



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

MencharaMohamed alamine

RicheAbdElbasset

THEME

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

Soutenu le 29/06/2019 devant la commission d'examen composée de :

Mr. MALLEM Ali

MCB à l'Université de Khenchela

Président

Mr. CHAIBA Azeddine

PROF à l'Université de Khenchela

Encadreur

Mr. LAGGOUN Louanasse

MAA à l'Université de Khenchela

Examinateur

Promotion 2018/2019

DÉDICACES:

*JE DÉDIE CE MODESTE
TRAVAIL À :*

*À PLUS CHERS AU MONDE
À MES PARENTS.*

*À MES AMIES ET TOUTE
MA FAMILLE*

REMERCIEMENTS

*Avant tout, nous remercions **ALLAH** pour nous avoir donné
le pouvoir de réaliser ce modeste travail.*

*Un remerciement particulier à Monsieur **CHAIBA Azeddine**
Professeur à l'Université de Khenchela, pour son soutien,
ses conseils et son encadrement qui nous a été bénéfique pour
mener à bien ce travail.*

*Nous exprimons notre reconnaissance à Monsieur **MALLEM**
Ali Maître de Conférences à l'Université de Khenchela, pour avoir
bien voulu accepter de présider le jury.*

*Ainsi, nous remercions vivement Monsieur **LAGGOUN**
Louanasse, Maître-assistant à l'Université de Khenchela, pour
avoir accepté d'examiner ce mémoire.*

*Nous voudrions également remercier tous les enseignants que
nous avons eu l'honneur d'avoir de connaître et d'apprécier
durant notre scolarité.*

*Nous tenons également à remercier nos parents, pour tout le
soutien moral, financier, psychologique et particulièrement pour
l'amour qu'ils nous portent.*

*Enfin, Nos remerciements s'adressent à toutes les personnes qui
ont participé de près ou de loin à la réalisation de ce travail par
leur amour, sacrifice et compétence.*

KHENCHELA, le 23/06/2019

LE SOMMAIRE

SOMMAIRE

Introduction Générale.....	1
CHAPITRE I	
Modélisation et Simulation de la Machine Synchrone à Aimants Permanents	
I.1 Introduction.....	3
I.2- présentation des machines synchrones à aimants permanents.....	3
I.2.1- principe de fonctionnement de la MSAP.....	3
I.2.2- Catégories de la MASP.....	4
I.2.3- Avantages et Inconvénients de la MSAP	4
I.2.4- Domaine d'application de la MSAP	5
I.2.5- Différents modes d'alimentation des MSAP	5
I.2.6- Commande MLI.....	7
I.2.7- Commande à hystérésis.....	8
I.3- Modélisation du Moteur Synchrone à Aimants Permanents.....	9
I.3.1- Hypothèses simplificatrices	9
I.3.2-Mise en équations de la machine	9
I.3.2.1- Équations électriques.....	10
I.3.2.2- Équations mécaniques.....	11
I.3.3-Transformation de Park	12
I.3.4- Modèle de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère de Park....	12
I.3.4.1- Equations des tensions.....	13
I.3.4.2- Equations des flux... ..	13
I.3.4.3- Expression du couple électromagnétique	13
I.3.4.4-Schéma fonctionnelle de la MSAP.....	15
I.4- Modélisation du Convertisseur Statique	16
I.4.1- Modélisation du redresseur	17
I.4.2- Modélisation du filtre.....	18
I.4.3- Modélisation de l'onduleur	19
I.4.4- Modélisation du modulateur M.L.I.....	20
I.5- Simulation de L'association Convertisseur-MSAP	21
I.6-Conclusion.....	24

CHAPITRE II : Commande vectorielle de la MSAP

II.1. Introduction	25
II.2. Principe de la commande vectorielle.....	25
II.3. Commande vectorielle de la (MSAP)	26
II.4. Commande vectorielle de la (MSAP) alimentée en tension.....	27
II.5. Stratégie de la commande vectorielle de la MSAP	28
II.6. Découplage par compensation.....	29
II.7. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle	31
II.7.1. Avantages de la commande vectorielle	31
II.7.2. Inconvénients de la commande vectorielle.....	32
II. 8. La Régulation	32
II.8.1. Conception des Régulateurs	32
II.8.1.1. Action Proportionnelle (Kp).....	33
II.8.1.2. Action Intégrale (Ki).....	33
II.8.2. Calcul des Régulateurs	33
II.8.2.1. Régulateur des Courants	34
II.8.2.2. Calcul du Régulateur de vitesse.....	35
II.9. Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension.....	36
II.10. Conclusion.....	40

CHAPITRE III : Commande vectorielle de la MSAP par logique flou

III.1. Introduction	42
III.2. Les différents domaines d'applications	43
III.3. Principe et définition	43
III.4. Sous-ensembles flous	43
III.5. Représentation d'un sous ensemble flou.....	44
III.6. Opérations sur les sous-ensembles flous.....	44
III.7. Variable linguistique	44
III. 8. Opérateurs et normes.....	46
III.8.1. Opérateur ET	46
III.8.2. Opérateur OU	46

III.8.3. Opérateur NON	46
III.9. Structure d'un régulateur flou.....	47
III.9.1. Introduction	47
III.9.2. Méthodologie De Réglage Par La Logique Floue	47
III.9.3. Réglage Et Commande Par La Logique Floue.....	48
III.9.4. Structure D'une Commande Floue	48
III.10. Configuration Interne D'un Régulateur à Logique Floue.....	49
III.10.1. Fuzzification.....	49
III.10.2. Inférence.....	50
III.10.3. Defuzzification.....	55
III.11. Conception des Régulateurs Flous de Vitesse	49
III.11.1. Régulateur Flou de Vitesse	49
III.12. Simulations du comportement du MSAP commandée par logique floue.....	56
III.13. Conclusion	59
III.14. Conclusion générale.....	60
Annexe.....	
Bibliographie.....	

LISTE DES FIGURES

Figure 1-1 : Rotors de machines synchrones à aimants permanents.

Figure 1-2 : Principe de la concentration de flux.

Figure I-3: Principe de la Commande à MLI.

Figure I-4: Schémas de Principe de la Commande à Hystérésis.

Figure I-5 : Machine Équivalente au Sens de Park.

Figure I-6: Schéma bloc de simulation d'une MSAP alimentée en tension.

Figure I -7 :Schéma Global de L'association MSAP- Convertisseur.

Figure I-8 : schéma bloc de redresseur de tension pont de Graëtz

Figure I-9 : Schéma du Filtre.

Figure I-10:schéma bloc de l'onduleur de tension.

Figure I-11: commutation de l'onduleur par un interrupteur à deux positions.

Figure I-12: MLI Triangulo-Sinusoidal $m=41$, $r=0.8$

Figure I-13 : Schéma bloc L'association Convertisseur-MSAP.

Figure I-14 : schéma bloc de l'association Convertisseur-MSAP

Figure 1-15 : Résultats de Simulation de la MSAP Alimentée par un Onduleur à vide

Figure I-16 : Résultats de Simulation de la MSAP Alimentée par un Onduleur avec Application d'un Couple de Charge.

Figure II-1 : Diagramme de phase de la MSAP dans le référentiel (d,q) lié au champ tournant.

Figure II-2: Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par l'orientation du flux.

Figure II-3: Principe de la commande vectorielle.

Figure II-4: Modèle de la MSAP quand i_d est nul.

Figure II-5: Description des couplages.

Figure II-6: Découplage par compensation.

Figure II-7: Commande découplée.

Figure II-8: Représentation de la commande par PI

Figure II-9: commande des courants en deux boucles indépendantes.

A partir des équations (II.11), (II.12) et (II.14), on peut écrire les fonctions de transfert suivantes.

Figure II-10: Boucle de régulation de vitesse.

Figure II-11: schéma bloc cv de la MSAP.

Figure II-12: Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide pour une consigne de 100rd/s.

FigureII-13:Résultats de simulation lors d'un démarrage en charge à $t=0.5$ pour une Consigne de vitesse de 100rd/s.

Figure II-14 :Résultats de simulation lors d'un démarrage en charge à $t=0.5$ s pour une consigne de vitesse de 100rd/s avec l'inversion de la consigne -100rd/s à $t=1.5$ s.

FigureIII15:Résultatsdesimulationlorsd'undémarrageenchargeà $t=0.5$ pour une consigne de vitesse de 100rd/s avec l'inversion de la consigne 200rd/s en mode défluxé.

Figure III-1 : les fonctions d'appartenance.

Figure III-2: Exemple d'ensembles considérés en logique booléenne.

Figure III-3: Exemple d'ensembles considérés en logique floue.

Figure III-4: Schéma synoptique d'un régulateur flou de vitesse.

Figure III-5: Schéma synoptique générale d'un contrôleur floue.

Figure III-6: Structure du régulateur floue.

Figure III-7: Configuration d'un régulateur par la logique floue.

Tableau III-1:Table d'inférence.

Figure III-8:Exemple d'inférence Max-Min.

Figure III-9:Exemple d'inférence Max-Produit.

Figure III-10:Defuzzification par valeur maximum.

Figure III-11:Schéma de Principe d'un Contrôleur Flou de Type PD

Figure III-12: Fonction D'appartenance des Variable D'entrées

Figure III-13: Fonction D'appartenance de la Variable de Sortie

figure III.14:schema bloc de commande vectorielle par logique floue de MSAP.

figure III-15:resultat de simulation à vide.

figure III-16:resultat de simulation en charge $C_r=5$ N.m a $t= 0.5$ s.

figure III-17:resultat de simulation mode du fluxe en charge $C_r=5$ N.m a $t= 0.5$ s.

figure III-18:resultat de simulation inversion de la vitesse -100rad/s a $t= 0.5$ s.

Table III-2 :Table de règles.

MSAP	Machine (moteur) synchrone à aimants permanents.
d-q	Axes longitudinal et transversal (transformation de Park).
ω_r	Vitesse mécanique du rotor.
ω_s	Pulsation des tensions statoriques.
Ω	Vitesse mécanique de rotation.
θ	Caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.
F _{mm}	Force magnétomotrice.
V _a , V _b , V _c	Tensions de phases statoriques.
i _a , i _b , i _c	Courants de phases statoriques.
$\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$	Les flux produits par les phases statorique respectivement a, b, c.
R _s	Résistance d'une phase statorique
L _s	Inductance propre d'une phase statorique.
M _s	Mutuelle inductance entre phase du stator.
L _{sc}	Inductance cyclique d'un enroulement statorique.
F _c	Coefficient de frottement.
C _{em}	Couple électromagnétique.
C _r	Couple résistant.
P	Nombre de paires de pôles
J	Moment d'inertie.
[T _θ]	Matrice de transformation de Park.
u _d , u _q	Tension statoriques d'axe direct et en quadrature.
i _d , i _q	Courants statoriques d'axe direct et en quadrature.
φ_f	Flux crée par les aimants au rotor.
L _d	Inductance dans l'axe Longitudinal.
L _q	Inductance dans l'axe transversal.
MLI	Modulation de largeur d'impulsion.
K _p , K _i	Coefficients des régulateurs PI.
S	L'opération de Laplace.

INTRODUCTION GENERALE

Ces dernières années le moteur synchrone à aimants permanents est devenu le moteur le plus utilisé dans beaucoup de domaines industriels, Grâce aux progrès de l'électronique de puissance et l'informatique, le moteur synchrone à aimants permanents a pu s'imposer dans les systèmes d'entraînement. Les Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) sont de plus en plus utilisées dans l'industrie parce qu'ils offrent beaucoup d'avantages par rapport aux autres types de machines à courant continu ou alternatif avec un couple massique élevé, un excellent rendement, une maintenance réduite, un faible moment d'inertie et une grande capacité de surcharge sur toute la plage de vitesse. C'est ainsi que les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) ont apparu et sont de plus en plus utilisés de nos jours dans plusieurs applications industrielles tel que les équipements domestiques (machine à laver), les équipements de technologie de l'information (DVD drives), Les équipements de soins médicaux et de santé, la propulsion des sous-marins et des véhicules électriques ainsi que les machines-outils et les applications de l'énergie de l'éolienne.

Dans des applications à vitesse variable qui nécessitent des réponses précises malgré différents types de perturbations et incertitudes paramétriques, les contrôleurs linéaires classiques comme les PI et PID sont difficiles à régler face à un problème de type non linéaire et ont des performances qui peuvent être améliorées par des techniques de commande non linéaire. Les dernières années ont connu des progrès rapides de la commande des systèmes non linéaires. En particulier plusieurs techniques de linéarisation exacte par changement de coordonnées et bouclage ont été appliquées pour la commande des machines synchrones. Ces techniques nécessitent la bonne connaissance des paramètres des systèmes, ce qui n'est pas en général le cas pour les machines électriques.

Il existe de nombreux principes de commande des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) parmi lesquelles la méthode du flux orienté (ou pilotage vectoriel).

La commande vectorielle proposée par Hasse en 1969 et Blaschke en 1972 permet aux entraînements à courant alternatif d'avoir une dynamique proche de celui des entraînements à courant continu. La commande est en général un contrôle découplé du couple et du flux de la machine. Par conséquent la dynamique de couple peut être très rapide. Depuis, cette méthode est à l'origine de

plusieurs réalisations industrielles dans les différents domaines comme la robotique, les machines outils, la traction électrique.

Les régulateurs conventionnels type PI et retour d'états largement utilisés dans ces structures de commande, sont insuffisants pour répondre aux performances exigées. Ils sont sujets à une détérioration des performances en présence des perturbations de charge et des variations paramétriques. Pour pallier ces dégradations, l'utilisation des commandes modernes et intelligentes est plus que nécessaire. Un certain nombre de ces commandes ont été déjà appliquées à la machine synchrone à aimants permanents telles que la commande floue la commande adaptative, les réseaux de neurones.[2-3]

Aujourd'hui, de nouvelles techniques de commande plus compétitives, plus aptes à surmonter les non linéarités des systèmes et plus adaptées à la résolution des problèmes de robustesse sont proposées à la recherche. En particulier, la logique floue (Fuzzylogic) constitue une autre alternative intéressant.

Plusieurs avantages lui, sont reconnus : le raisonnement proche du raisonnement naturel de l'opérateur, la dispense d'une modélisation, la maîtrise des systèmes à réguler avec un comportement non linéaire, l'obtention fréquente de meilleurs prestations dynamiques et ses qualités intrinsèques de robustesse.[1]

Ce travail est réparti en trois chapitres :

Le premier chapitre : présente les différents types des moteurs synchrones, les avantages des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) et leurs domaines d'application ainsi les différentes approches utilisées dans la commande. Ce chapitre présentera la modélisation d'une MSAP en vue de sa commande et de sa simulation.

Le deuxième chapitre: est consacré à la commande vectorielle, c'est une méthode qui se ramène à une structure de commande linéaire par l'hypothèse d'orientation du flux, permettant un découplage entre les variables de commande, reste la plus utilisée vue les performances dynamiques élevées qu'elle offre pour une large gamme d'applications. Dans le souci d'améliorer les performances dynamiques du réglage en vitesse de la MSAP.

Enfin, dans la dernière partie de ce travail, nous abordons l'utilisation de la logique floue dans la commande des machines électriques. Après un aperçu sur la théorie de la logique floue, nous proposons un algorithme de commande permettant un contrôle la vitesse et la position (valeurs de cosignes, inversion du sens de rotation, perturbations externes).

CHAPITRE I

Modélisation et Simulation de la MSAP

CHAPITRE I: Modélisation et Simulation de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

I.1 Introduction

Pendant les années récentes, le moteur à courant continu est remplacé par le moteur synchrone à aimants permanents dans le milieu industriel. Cependant la présence du système balais collecteur a toujours posé des grands problèmes qui limitent de plus en plus son utilisation. Toutefois, la fragilité du système balais-collecteur a été un inconvénient de la M.C.C, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. C'est pour cette raison qu'on ait orientée à utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin d'écartier cet inconvénient. Le moteur à aimants permanents reste le bon choix dû à leurs excellentes caractéristiques dynamiques, à ses faibles pertes ainsi qu'à son important couple massique, qui le rend mieux adapté aux applications industrielles et donc faciliter les commandes en position ou en vitesse .[2], [3].

Dans ce chapitre, nous présentons la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices afin d'obtenir un modèle simple et fiable pour la simulation numérique.

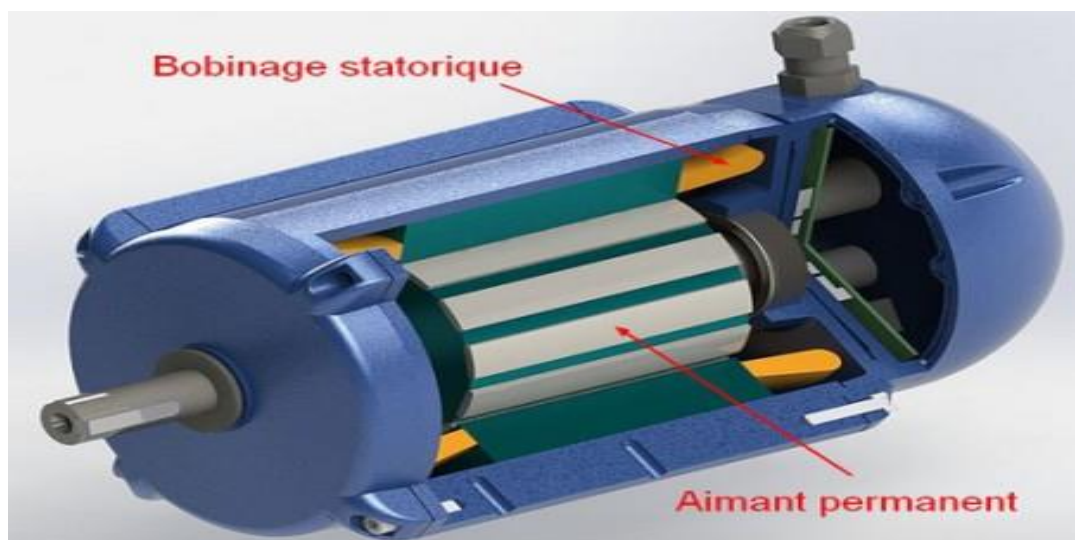


Figure. 1.1 –machines synchrones à aimants permanents

I.2 Présentation du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP)

I.2.1 Principe de fonctionnement de la MSAP

Toute machine électrique dans laquelle la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant est appelé machine synchrone. Pour l'obtention d'un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique doit être généré

soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. Cela dit, qu'en mode permanent la position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ceci impose une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique.

- ❖ Le stator : ou l'induit est la partie fixe de la machine, il se compose de trois enroulements parcourus par des courants alternatifs décalés de 120° dans l'espace et dans le temps, logés dans les encoches du circuit magnétique fixe.
- ❖ Le rotor : ou inducteur est la partie mobile de la machine se compose d'aimants permanents. Ce dernier présente l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation.

Cependant, on ne peut pas contrôler l'amplitude du flux rotorique .

Il existe deux types de rotor, ayant pour rôle de générer le champ d'induction rotorique. Les rotors à pôles lisses et les rotors à pôles saillants.[3], [4].

I.2.2 Catégories de la MSAP

Les machines synchrones à aimants permanents sont nombreuses et variées suivant la forme et la nature du rotor (figure 1.1); mais le stator est semblable à celui de toutes les machines à courant alternatif :

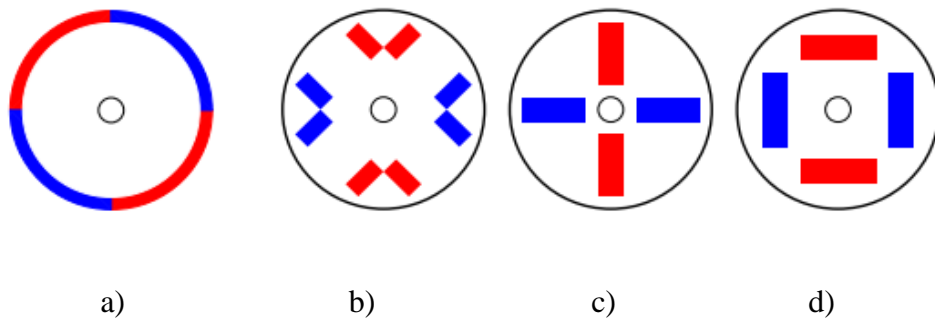


Figure 1-1 :Rotors de machines synchrones à aimants permanents.

La figure 1.1a représente une machine à aimants en surface, le couple total dans cette machine est égal, à un instant donné, à la somme d'un couple hybride et d'un couple de détente. Le couple réactif est nul, le rotor ne présentant aucune saillance ni variation de réactance quand il tourne, cette machine est dite à pôles lisses.

Les figures 1.1b et 1. 1c représentent des machines à aimants enterrés. Le couple total est égal, à un instant donné, à la somme d'un couple hybride, d'un couple de détente et d'un couple réactif.

Pour la machine de la figure 1.1b, les aimants sont juste insérés en surface, alors que pour la machine de la figure 1.1c et 1.1d, les aimants sont complètement enterrés dans le rotor. Ces machines sont dites à pôles saillants.

La figure 1.1d montre une machine dite à concentration de flux, et le couple total est conforme, à la relation (1.1).

Le principe de concentration de flux est schématisé Sur la figure 1.2 Les aimants sont à aimantation radiale, la somme des surfaces vis à vis des aimants ($2.S_1$), qui créent le flux d'un pôle, est supérieure à la surface du pôle (S_2). [3], [4], [5], [6].

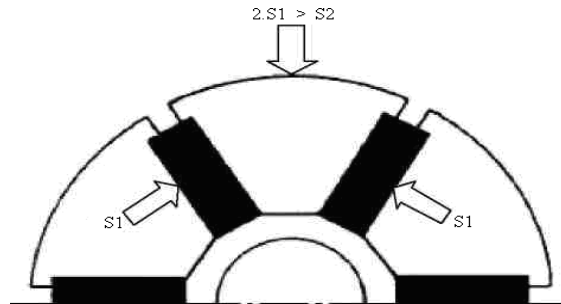


Figure 1-2 :Principe de la concentration deflux.

Le flux traversant la surface S_2 est la somme des flux traversant les deux aimants (les deux surfaces S_1). La surface S_2 étant inférieure à $2.S_1$, l'induction dans l'entrefer, vis à vis de la surface S_2 , est supérieure à celle dans les aimants, il y a donc concentration.

Le couple instantané dans n'importe quelle machine est la somme de trois couples élémentaires:

Couple Total=Couple Réductant+Couple Hybride+Couple de Détente

*) Le couple réductant est lié à la variation de la réluctance du circuit magnétique, vue par le flux statorique, en fonction de la position du rotor.

*) Le couple hybride résulte de l'interaction du flux statorique avec le flux rotorique.

*) Le couple de détente est dû à la variation de la réluctance du circuit magnétique, vue par le flux rotorique, en fonction de la position du rotor ; il possède une valeur moyenne nulle, mais il présente des ondulations de couple gênantes

I.2.3 Avantages et Inconvénients de la MSAP

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines :[7][8][9][10][11][12]

Puissances massiques 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) .

Comme inconvénients de la MSAP on cite :

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

I.2.4 Les domaines d'application de MSAP

On présente des exemples d'application des MSAP utilisées dans différentes plages de puissance.[7]

1-Applications aux petites puissances ($P < 600W$) :

- *-Micro Ventilateur
- *-Disque Dur
- *-Programmateurs mécaniques

2-Applications aux moyennes puissances ($500W < P < 100kW$) :

- *-Vélo à assistance
- *-Voiture électrique (Toyota Prius)
- *-Machine outil
- *-Robot industrie

3- Applications aux fortes puissances ($> 100KW$) :

- *-Traction ferroviaire
- *-Propulsion navale

I.2.5- Différents Modes D'alimentation des MSAP[13].

