendants, ce découplage permet surtout d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer les coefficients des régulateurs.

En faisant appel aux équations électriques et magnétiques, on obtient les équations suivantes

$$\begin{cases} R_s i_{ds} + L_{ds} \frac{di_{ds}}{dt} = V_{ds} - \omega L_{qs} i_{qs} \\ R_s i_{qs} + L_{qs} \frac{di_{qs}}{dt} = V_{qs} + \omega L_{ds} i_{ds} + \omega \varphi_f \end{cases} \quad (2.5)$$

Le principe de ce découplage revient à définir deux variables de commande V_{ds1} et V_{qs1}

$$\text{Posons : } \begin{cases} V_{ds1} = V_{ds} + e_q \\ V_{qs1} = V_{qs} + e_d \end{cases} \quad (2.6)$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} e_q = \omega L_{qs} L_{qs} \\ e_d = \omega L_{ds} I_{ds} + \omega \phi_f \end{cases} \quad (2.7)$$

$$\begin{cases} V_{ds} = V_{ds1} - e_q \\ V_{qs} = V_{qs1} - e_d \end{cases} \quad (2.8)$$

ed et eq : les f.é.m. qu'il faut compenser.[24]

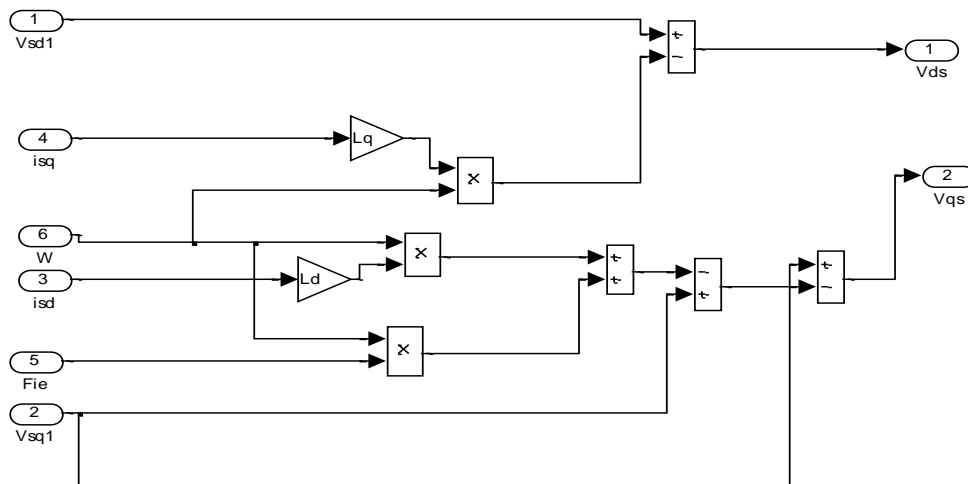


Figure (II.2) : Schéma bloc de découplage.

II .5.1 . Découplage par compensation : .[25]

La compensation donc, à pour but de découpler les axes **d** et **q**. Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs. Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande e_d , e_q représente dans la Figure (2.3)

telle que:

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} - e_q \end{cases} \quad (2.9)$$

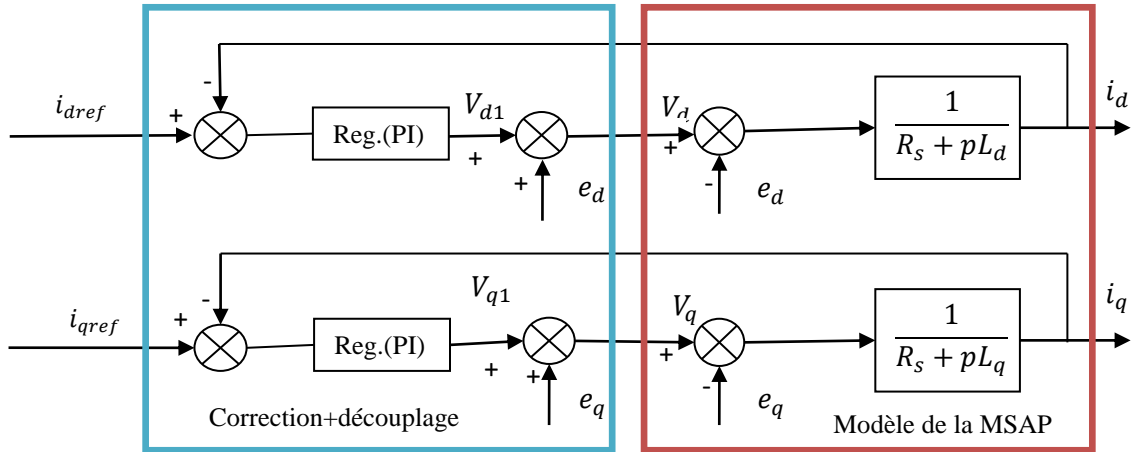
$$\text{Avec : } \begin{cases} V_d = L_d \frac{di_d}{dt} R_s i_d \\ V_q = L_q \frac{di_q}{dt} R_s i_q \end{cases} \quad (2.10)$$

$$\text{Et } \begin{cases} e_d = L_q \omega i_q \\ e_q = \omega (L_d i_d + \phi_f) \end{cases} \quad (2.11)$$

On a donc les courants i_d et i_q sont découplés. Le courant i_d ne dépend que de V_{d1} , et i_q ne dépend que de V_{q1} , à partir de l'équation (2.6) les courants i_d et i_q s'écrivent de la façon suivante:

$$\begin{cases} i_d = \frac{V_{d1}}{R_s + pL_d} \\ i_q = \frac{V_{q1}}{R_s + pL_q} \end{cases} \quad (2.12)$$

p : Opérateur de Laplace.



Figure(II.3) : Découplage par compensation.

Le terme e_q a été compensé du côté commande. Il est utilisé pour éliminer le découplage des deux axes d et q . De la même manière que pour le courant i_d , le terme e_d est utilisé pour éliminer le découplage [20]

Les actions sur les axes d et q sont donc découplés et représentées par la Figure (2.4).Reg.(PI)

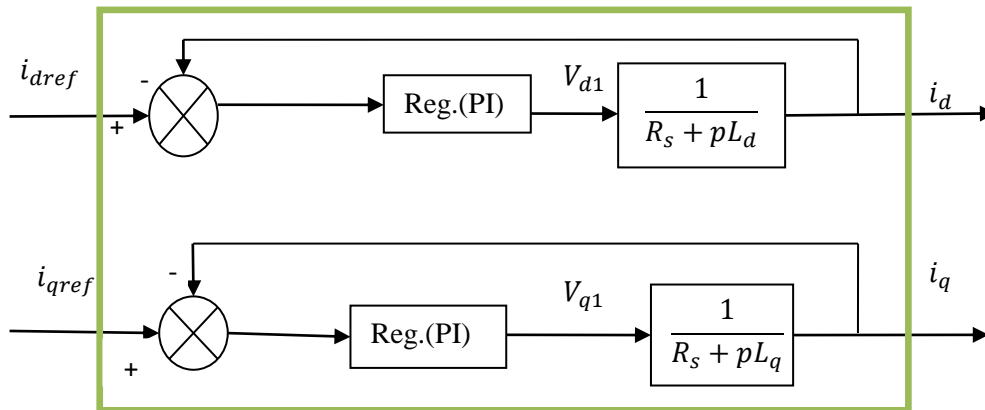


Figure (II 4): Commande découplée.

II .6 . Bloc de Défluxage :

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétique de la machine, il permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part ; ce bloc permet, en outre d'affaiblir le flux inversement

proportionnel à la vitesse pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale. Il est défini par la fonction non linéaire suivante:

Sous-vitesse : $\varphi_{ref} = \varphi_{rnom}$ pour $|\Omega| \leq \Omega_{nom}$

Sur vitesse : $\varphi_{ref} = \frac{\Omega_{nom}}{|\Omega|} \varphi_{rnom}$ pour $|\Omega| > \Omega_{nom}$

Avec :

Ω_{nom} : La vitesse de rotation nominale,

φ_{rnom} : Le flux rotorique nominale,

φ_{ref} : Le flux rotorique de référence.

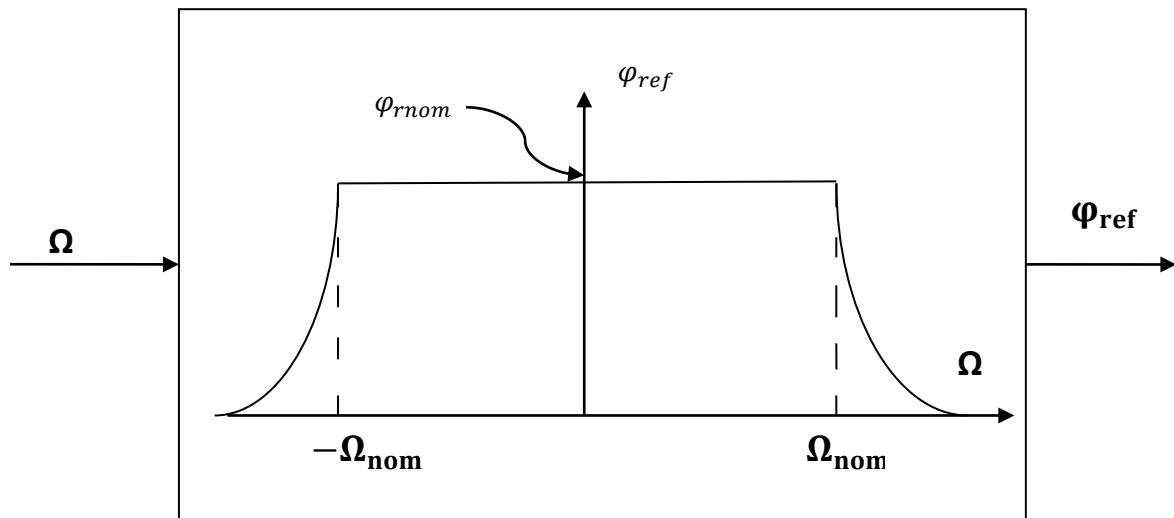


Figure (II.5): Bloc de Délitage.

Pour ce type d'alimentation, la commande devient plus compliquée du fait qu'on doit considérer la dynamique du stator en plus de celle du rotor.

En faisant appel aux équations électriques et magnétiques, on obtient les équations suivantes faisant apparaître les variables de commande

$$\begin{cases} R_s i_d + L_s \frac{di_d}{dt} = V_d + p\Omega L_s i_q \\ R_s i_q + L_s \frac{di_q}{dt} = V_q + p\Omega L_s i_d - p\Omega \varphi_f \end{cases} \quad (2.13)$$

Les équations statorique comprennent, en effet, des termes qui font intervenir des courants de

l'autre axe. Ces équations s'écrivent :

$$\begin{cases} V_d = (R_s + L_s P)I_d - \omega L_s I_q \\ V_q = (R_s + L_s P)I_q + \omega(L_s I_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (2.14)$$

Avec:

$$\omega = p\Omega \quad (2.15)$$

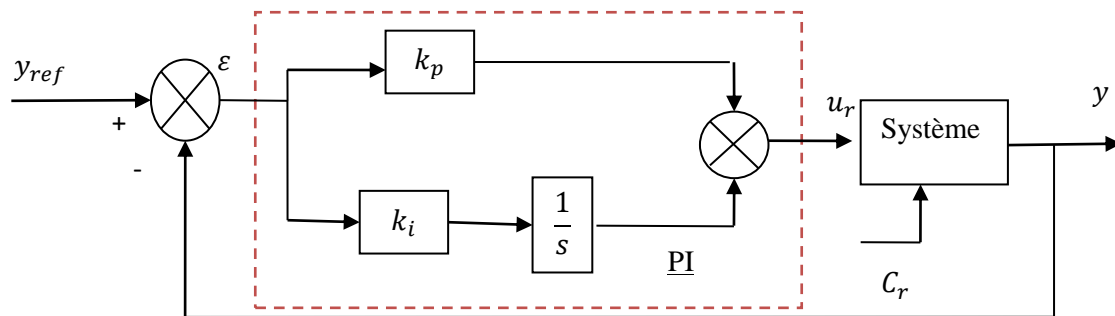
Ces équations donnent la structure de commande en tension[26]

II .7.La régulation :

Les régulateurs ont, d'une part, la tâche de stabiliser le circuit de réglage, et d'autre part, ils viennent pour assurer une meilleure précision et un temps de réponse meilleure. Les régulateurs standards de type **PI** ou **PID** sont les plus utilisés dans le domaine des réglages industriels.

II .7.1-Calcul des régulateurs :

Soit $y_{réf}$ le signal à poursuivre, et y le signal de sortie du système à contrôler C_r



Figure(II .6): Régulateur PI.

Le régulateur est la mise en parallèle des actions proportionnelle et intégrale, figure (2.5) La relation entre la sortie $u_r(t)$ et le signal d'erreur $\varepsilon(t)$ est donnée par la relation suivante :

$$u_r = k_p \varepsilon(t) + k_i \int_0^t \varepsilon(t) d(t) \quad (2.16)$$

C'est-à-dire :

$$\frac{u_r(t)}{\varepsilon(p)} = k_p + \frac{k_i}{p} \quad (2.17)$$

k_p : Gain proportionnel

k_i : Gain intégral.

