

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

FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE
N° : CSE-11



DOMAINE : GENIE ELECTRIQUE
FILIERE : ELECTROTECHNIQUE
OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique

Par: BELBEY ZAKARIA
HAMIDI MOHAMED

Intitulé

Contribution au contrôle intelligent de la
machine synchrone à aimant permanents

Soutenu le : 10 / 06 / 2018

Encadré par :

Dr BERRABAH Fouad

Université Mohamed Boudiaf-M'sila

Dr ROUABHI Riyadh

Université Mohamed Boudiaf-M'sila

Devant le jury composé de :

Président Mr.

Université Mohamed Boudiaf – M'sila

Examineurs Mr.

Université Mohamed Boudiaf – M'sila

Examineurs Mr.

Université Mohamed Boudiaf – M'sila

Année universitaire : 2017 / 2018

بِسْمِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

REMERCIEMENTS

Tout d'abord, on tient à remercier Dieu de nous avoir permis de terminer nos études ainsi que ce modeste travail dans de bonnes conditions.

*Nous adressons nos sincères remerciements à nos encadreurs **Mr ROUABHI Riyadh et Berrabah Fouad** pour leur contribution et leur disponibilité à l'élaboration de ce travail ainsi que pour leurs judicieux conseils.*

Nous exprimons nos respectueux remerciement aux membres de jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant de siéger à notre soutenance.

On profite également pour remercier tout ceux qui, de près ou de loin, nous ont aidé et donc ont contribué au succès de ce travail.

Dédicaces

Nous dédions ce mémoire à nos parents qui nous a apporté beaucoup d'affection, d'amour et de soutien durant toute notre vie commune. Les mots ne parviendront jamais à exprimer tout l'amour que nous leur porte au fond de nos cœurs et nos âmes. Nous espérons qu'un jour nous pourrons leur rendre le peu de ce qu'ils ont fait pour nous, que dieu leur prête le bonheur et longue vie.

A nos frères et nos familles, qui ont été très souvent présents pour partager la joie et les souffrances à tous nos amis, nos collègues

A tous nos professeurs nous dédions ce travail et en leur souhaitant tous le succès et le bonheur de la vie.

Belbey Zakaria

Hamidi Mehmed

SOMMAIRE.....	
LISTE DES FIGURES.....	I
LISTE DES TABLEAUX... ..	II
LISTE DES SYMBOLES.....	III
INTRODUCTION GÉNÉRALE.....	1
Chapitre I : L'ETAT DE L'ART DES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS	
I.1.INTRODUCTION	4
I.2.PRESENTATION DE LA MSAP :.....	4
I.3.DESCRPTION DE FONCTIONNEMENT DE LA MSAP :.....	6
I.3.1.STRUCTURE DE LA MSAP :	6
I.3.2.MODE DE FONCTIONNEMENT DE LA MSAP :	6
I.4.LES APPLICATIONS DES MACHINES ASYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS :	7
I.5.AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA MADA :	8
I.6. CONCLUSION :.....	9
Chapitre II: MODELISATION DE LA MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS	
II.1.INTRODUCTION :	10
II.2.HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES :.....	10
II.3.EQUATIONS MATHEMATQUES DE LA MSAP DANS LE REPERE (ABC) :	11
II.3.1.EQUATIONS ELECTRIQUES :.....	11
II.3.2 .EQUATIONS MAGNETIQUES :	12
II.3.3.EQUATIONS MECANIQUES :	13
II.4.TRANSFORMATION DE PARK :	14
II.5.EQUATIONS MATHEMATQUES DE LA MSAP DANS LE REPERE (D, Q) :	14
II.5.1.EQUATIONS ELECTRIQUES :.....	15
II.5.2. EQUATIONS MAGNETIQUES :.....	15
II.5. 3.EQUATIONS MECANIQUES :	16
II.6. CHOIX DE REPERE DE REFERENCE DE PARK :	16
II.6.1. REFERENTIEL LIE AU STATOR :	16
II.6.2. REFERENTIEL LIE AU ROTOR :.....	16
II.6.3. REFERENTIEL LIE AU CHAMP TOURNANT :	17
II.7. MODELE D'ETAT DE LA MSAP :	17
II.8.RESULTATS DE SIMULATION NUMERIQUE DU SYSTEME :	18

II.9. INTERPRETATION DES RESULTATS :	19
II.10. MODELISATION ET COMMANDE DU L'ALIMENTATION DE LA MSAP :	19
II.10.1. MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION :	19
II.10.2. COMMANDE PAR MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION (MLI) :	21
II.10.3. MODELISATION DE FILTRE :	22
II.10.4. MODELISATION DU REDRESSEUR :	23
II.11. RESULTATS DE SIMULATION DE LA MSAP AVEC ONDULEUR :	24
II.11.1. INTERPRETATION DES RESULTATS :	24
II.11. CONCLUSION :	25

Chapitre III: LES COMMENDES APPLIQUENT DE LA MSAP

III.1. INTRODUCTION :	26
III.2. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP :	26
III.3. STRATEGIE DE LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP :	27
III.4. COMMANDE VECTORIELLE DE LA (MSAP) ALIMENTEE EN TENSION :	29
III.5. COMMANDE PAR MLI :	30
III.6. LA REGULATION :	31
III.6.1. CONCEPTION DES REGULATEURS :	33
III.6.1.1. ACTION PROPORTIONNELLE (Kp) :	34
III.6.1.2. ACTION INTEGRALE (Ki) :	34
III.7. COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE :	34
III.8. NOTIONS FONDAMENTALES DE LA LOGIQUE FLOUE :	34
III.8.1. ENSEMBLES FLOUS :	34
III.8.2. DIFFERENTES FORMES DES FONCTIONS D'APPARTENANCES :	34
III.8.3. VARIABLES LINGUISTIQUES :	35
III.8.4. OPERATEURS LOGIQUES FLOUS :	36
III.8.5. IMPLICATION FLOUE :	37
III.9. STRUCTURE D'UN REGULATEUR FLOU :	38
III.9.1. FUZZIFICATION :	39
III.9.2. BASE DE CONNAISSANCE :	39
III.9.3. MOTEUR D'INFERENCE :	39
III.9.4. DEFUZZIFICATION :	40
III.10. DEVELOPPEMENT PRATIQUE DU CONTROLEUR FLOU :	40
III.11. APPLICATION DU REGULATEUR FLOU DE MAMDANI POUR LA COMMANDE DE LA MSAP :	41

SOMMAIRE

III.11.1 CHOIX DES FONCTIONS D'APPARTENANCE ET DES SOUS ENSEMBLES FLOUS :	42
III.11.2 REGLES DE DECISION DE CONTROLE FLOU :	42
III.12 .SIMULATION D'UNE COMMANDE NON LINEAIRE DE LA MSAP PAR UN RLF :	43
III.13. COMMANDE PAR MODE GLISSANT :	44
III.14. SYSTEMES A STRUCTURE VARIABLES :	44
III.14.1. CONFIGURATION DE BASE POUR LES SYSTEMES A STRUCTURE VARIABLE :	44
III.14.1.1. structure par commutation d'une contre réaction d'état :	45
III.14.1.2. structure niveau de l'organe de commande :	45
III.14.1.3. commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la commande équivalente :	45
III.15. THEORIE DE LA COMMANDE PAR MODES GLISSANTS :	46
III.15.1. PRINCIPE ET CONCEPTION DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT :	46
III.15.2. SYNTHESE DE COMMANDE PAR MODES GLISSANTS :	47
III.15.2.1. choix de la surface de glissement :	47
III.15.2.2 condition d'existence du mode de glissement :	48
III.15.2.3. loi de commande :	49
III.16. PHENOMENE DE RETICENCE (CHATTERING) :	52
III.17. ELIMINATION DU PHENOMENE DE RETICENCE:	53
III.17.1. LOI D'APPROCHE "APPROCHLAW" :	53
III.17.2. SOLUTION DE COUCHE LIMITE :	53
III.18. APPLICATION DE LA CSV A LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS :	54
III.19. RESULTATS DE SIMULATION POUR LES TROIS COMMANDES VECTORIELLE ET MODE GLISSANT ET LOGIQUES FLOUS :	57
III.19.1 RESULTATS DE SIMULATION :	57
III.19.2 interprétation des résultats :	59
III.20. CONCLUSION :	61
CONCLUSION GENERALE :	62
ANNEX	
BIBLIOGRAPHIE	
RESUME	

Liste des figures

Chapitre I : L'état de l'art des machines synchrones à aimants permanents

Figure(I.1): Différents dispositions d'aimants permanents dans un rotor..... 6
Figure(I.2): Caractéristique du couple-angle électrique..... 7

Chapitre II: MODELISATION DE LA MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS

Figure (II.1): Schéma de la MSAP dans le repère abc..... 11
Figure (II.2): Différents couples qui agissent sur le rotor..... 13
Figure(II.3): Transformation des variables statoriques..... 14
Figure(II.4): Résultats de simulation du MSAP..... 18
Figure(II.5): Schéma simplifié de l'onduleur triphasé à deux niveaux..... 20
Figure(II.6): Principe de fonctionnement de la technique MLI triangule sinusoïdale à une porteuse..... 22
Figure(II.7): Schéma équivalent du filtre passe-bas..... 23
Figure(II.8): Redresseur à diodes..... 23
Figure(II.9): Résultats de simulation du MSAP..... 24

Chapitre III: Les commandes appliquent de la MSAP

Figure (III.1) : Diagramme de phase de la MSAP dans le référentiel (d, q) lié au champ tournant..... 26
Figure (III.2) : Principe de la commande vectorielle..... 28
Figure (III.3) : Modèle de la MSAP quand i_d est nul..... 29
Figure(III.4): Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par l'orientation du flux'..... 29
Figure (III.5): Description des couplages..... 31
figure (III.6): Découplage par compensation..... 32
Figure (III.7): Commande découplée..... 32
Figure (III.8): Représentation de la commande par PI..... 33
Figure (III.9): Régulateur PI..... 33
Figure(III.10): Fonctions d'appartenances de $T(\text{erreur}) = \{NG, NP, EZ, PP, PG\}$ 36

<i>Figure (III.11) : Opérateurs ET et OU.....</i>	37
<i>Figure(III.12) : Schéma synoptique générale d'un Régulateur flou.....</i>	38
<i>Figure(III.13) : Schéma bloc d'une boucle régulation à contrôleur flou.....</i>	40
<i>Figure(III.14) : Fonctions d'appartenance utilisées dans la fuzzification.....</i>	43
<i>Figure(III.15) : Fonctions d'appartenance utilisées dans la défuzzification</i>	43
<i>Figure(III.16) : Schéma de principe du réglage flou avec découplage NL de la MSAP..</i>	43
<i>Figure (III.17) : Configuration par changement de retour d'état.....</i>	45
<i>Figure (III.18): Configuration avec loi de commutation au niveau de l'organe de commande.....</i>	45
<i>Figure (III.19) : Changement de structure avec ajout de la commande équivalente.....</i>	46
<i>Figure (III.20) : Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phases.....</i>	47
<i>Figure (III.21) : Linéarisation exacte de l'écart.....</i>	48
<i>Figure (III.22) : Principe de la commande en mode glissant avec commande équivalente.....</i>	50
<i>Figure(III.23) : Interprétation de U_{eq}.....</i>	50
<i>Figure (III.24) : Représentation de la fonction Sign.....</i>	51
<i>Figure (III.25) : Phénomène de réticence.....</i>	52
<i>Figure (III.26) : Les différent solutions pour éliminer le réticenc.....</i>	54
<i>Figure (III.27): Structure de commande de la vitesse pour la MSAP.....</i>	55
<i>Figure (III.28): Résultats de simulation du MSAP par trois commendes</i>	59

Annexe B

<i>Figure AN-1 : Schéma bloc d'un système réglé par un PI.....</i>	65
--	----

Liste des tableaux

Chapitre III: Les commendes appliquent de la MSAP

<i>Tableau III.1 : les formes les plus utilisées de la fonction d'appartenance</i>	35
<i>Tableau III.2 : La table de Mac Vicar-Whelan.....</i>	39
<i>Tableau III.3 : Table de décision diagonale Mac vicar-Whelan.....</i>	42

Annexe A

<i>Tableau AN-1 : Paramètres nominaux du MSAP étudié.....</i>	63
<i>Tableau AN-2 : Conditions de simulations.....</i>	63

Abréviations & Nomenclature

Abréviations

MSAP : Machine synchrone à aimant permanent.

MCC : Machine à courant continu.

CC : Courant continu.

DC : Direct Curent.

AC : Alternative Curent.

MLI : Modulation par largeur d'impulsion.

PI : correcteur Proportionnel intégrale.

P.I.D : action Proportionnel intégrale dérivée.

CMG : Commande par mode glissants.

MG : Mode de glissement.

f.é.m. : Force électromotrice.

FTBO : Fonction de transfert en boucle ouverte.

FTBF : Fonction de transfert en boucle fermée.

LF : Logique floue.

RN : Réseau de neurone.

RO : Réseau d'ondelette.

WFNN : Wavelet fuzzy neural network.

SWNF : Sommaton wavelet neuro-fuzzy.

CMG : Commande par mode glissants.

MG : Mode de glissement.

VSS : Variable Structure System.

CSV : Commande à structure variable.

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

Cem : couple électromagnétique

Cr : couple résistant

Nomenclature

$[V_s]$: Vecteur tensions statoriques (V).

$[i_s]$: Vecteur courants statoriques (A).

$[R_s]$: Matrice résistance stator (Ohms).

R_s : Résistance de l'enroulement statorique (Ohms).

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

L_{ss} : Inductance cyclique statorique par phase (H).

L_s : Inductance propre d'une phase statorique (H).

$[\Phi_{sf}]$: Vecteur flux engendré par l'aimant (Wb).

$[\Phi_s]$: Vecteur flux statoriques (Wb).

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

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

ω : Pulsation électrique (rad/s).

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

C_{em} : Couple électromagnétique délivré par le moteur (N.m).

C_r : Couple résistant (N.m).

P : Puissance Watts.

p : Nombre de paires de pôles.

J : Moment d'inertie des parties tournantes ramenées à l'arbre moteur (Kg.m^2).

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

f : Coefficient de frottement visqueux.

μ : Rapport entre nombre de spire saine et défaut

β : Le coefficient des frottements visqueux.

e : L'erreur.

de : La variation de l'erreur.

K_p : Le gain proportionnel.

K_i : Le gain d'intégral.

T_i : Constante de temps d'intégration

K_d : Le gain de dérivée.

U_d : est la commande discontinue.

e_d, e_q : Chute de tension avec l'axe d et q.

Liste des symboles

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

V_{qeq} : Commande équivalente.

$S(t)$: surface de glissement de la variable t .

λ : La vitesse spécifique de la machine.

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

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

η : Taux d'apprentissage.

τ : Constante du temps électrique.

$[U]$: Vecteur d'entrée (La commande).

$[V]$: Vecteur de sortie (La mesure).

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

i_a, i_b, i_c : Courants des phases statorique (A).

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

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

t : Temps (s).



Introduction générale

Les nouvelles applications industrielles nécessitent des variateurs de vitesse ayant des hautes performances dynamiques, une bonne précision en régime permanent, une haute capacité de surcharge sur toute la plage de vitesse et une robustesse aux différentes perturbations. Ces dernières années plusieurs techniques ont été développées avec l'évolution de l'intégration des techniques nouvelles de l'intelligence artificielle telles que, le réseau de neurones, la logique floue, les algorithmes génétiques,...etc. [GHA 96]

La machine synchrone à aimants permanents est un actionneur électrique très robuste et présente de faibles moments d'inertie ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps et permet de concevoir des commandes de vitesse, de couple ou de position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes (actionneurs de robotique, servomoteur, entraînement à vitesse variable...etc.). Mais le modèle du moteur synchrone à aimants permanents correspond à un système multi variable et fortement couplé, c'est pour cette raison que sa commande est plus complexe que celle d'une MCC [GRF 97][KAD 03].

La commande vectorielle permet à la machine synchrone aimante permanente d'avoir une dynamique proche de celle de la machine à courant continu qui assure la linéarité et le découplage. Cependant, cette structure de commande nécessite que les paramètres de la machine soient précis, ceci exige une bonne identification des paramètres.

La logique floue est une technique utilisée en intelligence artificielle. Utilisée dans des domaines aussi variés que l'automatisme (freins ABS), la robotique, la gestion de la circulation routière (feux rouges), le contrôle aérien, l'environnement (climatologie, sismologie), la médecine (aide au diagnostic), l'assurance (sélection et prévention des risques) et bien d'autres. [DUD 94][PRA 80]

La commande à structure variable qui par sa nature non linéaire, possède cette robustesse. Le réglage par mode de glissement est fondamentalement une méthode qui force la réponse à glisser le long d'une trajectoire prédéfinie. Cependant, cette technique de commande a un inconvénient de commutation aux hautes fréquences (effet de réticence).

PROBLEMATIQUE

Aujourd'hui, l'importance de l'utilisation des machines synchrones à aimant permanent dans l'industrie a conduit les gens du domaine à mener des recherches approfondies pour améliorer l'efficacité de ces machines par un meilleur transfert d'énergie et une bonne qualité de l'énergie mécanique produite à travers le choix des techniques de commandes adéquates qui seront capables de compenser l'effet des perturbations paramétriques et extérieures du système. Dans ce contexte, ce présent travail de mémoire est consacré à l'étude d'une machine synchrone à aimant permanent (MSAP), le type de convertisseur ainsi que la technique de commande adoptée seront considérés.