D'une manière générale, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP), alimentées par des onduleurs de tension régulés en courant, fonctionnent en mode sinusoïdal ou rectangulaire .Le choix d'un mode d'alimentation repose sur des critères techniques et économique, des critères de performances et de sûreté de fonctionnement .Afin d'évaluer ces deux modes d'alimentation ,nous allons voir, dans ce paragraphe, les différentes structures de commande utilisant ces deux technique leurs avantages, leurs inconvénients, ainsi que l'état de l'art dans ce domaine.

➤ Alimentation par un Commutateur de Courant:

Dans le cas d'une alimentation en courant, la commutation peut être (le courant doit

alors être en avance sur la tension. Pour faciliter ce mode de fonctionnement, la machine doit être surexcitée). En même temps, la commutation peut être aussi forcée. Par exemple, au démarrage, les f.e.m. ne sont pas suffisantes pour permettre l'extinction des thyristors. L'alimentation de la machine doit être adaptée aux caractéristiques de celle-ci. Ainsi, il sera préféré une alimentation en créneaux de courant dans le cas d'une machine qui, lorsque deux de ses phases sont alimentées en série par un courant constant, possède une courbe de couple électromagnétique $C_e(\theta_m)$ de forme trapézoïdale (moteur synchrone à aimants sans pièces polaires) Cette alimentation minimise les ondulations de couple (la superposition des courbes de $C_e(\theta_m)$ lors des différentes séquences de fonctionnement donne une courbe de couple pratiquement constant).

➤ Alimentation par un Onduleur de Tension:

La commande d'un moteur synchrone peut se faire aussi à partir d'un convertisseur statique alimenté par une source de tension continue constante. Les onduleurs de tension permettent d'imposer aux enroulements statorique de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglables en agissant sur la commande des interrupteurs du convertisseur statique (GTO, transistors bipolaire, MOSFET, IGBT, etc.). Dans les années 90, le transistor IGBT a complètement relancé la construction des onduleurs nécessaires à l'alimentation des moteurs à courant alternatif asynchrones et synchrones. Facile à commander, sa grille étant assimilable à un circuit de charge d'un condensateur, il présente les principaux avantages d'un transistor bipolaire, et il se prête aussi particulièrement bien à la mise en parallèle. Pour réaliser un onduleur triphasé classique alimenté par une source de tension continue (munie d'un filtrage capacitif), et dont le récepteur est une charge alternative qui se comporte comme une source de courant (le stator d'une machine à courant alternatif est inductif), on a besoin de 6 interrupteurs bidirectionnels en courant. Il faut aussi disposer donc de diodes rapides et performantes, montées en parallèle inverse avec les transistors IGBT. Cette configuration permet d'imposer aux moteurs des courants présentant une faible distorsion harmonique et conduit ainsi à l'élaboration des systèmes d'entraînements à base de moteurs à courant alternatif à hautes performances. Les techniques dites (Modulation de Largeur d'Impulsion, MLI) ou (Pulse Width Modulation, PWM, dans le jargon anglo-saxon) sont utilisées. Ces stratégies de commande des onduleurs s'appuient sur les performances en fréquence de découpage permises par les composants électroniques utilisés

I.2.6- Commande à MLI :

Cette technique consiste à imposer aux bornes de la machine des créneaux de tension de manière à ce que le fondamental de la tension soit le plus proche possible du signal de référence. Le principe de fonctionnement d'une telle commande est illustré par la (figure I-3).

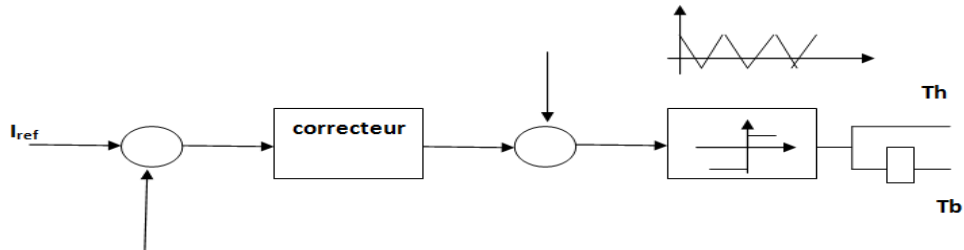


Figure I-3: Principe de la Commande à MLI

Les instants de commutation des interrupteurs sont déterminés par l'intersection du signal de référence (modulatrice) avec un signal triangulaire (porteuse) .[13],[14]

Pour mettre au point une commande MLI plusieurs techniques sont envisageables:

- MLI à Echantillonnage Naturel : Cette stratégie est la plus simple à mettre au point .Elle consiste à comparer directement la porteuse avec le signal de référence. Cependant, elle présente l'inconvénient de générer des impulsions dissymétriques par rapport à la valeur minimale de la porteuse ainsi qu'un fonctionnement à fréquence de commutation variable lors d'un fonctionnement en boucle fermée.
- MLI Symétrique : Le principe de fonctionnement de cette méthode est identique à celui de la MLI à échantillonnage naturel .La seule différence est que la modulatrice est constante sur une période de la porteuse, d'où un fonctionnement à fréquence constante.
- MLI Calculée : Cette méthode est fondée sur le principe de la MLI symétrique .Etant donné que la modulatrice est constant durant une période d'échantillonnage, un algorithme de calcul des rapports cycliques correspondant à chaque phase permet de déterminer les instants de commutation de chaque interrupteur .Cette technique est surtout utilisée dans les systèmes à commande numérique.
- MLI Optimisée : Le principe de cette technique consiste à prédéterminer les instants de commutation par un outil de traitement numérique .Cette opération est effectuée à partir de l'optimisation de certains critères tels que l'élimination d'harmoniques ,la minimisation du taux de distorsion harmonique, la minimisation de l'ondulation du courant,....

I.2.7- Commande à Hystérésis :

Cette technique consiste à imposer aux borne de la machine des créneaux de tension de telle sorte que les courants de phase de la machine soient maintenus autour de leurs références .Les instants de commutation des interrupteurs sont déterminés à partir de la comparaison instantanée des courants réels aux bandes encadrant les références (Figure I-4). Cette technique est caractérisée par sa rapidité ,sa robustesse ,sa simplicité de mise au point et elle offre une plage de variation de vitesse à couple constant plus étroite .Cependant ,elle est surtout caractérisée par une fréquence de modulation variable et une ondulation constante du courant .Dans le cas d'une commande sinusoïdale ,l'indépendance des trois boucles de régulation des courants conduit souvent à des pertes de contrôle durant les période de roue libre ,ce qui provoque un dépassement des limites fixées par la bande d'hystérésis .De plus, lors des changement de régime de marche, la modulation des courants a pour effet d'exciter tous les modes vibratoires de l'ensemble mécanique et d'engendrer un niveau de bruit élevé à basse vitesse.

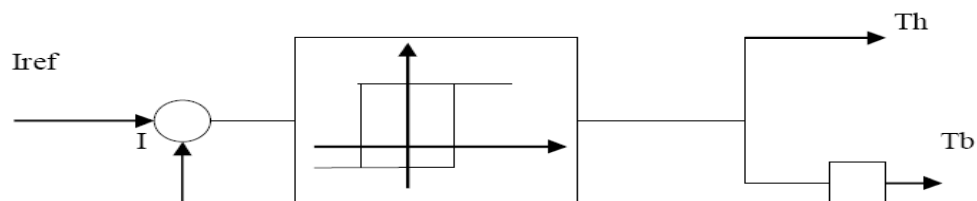


Figure I-4: Schémas de Principe de la Commande à Hystérésis

Afin d'améliorer les performances de cette commande, de nouvelles technique fondées sur le même concept ont été suggérées .les plus intéressantes sont les suivantes :

- Bande auto Adaptative : Cette méthode est fondée sur le calcul de la bande d'hystérésis avec laquelle la fréquence de commutation demeure constante .En tenant compte des paramètres de la machine ainsi que de sa vitesse de rotation, la largeur de bande est régulièrement réactualisée par un algorithme de calcul permettant de l'adapter à la fréquence désirée.
- Bande Sinusoïdale : Cette méthode n'est utilisable qu'avec l'alimentation sinusoïdale

.Elle consiste à générer une bande sinusoïdale au lieu d'une bande fixe .Cette technique est plus simple que la précédente ,la fréquence de commutation est variable ,mais la forme d'onde des courants de phase est meilleure que dans le cas où la bande est fixe.[13],[14]

I.3-Modélisation du moteur synchrone a aimant permanent:

L'étude de tout system physique nécessite une modélisation. Celle-ci nous permet de simuler le comportement de ce système face à différentes sollicitations et d'appréhender ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement. Les lois modernes de commande de plus en plus performantes permettent un meilleur contrôle des régimes transitoires tout en assurant, dans une grande plage de fonctionnement, un asservissement précis de la vitesse. Tous ces perfectionnements demandent une bonne connaissance de la machine et de son convertisseur, notamment en régime transitoire. Dans notre cas, nous en déduisons des lois de conception adaptées aux machines synchrones à aimants permanents.[4]

I.3.1- Hypothèses Simplificatrices

Les hypothèses simplificatrices usuelles adoptées dans la modélisation de la machine, données dans la majorité des références, sont:

- Les circuits magnétiques ne sont pas saturés, ce qui permet d'exprimer le flux comme fonction linéaire des courants.
- Les pertes par courants de Foucault et par hystérésis sont négligées.
- Les couplages capacitifs entre les enroulements ainsi que l'effet de peau sont négligés.
- La distribution de la force magnétomotrice créée par les enroulements au stator est sinusoïdale.
- Il n'existe pas d'enroulement amortisseur au rotor.

Le système de tension est équilibré (composante homopolaire nulle).[15]

I.3.2-Mise en Equations de la Machine

Le modèle mathématique du MSAP est similaire à celui de la machine synchrone classique en considérant les conditions simplificatrices citées précédemment.

Equationsélectriques:

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

$$\left\{ \begin{array}{l} V_a = Ri_a + \frac{d\phi_a}{dt} \\ V_b = Ri_b + \frac{d\phi_b}{dt} \\ V_c = Ri_c + \frac{d\phi_c}{dt} \end{array} \right. \text{(I.1)}$$

Avec :

R : Résistance d'un enroulement statorique

I_{abc} : Les courants des phases statorique a, b, c.

φ_{abc} : Les flux totaux à travers les bobines statorique.

V_{abc} : Les tensions des phases statoriques.

En vertu de l'hypothèse d'une répartition spatiale sinusoïdale de l'induction, les flux induits par les aimants dans les trois phases statoriques `a, b, c` sont donnés par :

$$\begin{cases} \varphi_{fa} = \varphi_{max} \cdot \cos(\theta) \\ \varphi_{fb} = \varphi_{max} \cdot \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \varphi_{fc} = \varphi_{max} \cdot \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.2)$$

Le flux produit dans chaque enroulement statorique est la somme de quatre termes.

Comme exemple, pour la phase `a`, le flux φ_a est la somme des termes :

$\varphi_{aa} = L_s \cdot i_a$: Flux propre de la phase `a` sur `a`.

$\varphi_{ba} = M_s \cdot i_b$: Flux mutuel de la phase `b` sur `a`.

$\varphi_{ca} = M_s \cdot i_c$: Flux mutuel de la phase `c` sur `a`.

φ_{fa} : Flux mutuel de l'aimant sur la phase `a`.

L'expression du flux total dans la phase `a` est donnée par :

$$\varphi_a = \varphi_{aa} + \varphi_{ba} + \varphi_{ca} + \varphi_{fa} = L_s i_a + M_s \cdot (i_b + i_c) + \varphi_{fa}$$

Du fait que la machine est équilibrée a neutre isolé, on a, ($i_a + i_b + i_c = 0$) d'où l'expression du flux dans la phase `a` se réduit alors à :

$$\varphi_a = (L_s - M_s) i_a + \varphi_{fa} = L_{sc} i_a + \varphi_{fa} \quad (I.3)$$

Avec :

$L_{sc} = (L_s - M_s)$: L'inductance cyclique d'un enroulement statorique.

L_s : L'inductance propre d'une phase statorique.

M_s : Mutuelle inductance entres phases du stator.

Par conséquent, les expressions des flux dans les autres phases se déduisent par :

$$\begin{cases} \varphi_b = L_{sc}i_b + \varphi_{fb} \\ \varphi_c = L_{sc}i_c + \varphi_{fc} \end{cases} \quad (I.4)$$

En remplaçant les expressions des flux dans le système des tensions. On obtient :

$$\begin{cases} V_a = R i_a + L_{sc} \cdot \frac{di_a}{dt} + \frac{d\varphi_{fa}}{dt} \\ V_b = R i_b + L_{sc} \cdot \frac{di_b}{dt} + \frac{d\varphi_{fb}}{dt} \\ V_c = R i_c + L_{sc} \cdot \frac{di_c}{dt} + \frac{d\varphi_{fc}}{dt} \end{cases} \quad (I.5)$$

1.3.2.2 Equations Mécanique:

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = (C_{em} - C_r - C_f) \quad (I.6)$$

$$C_f = f_c \omega_r$$

Avec :

$$\omega_r = \frac{\omega}{P} \quad : \text{Vitesse mécanique de rotation de la machine.}$$

C_r : Couple résistant.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_f : Couple de frottement.

J : Moment d'inertie

P : Nombre de paires de pôles.

ω : Vitesse électrique du rotor.

f_c : Coefficient de frottement.

On remarque que le système (I.5) engendre des équations fortement non linéaires et couplées. Pour simplifier ce problème, on utilise la dite transformation de Park qui, par une transformation appliquée aux variables réelles (tensions, courants et flux), permet d'obtenir des variables fictives appelées les composantes d-q ou les équations de Park. Du point de vue physique, cette transformation est interprétée

comme étant une substitution des enroulements immobiles (a, b, c) par des enroulements (d, q) tournant avec le rotor. Cette transformation ne facilite pas seulement les solutions des équations mais ainsi facilite l'application et la mise en œuvre de la commande et la conception du contrôleur relatif

I.3.3- Transformation de Park :

A l'aide de la transformation de Park, on passe des grandeurs statorique réelles (tensions, flux courant) à leurs composantes fictives appelés les composantes d-q

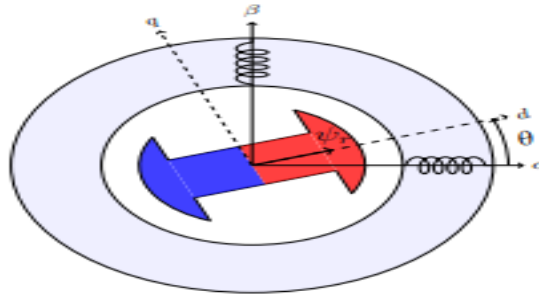


Figure I-5: Machine équivalente au Sens de Park

La transformation de Park est définie comme suit :

$$[X_{dq0}] = [T_{\theta}] \cdot [X_{abc}] \quad (I.7)$$

Où X représente le vecteur courant, tension ou flux et θ représente la position du rotor.

Les termes X_d, X_q représentent les composantes longitudinale et transversale des variables statoriques (tensions, courants, flux et inductances).

La matrice de transformation T_{θ} est donnée par:

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

Dont la matrice inverse est la suivante:

$$T_{\theta}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

Le moteur est supposé avec une connexion étoile qui forme un système équilibré ($i_a + i_b + i_c = 0$). Ainsi, la composante homopolaire désignée par la troisième ligne de la matrice (I.7) est nulle

I.3.4 Modèle de la Machine Synchrone à Aimants Permanents dans le Repère de Park :

Pour supprimer la non linéarité des équations du modèle précédentes, nous utilisons la transformation de Park qui consiste à remplacer les enroulements des phases (a, b, c) par deux enroulements (d, q) dont les axes magnétiques sont solidaires au rotor et tournant avec lui avec une vitesse (ω) comme le représente la figure(I-5).

I.3.4.1-Equations des Tentions :

En appliquant la transformation (I.7) au système (I.1), on aura:

$$[u_{dq}] = [T_\theta][u_{abc}] = [T_\theta][R][i_{abc}] + [T_\theta]\frac{d}{dt} \quad (I.10)$$

Ensuite, en se basant sur (I.9) et (I.5) on obtient :

$$[u_{dq}] = [T_\theta][R][T_\theta]^{-1}[i_{dq}] + [T_\theta][T_\theta]^{-1}\frac{d}{dt}[\varphi_{dq}] + [T_\theta]\left(\frac{d}{dt}[T_\theta]^{-1}\right)[\varphi_{dq}] \quad (I.11)$$

À l'aide de (I.11) on obtient les équations statoriques de la machine exprimées dans la référentiel de Park lié au rotor :

$$\begin{cases} u_d = R^* i_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \frac{d\theta}{dt} * \varphi_q \\ u_q = R^* i_q + \frac{d\varphi_q}{dt} - \frac{d\theta}{dt} * \varphi_d \end{cases} \quad (I.12)$$

I.3.4.2Equations des Flux:

D'après les équations (I.2), (I.7), (I.9), nous avons:

$$[\varphi_{dq}] = [T_\theta].[\varphi_{abc}] = [L].[i_{abc}] + \varphi_f \quad (I.13)$$

$$[\varphi_{dq}] = [T_\theta].[L][T_\theta]^{-1}[i_{dq}] + \varphi_f \quad (I.14)$$

D ou :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d * i_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q * i_q \end{cases} \quad (I.15)$$

L_d, L_q : Inductances d'axes directe et en quadrature. La machine étant supposée à pôleslisses, ce qui signifie que : $L_d = L_q$

En tenant compte des équations du flux, on peut écrire :

$$\begin{cases} u_d = R^* i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - P\omega_r * L_q i_q \\ u_q = R^* i_q + L_q \frac{di_q}{dt} - P\omega_r (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (I.16)$$

I.3.4.3 Expression du Couple Électromagnétique:

La connaissance du couple électromagnétique de la machine C_{em} est essentielle pour l'étude de la machine et sa commande.

La puissance électrique absorbée par la machine est exprimée par :

$$P_e = V_a^* i_a + V_b^* i_b + V_c^* i_c \quad (I.17)$$

Dans le référentiel de Park, cette puissance s'écrit :

$$p_e = \frac{3}{2} (u_d i_d + u_q i_q + 2u_0 i_0) \quad (I.18)$$

Pour un système équilibré on a : $u_0 = 0; i_0 = 0$.

$$p_e = \frac{3}{2} (u_d i_d + u_q i_q)$$

En remplaçant les courants et les tensions dans cette expression par leurs similaires dans le système (d,q), La puissance électrique absorbée par la machine dans le référentiel de Park devient :

$$P_e = \frac{3}{2} \left[P\omega_r \left((L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_f i_q \right) + R(i_d^2 - i_q^2) + \left(i_d L_d \frac{di_d}{dt} + i_q L_q \frac{di_q}{dt} \right) \right] \quad (I.19)$$

Cette puissance est composée de:

$$\text{Puissance perdue par effet joule : } P_j = R(i_d^2 + i_q^2)$$

$$\text{Puissance électromagnétique : } P_{em} = \frac{3}{2} \left[P\omega_r \left((L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_f i_q \right) \right]$$

$$\text{La variation d'énergie magnétique emmagasinée : } P_v = \left(i_d L_d \frac{di_d}{dt} + i_q L_q \frac{di_q}{dt} \right)$$

Le couple qu'est produit par l'interaction entre les pôles formés par les aimants au rotor et les pôles engendrés par les Fmms dans l'entrefer généré par les courants statoriques, Il est exprimé par : [2][16]

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

$$\rightarrow C_{em} \left[(L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_f i_q \right]$$

En développant le système d'équations (I.16) on peut déduire la forme finale des équations du MSAP dans le référentiel (d-q):

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} P \omega_r i_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L_q} i_q + \frac{L_d}{L_q} P \omega_r i_d - \frac{\varphi_f}{L_q} P \omega_r + \frac{1}{L_q} u_q \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3P}{2J} (\varphi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) - \frac{1}{J} C_r - \frac{f_c}{J} \omega_r \end{array} \right. \quad (I.21)$$

Ce système d'équations est plus simple que celui donné en (I-1) sauf qu'il est toujours non- linéaire. à noter que si le moteur est à entrefer constant (sans pièces polaires ($L_d=L_q$)), le modèle sera encore plus simple comme l'indique le système d'équations suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L_d} i_d + P \omega_r i_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L_q} i_q - P \omega_r i_d - \frac{\varphi_f}{L_q} P \omega_r + \frac{1}{L_q} u_q \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3P}{2J} \varphi_f i_q - \frac{1}{J} C_r - \frac{f_c}{J} \omega_r \end{array} \right. \quad (I.22)$$

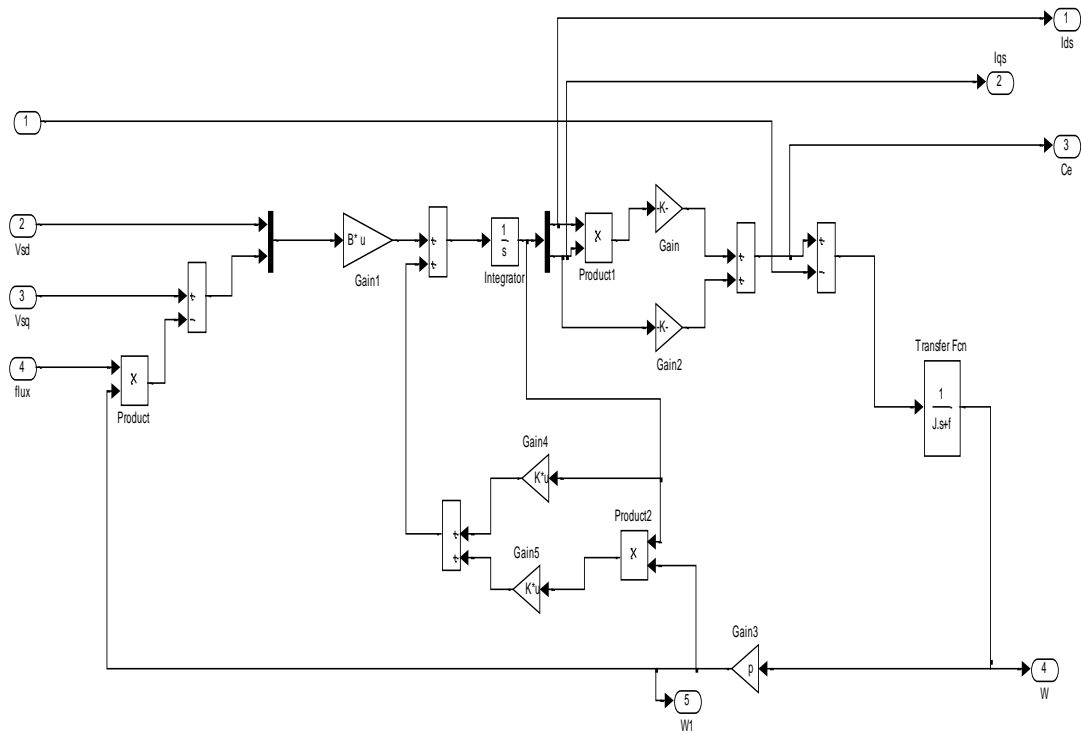
$$C_{em} = \frac{3P}{2} [\varphi_f i_q]$$

On pose : $K_m = \frac{3P}{2}$

I.3.4.4-Schéma fonctionnelle de la MSAP :

D'après les équations (I.22) on obtient le système d'équations suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} I_{ds} = \frac{1}{L_{ds}} (V_{ds} - R_s I_{ds} + \omega L_{qs} I_{qs}) \\ \frac{d}{dt} I_{qs} = \frac{1}{L_{qs}} (V_{qs} - R_s I_{qs} + \omega L_{ds} I_{ds} - \omega \varphi_f) \\ C_{em} = \frac{3}{2} p [(L_{ds} - L_{qs}) I_{ds} I_{qs} + \varphi_f I_{qs}] \\ C_{em} - C_r - f \omega = J \frac{d\omega}{dt} \end{array} \right. \quad (I.23)$$



FigureI-6:Schéma bloc de simulation d'une MSAP alimentée en tension

I.4-Modélisation du convertisseur statique:

Les avantages de l'association des machines synchrones à aimants permanents avec des convertisseurs statiques sont nombreux:

- Variation de l'amplitude de la tension d'alimentation de la machine.
- Variation de la vitesse de synchronisme par la variation de la fréquence du convertisseur.
- Autopilotage de la fréquence du convertisseur par le capteur de position.