La fonction de transfert sera :

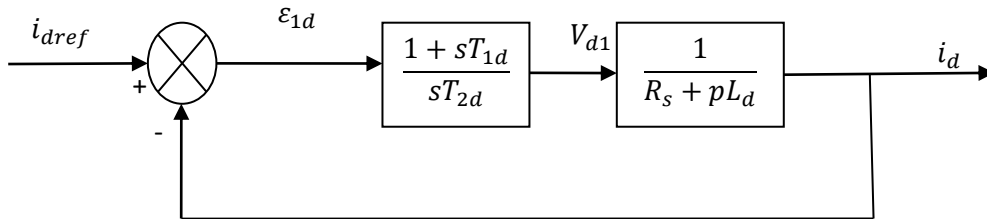
$$u_r = \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) \varepsilon \quad (2.18)$$

On peut aussi écrire le régulateur sous la forme suivante : $PI \rightarrow \frac{u_r}{\varepsilon} = \frac{1+sT_1}{sT_2}$

$$\text{Avec : } \begin{cases} K_p = \frac{T_1}{T_2} \\ K_i = \frac{1}{T_2} \end{cases} \quad (2.19)$$

a) Régulation du courant i_d :

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



Figure(II.7) :Boucle de régulation du courant I_d .

La fonction de Transfer en boucle ouvert est :

$$FTBO = \frac{1+sT_{1d}}{sT_{2d}(R_s+sL_d)} = \frac{1+sT_{1d}}{sT_{2d}R_s(1+s\frac{L_d}{R_s})} \quad (2.20)$$

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

$$1 + s T_{1d} = 1 + s \frac{L_d}{R_s} \quad (2.21)$$

Ce qui se traduit par la condition :

$$T_{1d} = \frac{L_d}{R_s} = \tau_d \quad (2.22)$$

Avec :

τ_d :est la constante de temps électrique relative à l'axe d.

Après compensation l'équation (2.20), se réduit à :

$$FTBO = \frac{1}{sT_{2d}R_s} \quad (2.23)$$

La fonction de Transfer en boucle fermé est donnée par :

$$FTBF = \frac{1}{1+sT_{2d}R_s} \quad (2.24)$$

L'équation (2.20) peut être imposée de la forme $\frac{1}{1+s\tau_d}$ par identifications on trouve

$$\tau_d = T_{2d}R_s \Rightarrow R_{2d} = \frac{\tau_d}{R_s} \quad (2.25)$$

En imposant le temps réponse t_r :

$$t_r = 3\tau_d \quad (2.26)$$

Donc :

$$T_{2d} = \frac{t_r}{3R_s} \quad (2.27)$$

En remplace l'équation (2.25) dans (2.19), On obtient :

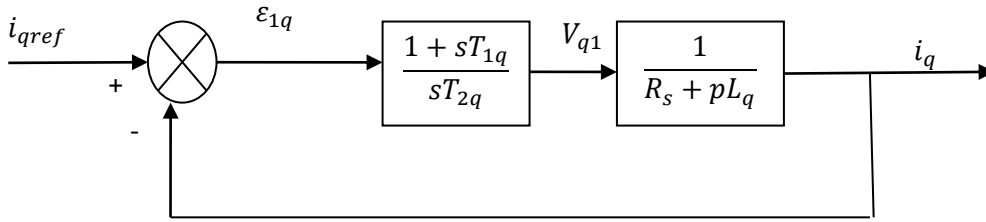
$$K_{id} = \frac{R_s}{\tau_d} \quad (2.28)$$

Si on remplace l'équation (2.26) dans (2.28), On obtient finalement :

$$\begin{cases} K_{pd} = \frac{3L_d}{t_r} \\ K_{id} = \frac{3R_s}{t_r} \end{cases} \quad (2.29)$$

b) Régulation du courant i_q :

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



Figure(II .8): Boucle de régulation du courant i_q

Pour la régulation du courant i_q , on suit la même procédure utilisée pour la régulation du courant i_d .

$$FTBO = \frac{1+sT_{1q}}{sT_{2q}R_s\left(1+s\frac{L_q}{R_s}\right)} \quad (2.30)$$

$$FTBF = \frac{1}{1+sT_{2q}R_s} \quad (2.31)$$

$$\frac{L_q}{R_s} = T_{1q} = \tau_q \quad (2.32)$$

On impose :

$$t_r = 3\tau_q \quad (2.33)$$

En remplace l'équation (2.27) dans (2.29), On obtient :

$$T_{2q} = \frac{t_r}{3R_s} \quad (2.34)$$

On obtient finalement :

$$\begin{cases} K_{pq} = \frac{3L_q}{t_r} \\ K_{iq} = \frac{3R_s}{t_r} \end{cases} \quad (2.35)$$

c) Régulation de vitesse :

Le processus à commander est décomposé en deux sous système [27]:

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

- Sous système de la partie mécanique.

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

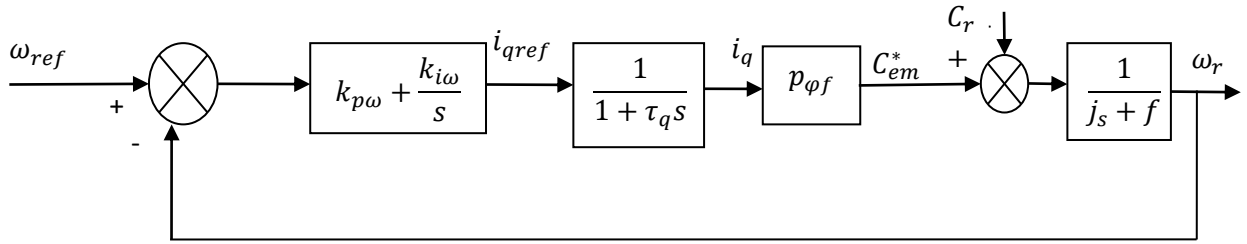


Figure (II .9): Boucle de régulation de vitesse

Le schéma de la Figure (2.9) peu être simplifié par la figure (2.10) :

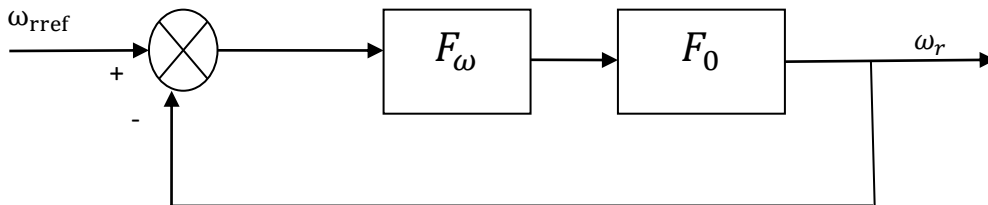


Figure (II .10): Boucle de régulation de vitesse.

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

$$F_ω(s) = K_{pω} + \frac{K_{iω}}{s} = \frac{1+sT_{1ω}}{sT_{2ω}} \quad (2.36)$$

Ou

$$\begin{cases} K_{pω} = \frac{T_{1ω}}{T_{2ω}} \\ K_{iω} = \frac{1}{T_{2ω}} \end{cases} \quad (2.37)$$

$F_W(t)$: La fonction de transfert en boucle ouverte pour $C_r = 0$ est donnée par :

$$F_0(S) = \frac{P\phi_f}{(1+s\tau_q)(1+s\tau_m)} \quad (2.38)$$

$\tau_m = \frac{j}{f}$: Constant mécanique de la machine.

La FTBF est donnée par :

$$FTBF = \frac{F_ωF_0}{1+F_ωF_0} \quad (2.39)$$

Après les calculs en trouve :

$$FTBF(s) = \frac{p\phi_f(K_{pω}s+K_{iω})}{jT_qs^2+(J+fT_q)s^2+(p\phi_fK_{pω}+f)s+p\phi_fK_{iω}} \quad (2.40)$$

Si on néglige (JT_q) et (fT_q) devant (J) le polynôme caractéristique de cette fonction devient:

$$P(s) = Js^2 + (p\varphi_f K_{p\omega} + f)s + p\varphi_f K_{i\omega} \quad (2.41)$$

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

$$\frac{1}{\omega_0^2} p^2 + \left(\frac{2\delta}{\omega_0}\right) p + 1 = 0 \quad (2.42)$$

Afin d'obtenir une réponse sans dépassement ($\delta = 1$), on doit respecter la relation suivante :

$\omega_0 \cdot t_r \approx 4.75$ (A partir des abaques d'un système de second ordre (présentés dans l'annexe), où ω_0 représente le temps de réponse en vitesse du système.

Où : ω_0 : pulsation propre du système. δ : Facteur d'amortissement.

Par identification terme à terme entre l'équation (2.37) et (2.38) on trouve:

$$\begin{cases} k_{p\omega} = \frac{2J\delta\omega_0 - f}{p\varphi_f} \\ k_{i\omega} = \frac{J\omega_0^2}{p\varphi_f} \end{cases} \quad (2.43)$$

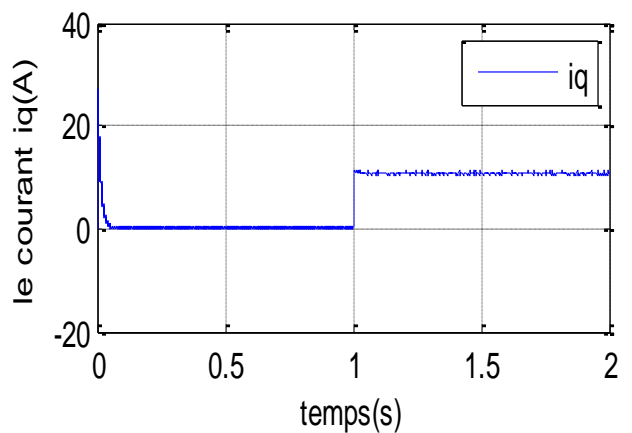
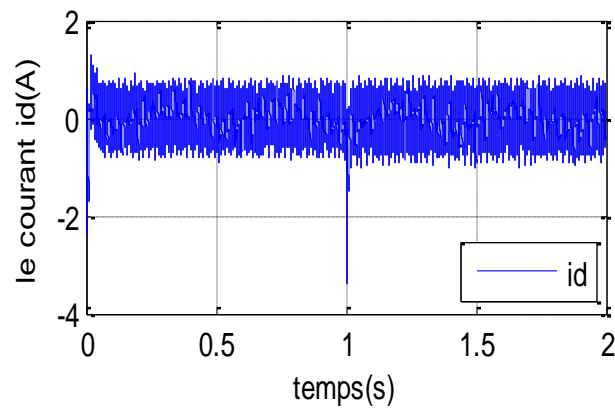
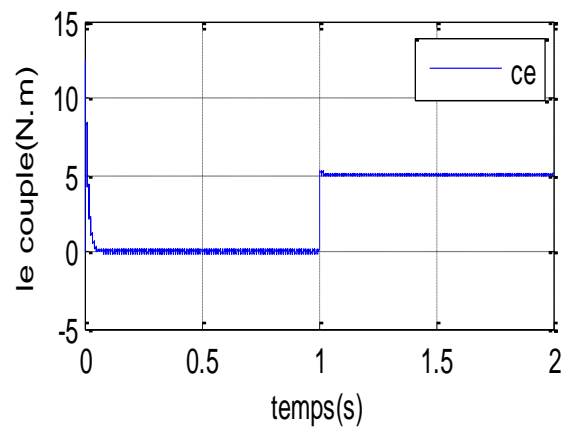
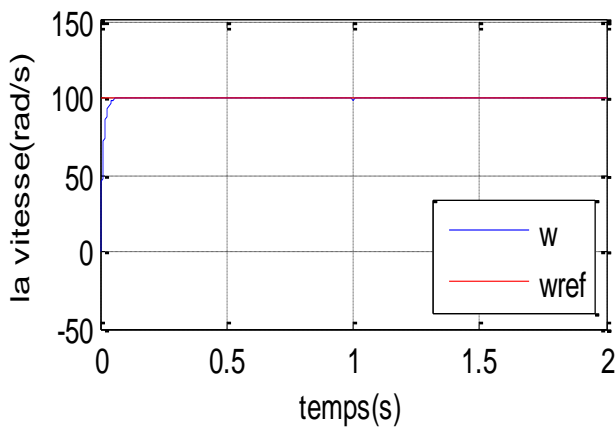
Pour la détermination des caractéristiques du régulateur, on choisit un facteur d'amortissement

Égal à 0.7 et on définit la pulsation des oscillations non amorties à partir de la dynamique

Souhaitée. [25]

Interprétation de résultat :

On applique à l'entrée de commande un échelon de consigne de $100(\text{rad/s})$.représentent les résultats de simulation de l'essai à vide. On remarque que dans le fonctionnement à vide, l'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement à $t=0.05(\text{s})$

II .9.2. Simulation du modèle de la machine en charge :

Zoom de vitesse

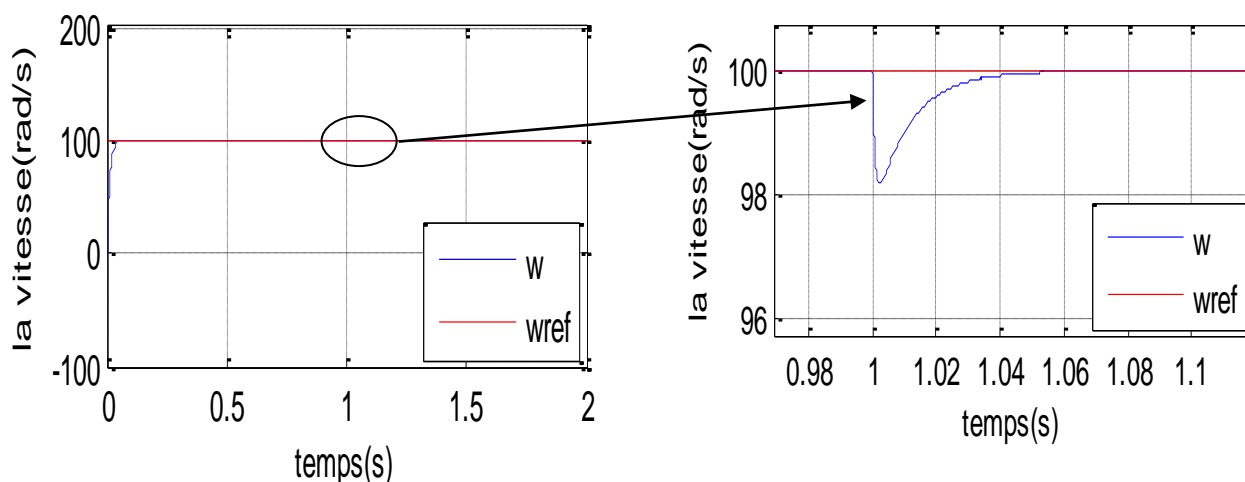


Figure (2.13) : Résultats de simulation de la MSAP en charge.