OBJECTIF DE MEMOIRE

L'objectif de notre travail est de présenter une étude théorique sur les machines synchrones afin de choisir la plus performante (machine synchrone à aimant permanent). La machine choisie est pilotée par les grandeurs statoriques à travers deux convertisseurs. La fonction principale de ces convertisseurs dans le système considéré est la connexion de la machine au réseau électrique de deux façons différentes : l'une sur le convertisseur côté réseau qui permettra le redressement des tensions triphasé; l'autre, sur le convertisseur côté stator qui permettra le contrôle et l'optimisation du flux énergétique mécanique généré par la machine pendant les périodes de fonctionnement de ce système. Pour ce faire, plusieurs techniques de commandes seront développées dans ce travail afin d'assurer un rendement et une qualité de production optimaux.

Afin d'atteindre l'objectif principal fixé, différents sous objectifs sont définis comme suit :

- ❖ Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) dans un fonctionnement moteur.
- ❖ Modélisation des deux convertisseurs qui raccordent le stator de la machine (MSAP) au réseau.
- ❖ Synthèse d'une loi de commande vectorielle à base de régulateurs PI appliquée au convertisseur côté stator pour contrôler la puissance mécanique générée par le rotor de la MSAP aux valeurs désirées.
- ❖ Synthèse d'une loi de commande à base des régulateurs flous pour remédier aux problèmes de la commande vectorielle à base de régulateurs PI.

- ❖ Synthèse d'une loi de commande par mode glissant toujours pour contrôler l'échange de puissance produite au rotor de la MSAP (Vitesse. Couple).

STRUCTURE DE MEMOIRE

Ce travail contient trois chapitres, est organisé de la manière suivante.

Dans le premier chapitre, nous allons présenter l'état de l'art de la machine synchrone à aimant permanent MSAP (son historique, l'évolution de son exploitation dans le monde en quelques chiffres, une description détaillée et la technologie de son fonctionnement, ses applications ainsi que ses avantages et ses inconvénients.

Le deuxième chapitre sera consacré à la modélisation individuelle de la modélisation de la machine synchrone à aimant permanent dans le repère de Park lié au champ tournant et son alimentation statorique (onduleur à deux niveaux) qui permettra l'application des commandes destinées au contrôle de vitesse et couple générées par le rotor. Enfin, on présentera une modélisation de l'alimentation de l'onduleur qui est un redresseur triphasé. Le modèle mathématique globale obtenu sera réservé à l'application des différentes commandes pour assurer un rendement optimal.

Dans le troisième chapitre, nous présenterons trois algorithmes de commandes pour obtenir une bonne qualité d'énergie mécanique produite par le système. Ces algorithmes permettront de contrôler indépendamment la vitesse et le couple générées; l'une des applications concerne la commande vectorielle aux moyens de régulateurs PI basée sur l'orientation du flux statorique pour linéaires le modèle de la MSAP et découpler le contrôle; la deuxième, on considérera la commande par logique floue basée sur les régulateurs flous afin d'améliorer les qualités de poursuite et d'assurer la robustesse du système.; l'autre, concerne la commande par mode glissant à base des gains estimés. Cette dernière est basée sur le choix de la surface de glissement et la condition de convergence pour créer une loi de commande adéquate. Les résultats de la simulation numérique obtenus lors de l'application de ces commandes sur le système seront affichés et commentés.

Finalement, le travail sera clôturé par une conclusion générale, ainsi que par des suggestions et quelques perspectives pour les travaux de recherches futurs dans ce domaine.



Chapitre I:

**L'ETAT DES L'ART DE
MACHINES SYNCHRONES
A AIMANTS PERMANENTS**

I.1.Introduction

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

I.2.Présentation de la MSAP

Cette famille de machine regroupe en fait plusieurs sous familles, qui vont de l'alternateur de plusieurs centaines de mégawatts au moteur de quelques watts, en passant par les moteurs pas à pas. Néanmoins, la structure de toutes ces machines est relativement proche. Le stator est généralement constitué de trois enroulements triphasés répartis, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales ou trapézoïdales[CHE 01].

Le stator : est similaire à celui de la machine asynchrone. Il se compose d'un bobinage distribué triphasé, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales ou trapézoïdales. Ce bobinage est représenté par les trois axes (a, b, c) déphasés, l'un par rapport à l'autre, de 120° électriques.

Le rotor : se compose d'aimants permanents. Les aimants permanents présentent l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotorique, 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 de nombreuses façons de disposer les aimants au rotor (Fig.I.1).

– Aimant en surface (Surface Mounted) :

Les aimants sont montés sur la surface du rotor en utilisant des matériaux adhésifs à haute résistance. Ils offrent un entrefer homogène, le moteur est le plus souvent à pôles lisses. Ses inductances ne dépendent pas de la position du rotor (Fig. I.1-a). L'inductance de l'axe-d est égale à celle de l'axe-q. Cette configuration du rotor est simple à réaliser. Ce type du rotor est le plus utilisé. Par contre, les aimants sont exposés aux champs démagnétisant. De plus, ils sont soumis à des forces centrifuges qui peuvent causer leur détachement du rotor.

– Aimants insérés (Inset Magnet Type) :

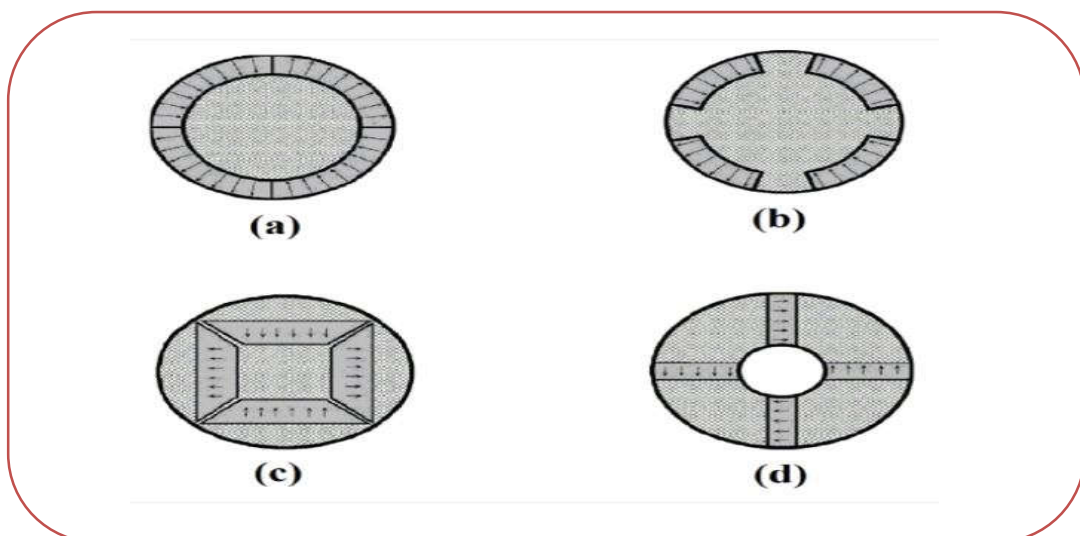
Les aimants du type insérés aussi sont montés sur la surface du rotor. Cependant, les espaces entre les aimants sont remplies du fer (voir Fig. I.1-b). L'alternance entre le fer et les aimants provoque l'effet de saillance. L'inductance de l'axe-d est légèrement différente de celle de l'axe-q. Cette structure est souvent préférée pour les machines trapézoïdale, parce que l'arc polaire magnétique peut être réglé afin d'aider à former les forces électromagnétiques.

– Aimants enterrés (Interior Magnet Type) :

Les aimants sont intégrés dans la masse rotorique (Fig. I.1-c) : le moteur sera à pôles saillants. Dans ce cas, le circuit magnétique du rotor est anisotrope, les inductances de pendent fortement de la position du rotor. Les aimants étant positionnés dans le rotor, ce type de moteur est plus robuste mécaniquement et il permet le fonctionnement à des vitesses plus élevées. D'autre part, il est naturellement plus cher à fabriquer et plus complexe à contrôler

– Aimants à concentration de flux (Flux Concentration Type) :

Comme le montre la (Fig. I.1-d), les aimants sont profondément placés dans la masse rotorique. Les aimants et leurs axes se trouvent dans le sens circonférentiel. Le flux sur un arc polaire du rotor est contribué par deux aimants séparés. L'avantage de cette configuration est la possibilité de concentrer le flux généré par les aimants permanents dans le rotor et d'obtenir ainsi une induction plus forte dans l'entrefer. Ce type de machine possède de l'effet de saillance.



Figure(I.1): Différents dispositions d'aimants permanents dans un rotor [JAW 08]

I.3. Description de fonctionnement de la MSAP

I.3.1. Structure de la MSAP

Le moteur synchrone est constitué de deux parties, une partie mobile où rotor constituant l'inducteur, et une partie fixe ou stator portant des enroulements constituant l'induit. La mince zone localisée entre ces deux éléments est appelée entrefer.

Le stator d'une machine synchrone triphasé est constitué de trois enroulements identiques décalés de 120° dans l'espace, logés dans les encoches du circuit magnétique fixe. Ce dernier est feuilleté afin de réduire les courants de Foucault et de limiter les pertes dans le fer.

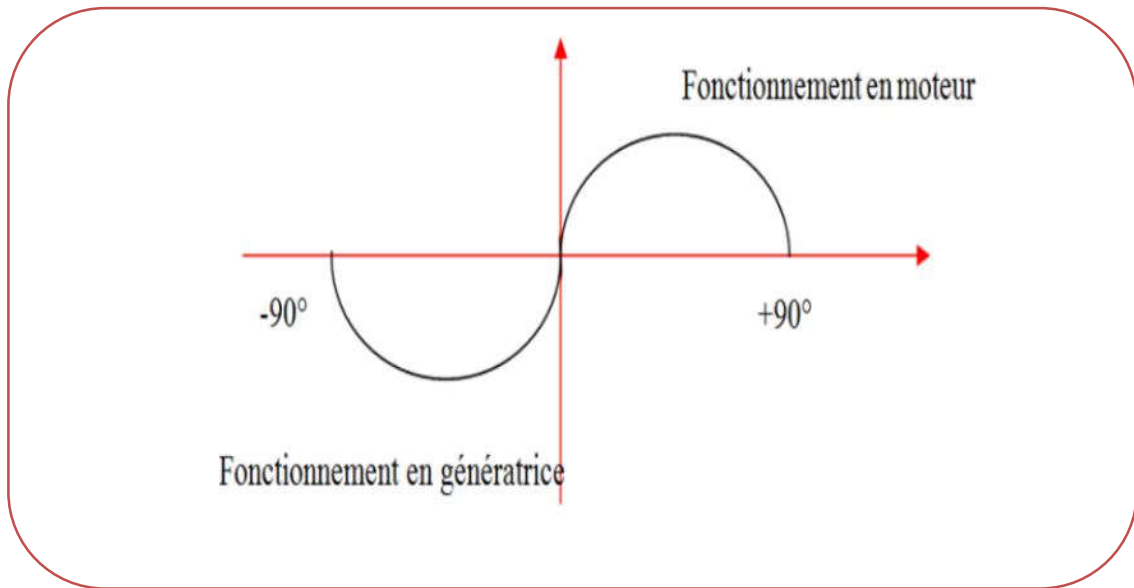
Il est généralement construit en tôle à base d'alliage fer silicium qui permet l'obtention d'une induction élevée [LAC 07].

Au rotor, les enroulements parcourus par un courant continu (dans le cas de la machine à rotor bobiné) sont remplacés par des aimants permanents alternant pôles nord et pôles sud. Le flux inducteur balaye les enroulements statorique et y induit des forces électromotrices (f.é.m) alternatives. L'interaction des champs statorique et rotorique donne naissance à un couple sur l'arbre du moteur et entraîne le moteur à vitesse de rotation synchrone. La figure suivante, présente une machine synchrone à aimants en surface.

I.3.2. Mode de fonctionnement de la MSAP

La machine étudiée est un moteur, il permet donc une conversion électromécanique de l'énergie. Le stator de celui-ci est alimenté par un réseau triphasé. Il produit ainsi un champ tournant qui entraîne le rotor. Plus le couple sur l'arbre est élevé plus l'angle de décalage polaire est plus grand. Le rotor décroche du flux tournant dès que cet angle dépasse 90° . La vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de synchronisme. Elle est donc directement proportionnelle à la fréquence d'alimentation du stator.

La caractéristique du couple-angle électrique est illustrée dans la figure suivante :



Figure(I.2): Caractéristique du couple-angle électrique

I.4. Les applications des machines synchrones à aimants permanents

le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme :

- Les équipements domestiques (machine à laver le linge).
- Les automobiles.
- Les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements.
- Les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste).
- Les applications robotiques.
- La production d'électricité.
- La propulsion des véhicules électriques et la propulsion des sous marins.
- Les machines-outils.
- Les applications de l'énergie de l'éolienne.

I.5. Avantages et inconvénients de la MSAP [BOU 05] , [AME 03]

➤ **Avantages**

Lors de la construction des machines synchrones à aimants permanents (MSAP), à la place des bobinages d'excitation offrent beaucoup d'avantages:

- Moins des pertes de cuivre, les pertes viennent surtout du stator d'où le rendement du moteur est améliorées.
- Une faible inertie et un couple massique élevé.
- Une meilleure performance dynamique.
- Construction et maintenance plus simple.
- Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence de contacte bague balais dans ces machines.

➤ **Inconvénients**

- Commutateur mécanique remplacé par un autre électronique, ce qui a pour effet de rendre le contrôle du moteur plus complexe et coûteux que celui d'un moteur à courant continu.
- Prix des aimants le rend plus cher.
- La présence de pulsation de couple.
- Risque de désaimantation, ce qui limite l'utilisation par les des contrainte comme la température max, courant max...etc.
- Pertes par courant de Foucault dans les aimants.

Le choix des aimants permanents dépend des facteurs suivants :

- Performance du moteur.
- Poids du moteur.
- Dimension du moteur.
- Rendement du moteur.
- Facteur économique.

I.6. Conclusion

Dans ce chapitre on a vue la généralité de la machine synchrone à aimants permanents, nous avons débuté par une représentation les compositions de la MSAP, et les principes de fonctionnement de la MSAP. En suit, nous avons présenté les domaines d'application de la MSAP et leurs avantages et des là inconvénients.

Après ce chapitre on voir le deuxième chapitre une modélisation et la simulation de la machine synchrone à aimant permanent.



Chapitre II:

**MODELISATION DE LA
MACHINE SYNCHRONNE A
AIMANT PERMANENT**

II.1.Introduction

Il y a quelques années, les programmes de simulation faisaient intervenir la transformation de Clarke ou celle de Park. Pour pouvoir effectuer une simulation de la machine synchrone dans un temps relativement court. A ce jour, grâce à l'évolution des technologies informatiques et des processeurs en particulier, nous pouvons nous en passer de ces transformations, ce qui permet dans le cas de la machine synchrone à aimants permanents d'étudier sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire et permanent.

Avant d'établir le modèle mathématique nous nous imposons quelques hypothèses [PWG88] :

- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé.
- Les f.é.m. sont à répartition sinusoïdale.
- L'effet de la température sur les résistances est négligeable.
- L'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.

II.2.Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine synchrone à aimants permanents est subordonnée par les hypothèses simplificatrices suivantes, [ABD 97], [GRE 82], [BAR 83] :

- l'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- l'effet d'encoche est négligeable.
- l'induction dans l'entrefer est sinusoïdale.
- distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- le circuit magnétique est supposé non saturer.
- les harmoniques d'encoche et d'espaces ne sont pas prises en compte.
- le circuit magnétique est supposé parfaitement feuilleté, ie : les courants de Foucault sont négligeables.
- l'hystérésis, l'effet de peau ainsi que l'effet de la température sont négligeables.

II.3. Equations mathématiques de la MSAP dans le repère (abc) :

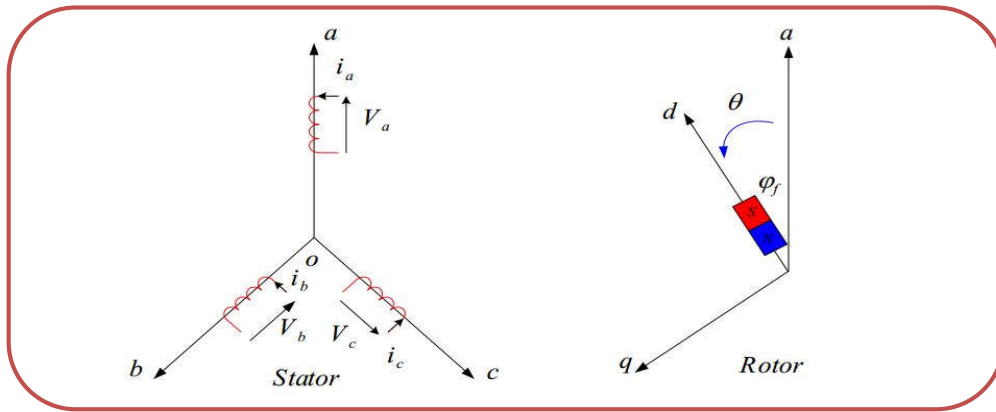


Figure (II.1): Schéma de la MSAP dans le repère abc.

La Figure (II.1) donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents.

Le comportement de la machine est entièrement défini par trois types d'équations à savoir :

- Equations électriques.
- Equations magnétiques.
- Equations mécaniques.