Le réglage de la vitesse (ou de position) du rotor d'une machine synchrone se réalise logiquement par action sur la fréquence de la tension (ou le courant) statorique .Par conséquent, pour ce donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension à fréquence variable .Dans notre cas l'alimentation est un convertisseur constitué de trois étages, un redresseur connecté au réseau, un filtre qui permet de réduire les ondulations du courant et de la tension, et un onduleur de tension type modulation de largeur d'impulsion (M.L.I).

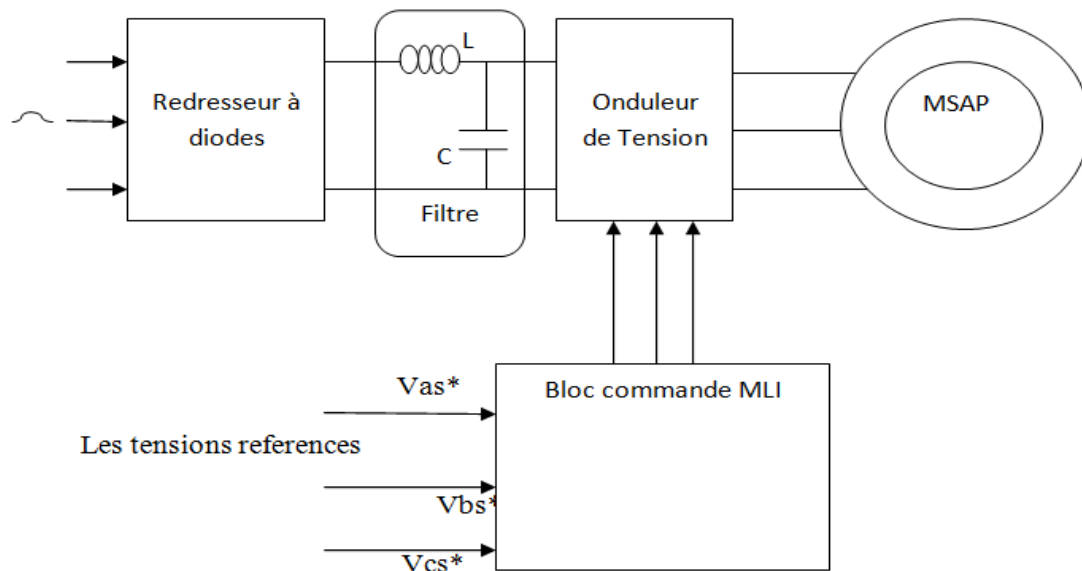


Figure. I .7 Schéma Global de L'association MSAP- Convertisseur

La M.L.I est une méthode qui présente deux avantages importants :

- Elle repousse vers les fréquences plus élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite le filtrage.
- Elle permet de faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie.

I.4.1 Modélisation du Redresseur:

Le redresseur est un pont de Graëtz à diodes, schématisé par Figure I-8.

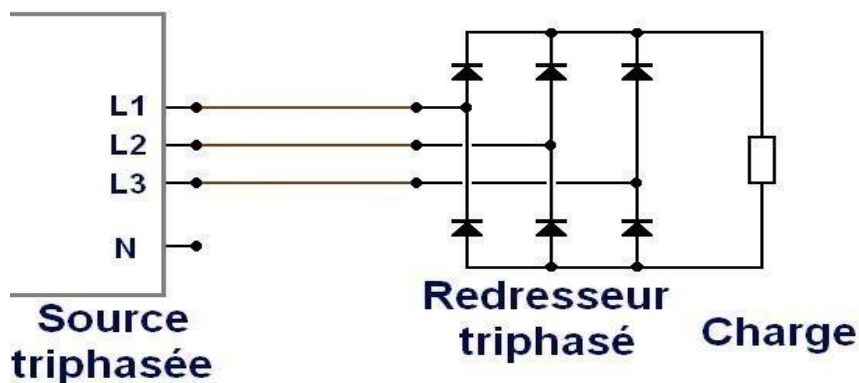


Figure I-8 : schéma bloc de redresseur de tension pont de Graëtz.

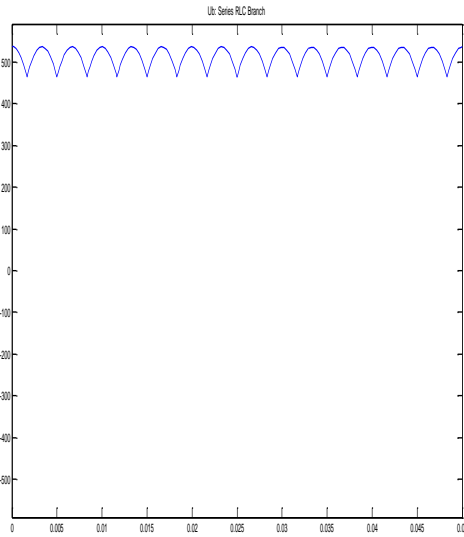
Etude de la tension redressée :

la tension redressée (u_d) est périodique, (T/P P : indice de pulsation), Cette tension

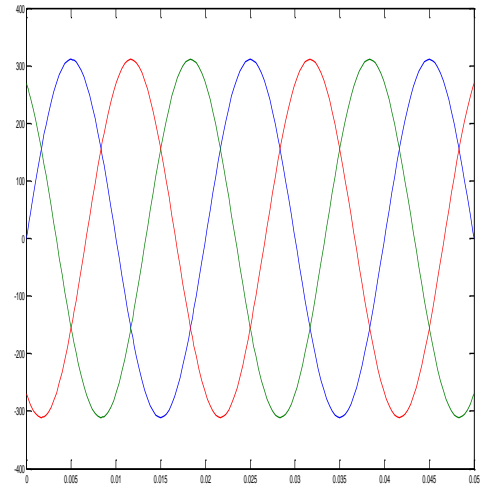
s'exprime par : $u_d = v_1 = V\sqrt{2}\sin(\omega t)$

avec : v est la valeur efficace des tension simple.

La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par : $U_{dmoy} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m$



u_d : tension redressée



V_1, V_2, V_3 : tension triphasé

I.4.2 Modélisation du Filtre :

On insère entre le redresseur et l'onduleur de tension un filtre passe bas (L C) pour éliminer les hautes fréquences. Le schéma représentatif est donné par Figure I.9

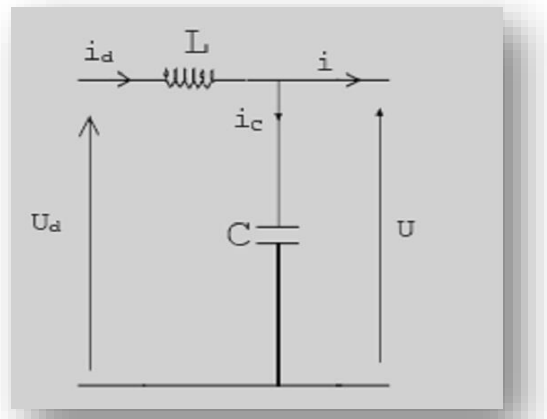


Figure I-9: Schéma du Filtre.

Les équations du filtre sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L}(u_d - u) \\ \frac{du}{dt} = \frac{1}{C}(i_d - i) \end{array} \right.$$

Le rôle de la capacité C est d'assurer le caractère de source de tension à l'entrée de l'onduleur, de fournir l'énergie réactive à la machine, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge. Le rôle de l'inductance L est de lisser le courant i_d .

Le filtre est du deuxième ordre dont la fréquence de coupure est :

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L.C}}$$

Le critère de minimisation des harmoniques de i_d et u conduit aux conditions suivantes sur le choix de L et C .

$$\omega_c \ll \omega \quad \rightarrow \quad \sqrt{L.C} \cdot \omega \gg 1$$

$$i \ll i_c \quad \rightarrow \quad C\omega \gg \frac{I}{U}$$

Avec :

I : La valeur moyenne du couranti

U : La valeur moyenne de la tensionu

ω : La pulsation de la tension

I.4.3Modélisation de L'onduleur:

Le schéma de principe de l'onduleur de tension triphasé monté en pont, alimentant le stator de la MSAP est donné par Figure I-10.

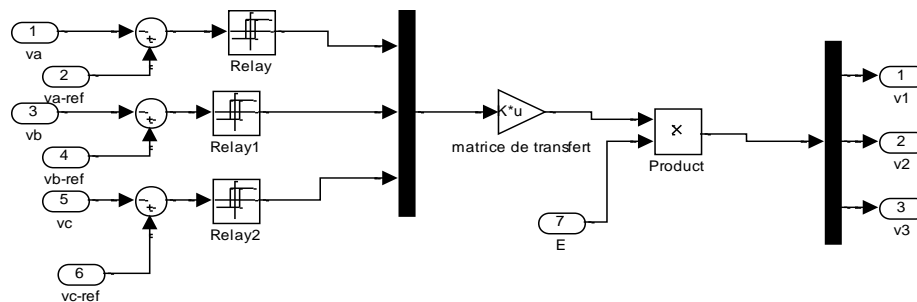


Figure I-10:schéma bloc de l'onduleur de tension.

Chacune des trois branches comporte deux interrupteurs permettant de connecter une phase de la machine aux deux pôles de la source de tension.

Les tensions de sortie aux bornes de l'onduleur ont pour expression :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_a - V_b \\ U_{bc} = V_b - V_c \\ U_{ca} = V_c - V_a \end{cases}$$

Ce qui conduit à :

$$\begin{cases} V_a = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \\ V_b = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \quad (I.23) \\ V_c = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases}$$

La commutation des composants électriques est supposée instantanée (composants parfaits), d'autre part la commande des transistors est complémentaire, par conséquent nous pouvons remplacer chaque bras de l'onduleur par un

interrupteur à deux positions, comme l'indique Figure I-11.

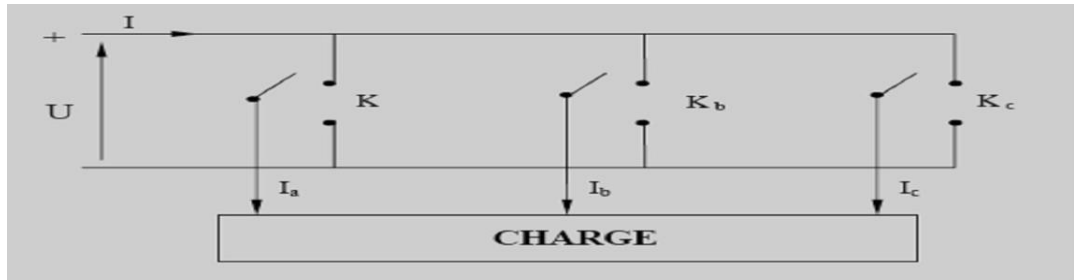


Figure I-11: commutation de l'onduleur par un interrupteur à deux positions.

On définit les fonctions logiques F_i ($i=1, 3$), représentent l'état logique des interrupteurs électriques (K_1, K_2, K_3) dont la commutation est supposée instantanée :

$$F_i = \begin{cases} 1 & \text{si } K_i \text{ fermé et } K_i \text{ ouvert} \\ -1 & \text{si } K_i \text{ ouvert et } K_i \text{ fermé} \end{cases} \quad i = a, b, c$$

Un certain nombre de remarques s'imposent dès à présent :

- Parmi les 4 possibilités d'allumage des semi-conducteurs d'une branche, deux sont interdites:
 - ✓ L'allumage simultané, parce qu'il conduit au court-circuit de la source de tension et donc à la destruction des semi-conducteurs de la branche si une protection efficace n'entre pas en action.
 - ✓ L'extinction simultanée, parce que la tension sur cette phase de la machine n'est alors plus imposée par l'onduleur, ce que l'on rejette par principe.
- Chaque semi-conducteur doit être muni d'une diode antiparallèle ; en effet lorsqu'on permute l'état de conduction des semi-conducteurs d'une branche, la tension de phase s'inverse, mais pas le courant puisque la machine est inductive ; c'est alors la diode antiparallèle du semi-conducteur qui vient de s'éteindre qui véhiculera le courant tant que celui-ci ne sera pas inversé.

La variation de f_{est} est facile à obtenir puisqu'elle résulte directement de la variation de la fréquence de commutation des semi-conducteurs.[14]

En tenant compte des définitions et remarques précédentes on déduit les relations suivantes :

$$\begin{pmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{pmatrix} = \frac{U}{6} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{pmatrix} \quad (I.24)$$

Le courant à l'entrée de l'onduleur est :

$$i = F_a i_{as} + F_b i_{bs} + F_c i_{cs} \quad (I.25)$$

Il reste à déterminer les fonctions F_i , celles-ci dépendent de la stratégie de commande de l'onduleur.

I.4.4. Modélisation du Modulateur M.L.I:

L'alimentation des machines électriques à courant alternatif par onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion M.L.I, constitue un grand intérêt pour la commande de ces machines. Elle permet de repousser les fréquences élevées des harmoniques de la tension de sortie. Dans cette méthode, les instants de commutation ainsi que la largeur d'impulsion sont déterminés par la comparaison entre les tensions des références, qui correspondent aux tensions de sortie recherchées de fréquence, et une onde triangulaire nommée porteuse de fréquence f_p élevée par rapport à la fréquence f (figure I-12).

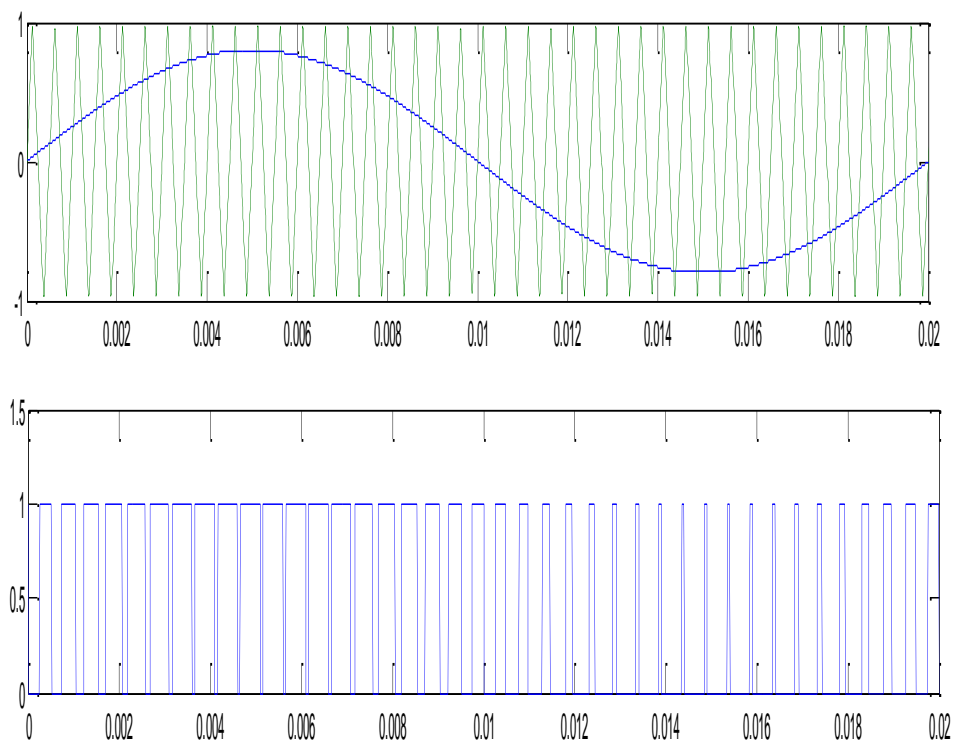


Figure I-12:MLI Triangulo-Sinusoidal $m=41$, $r=0.8$

Pour commander chaque bras, nous comparons le signal de référence (modulante) à un signal triangulaire (porteuse) de fréquence élevée.[3]

Les signaux de référence sont définie par :

$$V_{ref} = r \sin\left(2\pi ft - 2(j - 1)\frac{\pi}{3}\right) \quad j = 1,2,3 \quad (I. 26)$$

On définit :

$r = \frac{V_m}{U}$: Coefficient de réglage en tension qui représente le rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation.

$m = \frac{f_p}{f}$: Rapport de la fréquence de la porteuse sur celle de référence (indexation de modulation).

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

$$V_p = \begin{cases} \frac{4t}{T_p} - (4n + 1) & \text{si } t \in (nT_p, \frac{n+1}{2}T_p) \\ -\frac{4t}{T_p} + (4n + 3) & \text{si } t \in (\frac{n+1}{2}T_p, (n+1)T_p) \end{cases} \quad (I. 27)$$

Ou : $T_p = \frac{1}{f_p}$

I.5- SIMULATION DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR – MSAP :

L'association convertisseur statique-MSAP est représentée par la figure suivante :

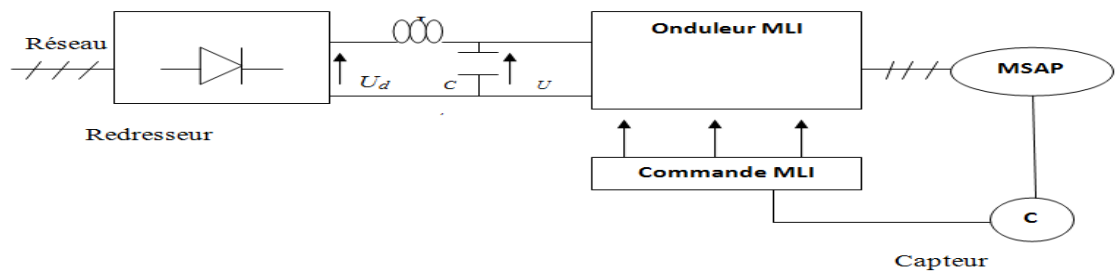


Figure I-13 :L'association Convertisseur-MSAP

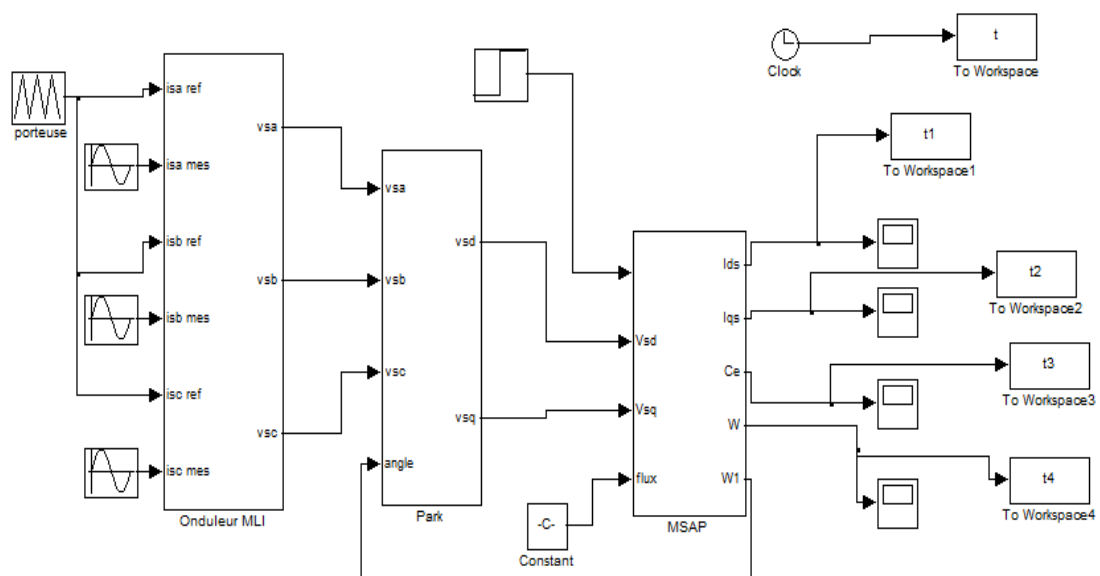


Figure I-14 :schéma bloc de l'association Convertisseur-MSAP

1.5.1. Résultats de simulation :

Les figures (I.13) ,(I.14) sont les Résultats de simulation de la *MSAP* alimentée par un réseau triphasé équilibré et alimentée par un onduleur .

Ces résultats, montrent une ressemblance dans l'allure pour les deux alimentations, sauf que la présence de l'onduleur engendre des ondulations

La figure (1.12) illustre les résultats de la simulation de la *MSAP*, en première étape pour un démarrage à vide. En deuxième étape on applique un couple résistant de 5 N.m à l'instant $t = 0.5s$.

*- Pendant le régime transitoire, la vitesse est fortement pulsatoire, présentant au premier instant de démarrage des battements importants, et atteint sa valeur nominale de 105rad/sec. La contre réaction des masses tournantes tendant à ramener le moteur aurepos fait apparaitre des valeurs de vitesse négative très faible et de courte durée,

*- L'allure de la courbe du couple présente au démarrage des battements importants dans un intervalle de temps court, puis se stabilise à zéro puisque la machine est à vide,

*- Pour les courants i_d et i_q au début de démarrage on voit des pics de courant assez important, ensuite ils se stabilisent à leurs valeurs nominales après un temps assez court,

*- A $t = 0.5s$, on applique une charge de $C_r = 5Nm$, on remarque que les caractéristiques suivent cette variation puis se stabilisent au régime permanent.