Interprétation de résultat :

Les performances de la commande proposée ont été testées par simulation dans le cas du réglage classique d'une MSAP alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux, avec un régulateur PI face à une vitesse de référence de 100 (rad/s) suivie d'une application d'un couple résistante de 5 Nm.

Les résultats de simulation montrent que le découplage est maintenu quelque soit la variation de la charge (dans le régime permanent). L'onduleur engendre des fluctuations qui sont ressenties au niveau du couple.

Le courant I_d après le régime transitoire revient à sa valeur zéro.

La variation de la vitesse est rapide avec petite dépassement et sans erreur statique, le rejet de perturbation est aussi rapide.

L'allure du courant statorique I_q présente un pic lors du démarrage puis suit la variation de la charge

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

II .9.3Teste robustesse :

L'inversion de vitesse :

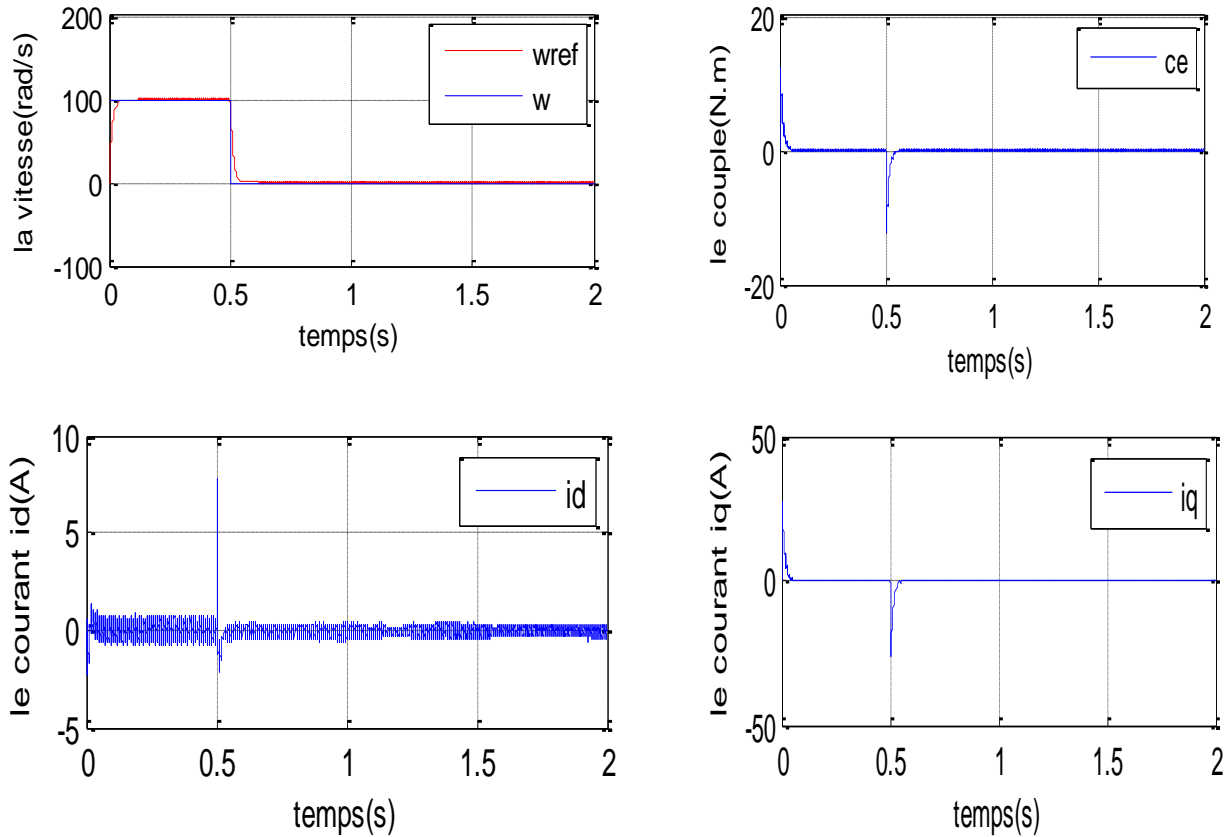


Figure (2.14) : Résultats de simulation de l'inversion de la vitesse de rotation du MSAP.

Dans l'essai de la figure 2.15. On a inversé la vitesse de rotation du MSAP de la valeur référentielle +100 rad / s à la valeur -100 rad / s à l'instant $t=1s$. Les résultats de simulation sont satisfaisants et la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement.

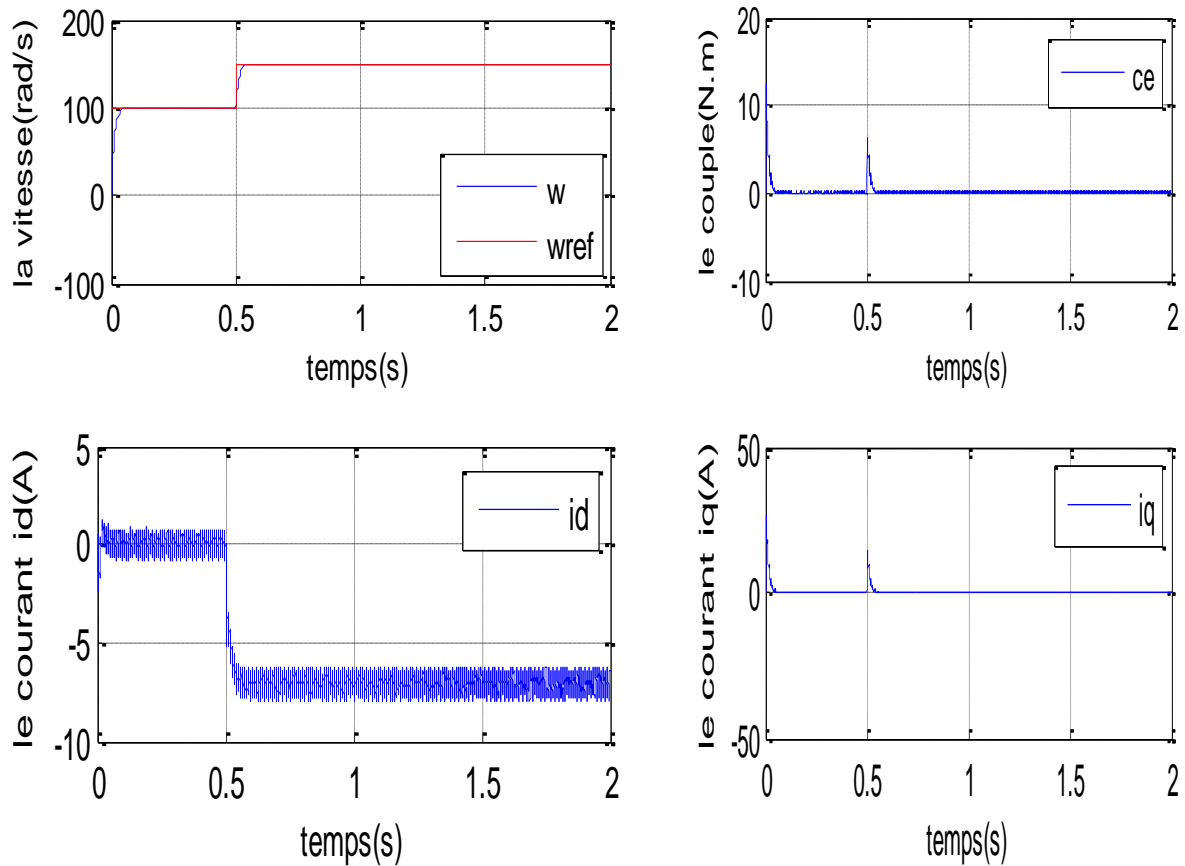
Mode Défluxé :

Figure (2.15) : Résultats de simulation de Défluxage du MSAP.

On remarque que bloc de défluxage du MSAP de la valeur référentielle +100 rad / s à la valeur $W_n = 150 \text{ rad/s}$ se fonction à l'instant $t = 0.2 \text{ s}$

II .10.Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté la commande vectorielle ainsi que son application à la MSAP. On a ensuite défini une stratégie de commande vectorielle qui permet le découplage du système de la machine afin d'assurer une commande souple de sa vitesse.

On a simulé le système MSAP-Onduleur en utilisant la technique MLI et la technique de la commande vectorielle pour régulation de vitesse.

D'après les résultats obtenus on constate que la commande vectorielle dans le plan de Park de la MSAP alimentée en tension donne des performances et de robustesse remarquable, caractérisées par des faible temps de réponse, un rejet de perturbation, une erreur statique nulle en régime permanent et un petit dépassement ou oscillations transitoires.

Mais cette technique de commande possède un inconvénient majeur, car le comportement de la machine et de sa commande vectorielle est fortement dégradé par la variation des paramètres liés à la température, à la fréquence et à la saturation. Aussi le régulateur PI ne maîtrise pas bien le régime transitoire. Pour pallier à ce problème, on propose dans le chapitre suivant une technique commande de la MSAP, qui se traduit par la commande adaptative.

CHAPITRE III

COMMANDE DE LA MSAP PAR LA LOGIQUE FLOUE TYPE-2

Introduction

La logique floue a été introduite en 1965 par L. Zadeh comme une description mathématique; bien que, le principe de cette idée a été connu plus tôt chez les philosophes et les logiciens. Cette approche fait partie des méthodologies intelligentes, elle est inspirée de la capacité de l'homme à prendre des décisions et agir de façon convenable malgré le flou (l'incertitude) des connaissances disponibles. Elle a été introduite dans le but d'approcher le raisonnement humain à l'aide d'une représentation adéquate des connaissances telles que la base des règles et les fonctions d'appartenance, qui sont construites par l'introduction des informations linguistiques et numériques fournies par l'expert humain. Mais généralement ces informations sont entachées d'incertitudes qui peuvent provenir de trois principales sources:

- Le sens des mots utilisés dans la construction des règles peut être incertain (un mot peut dire différentes choses pour différentes personnes).
- Les mesures qui activent les systèmes flous de type-1 peuvent être bruitées, ce qui introduit une incertitude.
- Les données utilisées pour ajuster les paramètres des systèmes flous de type-1 peuvent être aussi bruitées.

Toutes ces incertitudes apparaissent au niveau des fonctions d'appartenance ce qui rend les systèmes flous de type-1 incapables de prendre en charge ces incertitudes. Par conséquent, des systèmes flous de type-2, sont introduits, dans ces nouveaux systèmes le degré d'appartenance des antécédents et /ou des conséquents est représenté lui-même par un ensemble flou de type-1. Cependant ; les ensembles flous de type-2 sont très efficaces pour modéliser les incertitudes, minimiser leurs effets dans la base de règles, et trouver une fonction d'appartenance convenable quand la forme de cette dernière ou l'un de ces paramètres sont incertains. Malheureusement, ces ensembles flous de type-2 sont plus difficiles à définir et à utiliser que les ensembles flous de type-1. Mais, leur bonne manipulation des incertitudes, non prises en charge par les ensembles flous de type-1, justifie leur utilisation. [28]

Malheureusement, ces ensembles flous type-2 sont plus difficiles à définir et à utiliser que les ensembles flous type-1. Mais, leur bonne manipulation d'incertitudes, non prises en charge par les ensembles flous type-1, justifie leur

d'incertitudes, non prises en charge par les ensembles flous type-1, justifié leur utilisation. Actuellement, les SFT-2 ont été utilisés dans diverses applications, on cite : la prise de décision, la résolution des relations floues, la surveillance des processus, l'approximation des fonctions, le contrôle des robots mobiles et le traitement de données.