II.3.1. Equations électriques

Les équations des tensions électriques qui régissent la MSAP sont [DAL 09] :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \\ [V_f] = [R_f] \cdot [I_f] + \frac{d}{dt} [\varphi_f] \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Où :

$$\begin{aligned} [V_s] &= \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}; & [I_s] &= \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix}; & [\varphi_s] &= \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix}; & [R_s] &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \\ [V_f] &= \begin{bmatrix} V_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; & [I_f] &= \begin{bmatrix} I_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; & [\varphi_f] &= \begin{bmatrix} \varphi_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; & [R_f] &= \begin{bmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$[V_s]$: Les tensions simples statoriques.

$[i_s]$: Les courants de phase des phases statoriques.

$[\varphi_s]$: Les flux statoriques.

$[R_s]$: Les résistances statoriques.

$[V_f]$: Les tensions simples rotoriques.

$[I_f]$: Les courants de phase des phases.

$[\varphi_f]$: Les flux rotorique.

$[R_f]$: Les résistances rotoriques.

II.3.2 .Equations magnétiques

Les équations des flux magnétiques qui régissent la MSAP sont [BEN 05] :

$$\begin{cases} [\varphi_s] = [L_{ss}] \cdot [I_s] + [M_{sf}] \cdot [I_f] \\ [\varphi_f] = [L_f] \cdot [I_f] + [M_{fs}] \cdot [I_s] \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Où :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}; \quad [L_f] = \begin{bmatrix} l_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[M_{sf}] = M_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}; \quad [M_{fs}] = [M_{sf}]^t$$

$[L_{ss}]$: Sont les inductances propres des phases statoriques.

$[M_{sf}], [M_{fs}]$: Les matrices inductance qui correspond au couplage entre le rotor et le stator.

$[L_f]$: Sont les inductances propres des phases rotorique.

En remplaçant (II.1) dans (II.2), on obtient le système d'équations ci-dessous :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [[L_{ss}] \cdot [I_s] + [M_{sf}] \cdot [I_f]] \\ [V_f] = [R_f] \cdot [I_f] + \frac{d}{dt} [[L_f] \cdot [I_f] + [M_{fs}] \cdot [I_s]] \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

La matrice $[L_{ss}]$ est une matrice carrée qui contient des termes constants regroupés dans

$[L_{s0}]$ alors que les termes variables dépendant de (θ) sont regroupés dans $[L_{s2}(\theta)]$. Dans le

cas général, elle se met sous la forme :

$$[L_{ss}] = [L_{s0}] + [L_{s2}(\theta)]$$

$$\text{Avec : } [L_{S2}(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Où :

M_{SO} : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

L_{SO} : Inductance propre d'une phase statorique.

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

II.3.3. Equations mécaniques

La dernière équation importante qui complète le modèle de la machine synchrone à aimants permanents est l'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine [GHA 07] :

$$J \frac{dw_r}{dt} = C_{em} - C_r - C_f \quad (\text{II.5})$$

Ce qui donne :

$$w = \frac{C_e - C_r}{f + jS} \quad \text{avec : } Wr = p.w$$

Avec :

J : Et le moment d'inertie du moteur .

F_c : C'est le coefficient de frottement visqueux.

C_{em} : C'est le couple électromagnétique délivré par le moteur .

C_r : C'est le couple résistant, ou de charge.

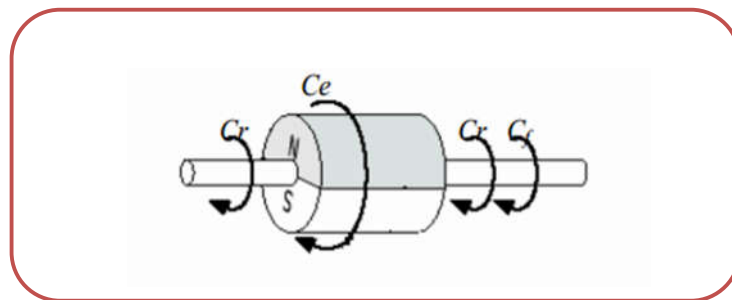


Figure (II.2): Différents couples qui agissent sur le rotor.

II.4. Transformation de Park

La transformation de Park est un outil mathématique qui permet la simplification des équations des machines électriques triphasées. Elle permet de passer d'un système triphasé alternatif (repère (a, b, c)) à un système biphasé (repère (d, q)), et obtenir un système d'équation à coefficients constants [BEN 05].

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

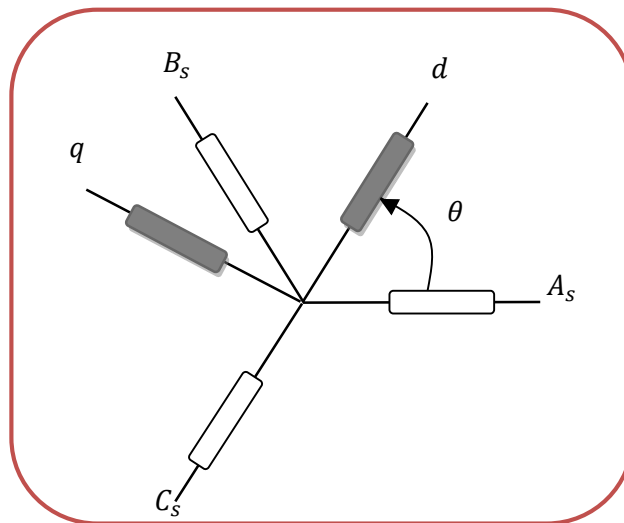
$[P(\theta)]$ Permet la conservation des puissances lors du passage du système triphasé au système biphasé.

θ - l'angle entre le repère du système triphasé à transformer et le repère de Park.

II.5. Equations mathématiques de la MSAP dans le repère (d, q) [BOUC 05]

L'équation de la transformation de Park pour passer d'un système triphasé à un système biphasé et vice versa est donnée comme suit :

$$[x_{dq0}] = [P(\theta)] \cdot [x_{abc}] \Rightarrow [x_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} \cdot [x_{dq0}]$$



Figure(II.3): Transformation des variables statoriques.

La transformation de Park appliquée aux équations statoriques nous donne:

$$[V_{sdq0}] = [P(\theta_s)] \cdot [V_{sabc}] \Rightarrow [V_{sabc}] = [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [V_{sdq0}]$$

$$[I_{sdq0}] = [P(\theta_s)] \cdot [I_{sabc}] \Rightarrow [I_{sabc}] = [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [I_{sdq0}]$$

$$[\varphi_{sdq0}] = [P(\theta_s)] \cdot [\varphi_{sabc}] \Rightarrow [\varphi_{sabc}] = [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [\varphi_{sdq0}]$$

II.5.1. Equations électriques

En appliquant la transformation de Park dans l'équation(II. 6), on obtient :

$$[P(\theta_s)]^{-1} \cdot [V_{sdq0}] = [R_s] \cdot [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [I_{sdq0}] + \frac{d}{dt} \left[[P(\theta_s)]^{-1} \cdot [\varphi_{sdq0}] \right] \quad (\text{II.7})$$

$$[V_{sdq0}] = [R_s] \cdot [I_{sdq0}] + [P(\theta_s)] \cdot \frac{d}{dt} \left[[P(\theta_s)]^{-1} \cdot [\varphi_{sdq0}] \right] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sdq0}] \quad (\text{II.8})$$

Avec :

$$[P(\theta_s)] \cdot \frac{d}{dt} \left[[P(\theta_s)]^{-1} \right] = \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Par conséquent, on peut écrire

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_r \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_r \varphi_{sd} \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

Avec :

V_{sd}, V_{sq} : sont respectivement les tensions directs et en quadratures statoriques.

i_{sd}, i_{sq} : sont respectivement les courants directs et en quadratures statoriques.

L_d, L_q :Sont respectivement les inductances directs et en quadratures statoriques.

La transformation de Park appliquée aux équations rotorique nous donne :

$$[V_{rdq0}] = [P(\theta_r)] \cdot [V_{rabc}] \Rightarrow [V_{rabc}] = [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [V_{rdq0}]$$

$$[I_{rdq0}] = [P(\theta_r)] \cdot [I_{rabc}] \Rightarrow [I_{rabc}] = [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [I_{rdq0}]$$

$$[\varphi_{rdq0}] = [P(\theta_r)] \cdot [\varphi_{rabc}] \Rightarrow [\varphi_{rabc}] = [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [\varphi_{rdq0}]$$

II.5.2. Equations magnétiques

$$[P(\theta_s)]^{-1} \cdot [\varphi_{sdq0}] = [L_{ss}] \cdot [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [I_{sdq0}] + [M_{sf}] \cdot [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [I_{fdq0}] \quad (\text{II.10})$$

Les flux peuvent être formulés par les équations suivantes :

Sur l'axe d :

$$\varphi_{sd} = L_d i_{sd} + \varphi_f \quad (\text{II.11})$$

φ_f : Constante indiquant le champ dû à l'aimantation permanente du rotor.

Sur l'axe q :

$$\Phi_{sq} = L_q i_{sq} \quad (\text{II.12})$$

L_d et L_q : les inductances directe et en quadrature et elles sont supposées indépendantes de θ .

On remplace les expressions des flux dans le système des tensions on obtient:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + L_d \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_r L_q i_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + L_q \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_r (L_d i_{sd} + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

On obtient ainsi les expressions des dérivées des courants :

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_{sd} + \omega_r \frac{L_q}{L_d} i_{sq} + \frac{1}{L_d} V_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_{sq} - \omega_r \frac{L_d}{L_q} i_{sd} - \frac{1}{L_q} \varphi_f \omega_r + \frac{1}{L_q} V_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

II.5. 3. Equations mécaniques

$$C_{em} = \frac{3.p}{2} (\Phi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) \quad (\text{II.15})$$

Ce qui donne :

$$C_{em} = \frac{3.p}{2} ((L_d \cdot i_{sd} + \varphi_f) i_{sq} - (L_q \cdot i_{sq}) i_{sd})$$

$$C_{em} = \frac{3.p}{2} ((L_d - L_q) i_{sq} \cdot i_{sd} + \varphi_f \cdot i_{sq}) \quad (\text{II.16})$$

II.6. Choix de repère de référence de Park

Pour étudier la théorie des régimes de la machine synchrones à aimants permanents, on peut utiliser trois systèmes d'axes de coordonnées du plan d'axes (d, q) [ABD 97][AME 05] :

II.6.1. Référentiel lié au stator

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au stator, dans ce cas la phase A_s et d coïncident. Ce référentiel est mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées.

L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes de démarrages et de freinages des machines à courants alternatif.

II.6.2. Référentiel lié au rotor

Dans ce référence, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une vitesse. L'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrages et transitoires dans les machines synchrones et asynchrones.

II.6.3. Référentiel lié au champ tournant

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au champ tournant électromagnétique créé par les enroulements du stator. Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de prévoir l'application d'une commande de vitesse, de couple, etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue.

II.7. Modèle d'état de la MSAP

Le système d'équations de tensions de la machine peut être écrit sous la forme matricielle comme suit.

$$[\dot{X}] = [A]. [X] + [B]. [U] \quad (\text{II.17})$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} Isd \\ Isq \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -Rs/Ld & Wr(\frac{Lq}{Ld}) \\ -Wr(\frac{Ld}{Lq}) & -Rs/Lq \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Isd \\ Isq \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/Ld & 0 & 0 \\ 0 & 1/Lq & -Wr/Lq \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Usd \\ Usq \\ \phi_f \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

Ce qui donne :

$$[A] = \begin{bmatrix} -Rs/Ld & Wr(\frac{Lq}{Ld}) \\ -Wr(\frac{Ld}{Lq}) & -Rs/Lq \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -Rs/Ld & 0 \\ 0 & -Rs/Lq \end{bmatrix} + Wr \cdot \begin{bmatrix} 0 & (\frac{Lq}{Ld}) \\ -(\frac{Ld}{Lq}) & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

Avec : $[A] = [A_1] + w_r \cdot [A_2]$

$$[A_1] = \begin{bmatrix} -Rs/Ld & 0 \\ 0 & -Rs/Lq \end{bmatrix}; \quad [A_2] = \begin{bmatrix} 0 & (\frac{Lq}{Ld}) \\ -(\frac{Ld}{Lq}) & 0 \end{bmatrix}$$

$$[B] = \begin{bmatrix} 1/Ld & 0 & 0 \\ 0 & 1/Lq & -Wr/Lq \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/Ld & 0 & 0 \\ 0 & 1/Lq & 0 \end{bmatrix} + Wr \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/Lq \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

Avec : $[B] = [B_1] + w_r \cdot [B_2]$

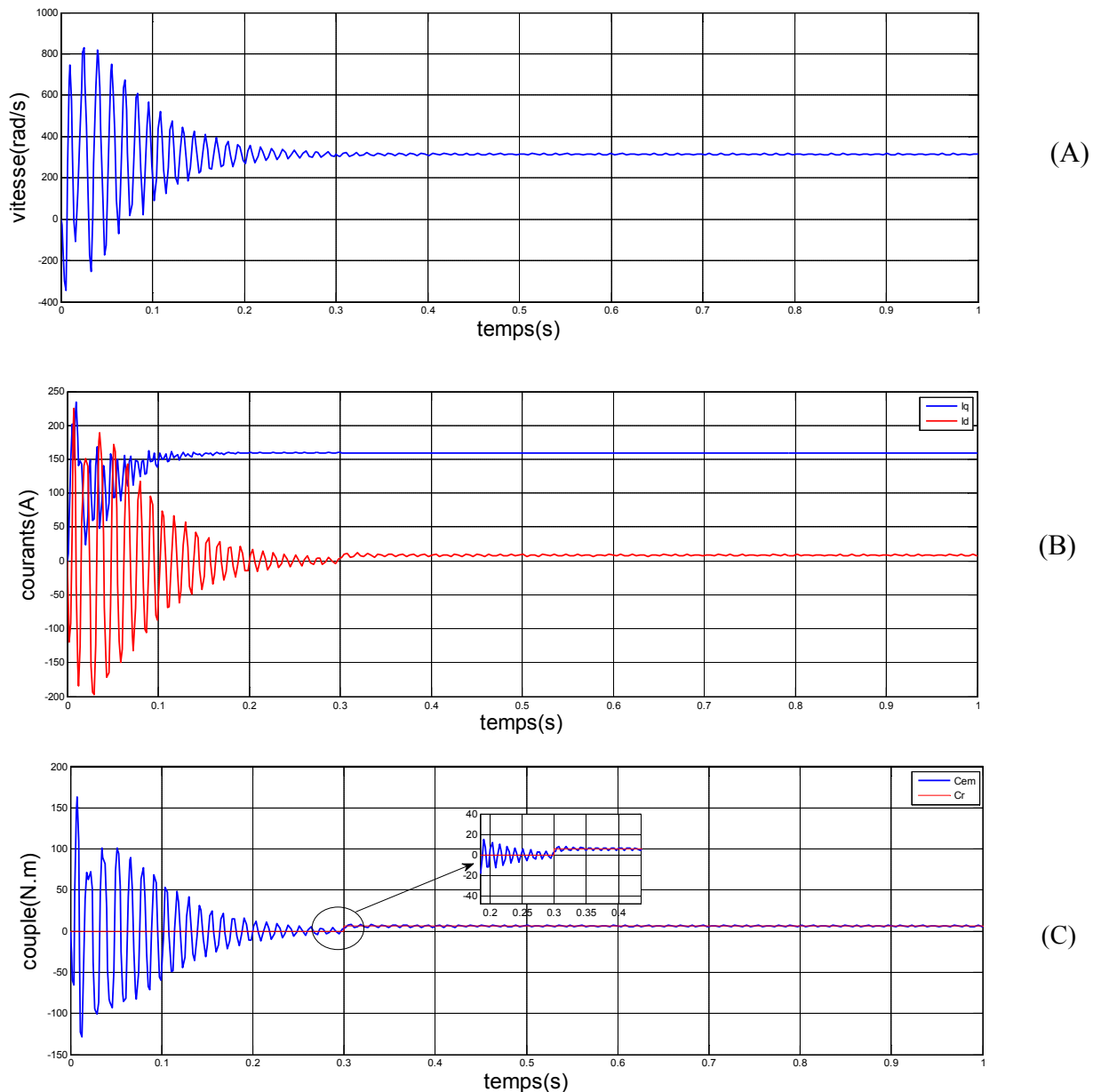
$$[B_1] = \begin{bmatrix} 1/Ld & 0 & 0 \\ 0 & 1/Lq & 0 \end{bmatrix}; \quad [B_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/Lq \end{bmatrix}$$

Et :

$$\frac{d[I]}{dt} = [A]. [I] + [B]. [U] \text{ Avec : } [I] = \begin{bmatrix} Isd \\ Isq \end{bmatrix} \text{ et } [U] = \begin{bmatrix} Usd \\ Usq \\ \phi_f \end{bmatrix}$$

II.8. Résultats de simulation numérique du système

La simulation de la machine synchrone à aimants permanents d'une puissance de KW a été exécutée à l'aide du logiciel MATLAB. Son modèle est basé sur les équations obtenues au moyen de la transformation de Park, (repère biphasé (d, q)) lié au champ tournant). Les résultats de simulation sont représentés sur les figures ci-dessous.