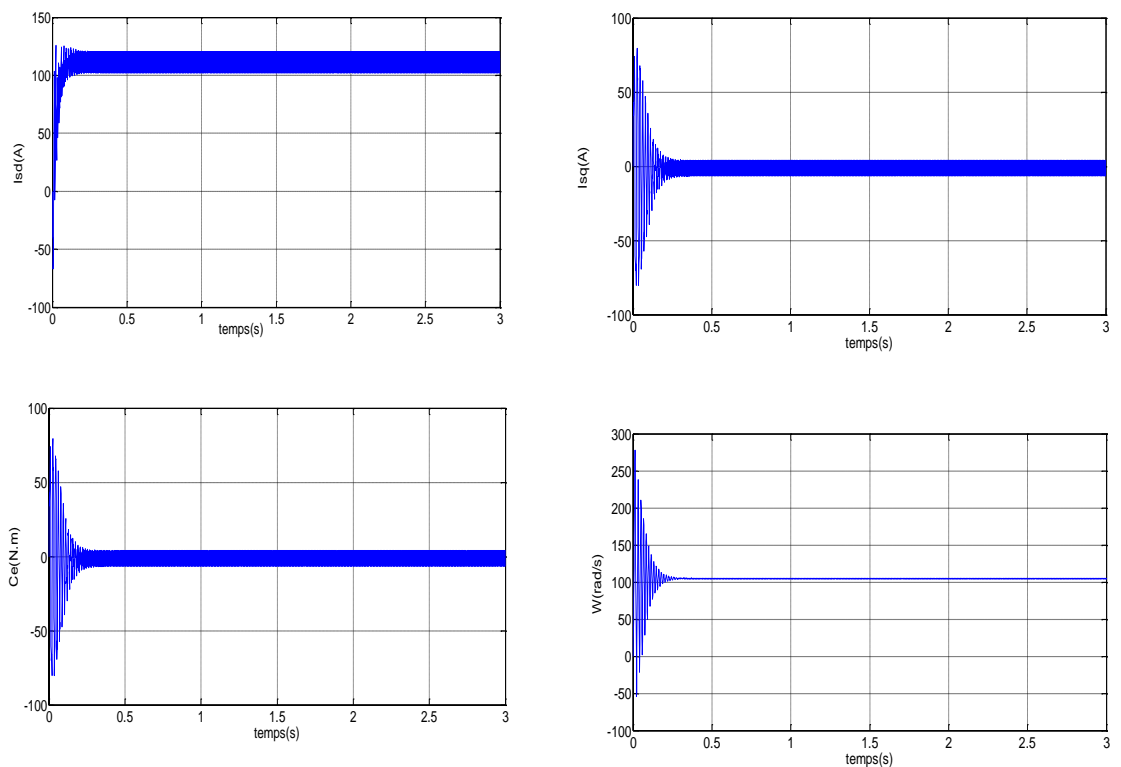


Figure 1-15 :Résultats de Simulation de la *MSAP* Alimentée par un Onduleur à

Vide

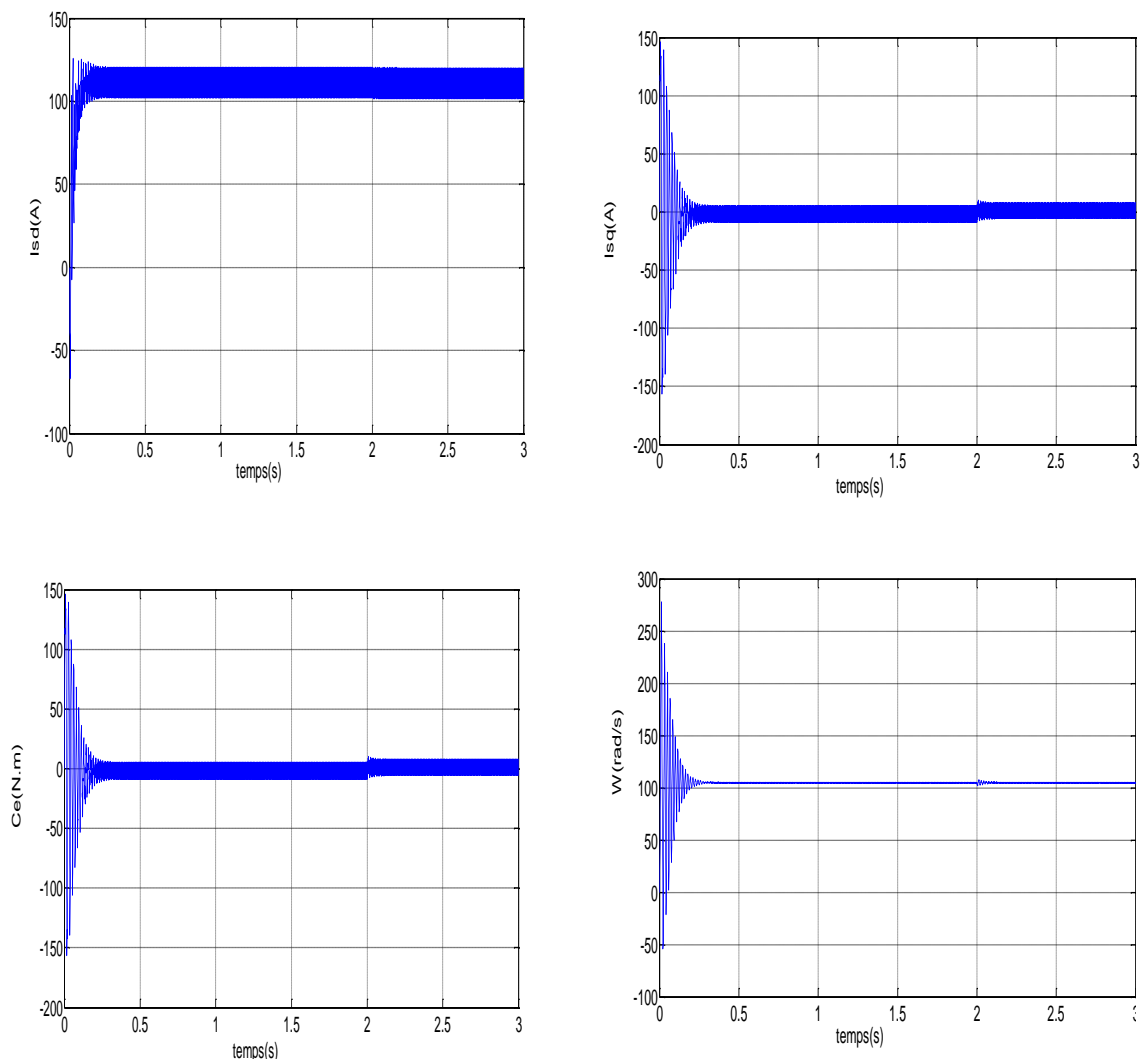


Figure1-16 :Résultats de Simulation de la MSAP Alimentée par un Onduleur avec Application d'un Couple de Charge

I.6- Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté la machine synchrone à aimants permanents et les avantages qu'elles ont par rapport aux autres types ; machine à courant continu et à courant alternatifs à savoir ; Une excitation constante, une faible inertie, et une commande souple et simplifiée. Ces machines, ont fait l'objet de plusieurs travaux récents.

Ensuite, nous avons modélisé la machine synchrone à aimants permanents en utilisant le modèle de Park, modèle devient plus simple et les non linéarités sont réduites. Nous avons modélisé par la suite le convertisseur statique. En dernière partie, nous avons simulé le modèle de la MSAP alimenté par le convertisseur statique.

chapitre II

Commande vectorielle de la MSAP



II.1 introduction :

Par le découplage entre la production du couple électromagnétique et la magnétisation en flux la machine à courant continu est parfaitement adaptée aux traitements à vitesse variable. En 1971, BLASCKE a proposé une méthode de commande par champ orienté qui permet d'assimiler le comportement de la machine synchrone à aimants permanents à une machine à courants continu à excitation séparée, où la force magnétomotrice de l'induit établie un angle de 90° avec l'axe du flux inducteur, et ceci, quelle que soit la vitesse de rotation [23].

Pour réaliser le contrôle, il est nécessaire d'orienter le flux en quadrature avec le courant générant le couple. Ainsi, nous obtenons un modèle découplés de la machine du flux et du couple électromagnétique sont de sorte que l'on puisse agir sur le couple sans influencer le flux, on obtient des performances considérables puisque le couple dépend uniquement du Courant i_q relatives à la réponse du système en régime dynamique semblable à celle des machines à courant continu.

II.2 Principe de la commande vectorielle

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

Physiquement, cette stratégie revient à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par le système d'excitation.

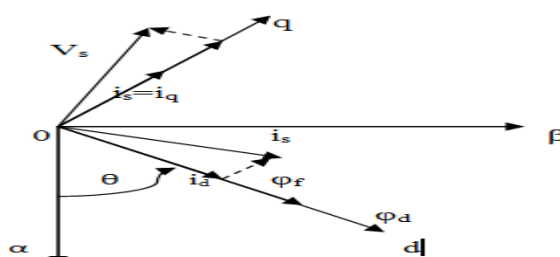


Figure II-1 : Diagramme de phase de la MSAP dans le référentiel (d,q) lié au champ tournant

La figure (II.1) montre que la position instantanée du rotor, et par conséquent le flux, rotorique est situé à un angle θ par rapport à l'axe α , du référentiel (α, β) liée au stator.

L'application de la commande vectorielle nécessite que l'axe de la composante i_q soit en quadrature par rapport au flux rotorique. Par conséquent, la composante i_d du courant statorique doit être colinéaire au flux rotorique. Si le courant i_d est dans la même direction que le flux rotorique, le flux statorique suivant l'axe 'd' s'ajoute au flux des aimants, ce qui donne une augmentation au flux d'entrefer (sur excitation). D'autre part, si le courant i_d est négatif, le flux statorique sera en opposition à celui du rotor, ce qui donne une diminution du flux d'entrefer (sous excitation). Le courant i_d doit être nul, lorsque le système travaille à couple constant [24]

$$i_d = 0 \longrightarrow i_q = i_s$$

donc :

$$\varphi_d = \varphi_{sf}$$

La forme du couple électromagnétique est donnée par:

$$C_e = \frac{3}{2} P \varphi_{sf} i_q \quad (\text{II.1})$$

Comme le flux est constant, le couple est directement proportionnel à i_q , d'où la représentation suivante:

$$C_e = K_t i_q \quad (\text{II.2})$$

Avec :

$$K_t = \frac{3}{2} P \varphi_{sf} \quad (\text{II.3})$$

Dans le cas de fonctionnement en survitesse, une stratégie de défluxage est appliquée, la consigne de courant i_d n'est plus égale à zéro et le couple est limité de manière à toujours respecter la relation suivante :

$$\sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq i_{max}$$

Où : i_{max} est le courant maximal.

Cette stratégie permet l'exploitation optimale des capacités magnétique de la machine c.à.d : Un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale, le flux obéit à la relation non linéaire suivante:

$$\Phi_{ref} = \Phi_{nom} \quad \text{si } |\Omega| \leq \Omega_{nom}$$

$$\Phi_{ref} = \frac{\Phi_{nom} \Omega_{nom}}{|\Omega|} \quad \text{si } |\Omega| \geq \Omega_{nom}$$

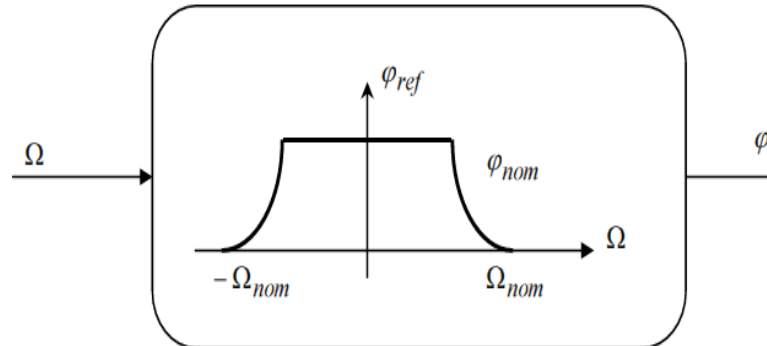


Figure II-2 : bloc de défluxage.

Avec :

Ω_{nom} : vitesse de rotation nominale .

Φ_{nom} : le flux rotorique nominale

Φ_{ref} : le flux rotorique de référence

II.3 Commande vectorielle de la (MSAP)

Il existe deux méthodes distinctes pour contrôler le courant :

- L'une ne nécessite pas la connaissance du modèle électrique de la machine et consiste à imposer directement les courants de phase dans une bande autour des courants de référence, c'est la méthode de contrôle par des régulateurs à hystérésis.
- L'autre méthode exige la connaissance du modèle de la machine et permet en fonction de l'erreur des courants de phase par rapport à leurs références de déterminer les références des tensions qui seront imposées aux bornes de la machine grâce à un onduleur de tension commandé en modulation de largeur d'impulsion (M.L.I)

II.4 Commande 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 (II.2) représente le schéma bloc d’une régulation de vitesse de la (MSAP) alimentée en tension et commandée par orientation du flux

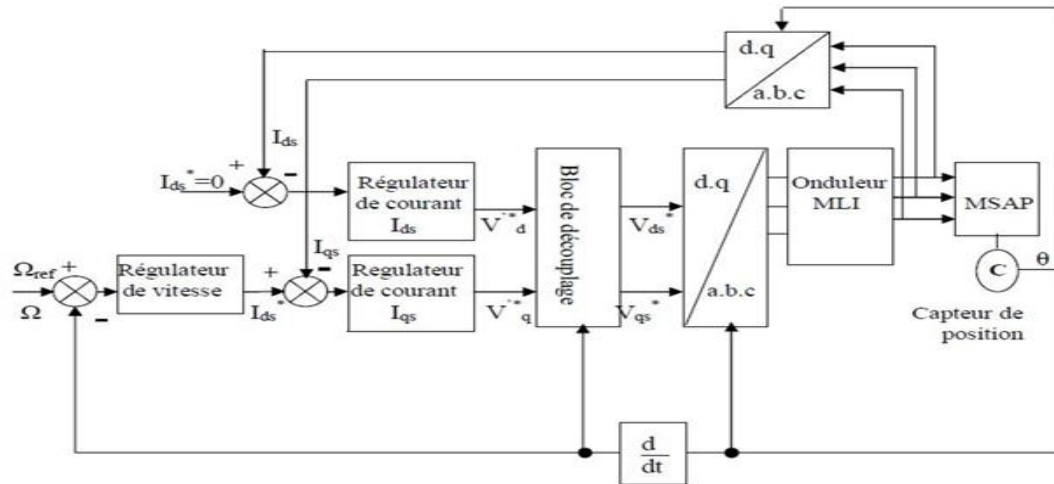


Figure II-3 : Schéma bloc d’une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par l’orientation du flux.

Les principaux constituants dans la commande vectorielle sont la boucle de régulation de vitesse, celle des courants i_{ds} et i_{qs} 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. Le système d’équation (I.17.22) introduit au chapitre précédent présente des non linéarités dues essentiellement à la présence des termes $\omega_i i_d, \omega_i i_q$ et i_d, i_q pour cette raison nous allons ajouter des termes de découplage afin de rendre les axes d et q complètement

indépendantes, 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.

II.5 Stratégie de la commande vectorielle de la MSAP :

Le modèle de la MSAP alimenté en tension est donné par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - L_q i_q \omega \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q - L_d i_d \omega + \varphi_{sf} \omega \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_q} (V_d - R_s i_d + L_q i_q \omega) \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q} (V_q - R_s i_q - L_d i_d \omega - \varphi_{sf} \omega) \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f \omega_r \quad (\text{II.6})$$

Avec : $\omega = P \cdot \omega_r$

$$C_{em} = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_{sf} i_q] \quad (\text{II.7})$$

Le modèle décrit par les équations précédentes montre que la MSAP est un système multi-variable, non linéaire et fortement couplé.

Le but principal de la commande vectorielle des machines à courants alternatifs est d'améliorer leurs comportements statiques et dynamiques grâce à une structure de contrôle similaire à celle d'une machine à courant continu.

La machine étudiée est de couple électromagnétique est maximal lorsque le courant statorique dans le référentiel de *Park* est maintenu calé sur l'axe *q* ($I_s = I_q$). Ceci revient à imposer la composante directe du courant nulle figure (II.4) qui a pour effet la diminution des pertes joule. Le système d'équations (II.4) devient :

$$\begin{cases} V_d = -L_q \omega i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \varphi_{sf} \omega \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Et le couple devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \cdot \varphi_{sf} \cdot i_q \quad (\text{II.9})$$

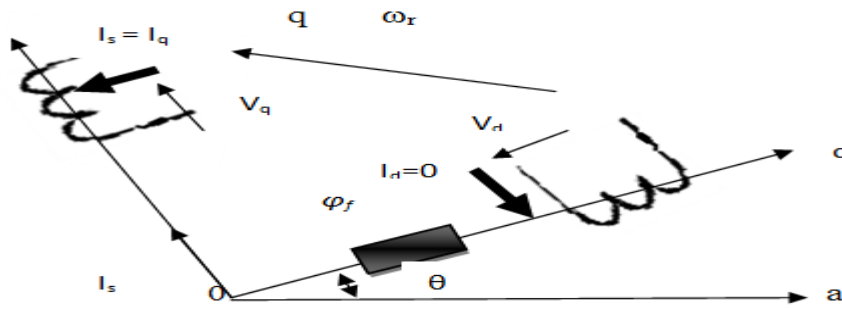


Figure II-4 : Principe de la commande vectorielle.

On remarque que cette stratégie permet d'éliminer le problème de couplage entre les axes «d» et «q». Le modèle (II.8), (II.9) et l'équation mécanique peuvent être représentées par le schéma fonctionnel figure(II.5) qui ressemble à celui de la machine à courant continu.

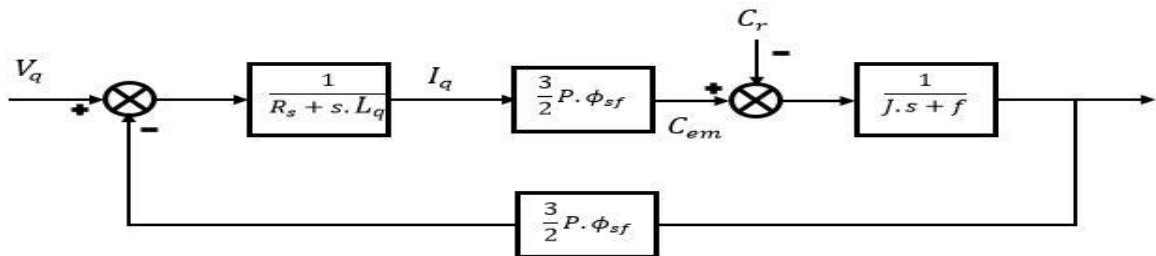


Figure II-5 : Modèle de la MSAP quand i_d est nul.

II.6 Découplage par compensation :

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 statoriques, il y a des termes de couplage entre les axes d et q . [25]

Les tensions suivant les axes (d, q) peuvent être écrites sous les formes suivantes :

$$\begin{cases} V_d = \left(R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \right) - \omega L_q i_q \\ V_q = \left(R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} \right) + \omega (L_q i_q + \phi_{sf}) \end{cases} \quad (II.10)$$

$$\omega = p \omega_r$$

$$\begin{cases} V_d = (R_s + L_d s)i_d - \omega L_q i_q \\ V_q = (R_s + L_q s)i_q - \omega(L_q i_q + \varphi_{sf}) \end{cases} \text{(II.11)}$$

$$\omega = p\omega_r$$

La figure (II.6) représente le couple entre les axes d et q :

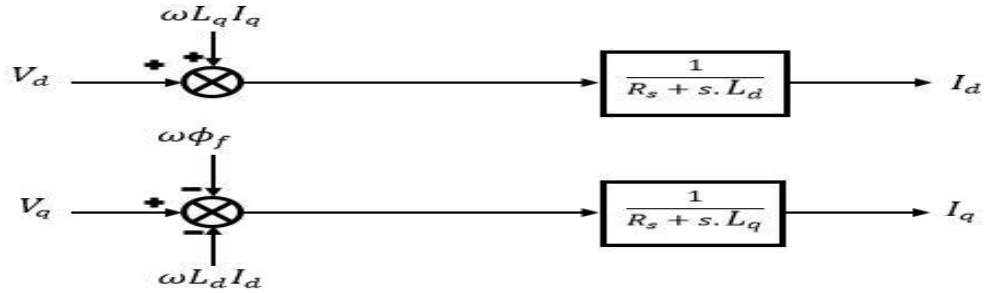


Figure II-6: Description des couplages.

A partir des équations (II.10), il est possible de définir les termes de découplage qui sont considérés, dans la suite, comme des perturbations vis-à-vis des régulations. Pour ne pas compliquer cette étude, nous considérons le cas de décomposition des tensions figure (II.6). Dans la première équation, on sépare la tension selon l'axe d en deux parties :

Alors :

$$\begin{cases} V_d = V'_d + e_d \\ e_d = -\omega L_q i_q \end{cases} \text{(II.12)}$$

$$\frac{i_d}{V'_d} = \frac{1}{R_s + sL_d} \text{(II.13)}$$

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

la deuxième équation et définir :

$$\begin{cases} V_q = V'_q + e_q \\ e_q = -\omega L_d i_d + \omega \varphi_{sf} \end{cases} \text{(II.14)}$$

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

$$\frac{i_q}{V'_q} = \frac{1}{R_s + sL_q} \text{(II.15)}$$

s : Opérateur de Laplace.

Le principe de régulation consiste à réguler les courants statoriques à partir des grandeurs de référence (désirées) par les régulateurs classiques.

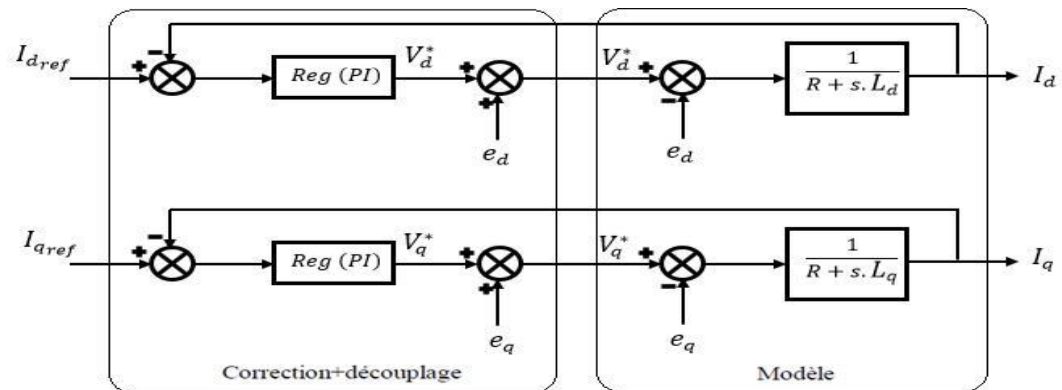


Figure II-7: Découplage par compensation.

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

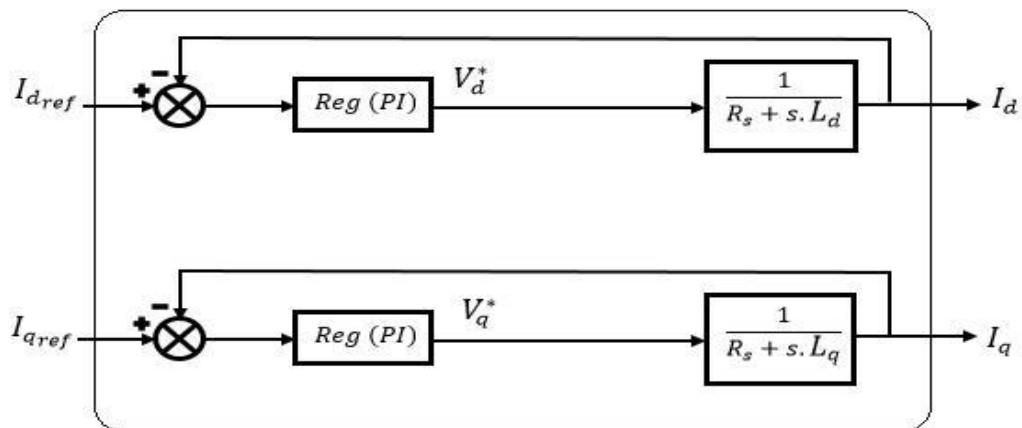


Figure II-8 : Commande découplée.

II.7 Avantages et inconvénients de la commande vectorielle :

II.7.1 Avantages de la commande vectorielle :

- Elle est basée sur le modèle transitoire (traiter les régimes transitoires ce que 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.7.2 Inconvénients de la commande vectorielle :

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

- Très chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse.).

- Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.
 - 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.
 - Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle s estimé.
 - la vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande.
- Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du variateur.

II.8 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 meilleur. Les régulateurs standards de type *PI* ou *PID* sont les plus utilisés dans le domaine des réglages industriels [26].

II.8.1 Conception des Régulateurs

Soit $Y^*(t)$ le signal à poursuivre, et $Y(t)$ le signal de sortie du système à contrôler [27].