Dans ce chapitre nous allons présenter les notions de base pour un système flou : propriétés, opérations et relations des ensembles flous, où nous comparons entre les systèmes flous type-1 et les systèmes flous type-2 par la description détaillée de leur structure, et finalement on présente une certaine classe des systèmes flous (FBF) qui sont des approximateurs universels. [29]

III.1. Généralités sur la logique floue type-2 :

Initialement, le concept de l'ensemble flou type-2 a été introduit par le père fondateur de la logique floue Zadeh comme extension du concept de l'ensemble flou type-1. Un ensemble flou type-2 est caractérisé par une fonction d'appartenance floue, c'est-à-dire, le degré d'appartenance de chaque élément de l'ensemble est lui-même un ensemble flou dans $[0,1]$. De tels ensembles sont conseillés dans le cas où nous avons une incertitude au niveau de la valeur de l'appartenance elle-même. L'incertitude peut être soit au niveau de la forme de la fonction d'appartenance soit dans l'une de ses paramètres. La transition d'un ensemble ordinaire à un ensemble flou est la conséquence directe de l'indéterminisme de la valeur de l'appartenance d'un élément à un ensemble par 0 ou 1. Similairement, lorsque nous ne pouvons pas déterminer les fonctions d'appartenance floues par des nombres réels dans $[0,1]$, on utilise alors les ensembles flous type-2. Pour cela, on peut considérer que les ensembles flous type-1 comme une approximation du premier ordre de l'incertitude et que les ensembles flous type-2 comme une approximation du deuxième ordre.

III.2. Terminologie de la logique floue type-2 [30]

❖ Définition 1

Un ensemble flou type -2, noté \tilde{A} est caractérisé par une fonction d'appartenance tridimensionnelle,

$u_{\tilde{A}}(x, \mu)$, c.-à-d.:

$$\tilde{A} = \int_{x \in X} \int_{\mu \in J_x} \mu \tilde{A}(X, \mu) / (\mu, X)_{j_x} \subseteq [0,1], \text{ (III.1)}$$

Ou

\iint dénotel'union detousleséléments produitcartésien surx et xestappelévariable

$$0 \leq u_{A^{\sim}}(x, u) \leq 1 \quad (\text{III.2})$$

À chaque point fixe x de X, J_x est l'appartenance primaire de x, et x est appelé variable primaire

❖ **Définition2 :**

A chaque valeur de x, notée $x = x'$, le plan 2 dimensionnel dont les axes sont u et $u_{A^{\sim}}(x, u)$ appelé tranche verticale (vertical slice) de $u_{A^{\sim}}(x, u)$ Une fonction d'appartenance secondaire est une $u_{A^{\sim}}(x, u)$ tranche verticale de $u_{A^{\sim}}(x, u)$

$$\forall \mu \in j_{A'} \subseteq [0, 1] \quad (\text{III.3})$$

$$\check{A}(x=x', \mu) \mu \check{A}(x', \mu) = \int_{\mu \in X} f_{x'}(\mu) / \mu \quad j_x \subseteq [0, 1] \quad (\text{III.4})$$

$0 \leq f_{x'} \leq 1$ puisque $\forall x' \in X$, x' va appartenir à X, c.-à-d. $x' \in X$, alors nous notons la fonction d'appartenance secondaire par $\mu \check{A}$ qui est un fonction d'appartenance flou type-1. En se basant sur le concept des ensembles secondaires, on peut réinterpréter un ensemble flou type-2 comme l'union de tous les ensembles secondaire, c.-à-d. , en utilisant l'équation on peut écrire \check{A} sous la forme suivante :

$$\check{A} = \{x, \mu \check{A}(x) / \forall x \in X\} \quad (\text{III.5})$$

où sous la forme :

$$\check{A} = \int_{\mu \in X} f_{\check{A}}(x) / x = \int_{\mu \in X} \left[\int_{\mu \in X} f_{x'}(\mu) / \mu \right] / X \quad j_x \subseteq [0, 1] \quad (\text{III.6})$$

❖ **Définition3**

Le domaine de la fonction d'appartenance secondaire est appelé appartenance primaire de x noté J_x telle que $j_x \subseteq [0, 1] \forall x \in X$ (III.7)

❖ **Définition 4**

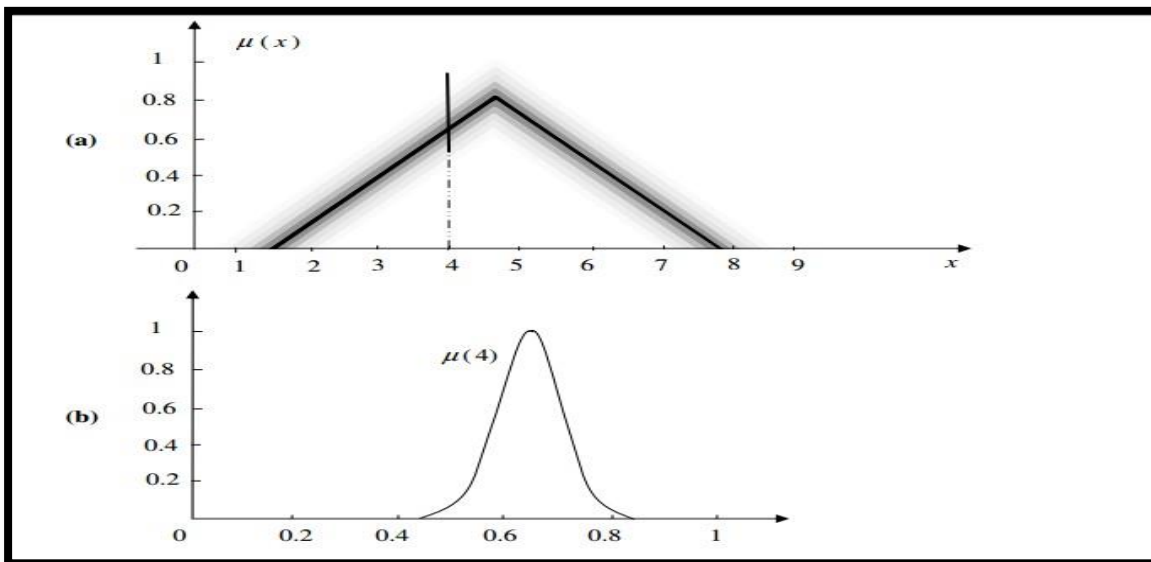
L'amplitude de la fonction d'appartenance secondaire est appelée degré d'appartenance Secondaire $f_{x'}(\mu)$

❖ **Définition 5**

Un ensemble flou type-2 intervalle est un ensemble flou type-2 dont tous les fonctions d'appartenance secondaires sont des ensembles type-1 de formes intervalles C.-à-d. $f_x(\mu) = 1 \forall \mu \in x \subseteq [0, 1], \forall \mu \in X$ (III.8)

Les ensembles flous type-2 intervalle reflètent l'uniformité de l'incertitude au niveau de la fonction d'appartenance primaire, ce type de fonctions d'appartenance est le plus souvent utilisé dans les systèmes flous type-2- Notons que ce type de fonctions d'appartenance est représenté seulement par ses domaines (intervalles), qui peuvent être exprimés entre me des

bornes de gauches et de droite $[l, r]$ ou par leurs centres et largeurs $[c - s, c + s]$ où $c = (l+r)/2$ et $s = (r-l)/2$



Figure(III.1):Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 gaussien

- a) Appartenance première
- b) Appartenances secondaire.

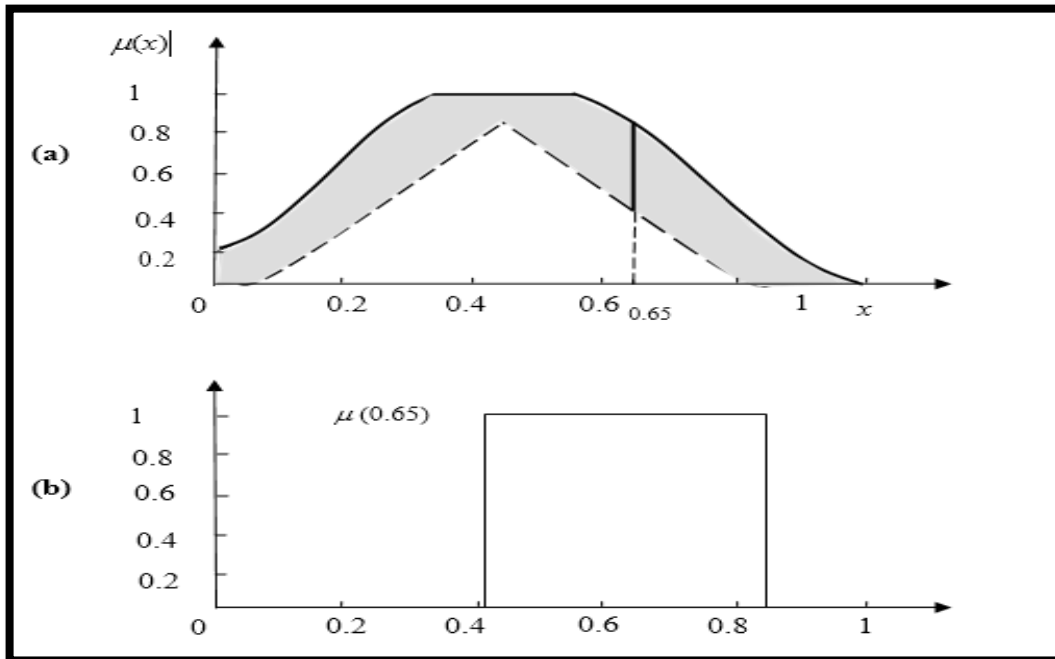
❖ Définition 6

Supposons que chaque fonction d'appartenance secondaire d'un ensemble flou type-2 possède un seul degré d'appartenance unitaire. On définit alors une fonction d'appartenance principale comme l'union de tous ces points

$$\mu_{\text{principale}(x)} = \int_{\mu \in x} \mu / x \quad \text{Ou' } f_x(x) = 1 \quad \text{(III.9)}$$

Pour un ensemble flou type-2 intervalle, nous définissons la fonction d'appartenance principale comme étant l'union de toutes les valeurs d'appartenance moyennes de la

fonction d'appartenance primaire. Notons que lorsque l'incertitude des fonctions d'appartenance disparaît, la fonction d'appartenance d'un ensemble flou type-2 se réduit à la fonction d'appartenance principale.



Figure(III.2):Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 intervalle.

a) Appartenance première.

b) Appartenancesecondaire.

❖ **Définition 7**

Fonction d'appartenance supérieure et fonction d'appartenance inférieure sont des fonctions d'appartenance de type -1-et sont les frontières du FOU d'un ensemble flou \tilde{A} type -2- la fonction d'appartenance supérieures notée par $\overline{\mu_{\tilde{A}}}(x) \forall \mu \in X$ alors nous avons $\underline{\mu_{\tilde{A}}}(x) = \underline{FOU(\tilde{A})} \quad \forall x \in X$ (III.10)

1II.3. Représentation des ensembles flous type-2[4]

Les ensembles flous type-2 les plus utilisés sont de forme intervalle, Gaussienne, et triangulaire. Le nom du type est pris de la forme du degré d'appartenance primaire. Notons qu'il n'est pas nécessaire que la fonction d'appartenance principale soit de la même forme de type d'ensemble utilisé.

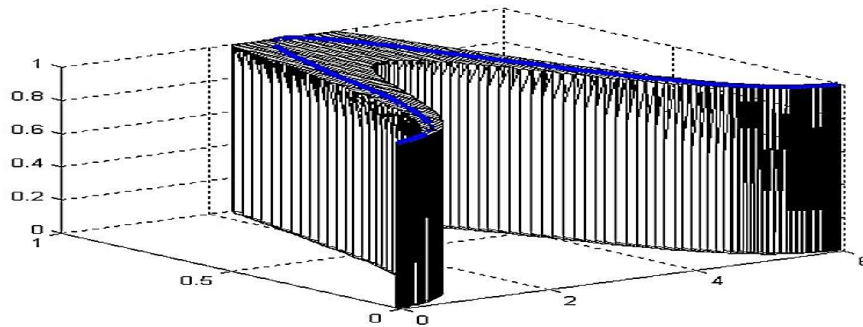


Figure (III.3) : Représentation tridimensionnelle d'une fonction d'appartenance d'un ensemble flou type-2 avec une fonction d'appartenance principale gaussienne

Dans ce cas, les appartenances secondaires sont égales à 1. La figure (III.4) schématise une fonction d'appartenance floue type-2 avec une zone d'incertitude

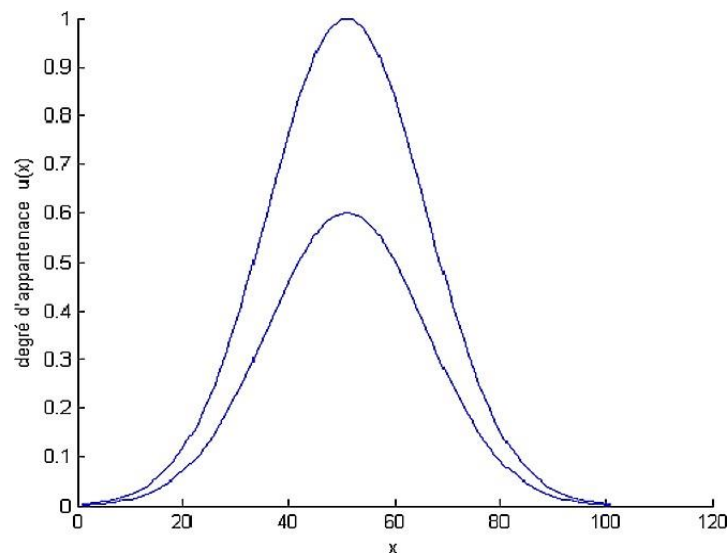


Figure (III.4) : Fonction d'appartenance d'un ensemble flou type-2.