Figure(II.4): Résultats de simulation du MSAP par un réseau triphasé équilibré à un échelon de vitesse 314rad/s un démarrage à vide avec l'application d'un couple de charge de 6 Nm à $t=0.3\text{s}$

II.9. Interprétation des résultats

Comportement d'une machine synchrone à aimant permanents triphasée de 1.5 KW. A note que les paramètres de la machine utilisée sont donnés en annexeA.

La Fig. II.4 illustre les résultats obtenus pour un démarrage à vide et ceux du régime en charge ($C_r = 6\text{N.m}$) à l'instant $t = 0.3\text{s}$.

On constate, d'après les courbes de la Fig. II.4, que la vitesse présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage, la vitesse se stabilise à une valeur proche de 314 rad/s.

On remarque aussi au début de démarrage des pics de courants assez importants qui est due à une faible vitesse au démarrage, ensuite ils se rétabliront à leurs valeurs correspondantes au régime de fonctionnement, le courant I_d se réduit pour s'annuler.

Le couple présente aux premiers instants de démarrage des battements importants, pendant un intervalle de temps très courts, avant de se stabiliser par la suite sur une valeur pratiquement nulle en régime permanent.

On note aussi, d'après la Fig. II.4, on remarque que les caractéristiques suivant cette variation puis se stabilise au régime permanent.

II.10. Modélisation et commande du l'alimentation de la MSAP

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)[AME05].

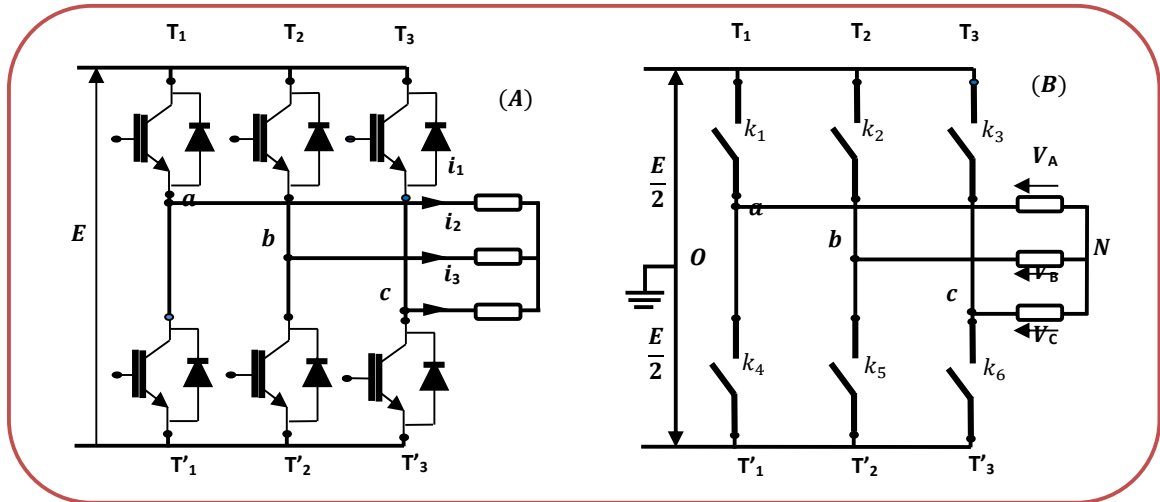
II.10.1. Modélisation de l'onduleur de tension

Les onduleurs sont des convertisseurs statiques d'énergie électrique du continu en alternatif. Ils permettent d'obtenir Une tension alternative réglable en fréquence et en valeur efficace à partir d'une tension continue donnée [FER 11].

Les principaux objectifs de ce convertisseur sont : onduler la tension du bus continu pour la fournir au bobinage du stator, permettre l'application des commandes pour contrôler la machine [FER 11].

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

On admet que les six interrupteurs électroniques représentés ci-dessous, figure (II.5.A), sont parfaits, et en remplaçant chaque groupe de transistor-diode de la figure (II.5.A) par des interrupteurs k_j avec ($j = 1, 2, 3, 4, 5, 6$), on obtient le schéma simplifié comme indiqué sur la figure(II.5.B).



Figure(II.5): Schéma simplifié de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

Pour simplifier l'étude, nous supposons que :

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

Les équations des tensions simples aux trois phases sont :

$$\begin{cases} V_A = V_{AO} + V_{ON} \\ V_B = V_{BO} + V_{ON} \\ V_C = V_{CO} + V_{ON} \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

Par addition, on a : $V_A + V_B + V_C = V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + 3 \cdot V_{ON}$

Sachant que le système des tensions triphasées statoriques est symétrique.

$$\text{donc :} \quad V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + 3 \cdot V_{ON} = 0 \quad (\text{II.22})$$

$$\text{d'où :} \quad V_{ON} = -\frac{1}{3}(V_{AO} + V_{BO} + V_{CO}) \quad (\text{II.23})$$

En remplaçant (II. 21) dans (II. 23), on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} V_A = \frac{2}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_B = -\frac{1}{3}V_{AO} + \frac{2}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_C = -\frac{1}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} + \frac{2}{3}V_{CO} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

On peut écrire le système (II. 41) sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

Grâce à l'ouverture et la fermeture successives des interrupteurs, l'onduleur génère une tension alternative formée d'une succession de créneaux rectangulaires.

$$\begin{cases} V_{AO} = \frac{E}{2}S_1 \\ V_{BO} = \frac{E}{2}S_2 \\ V_{CO} = \frac{E}{2}S_3 \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

$$\text{tel que : } \begin{cases} S_1 = 1 & \text{si } K_1 \text{ fermé si nom } s_1 = -1 \\ S_2 = 1 & \text{si } K_2 \text{ fermé si nom } s_2 = -1 \\ S_3 = 1 & \text{si } K_3 \text{ fermé si nom } s_3 = -1 \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

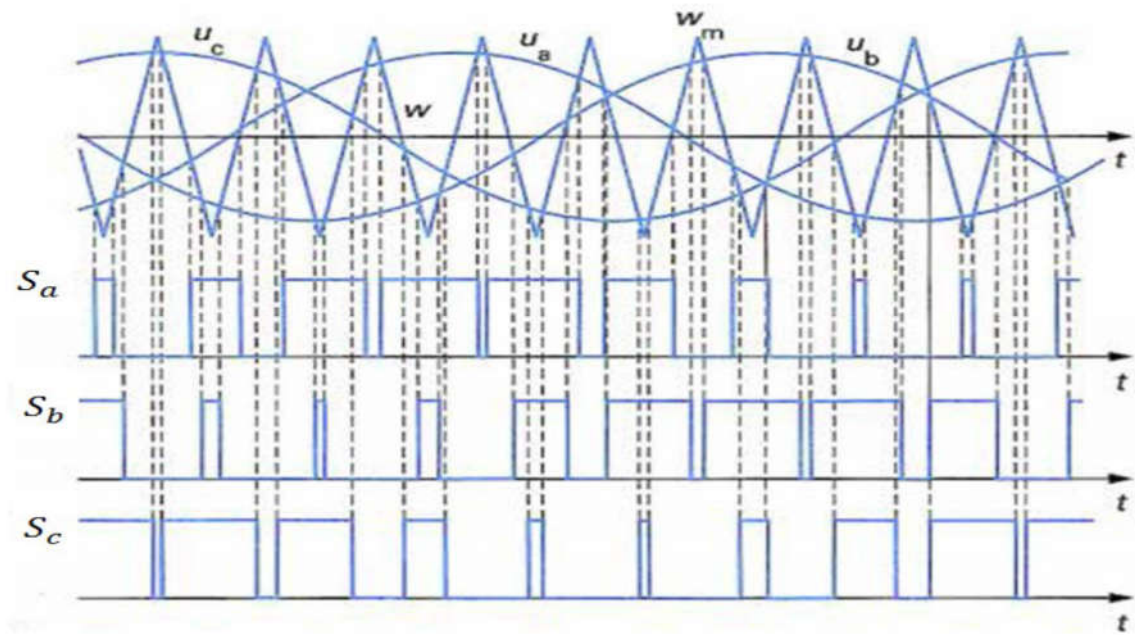
En remplaçant (II. 25) dans (II. 26), on aura le système suivant [REK 13]:

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

Le système (II. 28) représente le modèle mathématique de l'onduleur MLI triphasé à deux niveaux.

II.10.2. Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)

Le principe de la stratégie triangle-sinusoïdale consiste à comparer un signal triangulaire de fréquence fp appelée porteuse, aux trois tensions de référence sinusoïdales de fréquence f , les instants où se produisent les intersections de la porteuse et de la référence déterminent la durée d'ouverture et de fermeture des interrupteurs [CIM 05]



Figure(II.6): Principe de fonctionnement de la technique MLI triangle sinusoïdale à une porteuse.

Cette commande est caractérisée par deux paramètres :

- L'indice de modulation m qui est défini comme étant le rapport de la fréquence de la porteuse f_p sur la fréquence de la tension de référence f :

$$m = \frac{f_p}{f} \quad (\text{II.29})$$

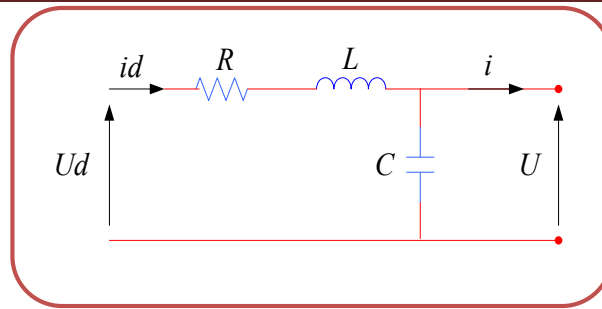
- Le taux de modulation r qui est le rapport de l'amplitude de la tension de référence V_{ref} et celle de la porteuse U_p :

$$r = \frac{V_{ref}}{U_p} \quad (\text{II.30})$$

Si m est un multiple de trois nous pouvons éliminer les harmoniques d'ordre trois qui causent les majeurs inconvénients de cette technique.

II.10.3. Modélisation de filtre

On insère entre le redresseur et l'onduleur de tension un filtre passe bas (LC) pour éliminer les hautes fréquences.



Figure(II.7): Schéma équivalent du filtre passe-bas

Les équations du filtre sont :

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L} (U_d - U - Ri_d) \quad (\text{II.31})$$

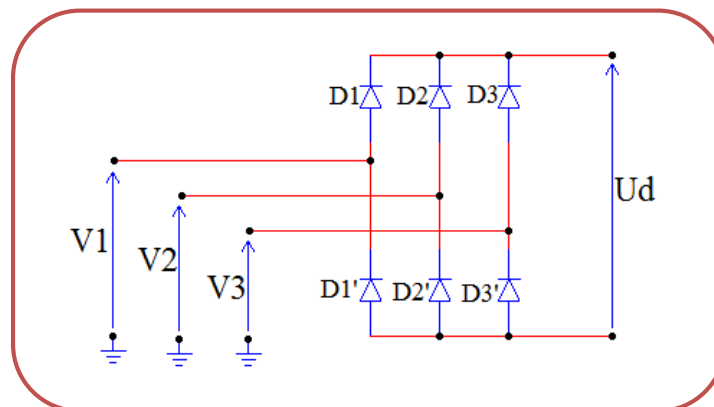
$$\frac{dU}{dt} = \frac{1}{C} (i_d - i) \quad (\text{II.32})$$

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

$$F(s) = \frac{U}{U_d} = \frac{1}{LCs^2 + RCs + 1} \quad (\text{II.33})$$

II.10.4. Modélisation du redresseur

Le redresseur est un pont de Graëtz à diodes.



Figure(II.8): Redresseur à diodes

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

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

La tension U_d à la sortie de redresseur est :

$$U_d = V_i - V_i' = \max(V_j) - \min(V_j)$$

Avec :

D_i, D'_i : Les diodes en conduction

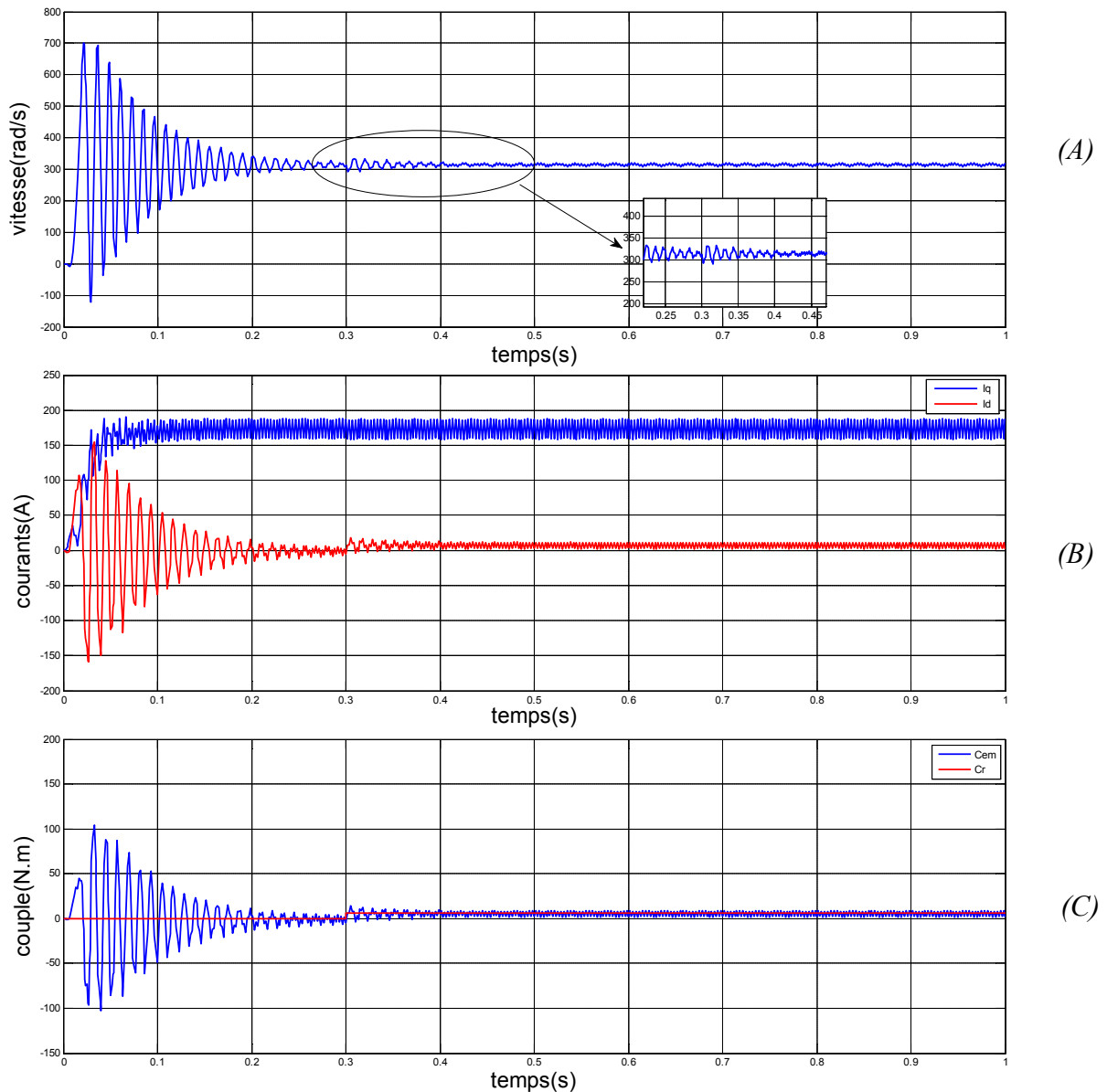
V_i : La tension à l'anode de D_i

V'_i : La tension à la cathode de D'_i

La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par :

$$Ud_{moy} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \quad (\text{II.34})$$

II.11. Résultats de simulation de la MSAP avec onduleur



Figure(II.9): Résultats de simulation du MSAP par un réseau triphasé équilibré à un échelon de vitesse 314rad/s un démarrage à vide avec l'application d'un couple de charge de 6 Nm à $t=0.3s$ par un onduleur de tension

II.11.1. Interprétation des résultats

Le moteur a été essayé avec une fréquence fixe de 50 Hz (fréquence du modulateur de l'onduleur de la commande MLI pilotant l'onduleur), nous remarquons des dynamiques similaire à celle de fonctionnement sans onduleur

De la même manière que précédemment le couple est bien maîtrisé lors de l'application de la charge 6 N.M à $t=0.3$

Toutefois on remarque une dynamique un peu plus lente du démarrage avec l'onduleur, et la présence des vibrations dues aux commutations des bras de l'onduleur.

II.12. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère de Park lié au champ tournant. Dans ce repère, les équations électromagnétiques de la MSAP ont considérablement simplifiés et nous permettent d'aborder aisément à la commande vectorielle pour l'asservissement de la vitesse ou de la position. On a également présenté la modélisation de l'onduleur de tension et de sa commande à MLI sinus triangle.



**Chapitre III :LES
COMMENDES
APPLIQUENTS
DE LA MSAP**

III.1.Introduction

Les moteurs synchrones à aimants permanents sont de plus en plus utilisés dans les Servomécanismes grâce à leurs performances supérieures aux autres moteurs à courants alternatifs. On s'intéresse dans Ce Chapitre par la commande à hautes performances du moteur synchrone à aimants permanents [SEB 03].

Partant de là, nous proposons les commandes suivant :

- Une Commande vectorielle à base de régulateurs PI.
- Une Commande par la logique floue type mamdani.
- Une Commande par mode glissant à base de gains.