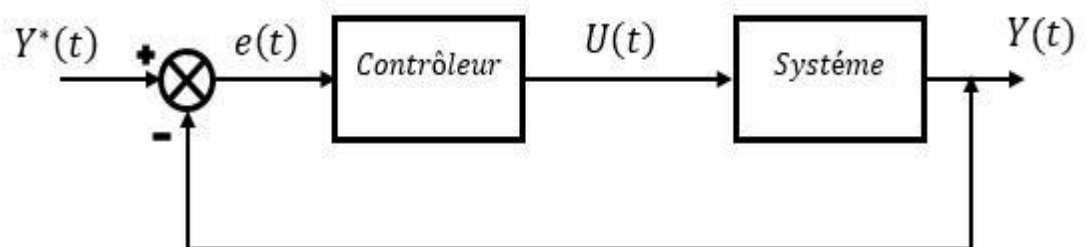


Figure II-9: Représentation de la commande par PI.

La loi de commande est :

$$U(t) = k_p e(t) + k_i \int e(t) dt \quad (\text{II.16})$$

II.8.1.1 Action Proportionnelle (K_p) :

Si K_p est grand, la correction est rapide. Le risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît.

Si K_p est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations.

II.8.1.2 Action Intégrale (K_i)

L'action intégrale régit lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne.

Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste, l'action $U(t)$ augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

II.8.2 Calcul des Régulateurs [28]

II.8.2.1 Régulateur des Courants :

Le schéma du contrôle des courants de la commande vectorielle se réduit à deux boucles distinctes comme l'indique la figure suivante :

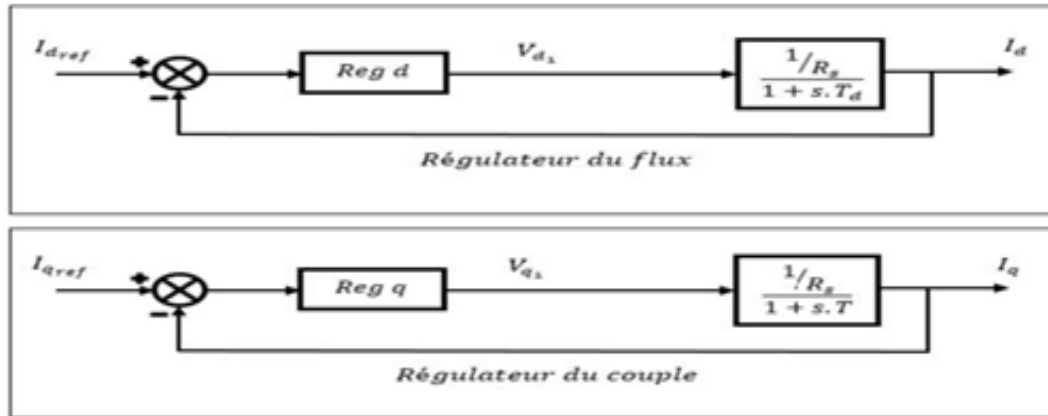


Figure II-10 : commande des courants en deux boucles indépendantes.

A partir des équations (II.11), (II.12) et (II.14), on peut écrire les fonctions de transfert suivantes :

$$F_d(s) = \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + T_d \cdot s} = \frac{i_d}{V_{d1}} \quad (\text{II. 17})$$

$$F_q(s) = \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + T_q \cdot s} = \frac{i_q}{V_{q1}} \quad (\text{II. 18})$$

Avec :

$$T_d = \frac{L_d}{R_s} \quad \text{et} \quad T_q = \frac{L_q}{R_s}$$

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

T_q : est la constante de temps électrique relative à l'axe q .

Les régulateurs (Reg_d) et (Reg_q) sont choisis comme étant des régulateurs proportionnels et intégraux, avec des fonctions de transfert de la forme suivante :

$$Reg_d(s) = \frac{K_{id}}{s} \left(1 + \frac{K_{pd}}{K_{iq}} s \right) \quad (\text{II. 19})$$

$$Reg_q(s) = \frac{K_{iq}}{s} \left(1 + \frac{K_{pq}}{K_{iq}} s \right) \quad (\text{II. 20})$$

K_{pd}, K_{pq} : est le gain de l'action proportionnelle du correcteur de courant i .

K_{id}, K_{iq} : est le gain de l'action intégrale.

T_{id}, T_{iq} : est la constante du temps d'intégration.

Les fonctions de transfert en boucle ouverte sont donnée par :

$$FTBO_d = \frac{K_{id}}{s} \left(1 + \frac{K_{pd}}{K_{id}} s \right) \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + T_d \cdot s} \quad (\text{II. 21})$$

$$FTBO_q = \frac{K_{iq}}{s} \left(1 + \frac{K_{pq}}{K_{iq}} s \right) \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + T_q \cdot s} \quad (\text{II. 22})$$

La démarche à suivre consiste à procéder à la compensation de la constante de temps du système, en posant :

$$\frac{K_{pd}}{K_{id}} = T_d \quad (\text{II. 23})$$

$$\frac{K_{pq}}{K_{iq}} = T_q \quad (\text{II. 24})$$

Ce qui ramène les fonctions de transfert des courants en boucle fermée aux expressions suivantes :

$$FTBF_d = \frac{1}{1 + \tau_d \cdot s} = \frac{i_d}{i_{d.ref}} \quad (\text{II. 25})$$

$$FTBF_q = \frac{1}{1 + \tau_q \cdot s} = \frac{i_q}{i_{q.ref}} \quad (\text{II. 26})$$

Avec :

$$\tau_d = \frac{R_s}{K_{id}} \quad (\text{II. 27})$$

$$\tau_q = \frac{R_s}{K_{iq}} \quad (\text{II. 28})$$

τ : le constant du temps en boucle fermée.

Les boucles de courants correspondent donc à un premier ordre, il suffit de fixer la dynamique du système à travers un choix approprié de τ_d et τ_q . Celles-ci sont choisies de manière à ce que la constante de temps du système en boucle fermée régulé soit inférieure à la constante de temps en boucle ouverte.

On imposant le temps de réponse: $T_r = 3\tau$

$$T_d = 3 \frac{R_s}{K_{id}}$$

❖ Pour le courant i_d :

$$K_{id} = \frac{3 \cdot R_s}{T_r}$$

$$\frac{L_d}{R_s} = \frac{K_{pd}}{K_{id}}$$

$$K_{pd} = \frac{L_d K_{id}}{R_s} = \frac{3 \cdot L_d}{T_r}$$

❖ Pour le courant i_q :

$$K_{iq} = \frac{3 \cdot R_s}{T_r}$$

$$K_{pq} = \frac{L_q K_{iq}}{R_s} = \frac{3 \cdot L_q}{T_r}$$

II.8.2.2 Calcul du Régulateur de vitesse :

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante. La dynamique de la vitesse est donnée par l'équation mécanique suivante:

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega = C_e - C_r \rightarrow \Omega = \frac{C_e - C_r}{Js + f_r} \quad (\text{II. 29})$$

Le schéma fonctionnel du contrôle de vitesse est donné par:

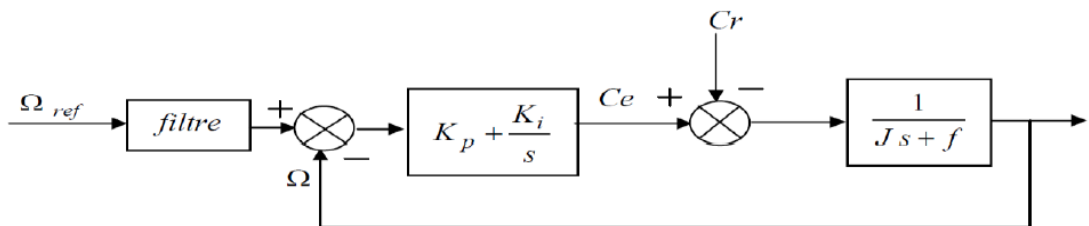


Figure II-11 : Boucle de régulation de vitesse.

La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par :

$$\frac{K_{\Omega i}}{s} = \frac{K_{p\Omega}}{s} \left(s + \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}} \right) \quad (\text{II. 30})$$

La fonction de transfert de la vitesse en boucle ouverte est donnée par ($C_r=0$)

$$FTBO_{\Omega} = \frac{K_{p\Omega}}{s} \left(s \frac{K_{f\Omega}}{K_{p\Omega}} \right) \frac{1}{J_s + f_r} \quad (II. 31)$$

En adoptant la méthode de placement de pôle et la fonction de transfert de la vitesse en boucle fermée est donnée par:

$$FTBF_{\Omega} = \frac{K_{p\Omega} \left(s + \frac{K_{i\Omega}}{k_{p\Omega}} \right)}{J \cdot s^2 (f_r + K_{p\Omega}) s + k_{i\Omega}} \quad (II. 32)$$

Après le calcul on trouve :

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 :

$$FTBF_{\Omega} = \frac{1}{\omega_0^2} s^2 + \left(\frac{2\varepsilon}{\omega_0} \right) s + 1 = 0 \quad (II. 33)$$

ω_0 ; pulsation propre du système

ε ; Coefficient d'amortissement

Alors :

$$\frac{1}{\omega_0^2} = \frac{J}{K_i} \quad (II. 34)$$

$$\frac{2\varepsilon}{\omega_0} = \frac{K_p + f}{K_i} \quad (II. 35)$$

On choisit alors le coefficient d'amortissement ε et ω_0 on déduit K_i et K_p :

Avec :

$$J\omega_0^2 = K_i \quad (II. 36)$$

$$K_p = \frac{2\varepsilon K_i}{\omega_0} - f \quad (II. 37)$$

Si on pose

$$\varepsilon = 1 \text{ et } f = 0$$

On obtient :

$$\begin{cases} K_i = \frac{4J}{\tau^2} \\ K_p = K_i \tau \\ \tau = \frac{L_S}{R_S} \end{cases} \quad (II. 38)$$

II.9. Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension :

Après réalisation du découplage et la synthèse des régulateurs, et afin de tester les performances de

la commande vectorielle appliquée à une MSAP. La réponse de la MSAP lors d'une commande par

orientation du flux est représenté par les résultats suivants est les paramètres de la machine utilisée pour la simulation sont donnés à l'annexe A, La structure de commande adoptée est celle de la Figure II-12.

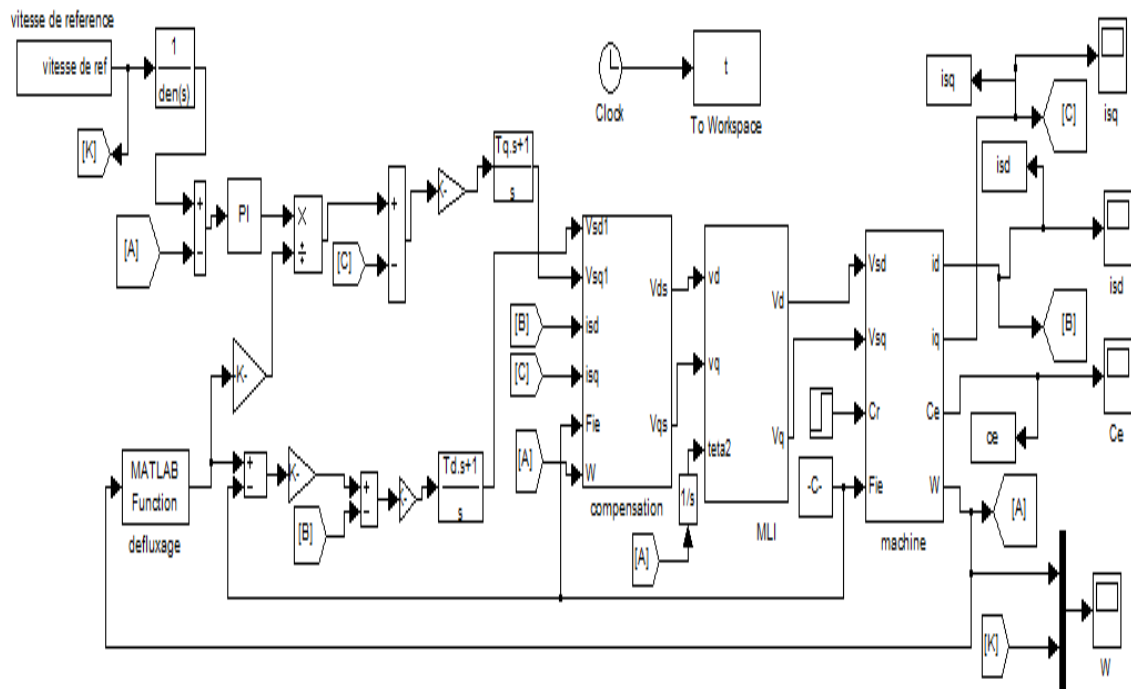


Figure II-12 : schéma bloc de la commande vectorielle de la MSAP

Les paramètres des régulateurs de vitesse et des courants sont choisis de manière à avoir des réponses rapides, sans dépassement tout en assurant la stabilité du système.

Nous avons relevé le comportement de la vitesse, le couple électromagnétique, le courant I_{dset} et le courant I_{qs} .

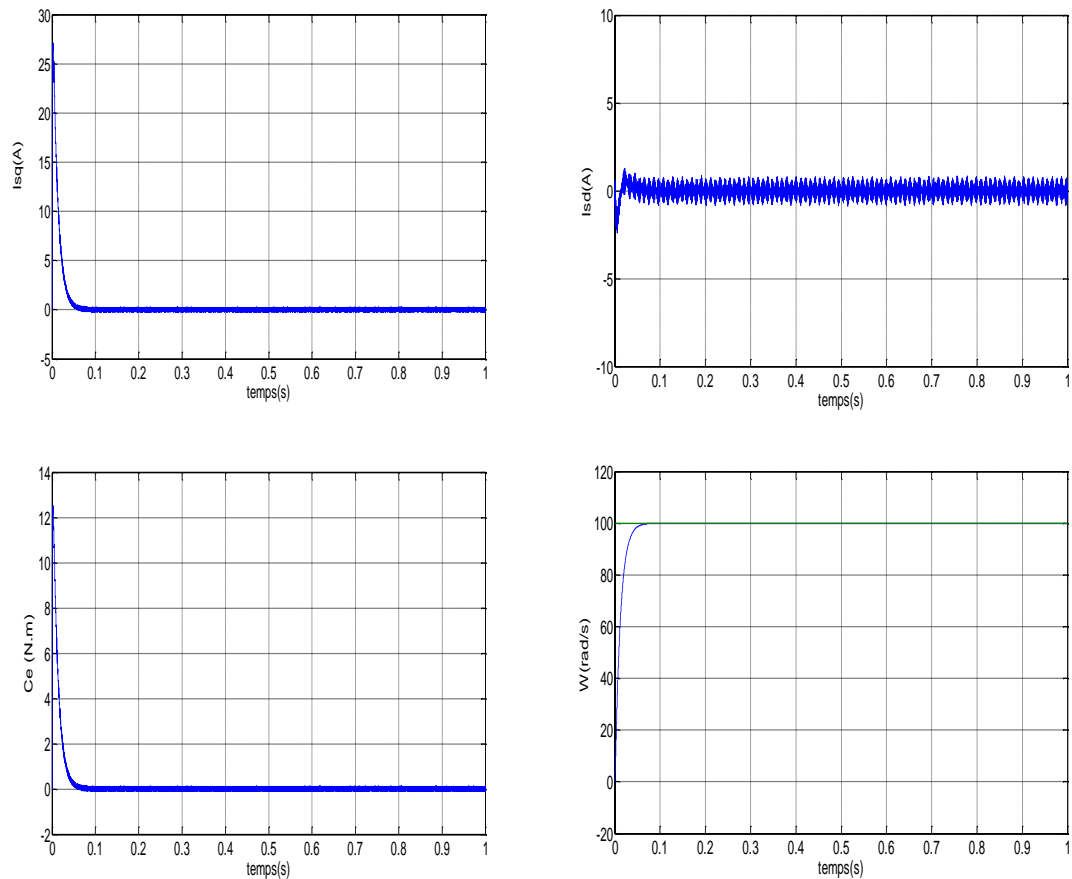


Figure II-13:Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide pour une consigne de 100rd/s.

La Figure montre le comportement de la MSAP pour une consigne de 100 rd/s lors d'un démarrage à vide, 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 une valeur et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent.

La réponse des deux composantes du courants statoriques montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la machine ($i_{ds} = 0$) avec le couple électromagnétique qui dépend seulement de la composant i_{qs} .

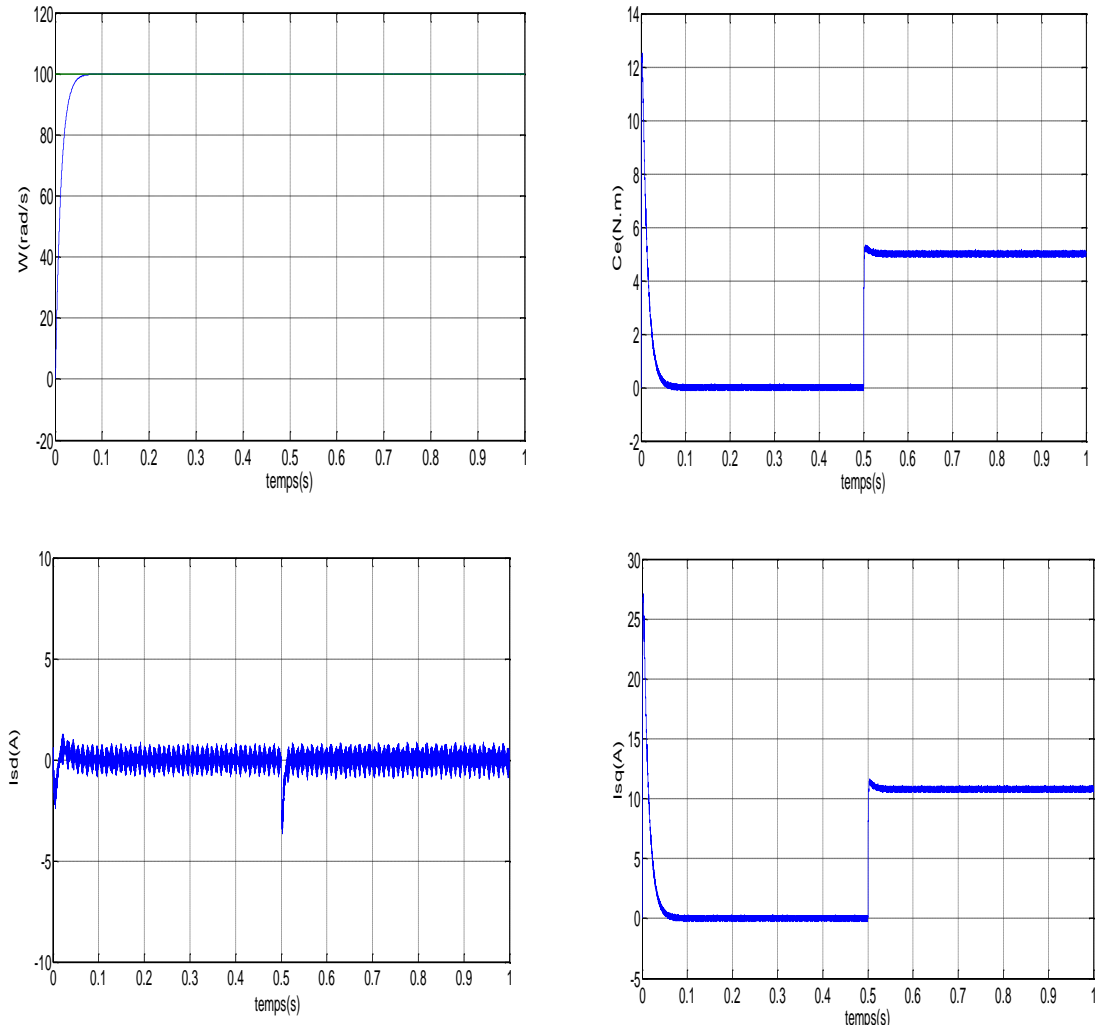


Figure II-14: Résultats de simulation lors d'un démarrage en charge à $t=0.5$ s pour une consigne de vitesse de 100rd/s.

Quand on applique la charge $C_r=5$ (N.m) 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 entraîne une légère perte sur la vitesse qui est vite rétablie, le couple électromagnétique débute par une valeur de 0 à 12.5 (N.m) et se stabilise à la valeur du couple résistant 5(N.m), le courant statorique i_{qs} est l'image du couple électromagnétique et le courant statorique i_{ds} est nul ce qui indique que la commande vectorielle est effective.

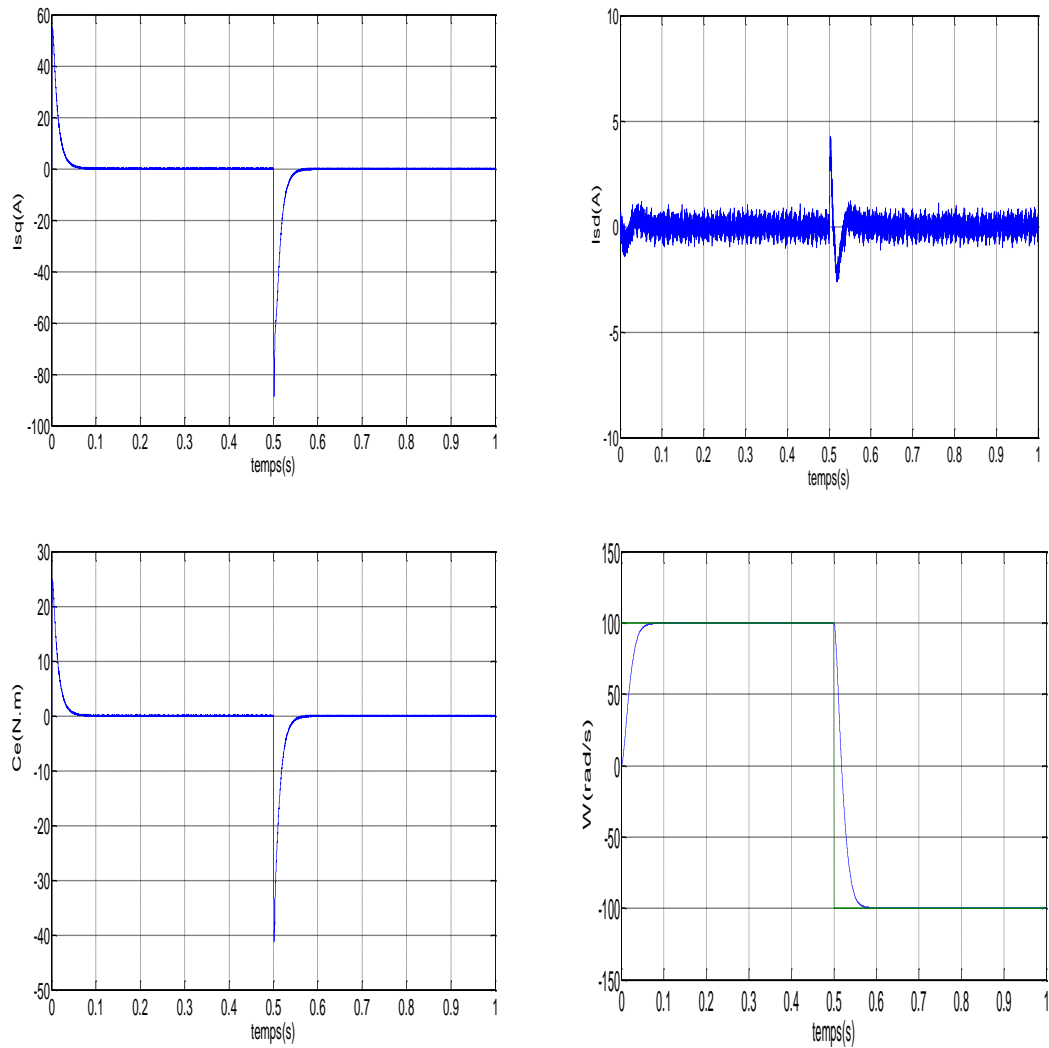


Figure II-15 : Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide pour un econsigne de vitesse de 100rd/s avec l'inversion de la consigne -200rd/s à $t=1.5s$

La figure montre l'inversion de la consigne de vitesse de rotation du MSAP de la valeur référentielle (200rd/s) à la valeur (-100rd/s) à l'instant $t=0.5(s)$. L'allure de vitesse montre que la réponse en vitesse suit la nouvelle consigne sans dépassement. L'allure du couple et du courant présente des pics lors de l'inversion de la vitesse puis se stabilise à la valeur désirée. Grâce à l'action rapide du PI. La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la MSAP.