1III .4.Types d'ensembles flous type-2 :[31]

Selon la forme de l'appartenance primaire, on distingue principalement trois sortes d'ensembles flous type-2 : intervalle, Gaussienne, et triangulaire

➤ Ensemble type-2 Gaussien :

Dans ce type d'ensembles, le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble type1Gaussien dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle $[0, 1]$. Notons qu'il n'est pas nécessaire que la fonction d'appartenance principale

soit aussi Gaussienne.

➤ **Ensemble type-2 Triangulaire:**

Dans ce type d'ensembles, le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble type1 triangulaire dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle $[0, 1]$.

➤ **Ensemble type-2Intervalle:**

Dans ce type d'ensembles, le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble ordinaire dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle . Dans ce cas, toutes les appartenances secondaires sont égales à 1. Notant que malgré que chaque degré d'un ensemble type-2 intervalle soit un ensemble ordinaire, l'ensemble lui-même est de type2, parce que les degrés d'appartenance sont des ensembles et pas des nombres ordinaires

III.5. Opération sur les ensembles floue type-2:[32]

Considérons $\bar{A} \in X$ et $\bar{B} \in X$ deux ensembles flous type-2 et $\mu_{\bar{A}}, \mu_{\bar{B}}$ leurs appartenances floues respectives (ensembles flous type-1 dans $J \subseteq [0, 1]$) de ces deux ensembles, représenté pour chaque x par :

$$\mu_{\bar{A}}(x) = \int_u f_x(u)/u ; u \in J \text{ (III.11)}$$

$$\mu_{\bar{B}}(x) = \int_w g_x(x)/w ; w \in J \text{ (III.12)}$$

Où $u \in J$ et $w \in J$ indique les degrés d'appartenance primaire de x

$f_x \in [0, 1]$ et $g_x \in [0, 1]$ indique les degrés d'appartenance secondaire de x .

Pour définir les opérations fondamentales : union, intersection et complément des ensembles flous \tilde{A} et \tilde{B} , on utilise le principe d'extension de Zadeh .

III .5.1. Enoncé du principe d'extension monodimensionnel :

Le principe d'extension des ensembles flous est essentiellement une identité de base qui permet à un domaine de définition d'une relation à être étendu de quelques points de U à des sous-ensembles flous de U . Particulièrement, supposons que f est une relation de U vers V et A est un ensemble flou défini par :

$$A = \int_u \mu_A(u)/u \text{ cas continu. (III.13)}$$

$$A = \sum_i \mu_A(u_i)/u_i \text{ cas discret. (III.14)}$$

Alors le principe d'extension assure que l'image de A sous la relation f est un ensemble flou $f(A)$ de W défini par :

$$f(A) = \left[\int_u \mu_A(u)/u \right] = \int_u \mu_A(u)/f(u) \text{ cas continu. (III.15)}$$

$$f(A) = \left[\sum_i \mu_A(u_i)/u_i \right] = \sum_i \mu_A(u_i)/f(u_i) \text{ cas discret. (III.16)}$$

Par conséquent, l'image de A sous f peut être déduite en connaissant les images de u ou u_i sous f . Par application du principe d'extension aux ensembles flous \tilde{A} et \tilde{B} , on aura :

• **Union de \tilde{A} et \tilde{B} :**

$$\mu_{\tilde{A} \cup \tilde{B}}(x) = \mu_{\tilde{A}}(x) \cup \mu_{\tilde{B}} =$$

$$\left(\sum_i f_x(\mu_i)/\mu_i \right) \cup \left(\sum_i g_x(w_j)/x_j \right) = \sum_{i,j} (f_x(u_i) * g_x(w_j)) u_i \vee w_j \text{ (III.17)}$$

• **Intersection de \tilde{A} et \tilde{B} :**

$$\mu_{\tilde{A} \cap \tilde{B}}(x) = \mu_{\tilde{A}}(x) \cap \mu_{\tilde{B}} =$$

$$\left(\sum_i f_x(\mu_i)/\mu_i \right) \cap \left(\sum_i g_x(w_j)/x_j \right) = \sum_{i,j} (f_x(u_i) * g_x(w_j)) u_i * w_j \text{ (III.18)}$$

• **Complément de \tilde{A} :**

$$\mu_{\tilde{A}^c}(x) = 1 - \mu_{\tilde{A}}(x) = \sum_i f_x(u_i)/(1 - u_i) \text{ (III.19)}$$

Où \vee représente le maximum t-conorme et $*$ représente la t-norme.

III.6. Structure d'un contrôleur flou type2 :

Il existe quatre modules pour un régulateur à logique flou:

1. La fuzzification des entrées et sorties.
2. L'inférence floue selon une base de règle.
3. La réduction de type.
4. La défuzzification des sorties.

L'architecture d'un contrôleur flou est donnée par le schéma suivant:

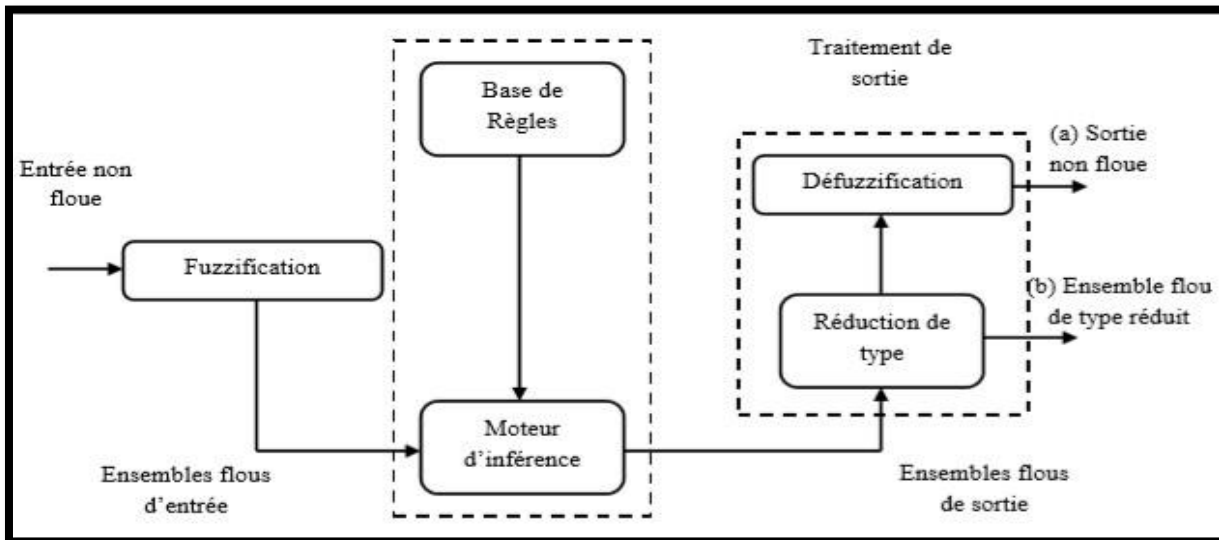


Figure (III.5) structure d'un système flou type-2 avec ses sorties

- a) La sortie défuzzifiée
- b) l'ensemble de type réduit

III.6.1 Fuzzification [33]

L'interface de fuzzification fait correspondre à l'entrée déterministe un ensemble flou qui peut être généralement un ensemble flou type 2. Cependant, dans notre travail la fuzzification de type singleton sera utilisée, en d'autres termes, l'entrée floue est un point singulier possédant une valeur d'appartenance unitaire.

III .6.2.Mécanisme d'inférence

La différence entre le type-1 et le type-2 réside seulement dans la nature des fonctions d'appartenance, donc, la structure des règles dans le cas du type-2 va rester exactement la même, la seule différence étant que quelques (ou toutes) les fonctions d'appartenance seront de type-2.

Il n'est pas nécessaire que toutes les fonctions d'appartenance des prémisses et des conséquences soient de type-2.

Il suffit qu'une seule fonction d'appartenance dans une prémisse ou dans une conséquence soit de type-2 pour que tout le système le soit aussi..

III.6.2.1.Théorème :

Dans un système flou type-2 intervalle, avec une t-norme min ou pro,

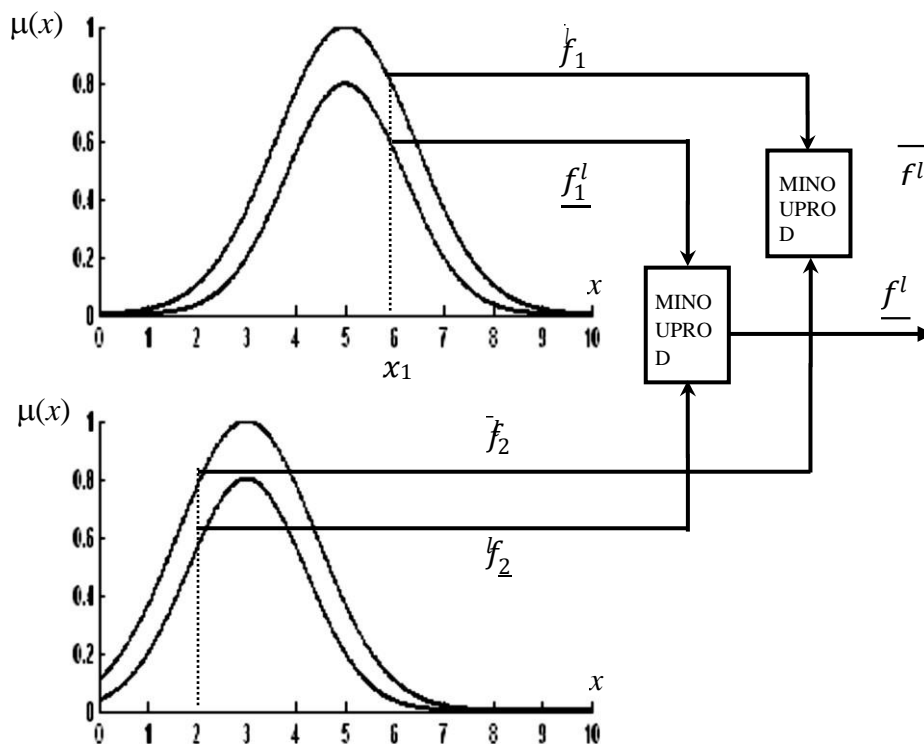
l'intervalle d'activation : $F^l \in [\underline{f}^l, \overline{f}^l]$ de la i ème règle est

$$\underline{f}^l = \underline{\mu}_{\widetilde{F}_1^1}(x_1) * \underline{\mu}_{\widetilde{F}_2^1}(x_2) \dots * \underline{\mu}_{\widetilde{F}_p^1}(x_p) \quad (III.20)$$

$$\overline{f}^l = \overline{\mu}_{\widetilde{F}_1^1}(x_1) * \overline{\mu}_{\widetilde{F}_2^1}(x_2) \dots * \overline{\mu}_{\widetilde{F}_p^1}(x_p) \quad (III.21)$$

Ceci est clairement représenté sur la figure (III.7), où le nombre d'antécédents est $p=2$. Dans ce cas, le degré d'activation est un ensemble type-1 intervalle $[f^l, \overline{f}^l]$ ou :

$$\underline{f}^l = \underline{f}_1^l * \underline{f}_2^l \quad \overline{f}^l = \overline{f}_1^l * \overline{f}_2^l \quad (III.22)$$



Figure(III.6): Opérations d'entrée d'un système flou type-2 avec fuzzification type singleton

III.6.3. Réduction de type :

Etant donné que la sortie du système d'inférence est un ensemble flou type-2, son type doit être réduit avant l'étape de défuzzification pour qu'on puisse l'utiliser afin de générer une sortie réelle. C'est la principale différence structurelle entre les systèmes flous type-1 et ceux de type-2. L'expression de l'ensemble flou type réduit par la méthode des centres d'ensembles est donnée par:

$$Y_{\text{cos}}(Y^1, \dots, Y^M, F^1, F^M) = \int_{y^1} \dots \int_{y^k} \int_{f^1} \dots \int_{f^k} \prod_{l=1}^K \mu_{Y^l}(y^l) * \prod_{l=1}^K \mu_{F^l}(f^l) / \frac{\sum_{i=1}^N f^i y^i}{\sum_{i=1}^N f^i} \quad (III.23)$$

Où $\tau et *$ indiquent les t-norme choisies, $y^l \in Y^l = C_{\overline{G}^l}$ le centroïde du $l^{ième}$ ensemble flou conséquent type-2 et $f^l \in F^l(X) = \prod_{i=1}^n \mu_{\overline{F}^l}(x_i)$ le degré d'activation associé à la $l^{ième}$ règle pour $l = 1, 2, \dots k$