III.2.Principe de la commande vectorielle de la MSAP

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

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

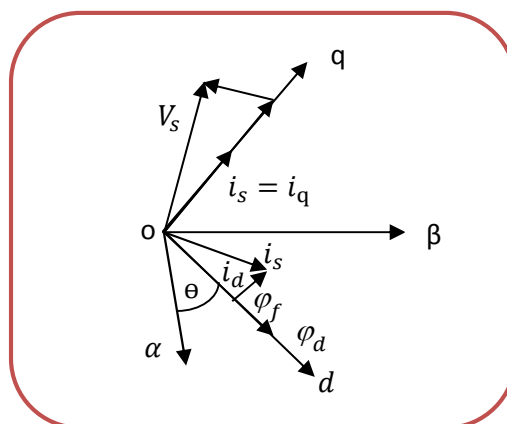


Figure (III.1) : Diagramme de phase de la MSAP dans le référentiel (d, q) lié au champ tournant

La figure (III.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 [RET 08].

$$i_d = 0 \rightarrow i_q = i_s$$

Donc :

$$\Phi_d = \Phi_{sf}$$

La forme du couple électromagnétique est donnée par:

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \Phi_{sf} i_q \quad (III.1)$$

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

$$C_{em} = K_t i_q \quad (III.2)$$

Avec :

$$k_t = \frac{3}{2} p \Phi_{sf} \quad (III.3)$$

Dans le cas de fonctionnement en survitesse, une stratégie de dé fluxage 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.

III.3. Stratégie de la commande vectorielle de la MSAP

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

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + L_d \frac{di_{sd}}{dt} - w_r L_q i_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + L_q \frac{di_{sq}}{dt} + w_r (L_d i_{sd} + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{III. 4})$$

$$J \frac{dw_r}{dt} = C_{em} - C_r - f w_r \quad (\text{III. 5})$$

Avec : $w = p \cdot w_r$

$$C_{em} = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) I_d I_q + \varphi_{sf} I_q] \quad (\text{III. 6})$$

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 à pôles lisses, son 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 III.2) qui a pour effet la diminution des pertes joules. Le système d'équations (III.4) devient :

$$\begin{cases} V_{sd} = -w_r L_q i_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + L_q \frac{di_{sq}}{dt} + w_r \varphi_{sf} \end{cases} \quad (\text{III. 7})$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \Phi_{sf} i_q \quad (\text{III. 8})$$

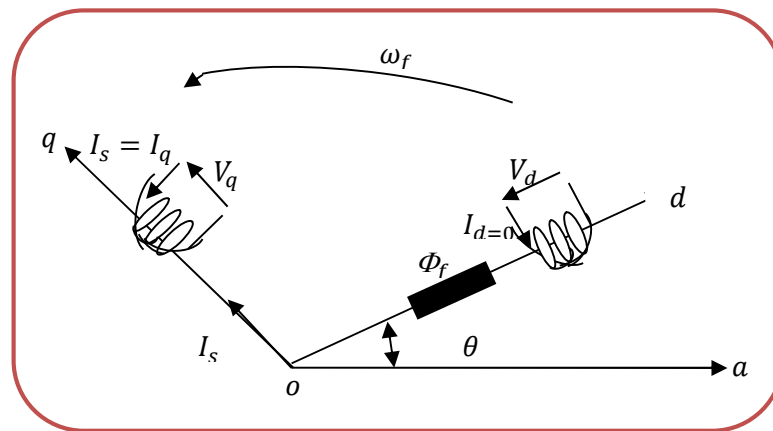


Figure (III.2) : Principe de la commande vectorielle

On remarque que cette stratégie permet d'éliminer le problème de couplage entre les axes «d» et «q». Le modèle (III.7), (III.8) et l'équation mécanique peuvent être représentés par le schéma fonctionnel figure(III.3) qui ressemble à celui de la machine à courant continu.

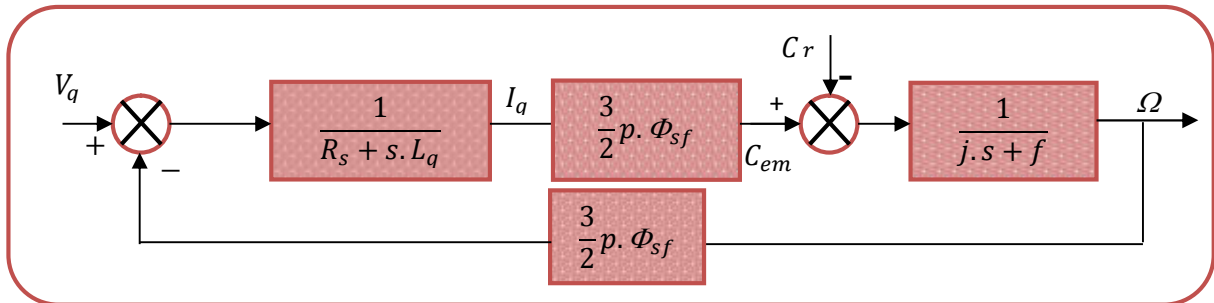


Figure (III.3) : Modèle de la MSAP quand i_d est nul

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

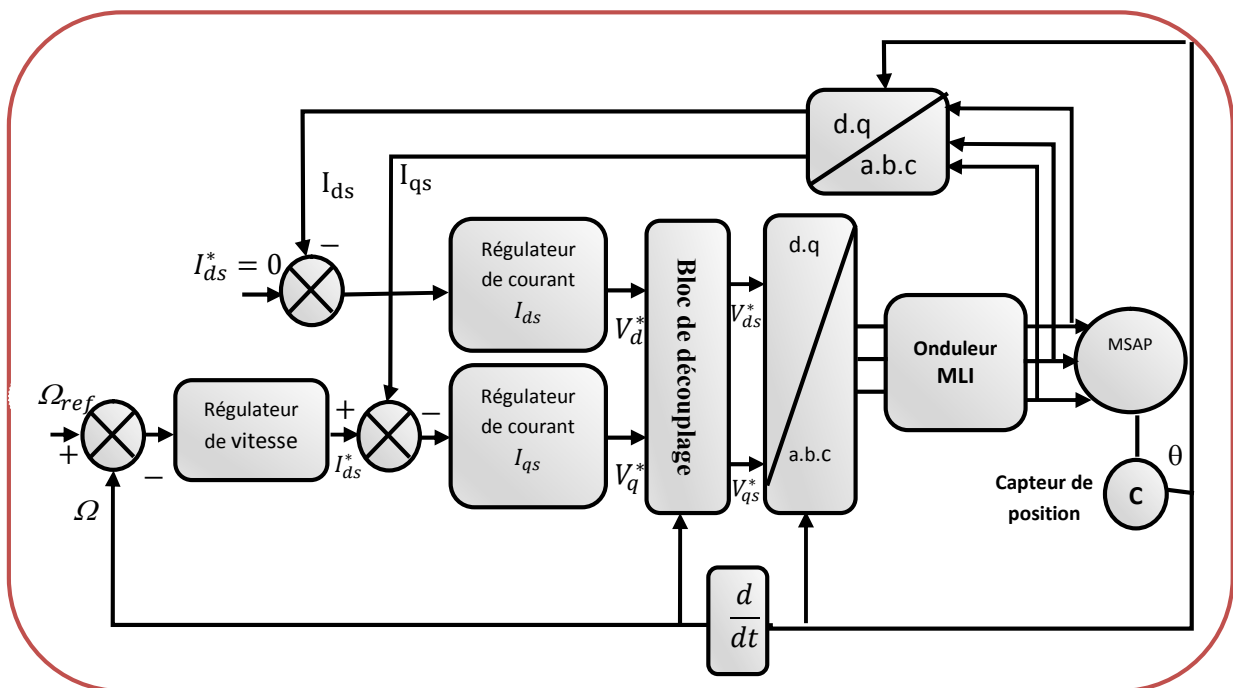


Figure (III.4): Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par l'orientation du flux'

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 (II.14.16) introduit au chapitre précédent présente des non linéarités dues essentiellement à la présence des termes wI_{ds} , wI_{qs} et $I_{ds}I_{qs}$ 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.

III.5. Commande par MLI

Cette stratégie est une alternative à la commande dans le repère a, b, c. Elle exige pour la régulation des courants i_q et i_d d'imposer les tensions de référence V_d^* et V_q^* : dont on déduit les tensions de référence sinusoïdales V_a^* , V_b^* et V_c^* pour la commande de l'onduleur.

III.5.1. 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. [BOU 05]

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

$$\begin{cases} V_d = \left(R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \right) - \omega L_q i_q \\ V_q = \left(R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} \right) + \omega (L_q i_d + \Phi_{sf}) \\ \omega = p \omega_r \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

$$\begin{cases} V_d = (R_s + L_d s) i_d - \omega L_q i_q \\ V_q = (R_s + L_q s) i_q + \omega (L_q i_d + \Phi_{sf}) \\ \omega = p \omega_r \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

La figure (III.5) représente le couple entre les axes d et q

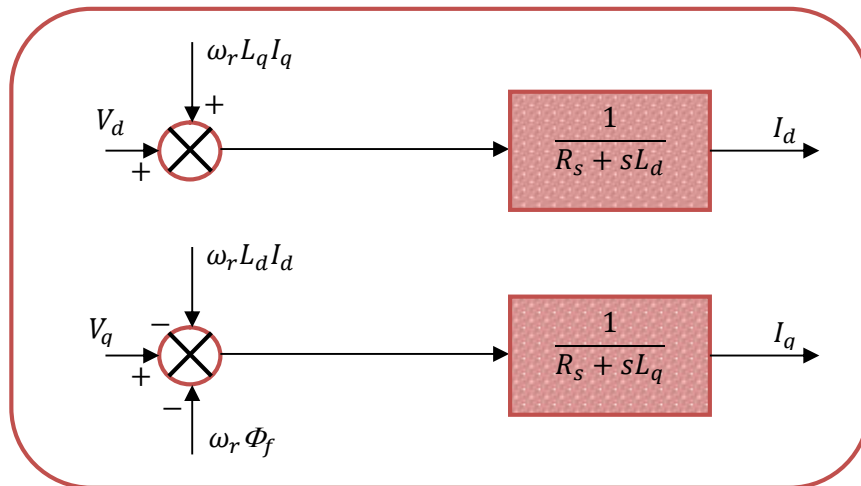


Figure (III.5): Description des couplages

A partir des équations (III.9), 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 (III.6).

Dans la première équation, on sépare la tension selon l'axe d en deux parties :

Alors :

$$\begin{cases} V_d = V'_d + e_d \\ e_d = -\omega L_q i_q \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

$$\frac{i_d}{V'_d} = \frac{1}{R_s + sL_d} \quad (\text{III.12})$$

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 :

$$\begin{cases} V_q = V'_q + e_q \\ e_q = \omega L_d i_d + \omega \Phi_{sf} \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

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

$$\frac{i_q}{V_q} = \frac{1}{R_s + sL_q} \tag{III. 14}$$

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.

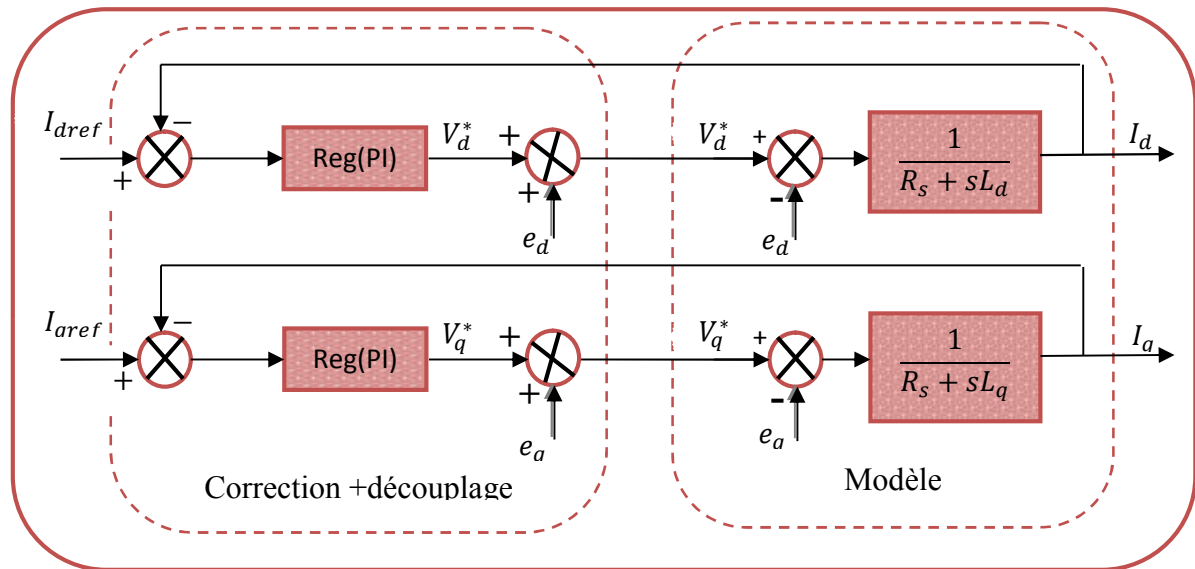


Figure (III. 6): Découplage par compensation

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

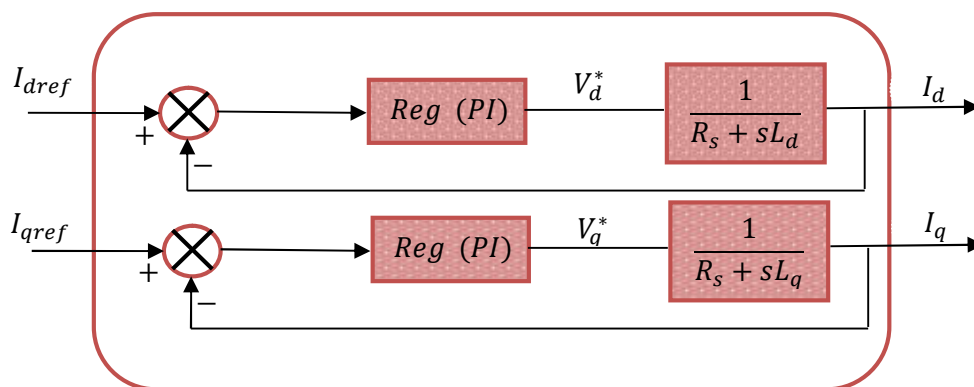


Figure (III. 7): Commande découplée

III.6.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. [BEN 05]

III.6.1.Conception des Régulateurs

Soit $Y^*(t)$ le signal à poursuivre, et $Y(t)$ le signal de sortie du système à contrôler. [AOU 11]

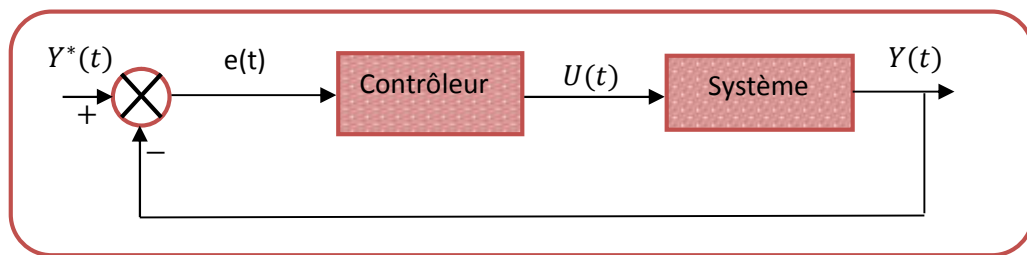


Figure (III.8): Représentation de la commande par PI

La loi de commande est :

$$U(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt \quad (III.15)$$

C'est à dire :

$$\frac{U_r(s)}{e(s)} = K_p + \frac{K_i}{s}$$

avec :

Le régulateur (PI) est donné par la figure suivante :

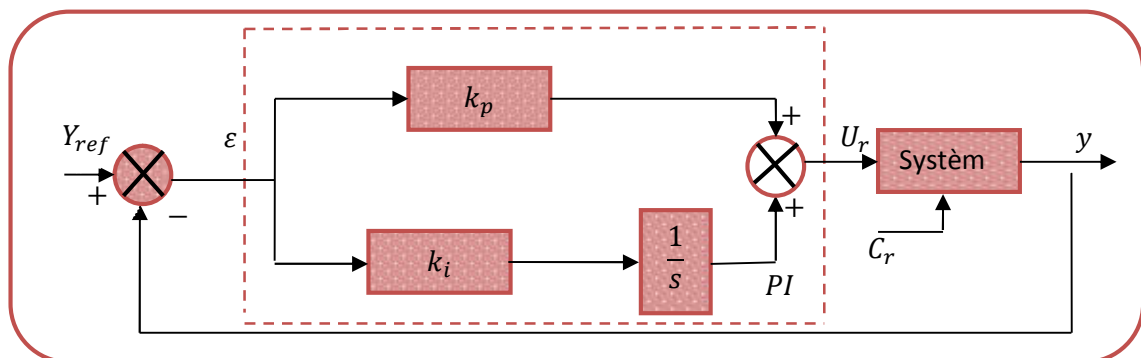


Figure (III.9): Régulateur PI

III.6.1.1. 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.

III.6.1.2. 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.

III.7. Commande par la logique floue

L'imposition des contraintes sévères sur les performances des équipements industriels impose la recherche d'un fonctionnement optimal des systèmes. La démarche de l'automatique classique (approche algorithmique) consistait à construire un modèle mathématique du système à piloter. A partir de ce modèle une commande est déterminé (PID, commande par retour d'état, commande optimal...) afin d'amener ce système dans les états désirés tout en respectant les critères des performances [HCH 96].