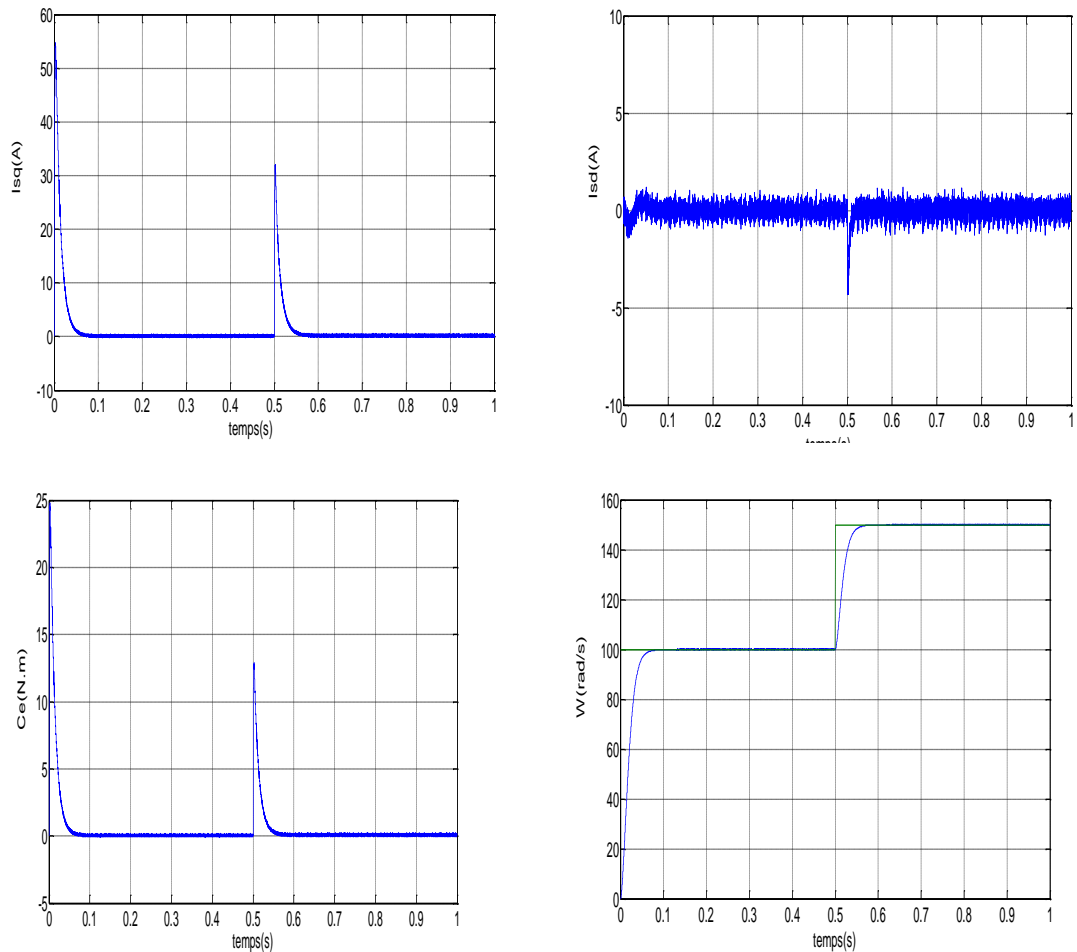


Figure II.16 :Résultats de Simulation lorsd’un démarrage pour un consigne de vitesse de 100rd/s en mode défluxé.

Cette figure montre le fonctionnement en mode défluxé le système répond pratiquement sans dépassement mais avec un temps de réponse supérieur à celui du mode normal, au début le courant en directe est nul, puis il diminue graduellement vers une valeur négative $i_{ds} = -5(A)$ cette composante négative agit en inverse par rapport au flux de l’aimant ce qui conduit à un défluxage.

2.8. 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.

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 rapide,

une erreur statique nulle en régime permanent et un petit dépassement ou oscillations transitoires.

CHAPITRE III :

Commande vectorielle de la MSAP par logique floue

III.1.Introduction:

Le développement de la logique floue constitue une approche qui se fait par des méthodes avec lesquelles l'homme essaye de copier la nature et de reproduire des modes de raisonnement et de comportement qui lui sont propres. Cette approche commence à être utilisée dans les domaines technologiques tels que l'électrotechnique afin de résoudre les problèmes d'optimisation et de régulation de processus.

Dans certains la machine synchrone et le convertisseur statique associé peuvent poser des problèmes difficiles à étudier pour la commande classique, nous nous proposons d'analyser ce que la logique floue peut apporter comme solution à cette commande.

D'abord nous présenterons la logique floue puis nous expliciterons les manières les plus simples pour la mettre en œuvre dans notre travail de façon à répondre à l'objectif fixé ici, c'est-à-dire la commande vectorielle de la machine synchrone, et d'analyser les avantages et les inconvénients liés à cette méthode.[29],[30]

III.2.Les différents domaines d'applications:

Si les premières applications de la commande floue ont été développées en Europe par Mamdani, Van LautaLemke, Willayes.....dans les années 1975, ce type de commande a été largement utilisé au Japon à la fin des années 80 et au début des années 90, sur le métro Sendai (Juillet 1987), dans la conception du lave-linge Aïsaïgo Day Fuzzy de Matsushita (Février 1990), par exemple.

Tirant profil d'une évolution de la technologie permettant d'aborder des problèmes en temps réel, à dynamique rapide (plus rapide que dans les premières applications de type conduite de processus lents: chaudière, fours,.....), l'industrie japonaise a développée des produits grand public à base de logique floue:

- appareils électroménagers (lave-linge, aspirateurs, autocuiseurs,...etc) ,
- systèmes audio-visuels (appareils de photos autofocus, caméscope à stabilisateur d'images, photocopieurs,... systèmes automobiles embarqués , ABS, suspension, climatisation,...etc.), systèmes autonomes mobiles,
- systèmes de transport (train, métro, ascenseur,...), systèmes de conditionnement d'ambiance,
- systèmes de décision, diagnostic, reconnaissance,
- systèmes de contrôle/commande dans la plupart des domaines industriels de production, transformation, traitement de produit et déchet.

III.3. Principe et définition de La logique floue :

La logique floue repose sur la théorie des ensembles flous développée par Zadeh.1965. A côté d'un formalisme mathématique fort développé, nous préférons aborder la présentation de manière intuitive.

III.4.Sous-ensembles flous :

Un sous ensemble flou A est défini par un ensemble ordonné de paires, le premier élément dénote l'élément X, et le deuxième $\mu(x)$ le degré d'appartenance

$$\mu_A \in [0,1] A = [(x, \mu_A(x)/x \in U]$$

U : L'univers de discours pour le sous-ensemble A.

III.5.Représentation d'un sous ensemble flou :

On peut représenter un sous ensemble flou A par sa fonction d'appartenance $\mu_A(x)$; généralement, on utilise les fonctions d'appartenance suivantes :[31]

Triangulaire, Trapézoïdale et Gaussienne :(figure III.1)

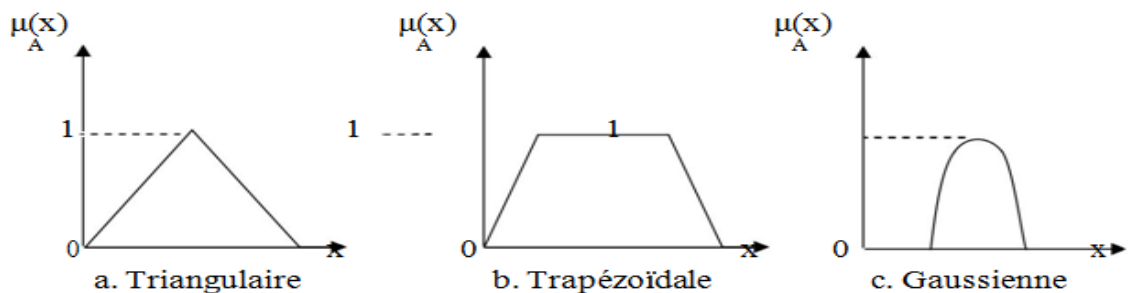


figure III-1 : les fonctions d'appartenance.

III.6.Opérations sur les sous ensembles flous

Soit A et B deux sous ensembles flous de U :

- *- Egalité de A et B : $\forall x \in U \mu_A(x) = \mu_B(x)$
- *- Inclusion de A dans B : $A \in B \leftrightarrow \forall x \in U \mu_A(x) \leq \mu_B(x)$
- *- Intersection de A et B : est un sous ensemble flou $A \cap B$ de U défini par :

$$\forall x \in U \mu_{A \cap B} = \min(\mu_A(x), \mu_B(x))$$

- *- Réunion de A et B : est un sous ensemble flou $A \cup B$ de U :

$$\forall x \in U \mu_{A \cup B} = \max(\mu_A(x), \mu_B(x))$$

- *- Complément de A : est un sous ensemble flou A^c de U défini par :

$$\forall x \in U \mu_{A^c}(x) = 1 - \mu_A(x)$$

III.7. Variable linguistique

L'ensemble de référence d'un mot du langage naturel s'appelle l'univers du discours. L'univers du discours d'un mot est un ensemble de termes qui évoquent le même concept mais à degrés différents. Il peut être fini ou non.

Une variable linguistique représente un état dans le système à régler ou une variable de réglage dans un contrôleur flou. Sa valeur est définie dans des termes linguistiques qui peuvent être des mots ou des phrases d'un langage naturel ou artificiel. Chaque variable linguistique est caractérisée par un ensemble tel que : $\{x, T(x), U, G, M\}$

Où :

x : est le nom de la variable.

$T(x)$: est l'ensemble des valeurs linguistiques que peut prendre x .

U : est l'univers du discours associé avec la valeur de base.

G : est la règle syntaxique pour générer les valeurs linguistiques de x .

M : est la règle sémantique pour associer un sens à chaque valeur linguistique.

Les notions de température moyenne ou de courant faible sont relativement difficiles à spécifier de manière précise. On peut fixer des seuils et considérer que l'on attribue tel ou tel qualificatif en fonction de la valeur de la variable par rapport à ces seuils. Ceci ne peut exprimer qu'un avis très tranché du qualificatif "température moyenne" par exemple :

On peut définir le degré d'appartenance de la variable température à l'ensemble "faible" comme le "degré de vérité" de la proposition "la température est faible".

En logique booléenne, le degré d'appartenance (μ) ne peut prendre que deux valeurs (0 ou 1). La température peut être :

- Faible : $\mu_{faible}(T) = 1, \mu_{moyenne}(T) = 0, \mu_{élevée}(T) = 0$
- Moyenne : $\mu_{faible}(T) = 0, \mu_{moyenne}(T) = 1, \mu_{élevée}(T) = 0$
- Elevée : $\mu_{faible}(T) = 0, \mu_{moyenne}(T) = 0, \mu_{élevée}(T) = 1$
- Elle ne peut pas prendre deux qualificatifs à la fois.

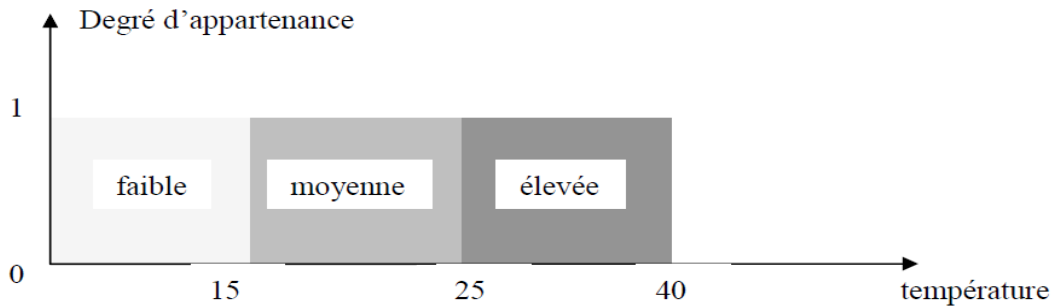


figure III-2: Exemple d'ensembles considérés en logique booléenne

En logique floue, le degré d'appartenance devient une fonction qui peut prendre une valeur réelle comprise entre 0 et 1 inclus. par exemple :

$\mu_{moyenne}(T)$, permet de quantifier le fait que la température puisse être considérée comme moyenne.

Dans ce cas, la température peut être considérée, à la fois, comme faible avec un degré d'appartenance de 0,2 et comme moyenne avec un degré d'appartenance de 0,8 :

(figure 1.2) $\mu_{faible}(T) = 0.2, \mu_{moyenne}(T) = 0.8, \mu_{élevée}(T) = 0$

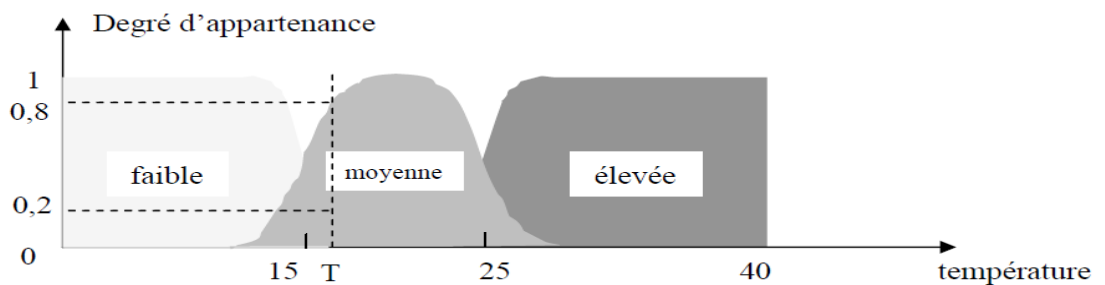


figure III-3: Exemple d'ensembles considérés en logique floue

III. 8. Opérateurs et normes :

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

III.8.1. Opérateur ET:

L'opérateur "et" pour la t-norme, qui correspond à l'intersection de deux ensembles A et B . Il peut être réalisé par :

*- la fonction « min » :

$$\forall x \in U \mu_{A \cap B} = \min(\mu_A(x), \mu_B(x))$$

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

III.8.2. Opérateur OU:

L'opérateur "ou" pour la t-norme, qui correspond à l'intersection de deux ensembles A et B. Il peut être réalisé par :

*- La fonction "Max" :

$$\forall x \in U \mu_{A \cup B} = \max(\mu_A(x), \mu_B(x))$$

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

III.8.3. Opérateur NON:

L'opérateur NON, appelée aussi «complément», «négation» ou «inverse».

L'opérateur "non" est réalisé par :

$$\mu_{AC}(x) = 1 - \mu_A(x)$$

III.9. Structure d'un régulateur flou :

III.9.1. Introduction

Après avoir énoncé les concepts de base et les termes linguistiques utilisés en logique floue, nous présentons la structure d'un contrôleur flou.

La réalisation d'un régulateur flou pose un problème lié aux nombreuses manières de réaliser les opérateurs flous et l'implication. Bien que la liste des méthodes présentées ne soit pas exhaustive, on se retrouve déjà avec un grand nombre de variantes. Nous allons présenter les principales différences entre ces dernières et justifier, sinon expliquer, nos choix. L'aboutissement à une implantation expérimentale constitue le but à atteindre après les étapes de modélisation et de simulation.

Dans ce qui suit, nous nous intéressons principalement au régulateur de vitesse au sein d'une commande vectorielle de la MSAP.

La vitesse de référence peut être pilotée par un opérateur externe. La grandeur de sortie de ce régulateur de vitesse est l'image du couple électromagnétique de référence que l'ensemble commande convertisseur-machine doit générer. A flux constant, ce couple est proportionnel au courant I_{q_s} (courant I_{q_s} de référence) imposé en entrée à la boucle de régulation de courant.

Le schéma de base du régulateur repose sur la structure d'un régulateur classique à la différence que l'on va retenir la forme incrémentale. Cette dernière donne en sortie, non pas le couple ou le courant à appliquer mais plutôt l'incrément de cette grandeur.[32], [33], [34].

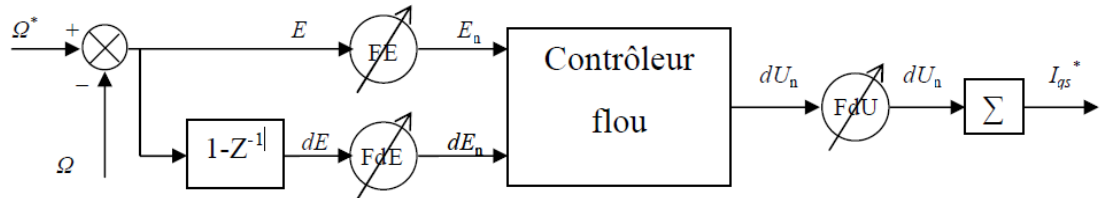


figure III-4: Schéma synoptique d'un régulateur flou de vitesse.

III.9.2.Méthodologie De Réglage Par La Logique Floue :

Après avoir présenté le principe de la logique floue, on utilise cette technique pour le réglage de la vitesse du moteur synchrone à aimant permanent; il est donc nécessaire de présenter d'abord la structure du contrôleur flou.

III.9.3. Réglage Et Commande Par La Logique Floue:

La commande par la logique floue s'affirme comme une technique opérationnelle dans le domaine de contrôle et de la commande .Elle a le même but qu'une commande réalisée en automatique classique, Cependant elle diffère sur les points suivants:[35], [36], [37]

- La connaissance mathématique du fonctionnement du processus n'est pas nécessaire.
- La maîtrise du système à régler avec un comportement complexe (fortement non linéaire et difficile à modéliser).
- L'obtention fréquente de meilleures prestations dynamiques (régulateur non linéaire).
- Piloter un processus en utilisant les connaissances et l'expérience d'un opérateur humain qualifié «expert», les connaissances de l'expert sont schématisées à l'aide d'un ensemble de réglages de conduites basés sur un vocabulaire symbolique.
- Le régulateur par la logique floue ne traite pas une relation mathématique bien définie (algorithme de réglage), mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques.

III.9.4. Structure D'une Commande Floue :

La figure (III -6) représente la structure interne d'un régulateur à logique floue, Ce régulateur est composé :

- D'une base des règles, qui contient la définition des termes utilisés dans la commande et les règles caractérisant la cible de la commande et décrivant la conduite de l'expert :
- D'une logique de prise de décision, qui transforme à l'aide des techniques de raisonnement flou la partie floue issue de l'inférence de fuzzification, en une nouvelle partie floue;
- D'une interface de fuzzification qui permet de transformer les grandeurs mesurées d'entrée en des grandeurs floues;
- Et d'une interface de défuzzification à la sortie pour déterminer une action à prendre à partir des criptions floues des variables de sortie.

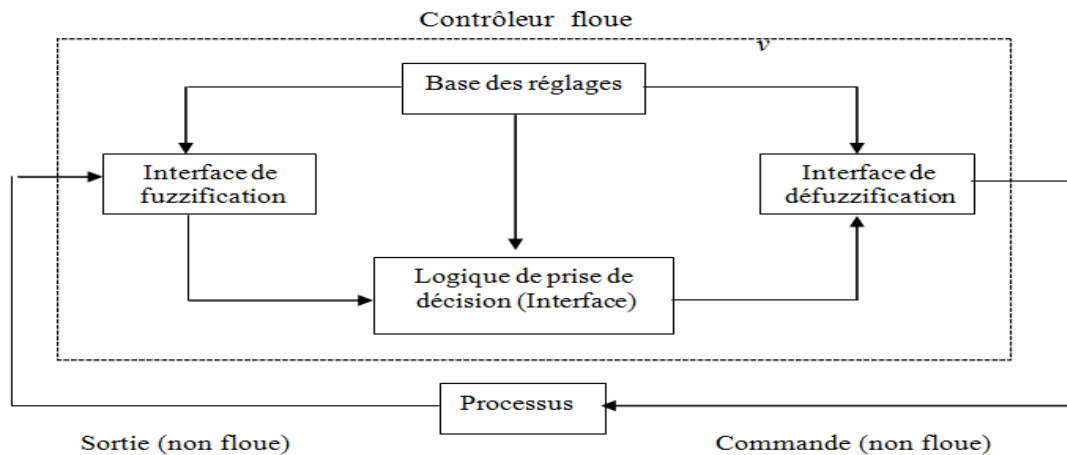


figure III-5: Schéma synoptique générale d'un contrôleur flou

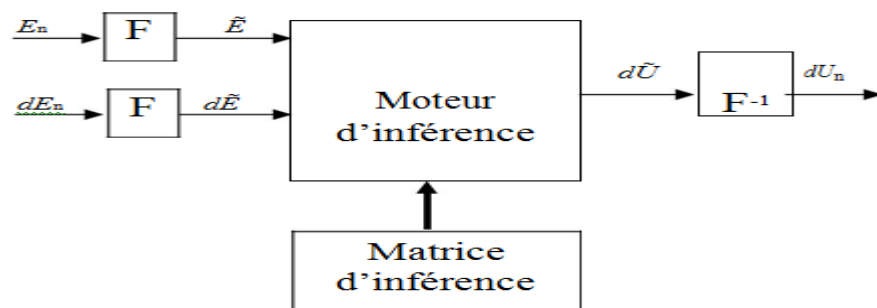


figure III-6: Structure du régulateur flou

III.10. Configuration Interne D'un Régulateur à Logique Floue:

La figure (III -5) montre la configuration interne d'un régulateur par logique floue.

On peut distinguer trois parties:

- ❖ Fuzzification;

- ❖ Inférence;
- ❖ Défuzzification.

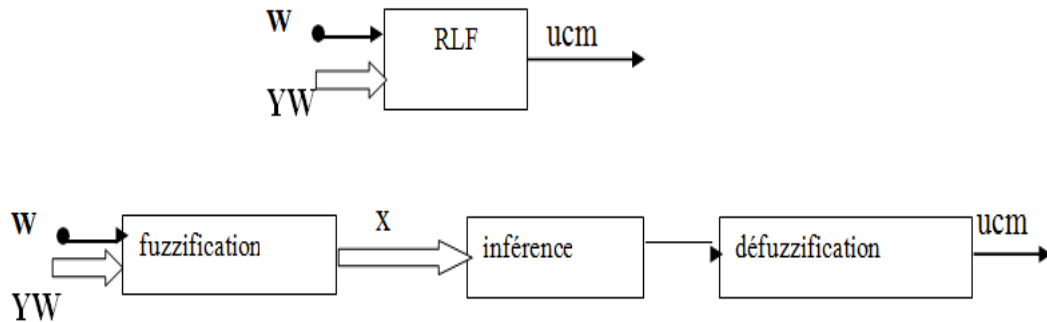


figure III-7: Configuration d'un régulateur par la logique floue.