Puisque les ensembles flous utilisés sont type-2 intervalle, alors chaque Y^l et F^l est un ensemble type-1 intervalle, ce qui se traduit par $\therefore \mu_{Y^l}(y^l) = \mu_{F^l}(f^l) = 1 \dots 1$

L'équation (1) peut être réécrite :

$$Y_{cos}(Y^1, \dots, Y^M, F^1, F^M) = \int_{y^1} \dots \int_{y^k} \int_{f^1} \dots \int_{f^k} 1 / \frac{\sum_{i=1}^N f^i y^i}{\sum_{i=1}^N f^i} \dots \tag{III.24}$$

Aussi, étant donné que chaque ensemble dans l'équation est un ensemble type-1 intervalle, alors $Y_{cos}(Y^1, \dots, Y^M, F^1, F^M)$ est aussi un ensemble type-1 intervalle et donc son domaine est un intervalle situé sur l'axe des réels

$$Y_{cos}(Y^1, \dots, Y^M, F^1, F^M) = [y_l, y_r] \tag{III.25}$$

III.6.4. Défuzzification

Pour obtenir une sortie ordinaire (non floue) du système flou type-2, nous devons défuzzifier l'ensemble de type réduit. Nous allons transformer l'ensemble flou type-2 en ensemble flou type-1 et la sortie soit :

$$Y_{CG} = \frac{y_l + y_r}{2} \tag{III.26}$$

III.7. Synthèse du régulateur flou type2 :[4]

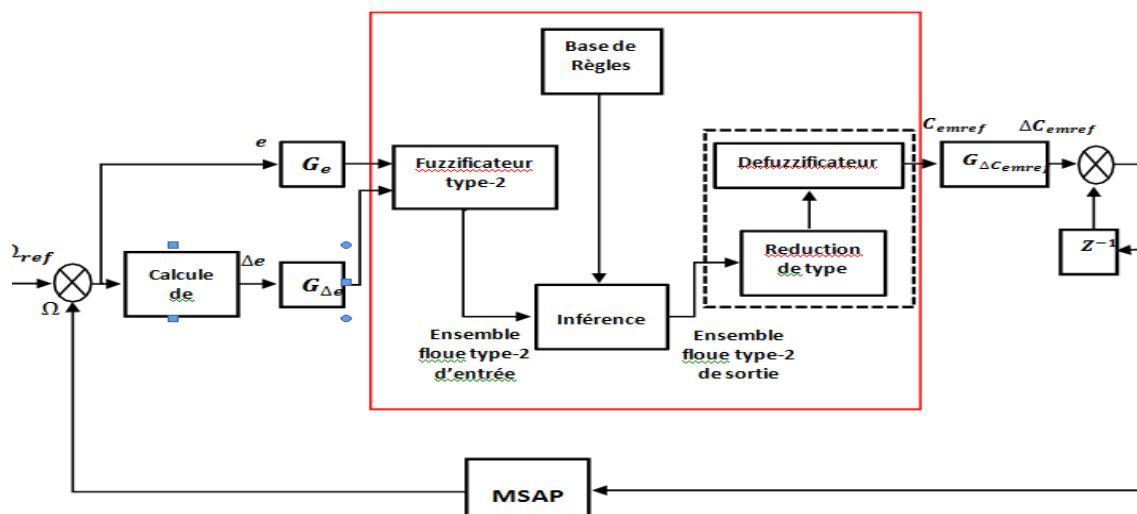


Figure (III.7): Schéma synoptique d'un contrôleur flou type-2 de vitesse

Le régulateur flou type-2 de la figure (III.7) est composé :

- 1) D'un bloc de calcul de la variation de l'erreur au cours du temps
- 2) D'un bloc de fuzzification floue type-2 de l'erreur et de sa variation.
- 3) D'une logique d'inférence type-2
- 4) D'un bloc de réduction de type du type-2 vers le type-1.
- 5) D'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande floue type-1 en une valeur numérique.
- 6) D'un bloc sommateur qui calcul la valeur intégrale de la commande.

Les grandeurs e et Δe sont normalisés dans un univers de discours $[-2, 2]$, ces grandeurs doivent être converties en variables linguistiques.

On a introduit cinq fonctions d'appartenances de forme triangulaires pour chaque variable d'entrées figure (III.8).

Cependant, il n'existe aucune méthode systématique qui permet de déterminer ces paramètres, on doit donc procéder par la méthode essai-erreur (tâtonnement).

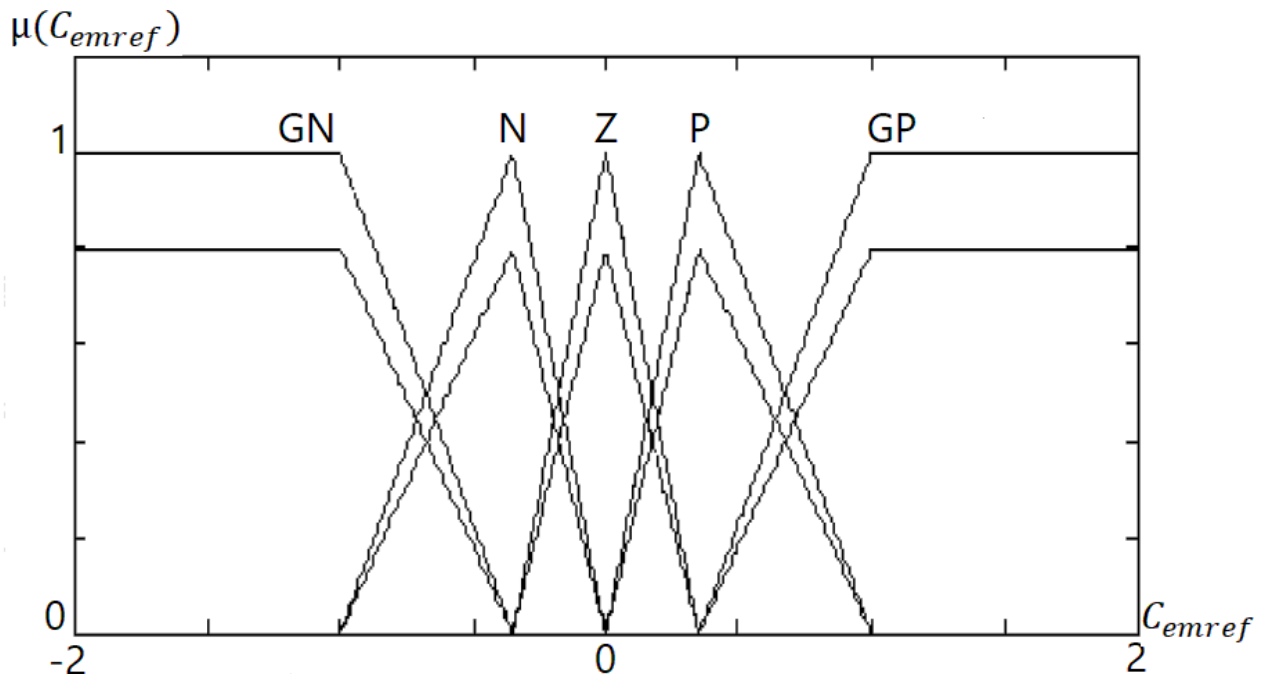
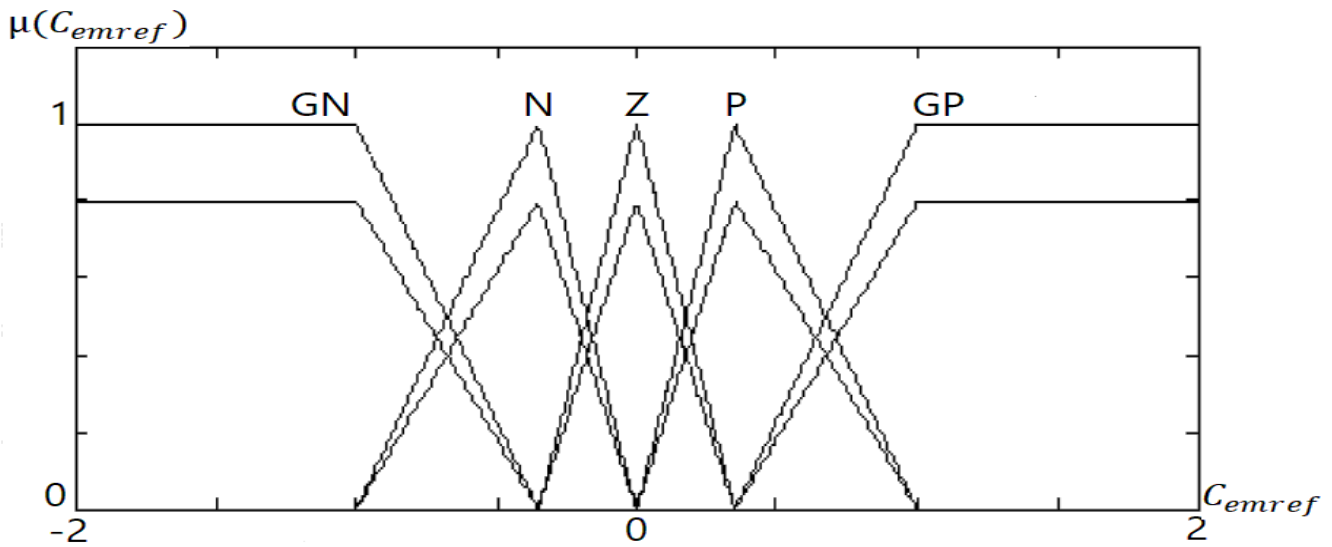


Figure (III.8): Fonctions d'appartenances des variables d'entrées 'e' et 'Δe'.

Il est nécessaire de fuzzifier la variable de sortie car on a besoin des sous-ensembles flous au niveau des inférences et de la défuzzification. On emploie cinq fonctions d'appartenances de forme triangulaire. La variable de sortie est normalisée dans un univers de discours [-2,2] Figure(III.9).



Figure(III.9):Fonctions d'appartenances de la variable de sortie 'Cemref'

Afin de simplifier la description des inférences, on utilise une matrice d'inférence tableau (III.1).).[34]

Δe	e	GN	N	Z	P	GP
GN		GN	GN	N	N	Z
N		GN	N	N	Z	GP
Z		GN	N	Z	P	GP
P		GN	Z	P	P	GP
GP		Z	P	P	GP	GP

Tableau (II.1) : Matrices d'inférence

Les fonctions d'appartenances sont notées comme suit :

GN : grand Négatif **GP** : grand Positif **N** : Négatif **P** : Positif **Z** : Zéro

III.8. Avantages et inconvénients du régulateur par logique floue[33]

Le réglage par logique floue réunit un certain nombre d'avantages et inconvénients essentiels

➤ **Les avantages sont :**

- Le non nécessité d'une modélisation du système à régler.
- La possibilité d'implémenter des connaissances (linguistique) de l'opérateur de processus,
- La maîtrise du système à régler avec un comportement complexe (fortement non linéaire et difficile à modéliser).
- L'emploi possible aussi pour les processus rapides (grâce à des processeurs dédiés).

La disponibilité de systèmes de développement efficaces soit pour micro processeurs ou PC (solution logicielle), soit pour circuit intégrés (processeur dédiés, solution matérielle).

➤ **Par contre, les inconvénients sont :**

Le manque de directive précise pour la conception d'un réglage (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification, des inférences et de la défuzzification).

L'approche artisanale et non systématique (implémentation des connaissances de l'opérateur souvent difficile).

III.8. Résultats de simulation

Pour compléter l'étude théorique présentée précédemment, une simulation numérique est indispensable. La simulation a été effectuée sous l'environnement Matlab/Simulink par un schéma bloc. Les paramètres de la machine sont présentés dans l'annexe.

La figure (III.10) illustre le schéma bloc de la simulation de la commande floue appliquée à la MSAP.