La logique floue (fuzzy logic, en anglais) est de grande actualité aujourd'hui.

III.8. notions fondamentales de la logique floue

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

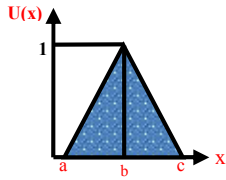
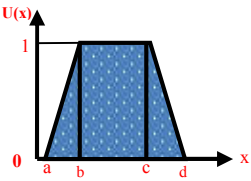
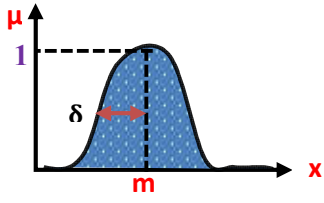
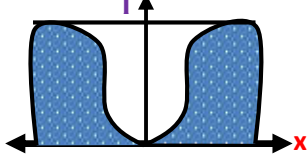
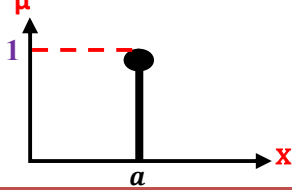
III.8.1. Ensembles flous

Dans la théorie classique des ensembles, ces derniers sont définis par une fonction caractérisée par un élément appartient (1), et un élément n'appartient pas (0) ; par contre un ensemble flou est défini sur un univers de discours X , et par une fonction d'appartenance (μ) qui peut prendre toutes les valeurs réelles comprises entre 0 et 1. Il est permis qu'une chose appartienne partiellement à un certain ensemble; ceci s'appelle le degré d'appartenance. Dans un domaine continu, les ensembles flous sont définis analytiquement par leurs fonctions d'appartenance [BOU 15].

III.8.2. Différentes formes des fonctions d'appartenances

Une définition des variables linguistiques à l'aide des fonctions d'appartenance est nécessaire dans le but de traiter des déductions floues par ordinateur.

Dans ce contexte, est attribuée à chaque valeur de la variable linguistique une fonction d'appartenance, dont la valeur varie entre 0 et 1. Le plus souvent, nous utilisons des fonctions d'appartenance de type triangulaire ou trapézoïdale.[COM]

<i>Function</i>	<i>La Forme Algébrique</i>	<i>Forme</i>
➤ <u>Triangulaire</u>	$u(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}\right), 0\right)$	
➤ <u>Trapézoïdale</u>	$u(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{d-x}{d-c}\right), 0\right)$	
➤ <u>Gaussienne</u>	$u(x) = \exp\left(-\frac{(x-m)^2}{2\delta^2}\right)$	
➤ <u>Sigmoïdale</u>	$u(x) = \frac{1}{1 + \exp(-a(x-c))}$	
➤ <u>Singleton</u>	$\mu_A(x) = \begin{cases} 1 & \text{pour } x = a \\ 0 & \text{pour } x \neq a \end{cases}$	

Tableau(III.1): les formes les plus utilisées de la fonction d'appartenance

III.8.3.Variables linguistiques

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

Une variable linguistique x est généralement caractérisée par un triplet $\{x, T(x), X\}$ où x désigne le nom de la variable (température, taille, vitesse), définie sur un univers de

discours X , et $T(x)$ son ensemble de termes ou valeurs linguistiques. Dans notre cas, l'univers de discours X est toujours un sous-ensemble des réels.

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

$T(\text{erreur})$

= (NégativeGrande(NG), NégativePetite(NP), EnvironZéro(EZ), PositivePetite(PP), PositiveGran(PG))

Ces valeurs linguistiques peuvent être considérées comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenance sont montrées sur la Figure III.10 [OUA 09].

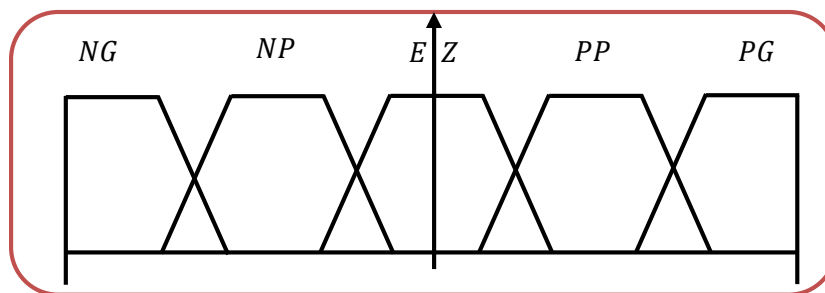


Figure (III.10): Fonctions d'appartenances de $T(\text{erreur}) = \{NG, NP, EZ, PP, PG\}$.

III.8.4. Opérateurs logiques flous

Les mathématiques élaborées à partir des ensembles flous ressemblent beaucoup à celles reliées à la théorie des ensembles conventionnels. Les opérateurs d'union, d'intersection et de négation existent pour les deux types d'ensemble. Les opérateurs habituels, soit l'addition, la soustraction, la division et la multiplication de deux où plusieurs ensembles flous existent aussi.

Toutefois, ce sont les deux opérateurs d'union et d'intersection qu'on utilise le plus souvent dans la commande par la logique floue.

- Opérateur NON

$$C = \bar{a} = \text{NON}(a)$$

$$\mu_c(X) = 1 - \mu_a(X)$$

- Opérateur ET

L'opérateur ET correspond à l'intersection de deux ensembles a et b et on écrit

$$C = a \cap b$$

Dans le cas de la logique floue, l'opérateur ET est réalisé dans la plupart des cas par la

Formation du minimum figure(III.11), qui est appliquée aux fonctions d'appartenance $\mu_a(X)$ et $\mu_b(X)$ des ensembles a et b, à savoir :

$$\mu_c = \min\{\mu_a, \mu_b\}$$

Où

μ_c, μ_a, μ_b , signifient respectivement le degré d'appartenance à l'ensemble a, b et c. On parle alors d'opérateur minimum.3

- Opérateur OU

L'opérateur OU correspond à l'union de deux ensembles a et b et on écrit :

$$C = a \cup b$$

Il faut maintenant calculer le degré d'appartenance à l'ensemble c selon les degrés des ensembles a et b. Cela se réalise par la formation du maximum. On a donc l'opérateur maximum.

$$\mu_c = \max\{\mu_a, \mu_b\}$$

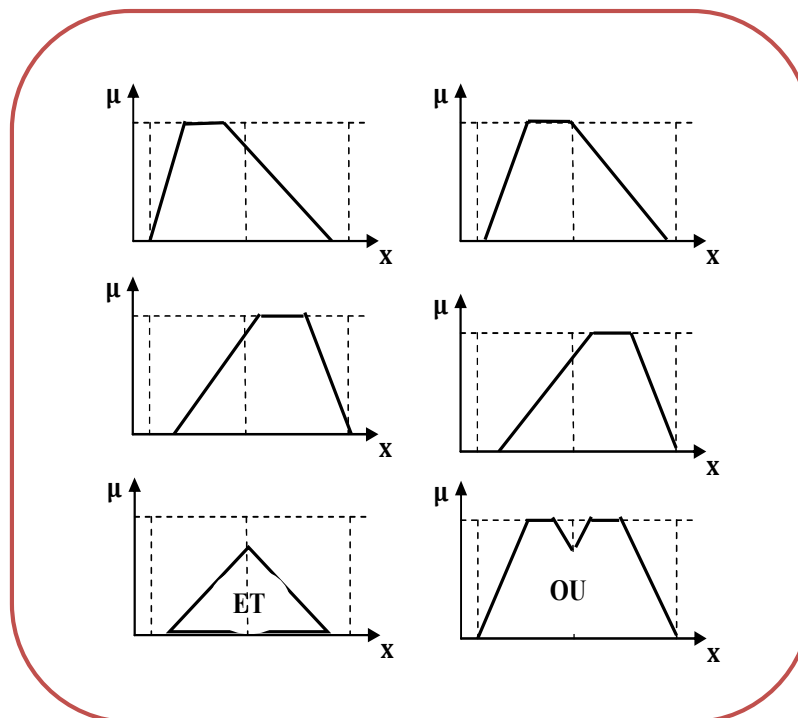


Figure (III.11) : Opérateurs ET et OU

III.8.5. Implication floue

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

Si x est A Alor si y est B

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

$$\mu_R(x, y) = \text{imp}(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{III. 16})$$

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

- ✓ Implication de Mamdani : $\mu_R(x, y) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x))$
- ✓ Implication de Larsen : $\mu_R(x, y) = \mu_A(x) \times \mu_B(x)$

III.9. Structure d'un régulateur Flou

Un régulateur flou est composé de 4 blocs principaux (Figure. III.12)

- Interface de Fuzzification.
- Base de Connaissances.
- Moteur D'inférence.
- Interface de Défuzzification.

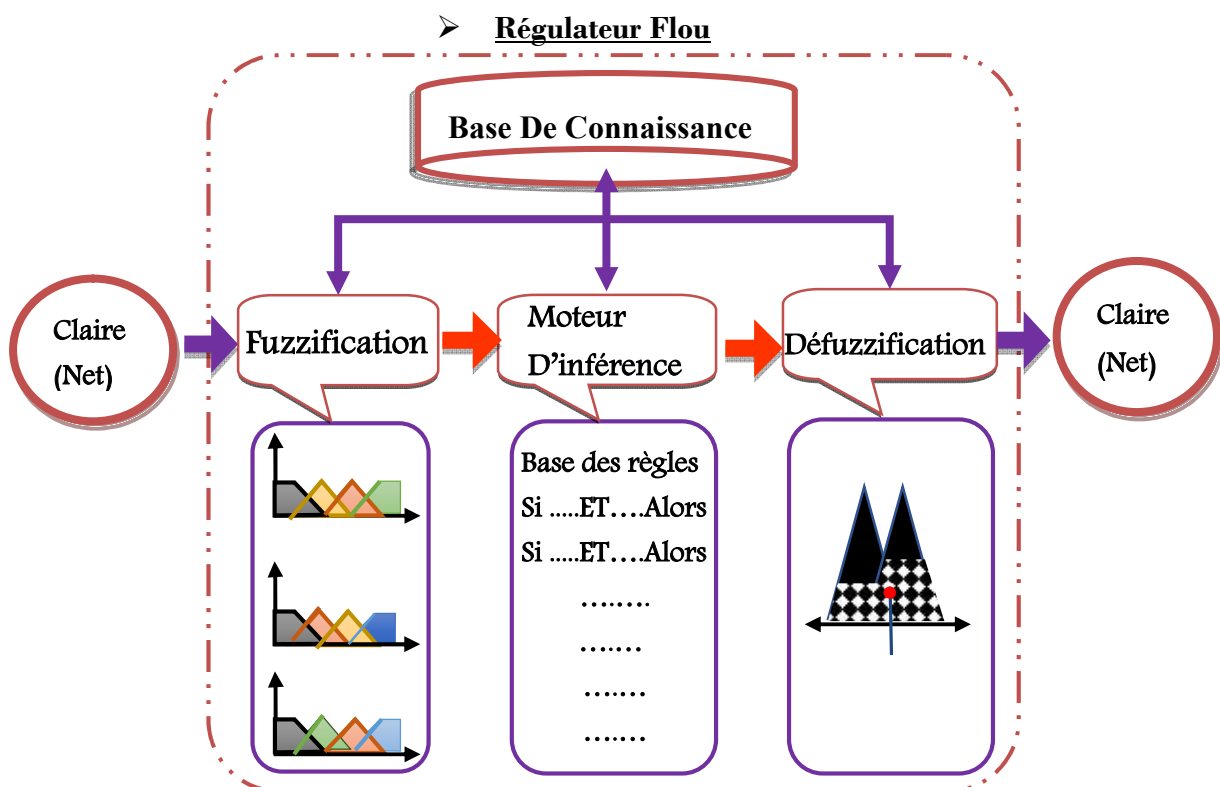


Figure (III.12) : Schéma synoptique générale d'un Régulateur flou

III.9.1. Fuzzification

C'est l'opération de projection des variables physiques réelles sur des ensembles flous caractérisant les valeurs linguistiques prises par ces variables. Le choix de la forme des fonctions d'appartenance (triangulaires, trapézoïdales, exponentielles, gaussiennes,) est arbitraire.

Les formes triangulaires facilitent la programmation ce qui explique qu'elles soient le plus fréquemment utilisées. Quant au nombre de fonctions d'appartenance, il est généralement impair car elles se répartissent autour de zéro. [ALO 06]

III.9.2. Base de connaissance

La base de connaissance est composée de deux blocs :

- | la base de données : qui fournit les définitions nécessaires utilisées pour définir les règles de contrôles linguistiques et la manipulation des données floues dans le contrôleur.
- | la base de règles : qui caractérise les buts et stratégies de commande émis par les experts du domaine au moyen d'un ensemble de règles linguistiques du contrôle.

a)- Table De Décision

La table de décision contient l'ensemble des règles floues nécessaires dans la commande du système. La table standard diagonale de *Mac Vicar - Whelan* (TAB. I-3) peut être appliquée à plusieurs problèmes de commande floue.

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

Tableaux (III.2) : La table de Mac Vicar-Whelan

III.9.3. Moteur d'inférence

a) -Les méthodes d'inférence

C'est un mécanisme de décision. Il permet à partir d'un fait observé de la base des règles floues une décision en exploitant le raisonnement approximatif.

Dans les inférences de régulateur par logique floue interviennent les opérateurs ET et OU. L'opérateur ET s'applique aux variables à l'intérieur d'une règle tandis que l'opérateur OU lie les différentes règles. [ALO 06]

Il existe plusieurs méthodes pour réaliser ces opérateurs dans une inférence et qui s'appliquent aux fonctions d'appartenance à savoir :

- **Méthode Max-Min (Mamdani)**
- **Méthode Max-Produit (Larsan)**
- **Méthode Somme-Produit(Sugeno)**. la plus utilisée car son temps de calcul est court.

III.9.4. Défuzzification

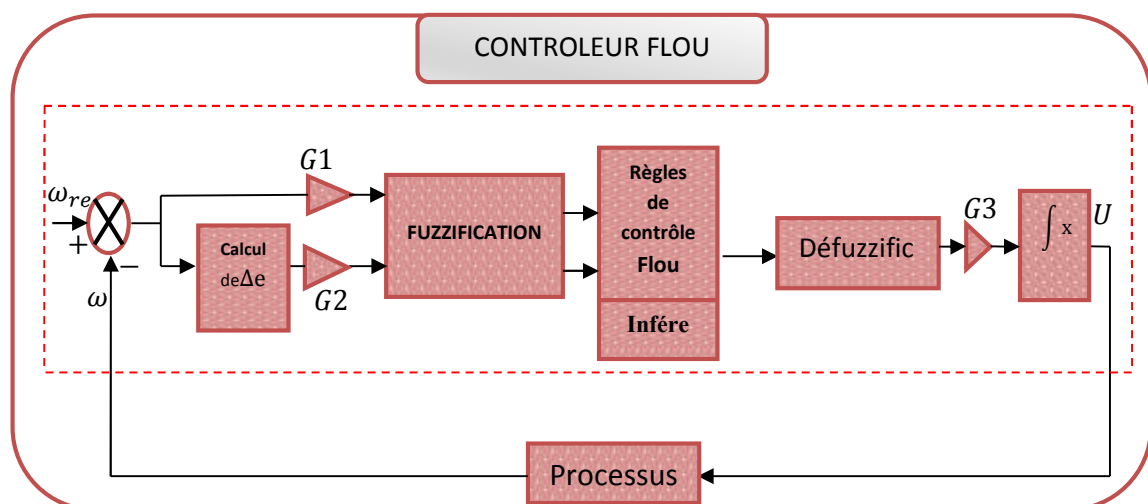
La défuzzification consiste à transformer l'ensemble flou résultant de l'agrégation des règles en une grandeur de commande précise. Là aussi il existe plusieurs méthodes, parmi lesquelles. [REZ 98]

✓ La méthode de la hauteur	✓ La moyenne des maximas	✓ Le centre des maximas
✓ Le premier des maximas	✓ Le centre de gravité	✓ Le centre de la plus grande surface
✓ Le dernier des maximas	✓ Le centre des aires	

Remarque : la méthode de Centre de Gravité est le plus utilisée car quoiqu'elle est couteuse en termes de calcul, mais elle est plus performante que les autres méthodes.

III.10. Développement pratique du contrôleur flou

La majorité des contrôleurs flous utilisent des algorithmes se basant sur le schéma simplede Mamdani [ZAD 65]; pour un système mono-variable, ce schéma est représenté par la figure(III.13).



D'après le schéma ci-dessus, le système de régulation floue se compose essentiellement du contrôleur flou et du processus à contrôler.

Le contrôleur flou comprend :

- Un bloc de calcul de la variation de l'erreur au cours du temps (Δe).
- Les facteurs d'échelle associés à l'erreur, à sa variation et à celle de la commande.
- Un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation.
- Les règles de contrôle flou.
- Un bloc de défuzzification de la variation de la commande.
- Un bloc intégrateur.

III.11. Application du régulateur flou de Mamdani pour la commande de la machine synchrone à aimant permanent

On considère un ensemble de stratégies de contrôle reposant sur l'erreur entre une consigne prédéterminée de la vitesse et la sortie réelle du système qui est la vitesse de rotation de la machine d'une part et de la variation de cette erreur d'autre part.