III.10.1. Fuzzification :

Les ensembles flous des variables d'entrée et leurs fonctions d'appartenance sont à définir en premier lieu.

L'étape de fuzzification permet de fournir les degrés d'appartenance de la variable floue à ses ensembles flous en fonction de la valeur réelle de la variable d'entrée.[38]

Le choix du nombre des ensembles flous, de la forme des fonctions d'appartenance, du recouvrement de ces fonctions et de leur répartition sur l'univers de discours n'est pas évident. Il y a cependant des facteurs qui sont plus importants que d'autres.

Une subdivision très fine de l'univers de discours sur plus de sept ensembles flous n'apporte en général aucune amélioration du comportement dynamique du système à réguler.

Par contre, on peut obtenir des comportements non linéaires assez différents en fonction de la manière dont les fonctions d'appartenance des ensembles flous sont disposées sur l'univers de discours.

III. 10.2. Inférence :

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

- $x \text{ est } A$
- Et
- si $x \text{ est } A$ alors $y \text{ est } B$,

\Rightarrow de conclure que y est B .

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

x est A

et

si x est A alors y est B ,

\Rightarrow de conclure que y est B .

Les règles d'inférences peuvent être décrites de plusieurs façons,

- Linguistiquement :

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

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

OU

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

- b) Symboliquement :

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

- c) Par matrice d'inférence :

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

Exemple :

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

Tableau III-1 : Table d'inférence

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

SI (Test F **ET** Vest F) **ALORS** $U=Z$

OU

SI (Test M **ET** Vest F) **ALORS** $U=P$

OU

SI (Test E **ET** Vest F) **ALORS** $U=GP$

OU

SI (Test F **ET** Vest E) **ALORS** $U=Z$

OU

SI (Test M **ET** Vest E) **ALORS** $U=Z$

OU

SI (Test E **ET** Vest E) **ALORS** $U=P$

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

SI (Test M **ET** Vest F) **ALORS** $U=P$

OU

SI (Test E **ET** Vest F) **ALORS** $U=GP$

Il s'agit maintenant de définir les degrés d'appartenance de la variable de sortie à ses sous-ensembles flous. Nous allons présenter les méthodes d'inférence qui permettent d'y arriver.

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

Nous présentons les trois méthodes d'inférence les plus usuelles; Max-Min, Max-

Produit et Somme-Produit :

1) Méthode d'inférence Max-Min

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

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

Reprenons l'exemple précédent où seulement deux règles sont activées :

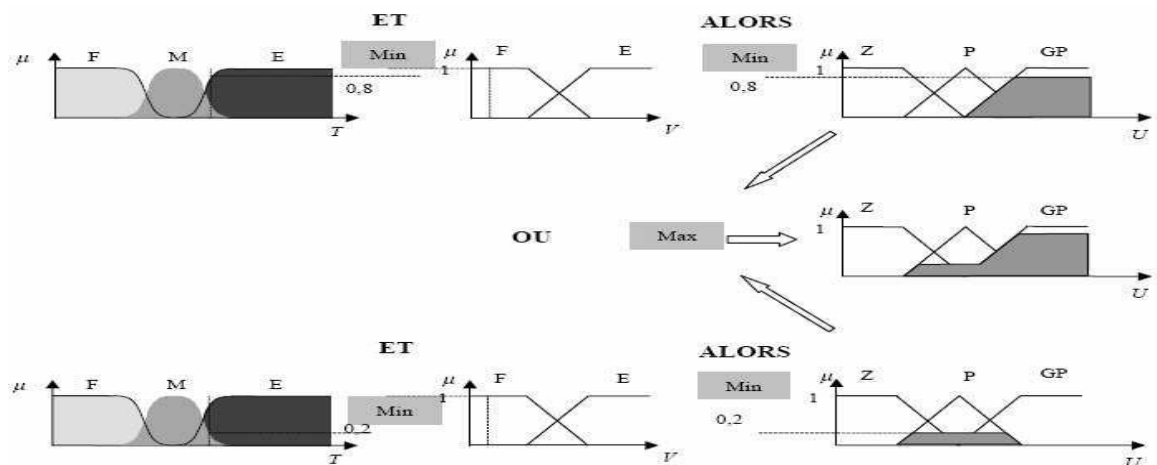


figure III-8:Exemple d'inférence Max-Min

La variable T est Elevée avec un degré d'appartenance de 0,8 et Moyenne avec un degré d'appartenance de 0,2. La vitesse V est faible avec un degré d'appartenance de 1. L'application de la première règle d'inférence donne un degré d'appartenance à la condition de 0,8 (minimum dû à l'opérateur ET entre les deux degrés d'appartenance). On obtient ainsi une "fonction d'appartenance partielle" dessinée en gris qui est écrêtée à 0,8.

De manière similaire, la seconde règle donne lieu à une fonction d'appartenance écrêtée à 0,2.

La fonction d'appartenance résultante correspond au maximum des deux fonctions d'appartenance partielles puisque les règles sont liées par l'opérateur OU.

2) Méthode d'inférence Max-Produit

La différence par rapport à la méthode précédente réside dans la manière de réaliser la conclusion "ALORS". Dans ce cas, on utilise le produit comme illustré par la figure III.8.

On remarque que les fonctions d'appartenances partielles ici ont la même forme que la fonction d'appartenance dont elles sont issues multipliées par un facteur d'échelle vertical qui correspond au degré d'appartenance obtenu à travers l'opérateur "ET".

On l'appelle également "implication de Larsen".

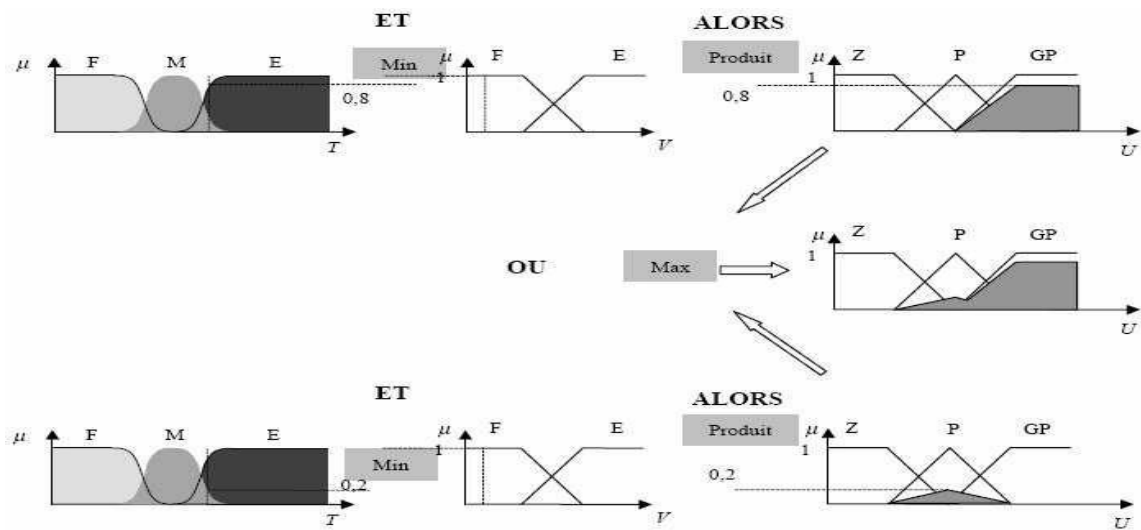


figure III-9: Exemple d'inférence Max-Produit

3) Méthode d'inférence Somme-Produit

Dans ce cas, l'opérateur "ET" est réalisé par le produit, de même que la conclusion "ALORS". Cependant, l'opérateur "OU" est réalisé par la valeur moyenne des degrés d'appartenance intervenant dans l'inférence.

D'autres méthodes ont été élaborées, ayant chacune une variante spécifique. Néanmoins, la méthode Max-Min est de loin la plus utilisée à cause de sa simplicité. Comme nous l'avons

vu, la manière de réaliser les opérateurs va donner lieu à des contrôleurs flous différents. Les régulateurs les plus courants sont ceux de :

- 1) **Mamdani** : Ces contrôleurs sont dits symboliques car la prémisse et la conclusion sont symboliques. Après l'inférence, il faut passer par une étape de "defuzzification" afin d'obtenir la valeur réelle de la commande à appliquer.
- 2) **Sugeno** : Ils sont dits de type procédural. En effet, seule la prémisse est symbolique. La conclusion, qui correspond à la commande, est directement une constante réelle ou une expression polynomiale.

L'établissement des règles d'inférence est généralement basé sur un des points suivants :

- ✓ L'expérience de l'opérateur et/ou du savoir-faire de l'ingénieur en régulation et contrôle.
- ✓ Un modèle flou du processus pour lequel on souhaite synthétiser le régulateur. Les actions de l'opérateur ; s'il n'arrive pas à exprimer linguistiquement les règles qu'il utilise implicitement.
- ✓ L'apprentissage ; c'est dire que la synthèse de règle se fait par un procédé automatique également appelé superviseur. Souvent, des réseaux neuronaux y sont associés

III.10.3. Defuzzification :

Par cette étape se fait le retour aux grandeurs de sortie réelles. Il s'agit de calculer, à partir des degrés d'appartenance à tous les ensembles flous de la variable de sortie, l'abscisse qui correspond à la valeur de cette sortie. Différentes méthodes sont utilisées :

- 1) Méthode du centre de gravité :

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

$$dU_n = \frac{\int x \mu_R(x) dx}{\int \mu_R(x) dx} \quad 114$$

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

2)Méthode par valeur maximum :

Cette méthode est beaucoup plus simple. La valeur de sortie est choisie comme l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance

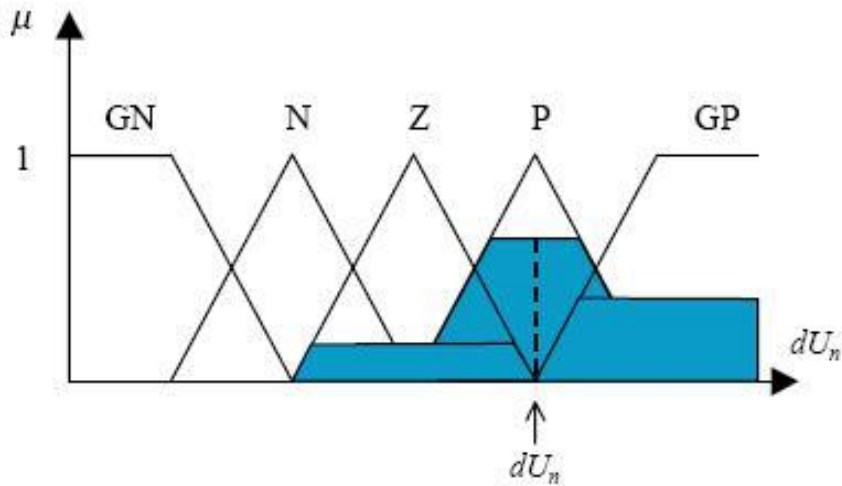


figure III-10:Defuzzification par valeur maximum.

III.11-Conception des Régulateurs Flous de Vitesse :

III.11.1-Régulateur Flou de Vitesse :

Nous allons maintenant lustrer les principes du contrôleur flou l'exemple de la régulation de vitesse de la machine synchrone a aimants permanents La phase de conception d'un contrôleur flou passe toujours par quatre stades que nous allons détailler successivement.

1 ère étape : Choix des Entrées et Sorties :

Dans le cas de la régulation de vitesse, on utilise habituellement de l'erreur ($e=w -w_{ref}$) et de la dérivée d'erreur (de) et parfois de l'intégration d'erreur.

$$e(K) = \omega_{ref}(K) - \omega(K)$$

$$de(K) = e(K) - e(K - 1)$$

La sortie du régulateur de vitesse est la valeur du courant de référence i_q dans le schéma de la commande vectorielle de la machine synchrone .Si cette sortie est directement appliquée au processus,le contrôleur est alors appelé contrôleur flou de type PD figure (IV.7)

et peut écrire:

$$i_q = fuzzy(e, de)$$

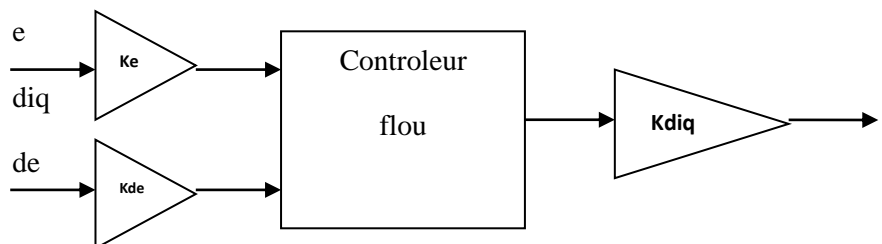


Figure III-11:Schéma de Principe d'un Contrôleur Flou de Type PD

Comme les fonctions d'appartenance sont normalisées entre $[-1,1]$, les variables sont multipliées avec des gains proportionnels .Finalement, la structure du régulateur de vitesse à logique floue est représentée par la figure (III.5) Le système est composé :

- du contrôleur flou composé
- d'un bloc de calcul de variation de l'erreur au cours du temps (de)
- des facteurs d'échelle associée à l'erreur, de sa dérivée et à la commande (diq)
- d'un bloc de fuzzification de l'erreur, de sa variation et de la commande.
- des règles de contrôle flou et d'un moteur d'inférence.
- d'un bloc de défuzzification utilisé pour la variation de la commande floue en valeur numérique
- d'un bloc intégrateur
- du processus à contrôler.

2ème étape : Définition des Fonctions D'appartenance :

Les fonctions d'appartenance des variable d'entrée et de sortie sont illustrées par la figure (IV.11) .on constate que les fonctions d'appartenance de l'erreur ont une forme asymétrique créant une concentration autour de zéro qui améliore la précision près du point de fonctionnement désiré .Afin de faciliter l'implantation numérique du contrôleur flou, nous utilisons des fonctions d'appartenance singletons pour la variable de sortie figure (IV.12)

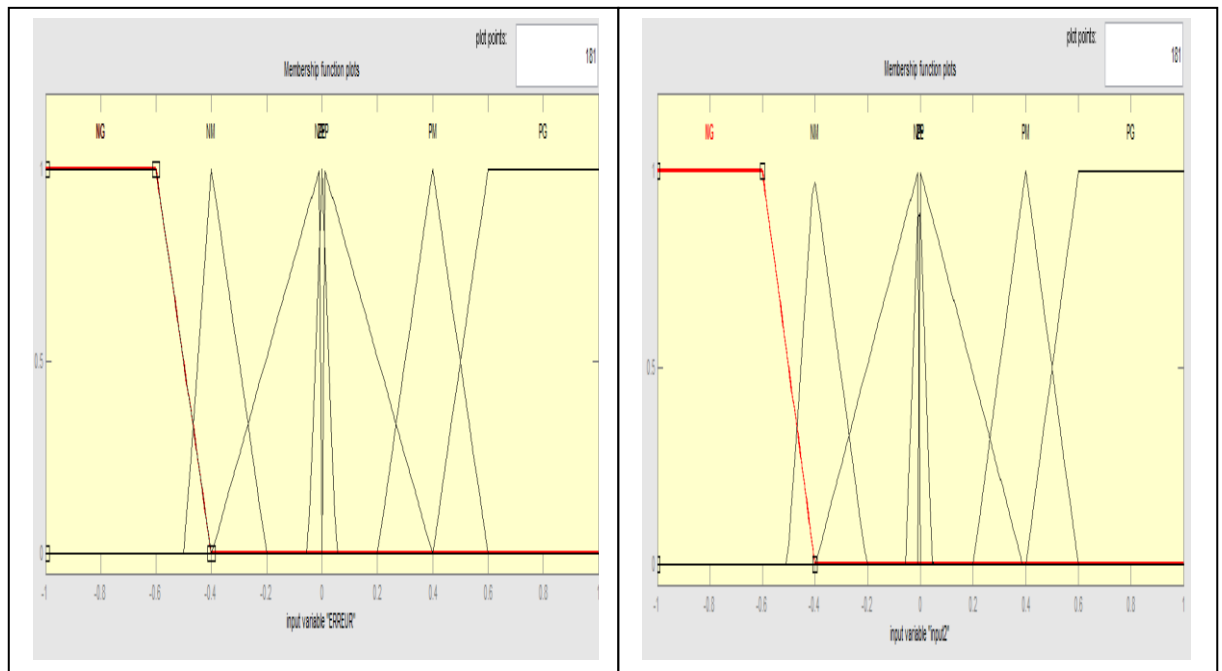


Figure III-12: Fonction D'appartenance des Variable D'entrées

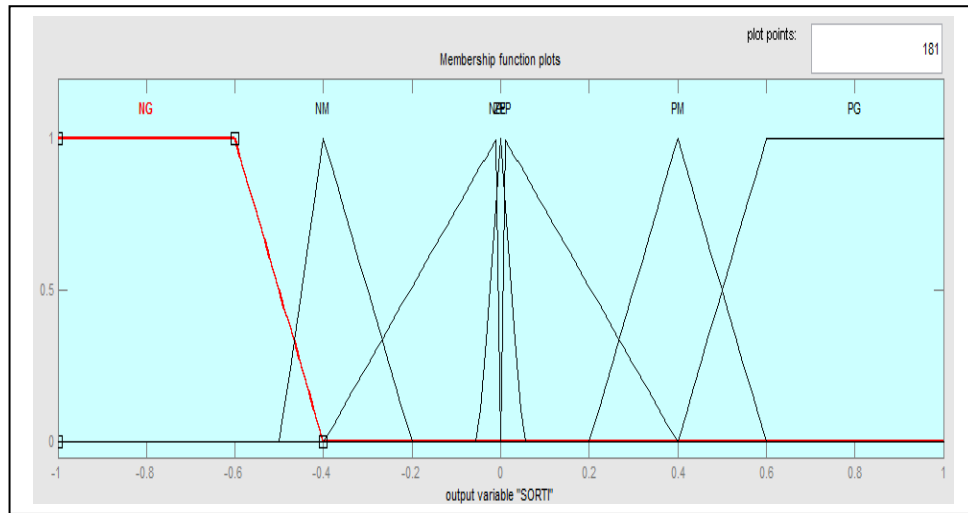


Figure III-13: Fonction D'appartenance de la Variable de Sortie

3^{ème} étape : Définition du Comportement du Contrôleur Flou :

Cette étape concerne l'élaboration de la base de règle du contrôleur .c'est de nouveau à un expert à sa connaissance du problème que l'on se fiera le plus souvent .Dans le cadre de la régulation (asservissement), on utilise fréquemment l'erreur (observation) et la variation de l'erreur (dynamique du processus).

Les règles floues, qui permettent de déterminer le signal de sortie du régulateur en fonction des signaux d'entrées, sont déduites à partir de la table de Mac-Vicar ou par l'utilisation de l'analyse dans le plan de phase. Ainsi, on obtient la table d'inférence suivante (table. IV.1).

Les valeurs linguistiques : NG : Négatif Grand, NM : Négatif Moyen, NP : Négatif Petit, ZE : Zéro (nulle), PP : Positif Petit, PM : Positif Moyen et PG : Positif Grand.

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

TableIII-2 :Table de règles.

Dans ce tableau, chaque élément formalise une règle comme, par exemple :

Si (e (k) est NM) et (de (k) est ZE), alors (du (k) est NM).

Cet ensemble de règle regroupe toutes les situations possibles du system évaluées par les différentes valeurs attribuées à (e) et à sa variation (de) et toutes les valeurs correspondantes de la variation de la commande diq.

Les univers de discours normalisés associés à (e),(de) et à (diq) sont identiques et sont fixés entre [-1 ;1].cette normalisation des variables d'entrée (sortie) nécessite donc l'obtention de facteurs d'échelles respectifs pour chacune d'elles.

L'évaluation des gains proportionnels provient de l'expérience .pour le gain Ke, par exemple on peut commencer avec un facteur qui dépend de l'erreur maximale .Effectivementces valeurs font partie de la procédure d'évaluation par simulation.

4ème étape : Sélection d'une méthode de defuzzification :

Grâce aux fonctions d'appartenance nous tirons profit du calcul de la variable de sortie :

$$d_{iq} = \frac{\sum_{i=1}^m \mu(d_{iq_i}) dte_i}{\sum_{i=1}^m \mu(d_{iq_i})}$$

m : étant le nombre totale de règles.