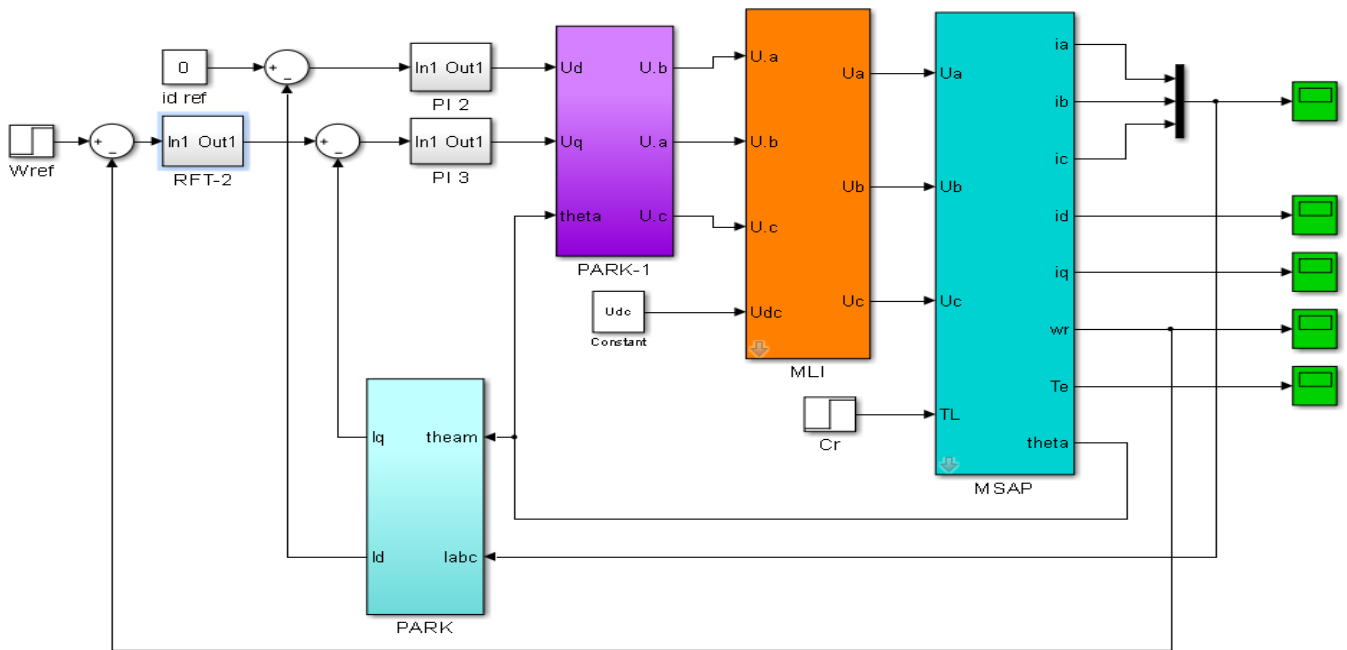


Figure (III.10):Schéma de simulation de la MSAP avec régulateur flou type-2.

Test1:

Lors du démarrage à vide du MSAP pour un échelon de consigne de 100rad/s,

Interprétations des résultats :

a) Le premier test de la simulation montre le comportement de la MSAP pour une consigne de vitesse de 100 rad/s on remarque que l'allure de la vitesse suit parfaitement sa consigne, sans dépassement avec un temps de réponse court, on remarque aussi le couple électromagnétique atteint certaine valeur et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent. Le flux aussi crée une trajectoire circulaire lorsqu'il tourne, ce qui est expliqué par la forme des composantes du flux ϕ_d et ϕ_q qui sont de forme sinusoïdale déphasées entre elles par 90° .

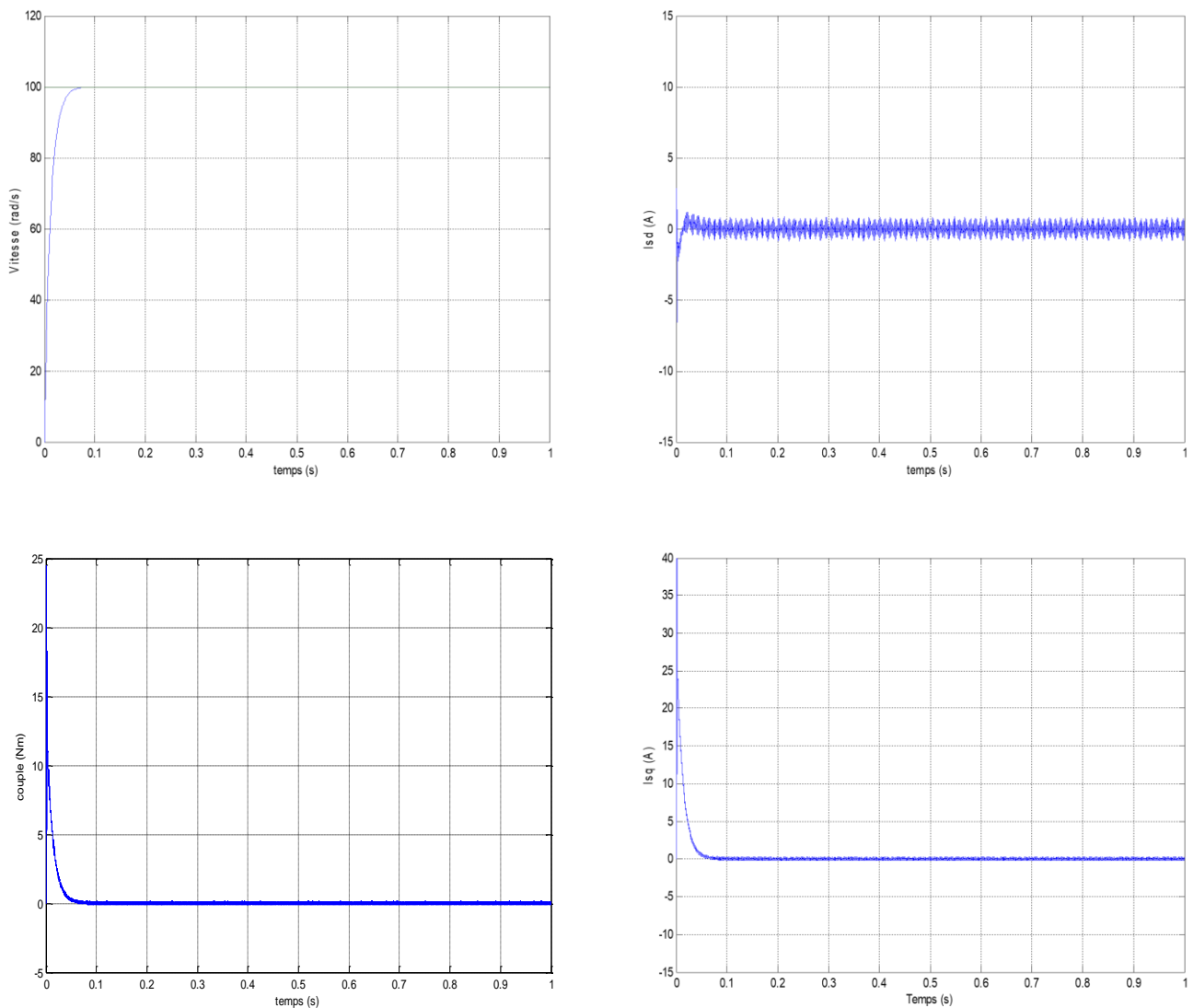


Figure (III.11) : Résultats de simulation de la commande floue type 2 de l'MSAP à vide

Test2:

On applique une charge de 5 Nm à l'instant $t=0,5s$.

Après l'application de la charge à $t = 0,5 s$ on remarque que l'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable et l'effet de la perturbation de charge entraine une légère perte sur la vitesse qui est vite rétablie. Le couple augmente puis il se stabilise à (5 N/m). Les courants statoriques perturbent par l'effet de la charge puis ils se stabilisent.

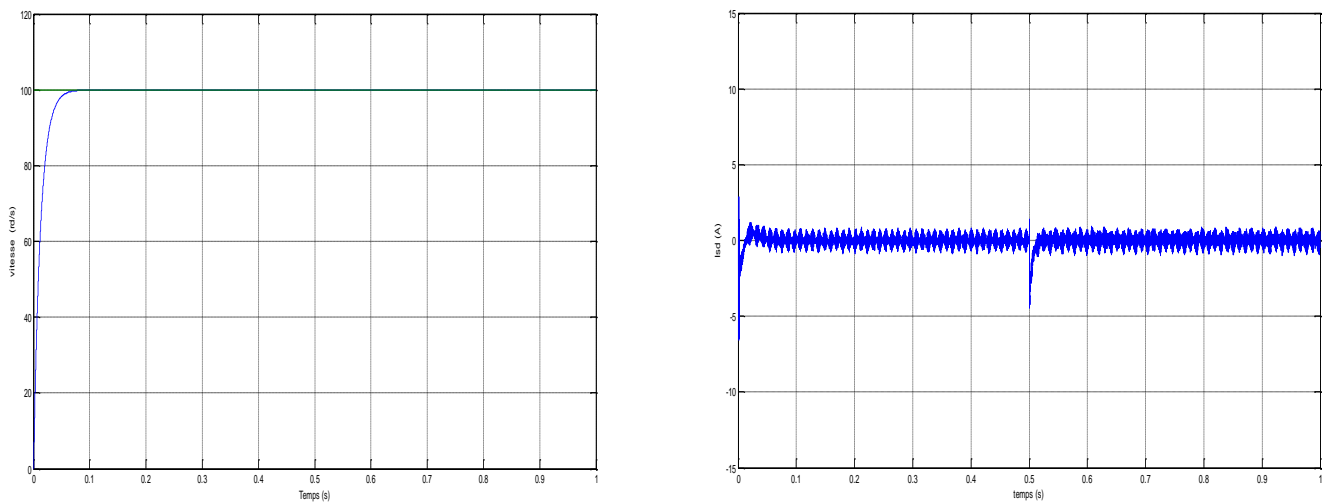


Figure (III.12) : Résultats de simulation de la MSAP en charge

Test 3 : Inversion de sens de vitesse :

La variation de la consigne de vitesse de rotation du MSAP de la valeur (100 rad/s) à la valeur (-100 rad/s) à $t = 0,5$ s, on remarque que la vitesse suit la nouvelle consigne sans dépassement. L'allure du couple et du courant présente des pics lors de la diminution de la vitesse puis se stabilise à la valeur désirée.

Les résultats de simulation sont satisfaisants et la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement.

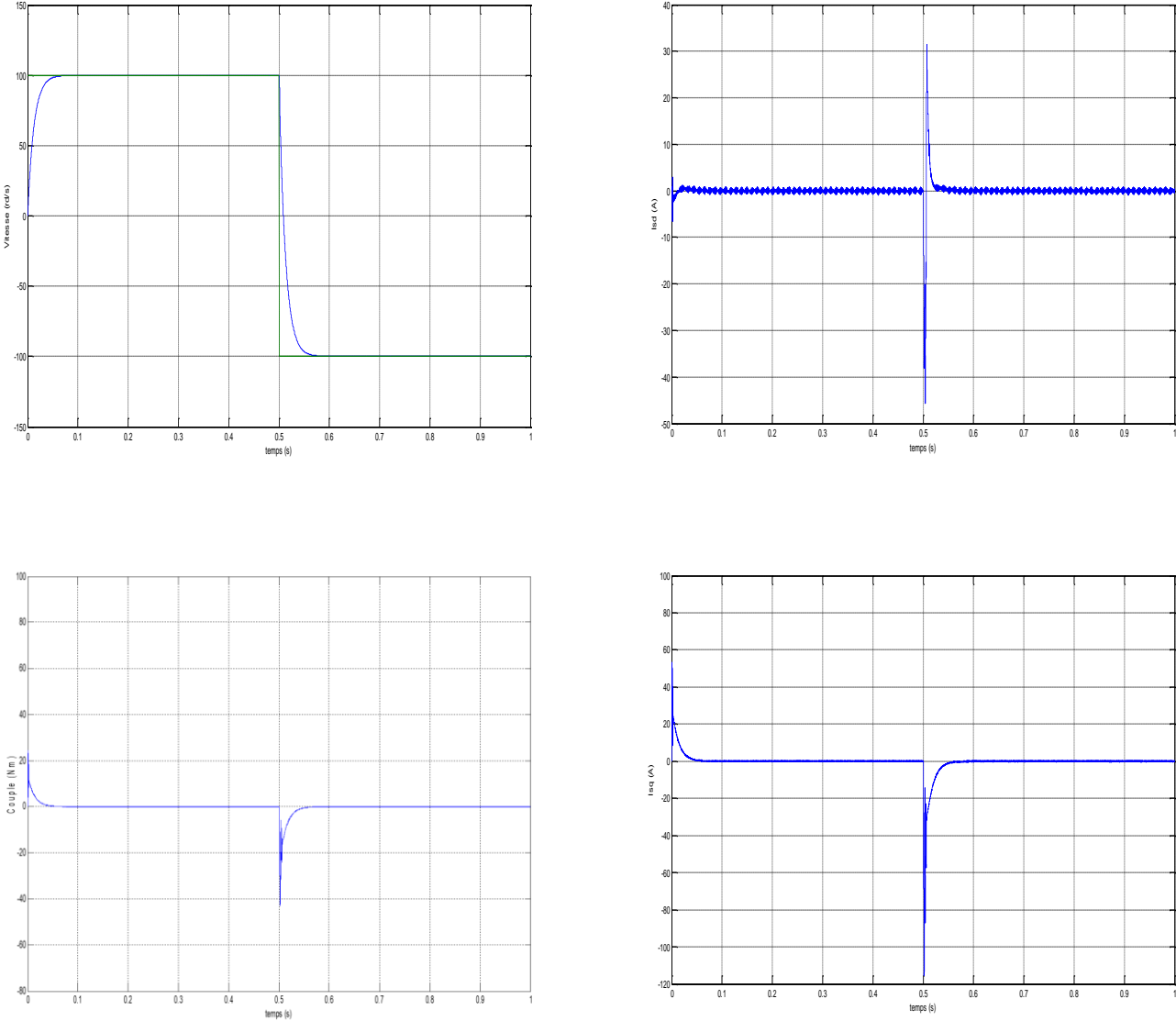


Figure (III.13) : Résultats de simulation de la commande floue type 2 de l'MSAP avec inversion de vitesse

Conclusion

Dans ce chapitre, nous proposons une commande logique de type 2 pour la commande de vitesse de moteur synchrone, dans le but d'obtenir de bonnes performances. Il y a plusieurs avantages à choisir une commande à logique floue de type 2 : le raisonnement est proche de celui de l'homme, c'est-à-dire qu'il gère l'imprécision, l'incertitude et le flou, et a la capacité de contrôler des systèmes non linéaires pour obtenir de meilleures performances dynamiques. Dans le contrôle de logique floue, la description verbale de l'expertise humaine est exprimée sous forme de règles floues pour contrôler le système. En ce sens, le type de régulateur utilisé dans ce chapitre est un régulateur flou basé sur le modèle d'inférence de **Mamdani**.