Les entrées du régulateur flou sont donc ;

- La vitesse de rotation de la machine ω (sortie du processus).
- La référence de la vitesse ω_{ref} .
- L'erreur à l'instant t_1 égale e_1 .
- L'erreur à l'instant t_2 égale e_2 .

III.11.1 Choix des fonctions d'appartenance et des sous ensembles flous

Dans notre cas du réglage par logique floue, on utilise des fonctions d'appartenance trapézoïdales et triangulaires dans la fuzzification figure (III.1). Il s'agit des formes les plus simples, composées par morceaux de droites réparties dans " $r = sept$ " univers de discours e_2 , dont le nombre " $n_i = sept$ " ensembles flous dans chaque univers e_1 , et donc " $n_{max} = quarent neuf$ " est le nombre maximal des règles floues (équation IV.1) à définir par l'expert.

$$n_{max} = \prod_{i=1}^t n_i$$

Ces sous ensembles sont symbolisés de la manière suivante :

PG : Positif Grand	PM : Positif Moyen	PP : positif petit	EZ : Egal Zéro
NG : Négatif Grand	NM : Négatif moyen	NP : Négatif petit	

III.11.2 Règles de décision de contrôle flou

Les règles de décision se composent de paires situation/action de la forme : si e_1 est A ET e_2 est B, ALORS s est C. Cet ensemble de règles devrait regrouper toutes les situations possibles du système évaluées pour les différentes valeurs attribuées à e_1 et e_2 et toutes les valeurs correspondantes de S.

Pour le cas de notre application, nous avons opté pour la base de règles de Macvicar-Whelan [HEN 96]. Cette dernière est organisée sous la forme d'une table de décision diagonale symétrique

e_1	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG	
e_2	s							
NG		NG	NG	NG	NG	NM	NP	EZ
NM		NG	NG	NG	NM	NP	EZ	PP
NP		NG	NG	NM	NP	EZ	PP	PM
EZ		NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
PP		NM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG
PM		NP	EZ	PP	PM	PG	PG	PG
PG		EZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Tableau(III.3) : Table de décision diagonale Mac vicar-Whelan

III.11.3 Choix de la méthode d'inférence

La méthode d'inférence qui lie les règles fait appel aux opérateurs Max-min (inférence de Mamdani), ce moteur fournit les informations floues pour la variable de sortie du contrôleur.

III.11.4 Choix de la méthode de défuzzification

A partir des méthodes de défuzzification traitées dans les sections précédentes, notre choix est porté sur l'une des méthodes les plus utilisées à savoir la méthode de défuzzification par centre de gravité des hauteurs pondérées. Ce choix est particulièrement motivé par le fait qu'elle est facile à implémenter et ne demande pas beaucoup de calcul figure (III.15).

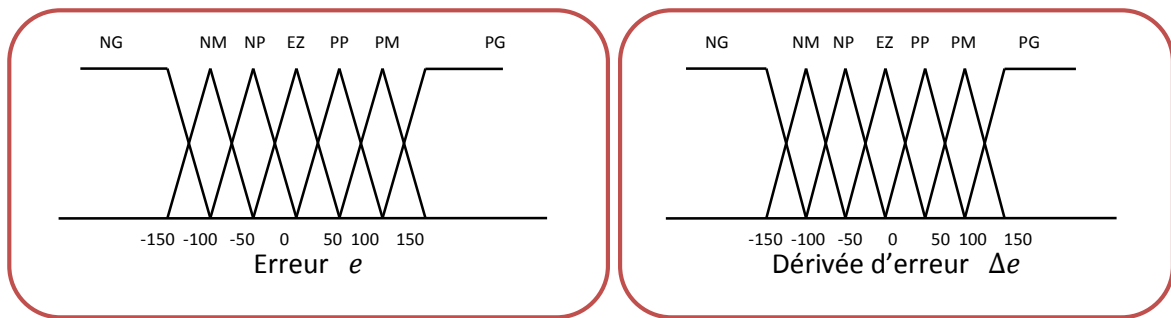


Figure. (III.14) : Fonctions d'appartenance utilisées dans la fuzzification

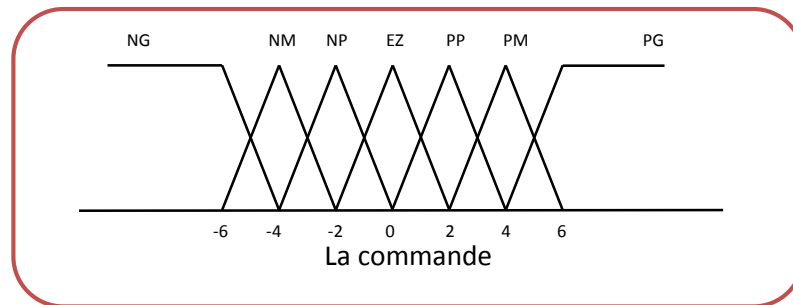
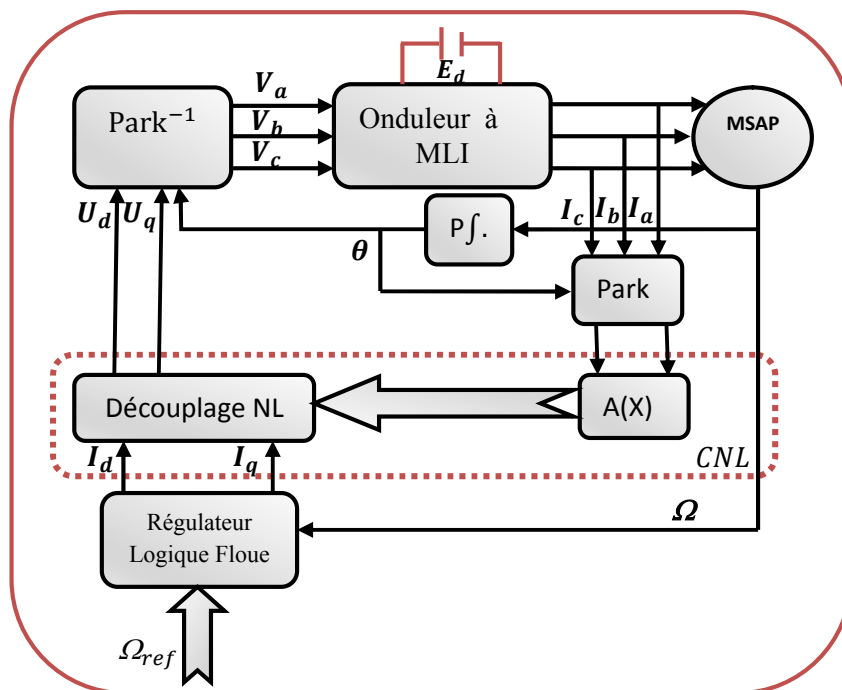


Figure. (III.15) : Fonctions d'appartenance utilisées dans la défuzzification

III.12 .Simulation d'une commande non linéaire de la MSAP par un RLF

Dans le cas du réglage flou avec découplage non linéaire des axes dq de la MSAP alimenté par un onduleur de tension à MLI figure (III.16), le système global est testé par une simulation



Figure(III.16) : Schéma de principe du réglage flou avec découplage NL de la MSAP

III.13. Commande par mode glissant

La commande par mode glissant (SMC) est une méthodologie de commande robuste pour les systèmes linéaires et non linéaires en raison de sa robustesse aux changements des paramètres, des perturbations externes et de la dynamique non modélisée, Le principal inconvénient de cette approche est la fréquence de commutation élevée (réticence). Le phénomène de réticence n'est pas souhaitable car il peut exciter les modes non modélisés à haute fréquence dans le système de contrôle non linéaire.[HAM 13][DEC 05]

Pour remédier ce phénomène une commande qui fournira prévision de la performance même si le modèle du système n'est pas très connu est nécessaire. Cette commande doit également s'adapter aux variations des paramètres ou des perturbations externes. Ces types de commandes sont généralement appelés « commande intelligente».

III.14. Systèmes à structure variables

Lorsque la structure du système ou du correcteur (régulateur) utilisé prend d'une façon discontinue deux ou plusieurs expressions, la notion de système à structures variables intervient, il en découle la définition suivante. [ACH 05]:« La commande à structure variable (CSV) est par nature une commande non linéaire. La caractéristique principale des systèmes à structure variable est que leur loi de commande se base sur la commutation de fonctions de variables d'état, utilisées pour créer une variété de glissement (ou hyper surface), dont le but est de forcer la dynamique du système à correspondre avec celle définie par l'équation de l'hyper surface. Quand l'état est maintenu sur cette hyper surface, le système se trouve en régime glissant. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et paramétriques tant que les conditions du régime glissant sont assurées ».

III.14.1. Configuration de base pour les systèmes à structure variable

Soit le système dynamique non-linéaire analytique suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A. x(t) + B. U(t) \\ y = C^T x(t), \quad y \in R^m \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

➤ Où $x \in X$, un ouvert de R^m et v est la fonction de commande (discontinue).

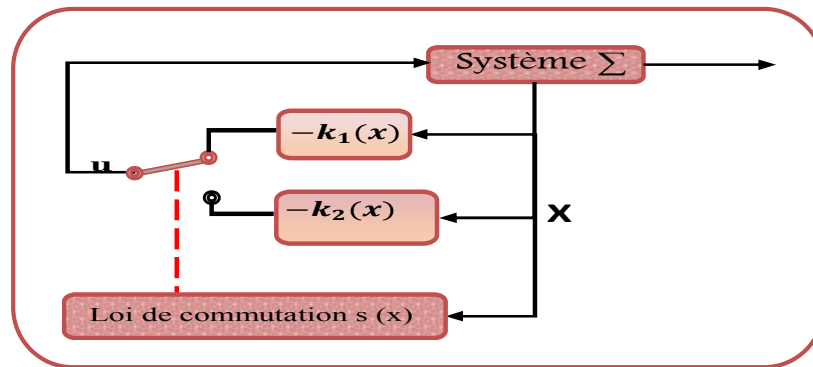
$v : R^m \rightarrow R, A. x(t) \text{ et } B. U(t)$; des champs des vecteurs définis dans un ouvert de R^m ,

➤ avec $B \neq 0, \forall x \in X$



On peut distinguer trois configurations de base pour les systèmes à structure variable :

III.14.1.1. Structure par commutation d'une contre réaction d'état



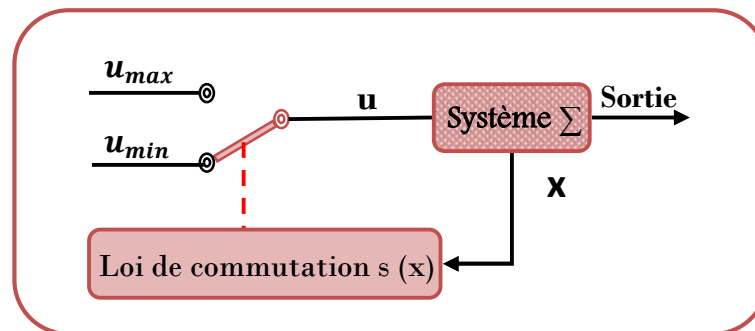
Figure(III.17) : Configuration par changement de retour d'état

Suivant que $S(x)$ est positif ou négatif, la commande U est donnée par

$$\begin{cases} U = -k_1(x) & \text{si } S(x) > 0 \\ U = -k_2(x) & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{III. 18})$$

III.14.1.2. Structure niveau de l'organe de commande

Doit être conçu de sorte que la grandeur de commande U ne prenne que deux valeurs constantes U_{max} et U_{min}



Figure(III.18) : Configuration avec loi de commutation au niveau de l'organe de commande

Cette configuration nécessite un organe de commande qui possède une action à deux positions avec une commutation rapide d'une position à l'autre. La commutation entre ces deux valeurs est imposée par la loi de commutation selon :

$$U = \begin{cases} U_{max} & \text{si } S(x) > 0 \\ U_{min} & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{III. 19})$$

III.14.1.3. Commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la commande équivalente

Le schéma d'une telle structure est représentée à la figure III.19 Cette structure de commande est simple à réaliser et a été utilisée dans beaucoup d'applications [MEN 09], [ACH05].

L'ajout de la commande équivalente permet de pré-positionner le système dans un état désiré stable et en plus de réduire le phénomène de réticence (chattering).

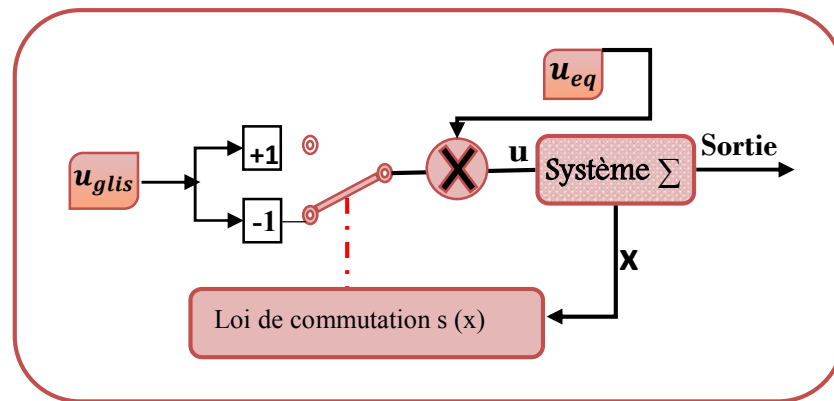


Figure (III.19) : Changement de structure avec ajout de la commande équivalente

III.15. Théorie de la commande par modes glissants

L'idée de base de la commande par mode glissant est premièrement d'attirer les états du système dans une région convenablement sélectionnée, puis de concevoir une loi de commande qui maintiendra toujours le système dans cette région.

III.15.1. Principe et Conception de la commande par mode de glissement

La technique de la commande par mode glissant (MG) consiste à ramener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée jusqu'au point d'équilibre.

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes :

➤ **Le mode de convergence (MC)**

Le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de commutation $S(x, y) = 0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et de critère de convergence. [HUN 93]

➤ **Le mode de glissement (MG)**

C'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x, y) = 0$. [HUN 93]

➤ **Le mode de régime permanent (MRP)**

Ce mode est ajouté pour l'étude de réponse du système autour de son point d'équilibre (origine de plan de phase), il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande. [HUN 93]

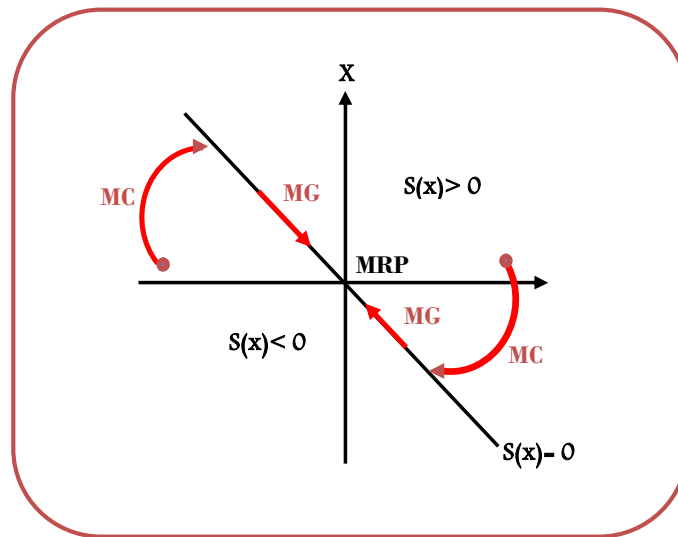


Figure (III.20): Différent modes pour la trajectoire dans le plan de phase

III.15.2. Synthèse de commande par modes glissants

La synthèse de la commande par modes glissants se fait en trois étapes :

- Choix de la surface de glissement
- Etablir la condition de convergence
- Déterminer la loi de commande qui permet d'atteindre la surface et d'y demeurer.

III.15.2.1. Choix de la surface de glissement

Il est déterminé sur la base du système et du système et des performances désirées. Dans cas plus générale, considérons le système décrit par la représentation d'état non linéaire suivant :

$$\begin{cases} \dot{x} = A. x(t) + B. U(t) \\ y = c. x(t) \end{cases} \quad (\text{III. 20})$$

La forme d'équation générale pour la surface de glissement, proposée par « J.Jslotinie » [SLO 86] et assurant la convergence d'une variable vers désirée, est donnée par :

$$s(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III. 21})$$

Et l'erreur de poursuite définie par : état référentiel de système

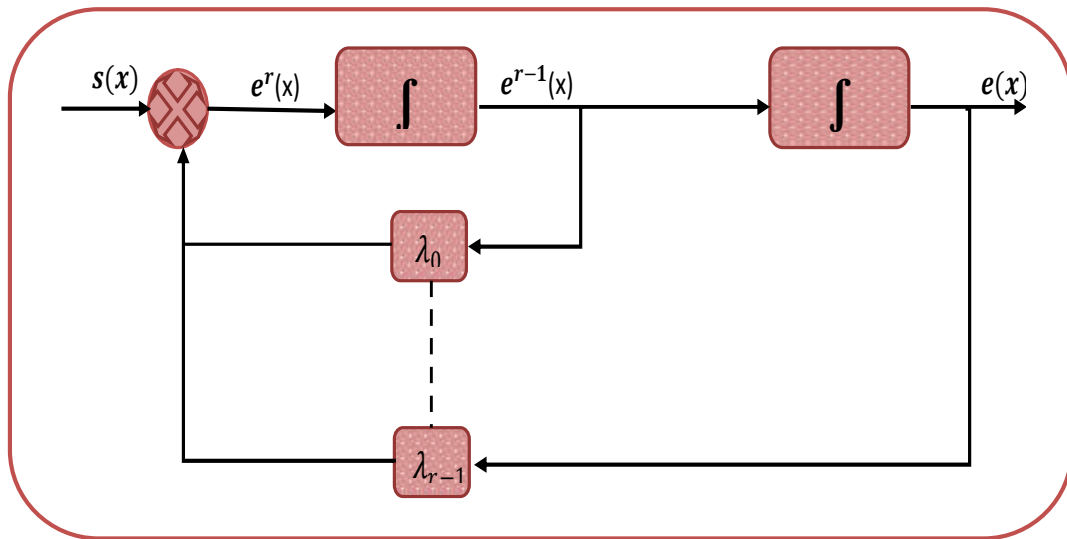
$$e(x) = x - x_d \quad (\text{III. 22})$$

- x : état référentiel de système et x_d : état désirée
- $e(x)$: écart de la variable à régler (l'erreur)
- λ : Constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.
- r : degré relatif, égale au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaitre la commande

↳ Donc on aura pour les différentes valeurs de r :

- **pour** $r = 1$, $S(x) = e(x)$.
- **Pour** $r = 2$, $S(x) = \dot{e}(x) + \lambda e(x)$

$S(x) = 0$: est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x) = 0$. En d'autres termes, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder $S(x)$ à zéro. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart en respectant la condition de convergence. La linéarisation exacte de l'écart a pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence – sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre « r ».