III.12. Simulations du comportement du MSAP par logique flou :

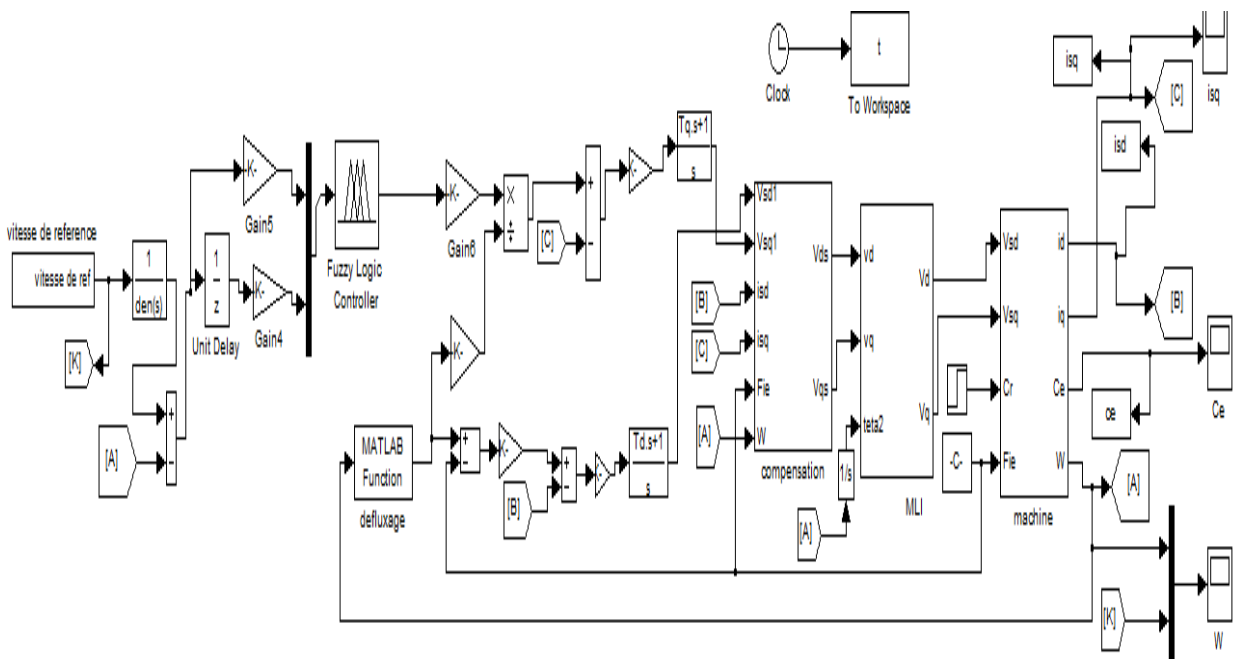


figure III.14:schema bloc de par logique floue de MSAP

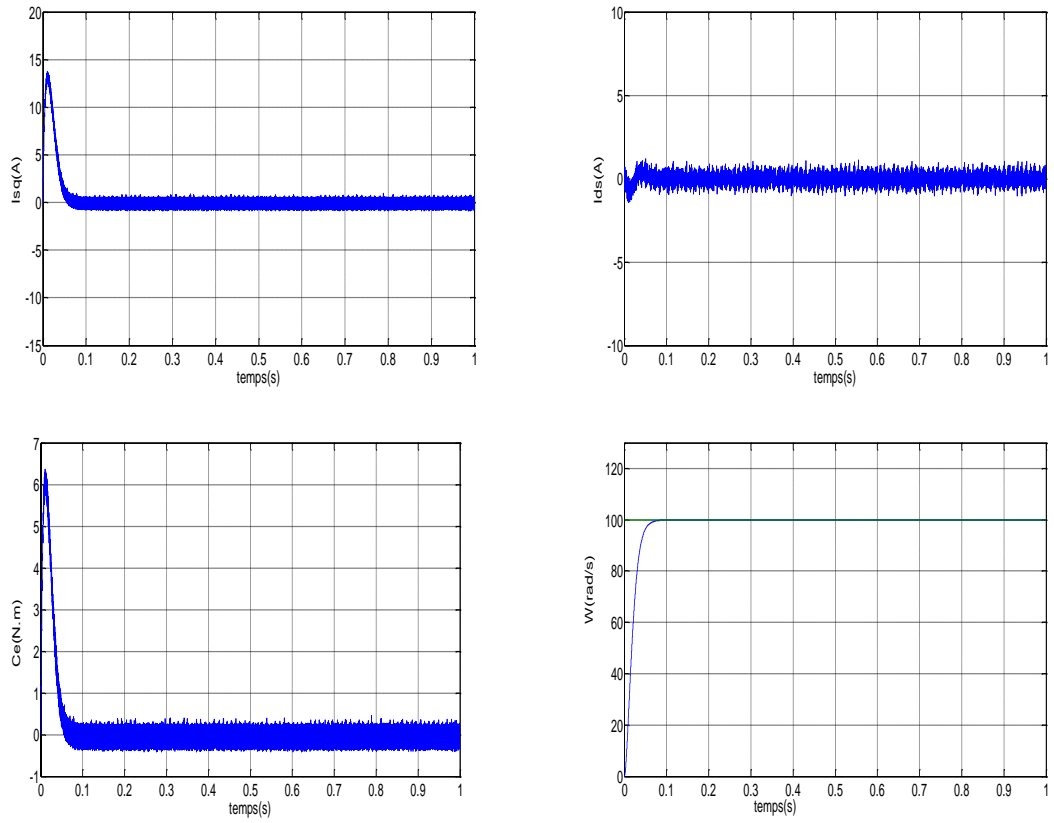


figure III.15: resultat de simulation à vide

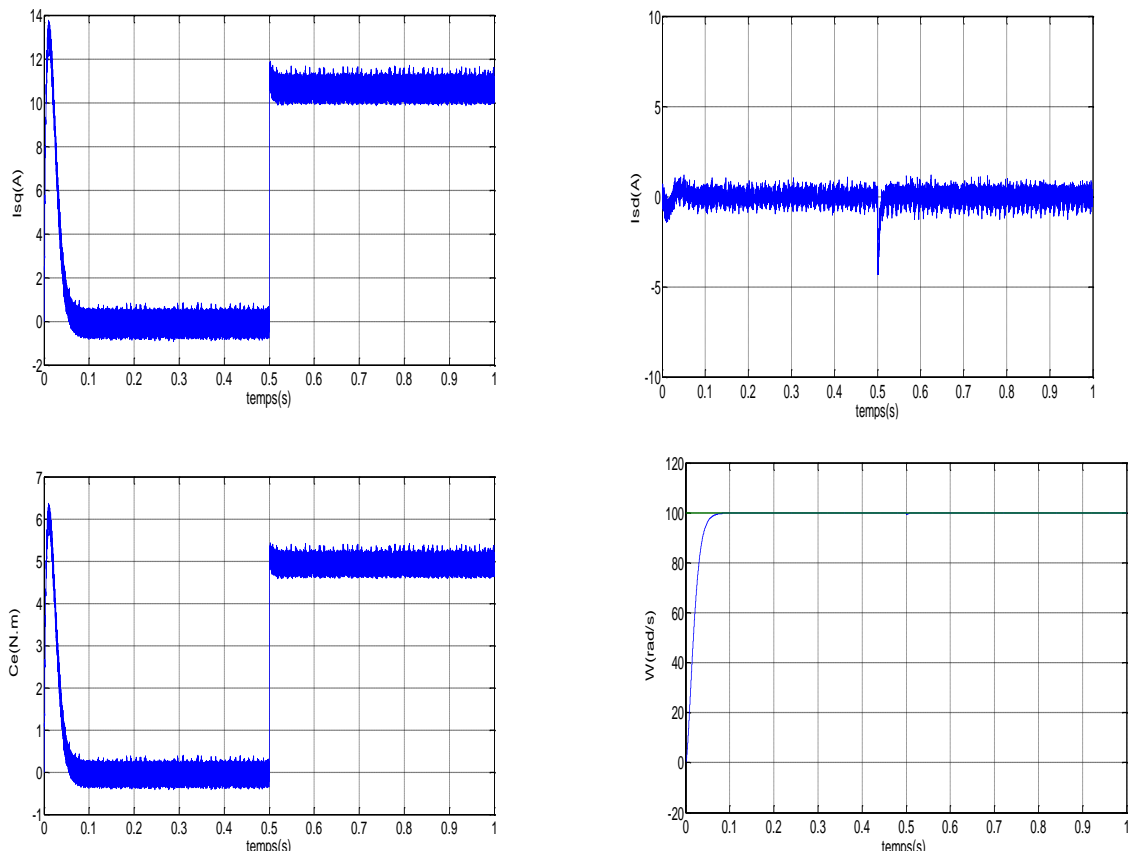


figure III.16: resultat de simulation en charge $C_r=5$ N.m a $t= 0.5s$

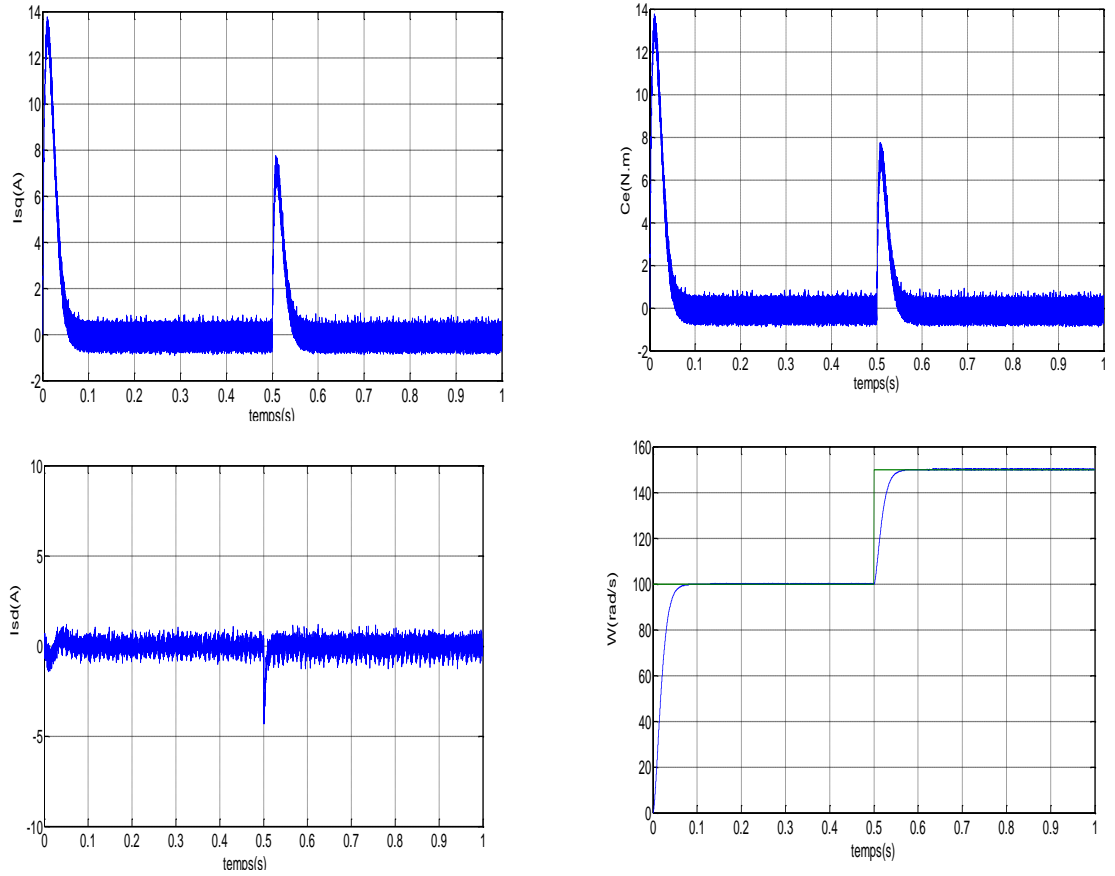


figure III.17: resultat de simulation du mode défluxé

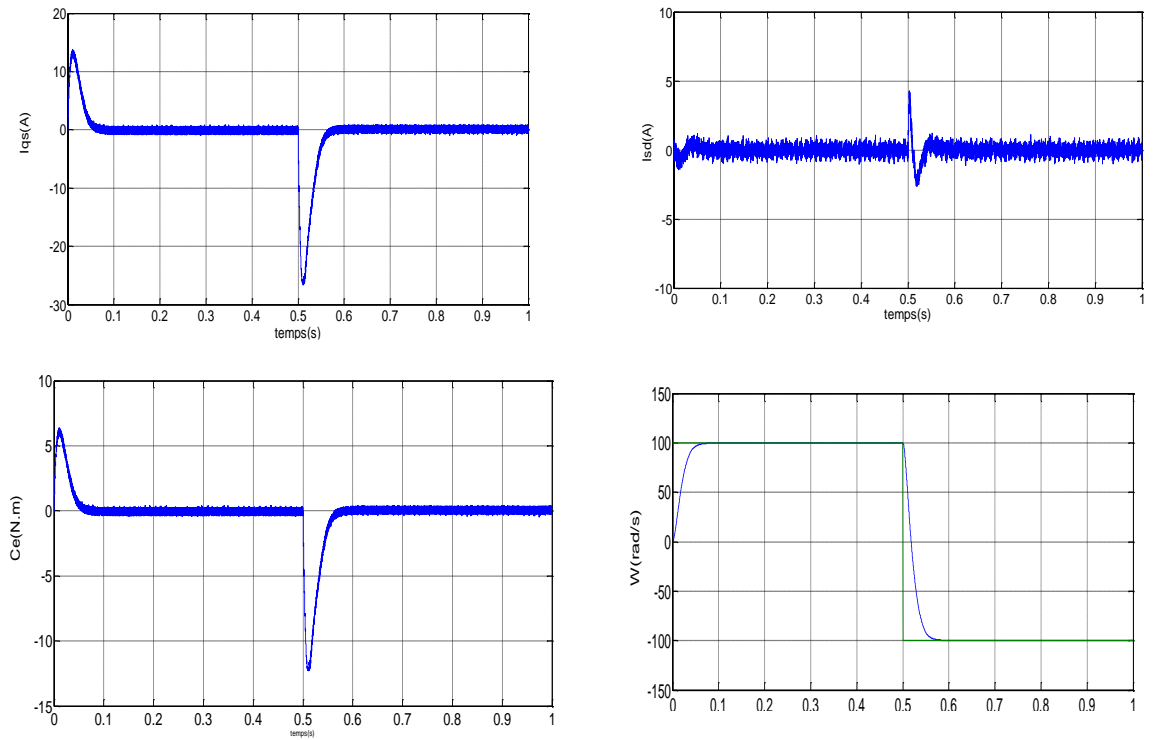


figure III.18: Résultat de simulation de l'inversion de la vitesse -100rad/s a t= 0.5s

Interpretation des resultat :

Les simulations présentées sur les figure (III.15)(III.16)(III.17)(III.18)concernent la commande vectorielle appliquée à la machine synchrone à aimants permanents présente avec contrôleur flou de vitesse.

La figure (III-15) concernent un démarrage en charge de la MSAP pour une référence de vitesse de 100 rad/s avec variation du couple de charge à $t=0.5s$ et à $t=1s$ suivi de t'inversion du sens de rotation à -100 rad/s à $t =1.5s$.

Les résultats de simulation montrent que le réglage de vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents avec contrôleur flou donne des performances, meilleurs temps de réponse et d'inversion et du régime transitoire, tout en assurant une bonne stabilité du système.

III.13.Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté un autre type de commande (logique floue)appliqués à la MSAP, ainsi nous avons présenté les notions de base de ce type de commande.

L'objet de ce chapitre a pour but de présenter une solution au problème que nous avons rencontré dans les commandes classiques par la technique moderne. Comme la commande par logique floue est une technique relativement nouvelle, il existe encore des discussions sur ces caractéristiques, les essais extensif sur RLF conçu ont cependant montre qu'un RLF malgré qu'il soit plus robuste qu'un PI ne peut pas assurer une haute performance lorsque les conditions de fonctionnement changent sur une très grande échelle.

III.14. Conclusion générale :

Le travail présenté dans ce mémoire avait pour objectif principale la conception d'une commande robuste pour la commande en vitesse de la machine synchrone à aimants permanents MSAP, appelée la commande par la logique floue.

Dans la première partie du travail, nous avons présenté la modélisation en vue de la simulation du variateur de vitesse constitué par l'ensemble MSAP-convertisseur statique.

Malgré les hypothèses simplificatrices introduites, le modèle de la MSAP est très complexe (couplé, non linéaire et multi variable). La difficulté majeure, rencontrée dans cet actionneur, réside dans le fait que le couple électromagnétique et le flux sont des variables fortement couplées. L'utilisation de la transformation de Park, a permis d'aboutir à un modèle plus simplifié.

Dans le deuxième chapitre, et afin d'assurer une commande performante de l'ensemble MSAP-Onduleur, il est nécessaire d'assurer un découplage entre la partie électrique (le flux) et la partie mécanique (le couple) de la machine. Pour cela on a introduit une technique de commande vectorielle qui permet de commander la machine d'une façon semblable à une machine à courant continu à excitation séparée. Ce découplage est prouvé par une série de simulation de la MSAP. Les tests de robustesse ont prouvés que la commande vectorielle avec un régulateur classique PI est moins robuste vis-à-vis l'incertitude paramétrique de la MSAP et leurs variations.

Dans le troisième chapitre nous avons exposé le principe de la commande floue, et nous avons présenté la simulation de la commande floue, En effet, cette stratégie est basée sur le contrôle vectoriel en utilisant un régulateur flou dans la boucle de vitesse. Les gains de ce régulateur ne dépendent pas des paramètres de la machine. Ils sont variables dans le temps.

Annexe -A- Paramètres de MSAP :

Les paramètres de la machine synchrone à aimant permanent étudiée en simulation sont les suivants :

Résistance statorique : $R=1.4$ Ohm

Inductance directe : $L_{ds}=0.0066$ H

Inductance quadratique : $L_{qs}=0.0058$ H

Nombre de paires de pôles : $P=3$

Flux des aimants : $\Phi_f=0.1546$ wb

Moment d'inertie : $J=0.00176$ k.g.m²

Frottement visqueux : $f=0.00038818$

- [1] N. Amirouche «Contribution à La Commande Adaptative et Neuronale D'une machine Synchrones à Aimants Permanents». Thèse de Doctorat de l'Université L'ENP 16/12/2007.
- [2] A.Kadouri «Étude D'une Commande Non Linéaire Adaptative D'une machine Synchrones à Aimants Permanents». Thèse de Doctorat de l'Université Laval Québec Novembre 2000.
- [3] : **A.Titaouine, F.Benchabane, K.Yahia**"Commande d'une machine synchrone à aimants permanents et estimation de ses paramètres en utilisant le filtre de Kalman étendu', Courrier du Savoir N°07, pp.37-43, Décembre 2006.
- [4] Bernard Schneider et Alain Beuret «L'électricité au Service Des Machines» octobre 2006.
- [5] : **B. Multon**: « Les Machines Synchrones Autopilotées » ; Notes de Cours ; Ecole Normale Supérieure de Cachan, Antenne de Bretagne, 2004.
- [6] : **A. Aneur**," Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants", Thèse de magistère, Université de Batna, 2005.
- [7] : **K.Azeddine** "Etude d'une commande non- linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents", Ph, Québec, Canada, 2000.
- [8] : **M.Sebaa**"Etude et comparative entre les différentes méthodes de commande d'une machine synchrone à aimants permanents ", Mémoire de magister, ENSET-Oran, 2003.
- [9] : **F. Gillon**: «Modélisation et Optimisation par Plan d'Expériences d'un Moteur à Commutation Electronique» ; Thèse de Doctorat, Université de Lille, 1997.
- [10] : **K.Hartani**"Contribution à la stabilité du véhicule électrique à l'aide du contrôle des systèmes anti-patinage", Thèse de Doctorat Es-Science, U.S.T.O Oran, Algérie, 2007.
- [11] : **L.Ghaouti**"Commande robuste d'un moteur synchrone à aimants permanents sans capteur de vitesse", Mémoire de magister, USTO, 2007.
- [12] : **A.Maasoum**"Commande à la commande singulièrement perturbé d'une machine synchrone à aimants permanents (Commande à structure variable CSV) Neuro- Floue", Thèse de doctorat Es-science, Sidi Bel-Abbas, Algérie, 2007.
- [13] **B.Amel** « Commande Prédictive Généralisée d'une Machine Synchrones à Aimants Permanents». Mémoire de magistère Université de Batna juin 2009.

- [14] S.Gusia «Modélisation des systèmes électroniques de puissance à commande MLI Application aux actionnements électriques». Thèse de doctorat Université catholique de Louvain Septembre 2005.
- [15] Babak NAHID MOBARAKEH «Commande Vectorielle sans Capteur Mécanique des Machines synchrones a Aimants : Méthodes, Convergence, Robustesse, Identification"En ligne" Des Paramètres». Thèse de doctorat, L'Institut National Polytechnique de Lorraine : décembre 2001.
- [16] L.Ramdane «Modélisation des Machine Asynchrones et Synchrones a Aimants avec Prise en Compte des Harmoniques D'espace et de Temps: Application à la propulsion marine par POD» Thèse de doctorat L'Institut National Polytechnique de Lorraine: octobre 2006.
- [17] : **J.M.Retif**: «Commande Vectorielle des Machines Asynchrones et Synchrones» ; Notes de Cours, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon (INSA), 2008.
- [18] : **A. Golea**," Contribution au développement d'une méthodologie de conception des associations Convertisseurs -Machines ", Thèse de doctorat de l'INP de Grenoble, 1994.
- [19]: **S. Belkacem**" Etude comparative des performances statique et dynamique d'un Contrôle de découplage et de DTC d'un moteur à induction alimenté par un convertisseur statique". Mémoire de magister en électrotechnique, université de Batna, 2005.
- [20] : **N.Benyahia, K. Srairi, S. M. Mimoune**," Commande de la machine asynchrone par orientation du flux rotorique", pp.147-150, N°06, Juin 2005.
- [21] : **A. Aoufi**," Utilisation d'observateurs à modes glissants pour le contrôle direct de couple et le contrôle vectoriel d'une machine asynchrone à cage", Thèse de magistère, Université de Biskra, 2011.
- [22] : **Annane Adel** ,«Analyse du comportement du moteur synchrone dans les entraînements électriques à vitesse variable». Mémoire de magister, option ELECTROMECHANIQUE , Université d'Annaba, 2009.
- [23] : **J.M.Retif**: «Commande Vectorielle des Machines Asynchrones et Synchrones» ; Notes de Cours, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon (INSA), 2008.
- [24] : **A. Golea**," Contribution au développement d'une méthodologie de conception des associations Convertisseurs -Machines ", Thèse de doctorat de l'INP de Grenoble, 1994.
- [25] : **C.Bouchereb**"Contrôle direct du couple des machines synchrones ".mémoire de magister en électrotechnique, université de Batna, 2005.

- [26] : **A. Aoufi**, " Utilisation d'observateurs à modes glissants pour le contrôle direct de couple et le contrôle vectoriel d'une machine asynchrone à cage", Thèse de magistère, Université de Biskra, 2011.
- [27] : **Annane Adel**, «Analyse du comportement du moteur synchrone dans les entraînements électriques à vitesse variable». Mémoire de magister, option ELECTROMECHANIQUE , Université d'Annaba, 2009.
- [28] Bachiri Khaled, Begag Khalil, « Commande Adaptative de la Machine synchrone à aimants permanents (MSAP) », Thèse d'Ingénieur d'état Université Ferhat Abbas - Sétif ,2012
- [29] Lahouel Dalila, «Commande non linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants Permanents», Thèse Magister, Université de Batna 2009
- [30] O.Maamri I. Khalil "Développement d'une commande vectorielle DTC d'une machine Asynchrone par la logique floue" Mémoire De fin d'étude d'ingénieur d'état en électronique Université Kasdi Merbah Ouargla 2007
- [31] L. Baghli, "contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de logique floue, réseaux de neurones et les algorithmes génétiques", Thèse Doctorat NANCY ,2003.
- [32] A. Kandel, and G. Langholz, editors, Fuzzy Control Systems, CRC Press, 1994.
- [33] B. Kosko, Neural Network and Fuzzy Systems: A Dynamical System Approach to Machine Intelligence, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N J., 1991.
- [34] B. Meunier, Bernadette, "La logique floue et ses applications," édition Wesley France, 1995.
- [35] J. Faucher «Les plans d'expériences pour le réglage de commandes à base de logique floue» L'institut national polytechnique de Toulouse. 26 septembre 2006.
- [36] P. Josvah «Quelques aspects de l'interprétabilité sémantique des SIF : Application à l'optimisation d'un régulateur PI flou» Mémoire d'Habilitation à Diriger des Recherches 12 avril 2008.
- [37] M. Mourad «Modélisation Des Effets Electromagnétiques» Apport de la logique floue et neuro-floue » » Thèse de Doctorat. Université de Batna juin 2008.

Résumé :

L'objectif du travail présente dans ce mémoire est une étude comparative des régulateurs flous par rapport au régulateur classique de la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimant permanents (MSAP).

La modélisation de système est présente dans une première étape. Dans une deuxième étape la commande vectorielle est présente pour passer à une commande simplifiée ou on se rapproche d'un modèle linéaire. Un régulateur classique est utilisé pour la commande de la vitesse. Une introduction à la logique floue est présentée avec des applications des régulateurs flous pour le contrôle de la vitesse de la MSAP. Dans la dernière partie nous avons présenté une étude comparative entre le régulateur classique et les régulateurs flous.

Mots clés : MSAP, Onduleur de tension, Modélisation, régulateurs PI, commande vectorielle, logique floue.

المخلص:

الهدف من العمل المقدم في هذه المذكرة هو دراسة مقارنة للمنطق الضبابي. مقارنة مع المعدل الكلاسيكي للتحكم الشعاعي في الآلات التزامنية ذات المغناطيس الدائم .

نمذجة النظام موجودة في خطوة الأولى. في الخطوة الثانية، استعملنا التحكم الشعاعي للانتقال

إلى تحكم مبسط أو يقترب من النموذج الخطي. يتم استخدام المعدل الكلاسيكي للتحكم في السرعة.

قدمنا مقدمة حول المنطق الضبابي مع تطبيقات التحكم الضبابي للتحكم في سرعة الآلات التزامنية ذات المغناطيس الدائم .

أما في الجزء الأخير قمنا بدراسة مقارنة بين المعدل الكلاسيكي والمعدل الضبابي.

الكلمات المفتاحية: الآلات التزامنية ذات المغناطيس الدائم، محول التوتر، النمذجة، المعدل الكلاسيكي، التحكم الشعاعي، المعدل ضبابي.