D'après les résultats obtenus, nous pouvons conclure que la commande en logique floue du réglage de la vitesse du moteur synchrone à aimants permanents en utilisant le régulateur flou nous offre également de meilleures performances en présence d'interférences.

CONCLUSION GENERALE

Le but de cette étude était de faire porter sur la commande en logique floue d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents. Dans le premier chapitre, nous avons vu brièvement la modélisation de MSAP. Nous utilisons la transformée de Park pour présenter le moteur triphasé dans un référentiel à deux axes afin de simplifier la résolution de l'équation électromagnétique du moteur. Ensuite, nous modélisons l'onduleur de tension triphasé et sa commande PWM en triangle sinusoïdal.

Le deuxième chapitre applique le principe de contrôle vectoriel adopté par MSAP au modèle obtenu. L'utilisation de la « stratégie zéro » permet de contrôler le couple électromagnétique par le courant. Cette technique permet d'avoir un modèle similaire à un moteur à courant continu à excitation séparée. Dans cette carte de contrôle, la boucle de courant et la boucle de vitesse sont assurées par le régulateur conventionnel (PI). Les résultats de la simulation montrent la contribution de ce dernier dans la suppression des interférences. Par conséquent, la détermination de ces régulateurs montre une forte dépendance aux paramètres de la machine, donc de petites modifications de ces paramètres entraîneront une dégradation des performances. Cela provoque le remplacement de ces régulateurs par d'autres types de régulateurs flous. La méthode de commande à logique floue a été choisie pour la suite de ce travail. Ce chapitre présente principalement trois points principaux.

Dans le premier point, nous avons introduit l'application de la logique floue dans la commande vectorielle des moteurs synchrones à aimants permanents. Les connaissances de base sont introduites. Les expressions analytiques des régulateurs à logique floue de type 1 montrent qu'ils sont totalement indépendants des paramètres de la machine. Puis, dans le deuxième point, nous avons introduit la théorie de la logique floue de type 2. Telle qu'elle a été introduite, cette nouvelle technique est une extension de la logique floue de type 1. La nouveauté de cette logique est que les fonctions membres ne sont pas définies de manière unique, mais de manière incertaine. Concernant les systèmes flous de type 2, nous avons vu qu'ils disposent d'un nouveau module appelé réducteur de type, qui permet de réduire les ensembles flous de type 2 en ensembles flous de type 1.

Les résultats obtenus en appliquant le contrôleur flou de type 1 et le contrôleur flou à cinq étages Mamdani de type 2 au contrôle de vitesse du moteur synchrone à

Conclusion générale

aimants permanents montrent un comportement satisfaisant et des performances élevées. Le troisième point est une comparaison générale entre tous les types de régulateurs utilisés dans cet article. Nous avons remarqué la supériorité des régulateurs flous de type 2 par rapport aux régulateurs flous de type 1 et PI, surtout en présence d'incertitude (changements de paramètres).). Le travail présenté dans cet article met en avant les points de vue de recherche suivants : La structure de MSAP et son accessibilité à la mesure nous ont amenés à comparer les performances de différents types de contrôle, tels que le contrôle adaptatif, le contrôle prédictif et le contrôle multiple. -Contrôle du modèle.

ANNEXE

Les paramètres de la machine synchrone à aimants permanents [MSAP]

Paramètres	Valeurs (S.I)
Fréquence	50 H
Puissance	1000W
Tension d'alimentation	220/380 V
Nombre de paires de pôles	P= 2
Résistance statorique	$R_S = 1,4 \Omega$
Inductance cyclique directe	$L_d = 0,0066 H.$
Inductance cyclique quadrature	$L_q = 0,0058 H.$
Flux d'un aimant	$\phi_f = 0,1546 Wb.$
Moment d'inertie	$J = 0.00176 kg m^2.$
Coefficient de frottement	$f_c = 0.0003818 N m s / rad.$
Couple électromagnétique	$C_{em} = 20 N m.$

REFERENCES BIBLIOGRAPHIE

- [1]: **B.Aimad et A.Nourdine** « la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents » Mémoire de Master en électromécanique 2015 Université Mohand oulhadj Bouira
- [2] : **K. Abderrahmane** « Application du logique flou type-2 intervalle à la commande adaptative de la machine asynchrone » » Mémoire de Magistère en Electrotechnique 2011 Université Mohamed Khider Beskra
- [3] : **H. Kaddour** « Etude de la machine synchrone Autopilotée Modélisation Et Simulation » Thèse de Doctorat en Electrotechnique 2012 Université Mohamed Boudiaf oran.
- [4] : **E. Bahaeddine & H.Oussama** « Commande par logique floue d'une machine synchrone à aimant permanent » Mémoire Master 2018.
- [5] : **B. Boussad**, «contribution à la modélisation des systèmes couples machines convertisseurs : application aux machines à aimant permanents (BDCM-PMSM)» Thèse de doctorat à université MOULOUD MAMMERI TIZI-OUZOU, 2012.
- [6] : **R.Saou**« Modélisation et optimisation de machines lentes à aimants permanents : Machine à double saillance et à inversion de flux »Thèse de doctorat d'état ENP d'Alger 2008.
- [7] : **B. Singh B.P. Singh, S. Dwivedi**, « A State of Art on Different Configurations of Permanent Magnet Brushless Machines » IE(I) Journal-EL, pp. 63-73, vol87, June 2006
- [8] : **A.Parviainen**. « Design of axial flux permanent magnet low speed machines and performance comparison between radial flux and axial flux machines » thèse de Doctorat Lappeenranta University of Technology, Finland, 2005
- [9] : **S. Nawel & C.Ammaria**. « Commande du moteur synchrone à aimant permanent Par Backstepping » Mémoire de Master en Electrotechnique 2015.
- [10] : **B. BENDAHA Mansour** « Identification des paramètres d'une machine synchrone à aimant permanent en vue d'une intégration dans des simulateurs en temps réel » Mémoire de Magistère en Electronique 2015.

Références bibliographie

- [11] : **M.D. Bidart** « Commande Coopérative Des Systèmes Monoconvertisseurs Multimachines Synchrones » Thèse de Doctorat L'Institut national polytechnique de Toulouse (INP Toulouse) 2011
- [12] : **A. Saeed** « Contrôle vectoriel des machines synchrones a aimants Permanent identification des paramètres et minimisation des ondulations de couple » Thèse de doctorat, l'Institut National Polytechnique de Lorraine, 1995.
- [13] : **N. Choug** « Etude de la Robustesse des Contrôleurs Flous d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents avec Pilotage Vectoriel » mémoire de magister Université Hadj Lakhdar – Batna, 2011.
- [14] : **D. Lahouel** « Commande non linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents » mémoire de magister Université de Batna2009..
- [15] : **R. Soufiane & M. SAD Mohammed Seddik** « Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents MSAP » Mémoire de Master en Electromécanique 2018.
- [16] : **H. Kaddour** « Etude de la machine synchrone Autopilotée Modélisation Et Simulation » Thèse de Doctorat en Electrotechnique 2012 Université Mohamed Boudiaf oran.
- [17] **A. Ferroudj** « Commande Non Linéaire de la MSAP Sans Capteur de vitesse "Apporte des Méthode de l'Intelligence Artificielle » mémoire de magister université de Batna 2011
- [18] **F. Labrique, G. Segulier et R. Baisiere** « Les convertisseurs de l'électronique de puissance volume 4 : La conversion continu-alternatif Lavoisier, 1995.
- [19] : **M.S.Mahgoun** « Application De La Commande Aux Systèmes Linéaires Perturbés » Mémoire de Magister Université ferhat abbas-Setif (UFAS) 2012
- [20] : **M.Fouad et I.Brahim** « commande de machine synchrone à aimant permanent Par les technique IRFOC et DTC » Mémoire de Master en Electromécanique 2017 Université Mohamed Boudiaf Msila.
- [21] : **B.Abde Raouf** « Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents MSAP » Mémoire de Master en Electrotechnique Université Mohamed Khider Beskra
- [22] : **L. Daniel**

Références bibliographie

- [23]:**B.Aimad et A.Nourdine** « la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents » Mémoire de Master en électromécanique 2015 Université Mohand oulhadj Bouira
- [24]:**Kachir**
- [25] : **K.Abdellatif et D.Mounir**« étude comparative entre la Commande vectorielle Et la Commande non linéaire Mémoire de Master en électromécanique 2017 Université Kasdi Merbah ourgla
- [26] :**H.M ILYES**« commande sans capteur de vitesse d'une moteur synchrone à aimants permanents MSAP pour l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant » Mémoire de magister en Electrotechnique Université Mohamed Khider Beskra
- [27] :**M.Abdelatif** « Commande Dynamique variable d' une machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension » Mémoire de Master en machine électrique 2016 Université Mohamed Bougara Boumerdes
- [28] :**M.Mustapha**«Analyse de stabilité et synthèse des systèmes floue type-2 Mémoire de magister en Automatique 2011 Université Ferhat ABBES sétif
- [29] :**R.Zakaria et B.Elaoussi** « commande adaptative flous de type-2 pour les systèmes non linéaires incertains via Backstepping Mémoire de Master en Automatique Université Kasdi Merbah ourgla
- [30] : **L.Ibrahime** « Commande par logique floue type-2 appliquée à la machine Asynchrone » Mémoire de Master en Electronique Université Mohamed Boudiaf Msila.
- [31] : **Z.Samir et M. Fares** « Commande par logique floue type-2 de la machine asynchrone à double à double alimentation » Mémoire de Master en électrotechnique 2020 Université ABBES LAGHROUR Khenchela.
- [32] : **L. A. Zadeh** « The concept of a linguistic variable and its application to approximate reasoning – 1 », Inform. Sci, vol. 8, pp. 199- 249, 1975.
- [33] :**M.Billel et B.Naima** « Commande par logique floue type-2 et Commande neurale Floue appliquées à un pendule inversé » Mémoire de Master en Electronique 2015 Université de blida 1..
- [34] : **S. Belhamdi, A. Goléa**, « Direct Field-Oriented Control using Fuzzy Logic Type - 2 for Induction Motor with Broken Rotor Bars, » AMSE JOURNALS-

Commande par logique floue type 2 de la machine synchrone à aimant permanent

Résumé :

Le but du travail proposé dans cet étude est de comparer et d'étudier le régulateur flous de type 2 et le régulateur classiques à commande vectorielle des moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP). La modélisation du système est la première étape. Dans la deuxième étape, le contrôle vectoriel semble basculer vers un contrôle simplifié ou nous approchons d'un modèle linéaire. Le régulateur traditionnel est utilisé pour le contrôle de la vitesse. L'application de la logique floue et du régulateur flou utilisé pour contrôler la vitesse de MSAP est introduite. Dans la dernière partie, nous avons introduit une étude comparative entre les régulateurs classiques et le régulateur flous de Type 2.

Mots clés : MSAP, Onduleur de tension, Modélisation, régulateurs PI, RFT-2

التحكم عن طريق المنطق الضبابي نوع -2- في الجهاز المتزامن مع المغناطيس الدائم

الملخص:

الهدف من العمل المقترح في هذه الدراسة هو مقارنة ودراسة المنظم الغامض من النوع 2 والمنظم التقليدي الذي يتحكم فيه المتجه للمحركات المتزامنة ذات المغناطيس الدائم. يبدو أن المتجه يتحول إلى عنصر تحكم مبسط أو أننا نقرب من نموذج خطي يتم استخدام المنظم التقليدي للتحكم في السرعة، تم تقديم تطبيق المنطق الضبابي والمنظم الضبابي المستخدم للتحكم في سرعة المحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم في الجزء الأخير، قدمنا دراسة مقارنة بين المنظمين الكلاسيكيين والمنظم الغامض من النوع 2. الكلمات المفتاحية: الآلات التزامنية ذات المغناطيس الدائم – النمذجة - معدل كلاسيكي - معدل ضبابي نوع 2-

Synchronous motors Control by fuzzy logic type 2 of permanent magnet

Abstract:

The aim of the work proposed in this study is to compare and study the type 2 fuzzy regulator and the conventional vector-driven regulator of permanent magnet synchronous motors (MSAP). Modeling the system is the first step. In the second step, the vector control seems to switch to a simplified control or we are approaching a linear model. The traditional governor is used for speed control. The application of fuzzy logic and fuzzy regulator used to control the speed of MSAP is introduced. In the last part, we have introduced a comparative study between classical regulators and the Type 2 fuzzy regulator.

Keywords:

MSAP-Voltage inverter- modeling- regulators- RFT-2