Figure(III.21) : Linéarisation exacte de l'écart

III.15.2.2 Condition d'existence du mode de glissement

Les conditions de convergence permettent à la dynamique du système, dans le plan de phase, de converger vers la surface de glissement, nous citons deux conditions :

a) -La condition directe de commutation

C'est la première condition de convergence, elle est sous la forme :

$$\dot{s}(x) \cdot s(x) < 0 \quad (III.23)$$

Dans cette condition, il faut introduire pour $S(x)$ et sa dérivée $\dot{S}(x)$, les valeurs justes à gauche et à droites de commutation. Elle est équivalente à exiger à $S(x)$ de changer de signe lorsqu'on passe d'un côté à l'autre de la droite. Ce ci s'exprime par :

$$\text{Signe}\dot{S}(x, V_{max}) = -\text{Signe}\dot{S}(x, V_{min}) \quad (III.24)$$

b) -La fonction de Lyapunov

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction $\dot{V}(x) < 0$

En définissant la fonction de Lyapunov :

$$V(x) = \frac{1}{2} s^2(x) \quad (\text{III.25})$$

Sa dérivée sera :

$$\dot{V}(x) = \dot{s}(x) \cdot s(x) \quad (\text{III.26})$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que :

$$\dot{V}(x) = \dot{s}(x) \cdot s(x) < 0 \quad (\text{III.27})$$

Si la condition (III.27) est vérifiée, alors la surface de glissement et sa dérivée sont de signe contraire quel que soit le temps et que 0 est un centre attracteur pour S . Le temps de convergence, ou le temps d'atteinte « reaching time » t_r dépend directement du choix de S . Pour une convergence en temps fini, la condition (III.27) qui ne garantit qu'une convergence asymptotique vers la surface de glissement est remplacée par une condition plus restrictive dite de η -attractivité et donnée par :

$$\dot{s} \cdot s \leq -\eta |s|, \quad \eta > 0 \quad (\text{III.28})$$

III.15.2.3. Loi de commande

Dans notre cas, la méthode choisie est celle de la commande équivalente, schématisée sur la figure (III.22).

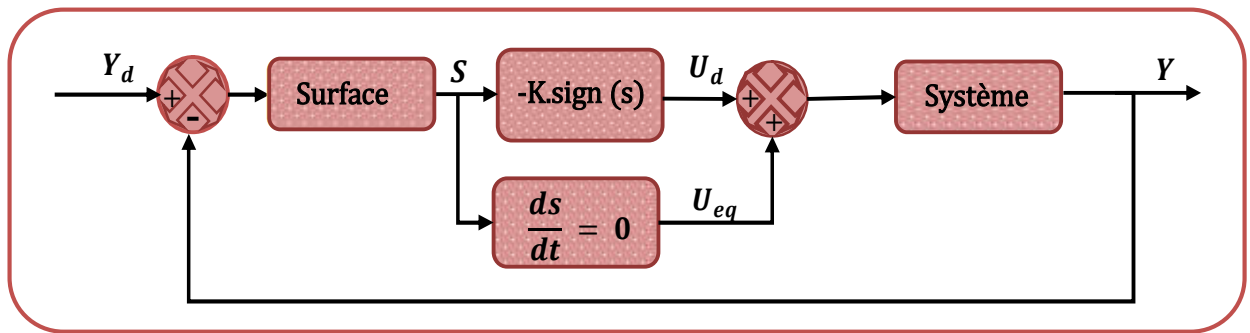
La commande équivalente est une fonction continue qui sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $\{s = 0\}$. Elle est obtenue grâce aux conditions d'invariance de la surface :

$$s = 0 \quad \dot{s} = 0$$

- Où U_{eq} est déduite de la relation $\dot{s} = 0$

Physiquement la commande équivalente présente la valeur moyenne de la commande U . Cependant, cette commande ne force pas les trajectoires du système à converger vers la surface de glissement. Ainsi, la commande U est la somme de la commande équivalente et d'une composante discontinue assurant une convergence et un régime glissant.

$$U = U_{eq} + U_d \quad (\text{III.29})$$



Figure(III.22) : Principe de la commande en mode glissant avec commande équivalente

➤ **Commande équivalente**

Un vecteur x de la commande équivalente U_{eq} se définit comme étant les équations du régime glissant idéal. On suppose que les relais n'ont ni hystérésis, ni retard de commutation et que le modèle mathématique de l'application n'a négligé aucune constante de temps, ce régime n'ayant lieu que sur :

$$s_i = 0 \quad i = 1,2,3, \dots, m$$

On exprime la condition pour l'obtention de la commande équivalente comme :

$$\frac{ds_i}{dt} = s_i = 0$$

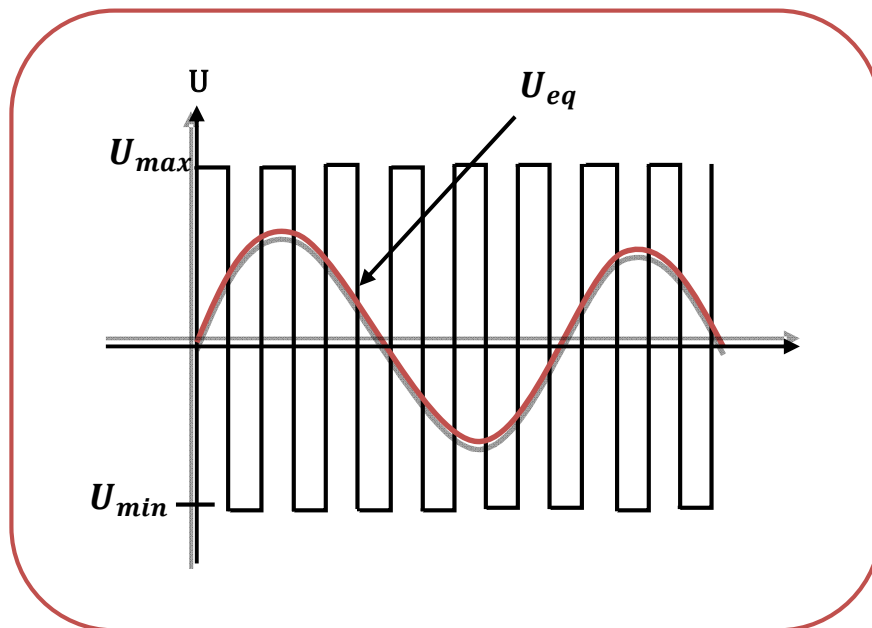


Figure (III.23) : Interprétation de U_{eq}

Donc :

A partir de $\dot{s}(x) = 0$

$$\dot{s}(x) = \left[\frac{\partial s}{\partial x} \right]^T [A.X + B.U_{eq}] = 0 \tag{III.30}$$

$$\left[\frac{\partial s}{\partial x}\right]^T [A.X] + \left[\frac{\partial s}{\partial x}\right]^T [B.U_{eq}] = 0 \quad (\text{III.31})$$

$$U_{eq} = -\left[\frac{\partial s}{\partial x}\right]^T [A.X] \cdot \left[\left[\frac{\partial s}{\partial x}\right]^T \cdot B\right]^{-1} \quad (\text{III.32})$$

Avec la condition de transversalité :

$$\det \left[\left[\frac{\partial s}{\partial x}\right]^T \cdot B \right] \neq 0 \quad (\text{III.33})$$

➤ **Commande discontinue**

Le régime idéal n'est pratiquement jamais réalisable, on doit ainsi faire usage du deuxième terme de la commande pour ramener l'état du système vers la surface à chaque fois qu'il s'en écarte. Il convient donc de prendre :

$$U_d = \dot{S}(x) = -K \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (\text{III.34})$$

Où $S(x, t)$ est la fonction définie par :

$$\text{sign } S(x, t) = \begin{cases} -1 & \text{si } S(x, t) < 0 \\ +1 & \text{si } S(x, t) > 0 \end{cases} \quad (\text{III.35})$$

Où $K = \text{diag}(K_1, K_2, \dots, K_m)$ et la fonction sign est représentée sur la figure III.24

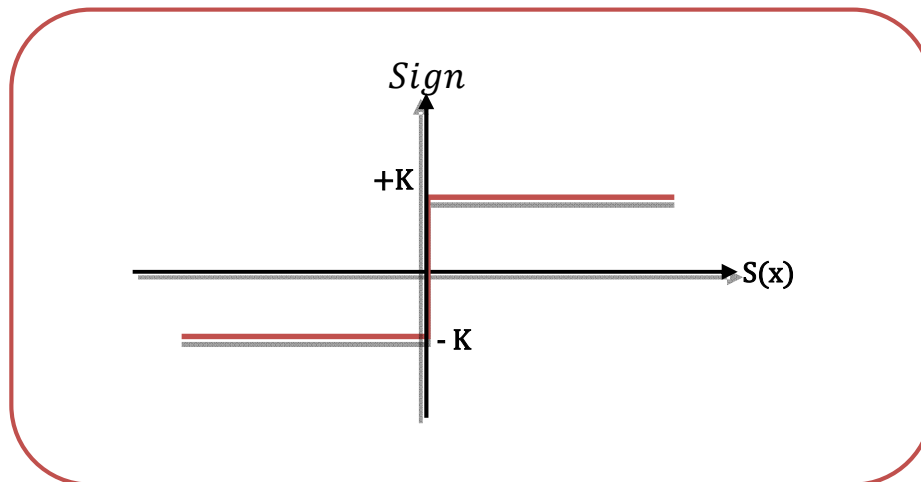


Figure (III.24) : Représentation de la fonction Sign

L'utilisation de la fonction *Signe* signifie que la commande U_n commute entre deux valeurs $\pm k$ avec une fréquence théoriquement infinie. Si le gain k est très petit, le temps de réponse sera long, si k est très grand, le temps de réponse sera rapide mais des oscillations indésirables risquent d'apparaître (couramment appelées *réticence*) sur les réponses en régime permanent.

III.16. Phénomène de réticence (chattering)

En pratique, le terme discontinu à droite de l'équation peut exciter des dynamiques hautes fréquences non modélisées qui entraînent l'apparition de ce qu'on appelle "réticence" ou "broutement" ou "chattering" en anglais, et qui se caractérise par des fortes oscillations autour de la surface.

Du point de vue de la synthèse de commande, on procède généralement au choix de la surface de commutation $s(x) = 0$ en fixant le plus souvent la dynamique de glissement, puis on en déduit une commande discontinue qui rend cette surface attractive et assure ainsi l'apparition du mode de glissement.

Ce mode de glissement idéal est illustré par la figure (III.25). Un mode de glissement idéal correspond à une commande qui commute à une fréquence infinie or il n'existe aucun organe de commande pouvant réaliser cette opération.

Malgré les différents avantages de la commande par modes de glissement, son utilisation a été entravée par un inconvénient majeur lié au phénomène de réticence figure(III.25).

Ce phénomène est une conséquence naturelle du comportement dynamique réel de l'ensemble actionneur système à commander.

La réticence peut provoquer une détérioration anticipée de l'organe de commande ou exciter des dynamiques hautes fréquences non considérées dans la modélisation du système.

Ainsi, nous allons chercher par différentes méthodes à limiter ce phénomène. Une approche consiste à remplacer la fonction signe par une fonction plus lisse.[SOS 09]

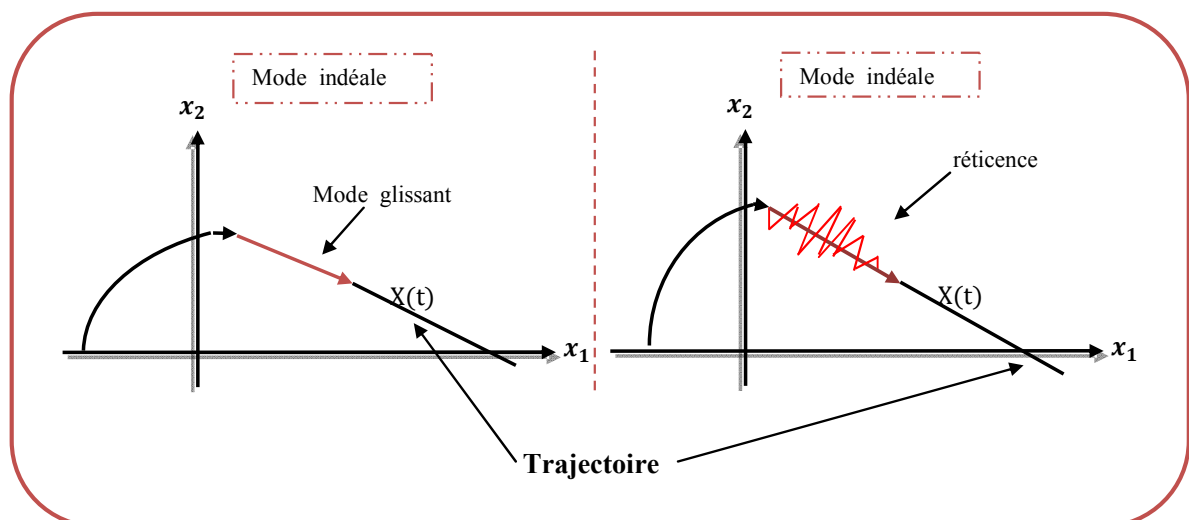


Figure (III.25) : Phénomène de réticence

III.17. Elimination du phénomène de réticence

Dans le but de réduire ou d'éliminer ce phénomène, de nombreuses solutions ont été proposées, comme la solution de couche limitée, mode glissant d'ordre supérieur, approachlow...etc.

III.17.1. Loi d'approche "approchlaw"

Dans l'approchlaw "atteinte", la dynamique de la fonction de glissement est directement exprimée. Laisser la dynamique de la fonction de commutation être spécifiée par l'équation différentielle

$$\dot{s} = -q f(s) - k \cdot \text{sign}(s) \quad (\text{III.36})$$

$$q \text{ et } k > 0, f(s) > 0, \forall s \neq 0.$$

➤ La loi de contrôle peut être obtenue directement par la condition $\dot{s} = 0$ pour le système

$$\begin{cases} \dot{x} = A \cdot x(t) + B U(t) \\ y = c \cdot x(t) \end{cases} \quad (\text{III.37})$$

$$u(t) = -(CB)^{-1}(CAx(t) + q f(s) + k \text{sign}(Cx(t))) \quad (\text{III.38})$$

Il y a d'autres méthodes pour l'élimination de la réticence

➤ **Constant proportionnel**

$$\dot{s} = -q \cdot s - k \text{sign}(s) \quad (\text{III.39})$$

➤ **loi d'atteignant de taux de pouvoir**

$$\dot{s} = -k \cdot |s|^\alpha \cdot \text{sign}(s), \quad 0 < \alpha < 1 \quad (\text{III.40})$$

III.17.2. Solution de couche limite

Cette solution, connue aussi sous le nom de "boundary layer solution", consiste à remplacer la fonction signe par une approximation continue, de type grand gain, uniquement dans un voisinage de la surface. Parmi les fonctions utilisées nous citerons la fonction de saturation. [SLO 83]:

$$\text{sat}(S) \begin{cases} 1 & \text{si } S > \mu \\ -1 & \text{si } S < -\mu \\ \frac{S}{\mu} & \text{si } |S| < \mu \end{cases} \quad \text{sat}(S) \begin{cases} 0 & \text{si } |S| < \mu_1 \\ \frac{S - \mu_1}{\mu_1 - \mu_2} & \text{si } \mu_1 < S < \mu_2 \\ \text{sign}(S) & \text{si } |S| > \mu_2 \end{cases} \quad (\text{III.41})$$

D'autres fonctions existent telles que les fonctions $\frac{2}{\pi} \arctan\left(\frac{s}{\mu}\right)$, $\tanh\left(\frac{s}{\mu}\right)$...etc.

➤ **Fonction smooth**

On peut aussi remplacer la fonction « signe » par une fonction « Smooth ». On donne ci-dessous un exemple de ce type de fonction

$$\text{Smooth}(S) = \frac{s}{|s| + \mu} \tag{III.42}$$

μ : Un paramètre petit et positif

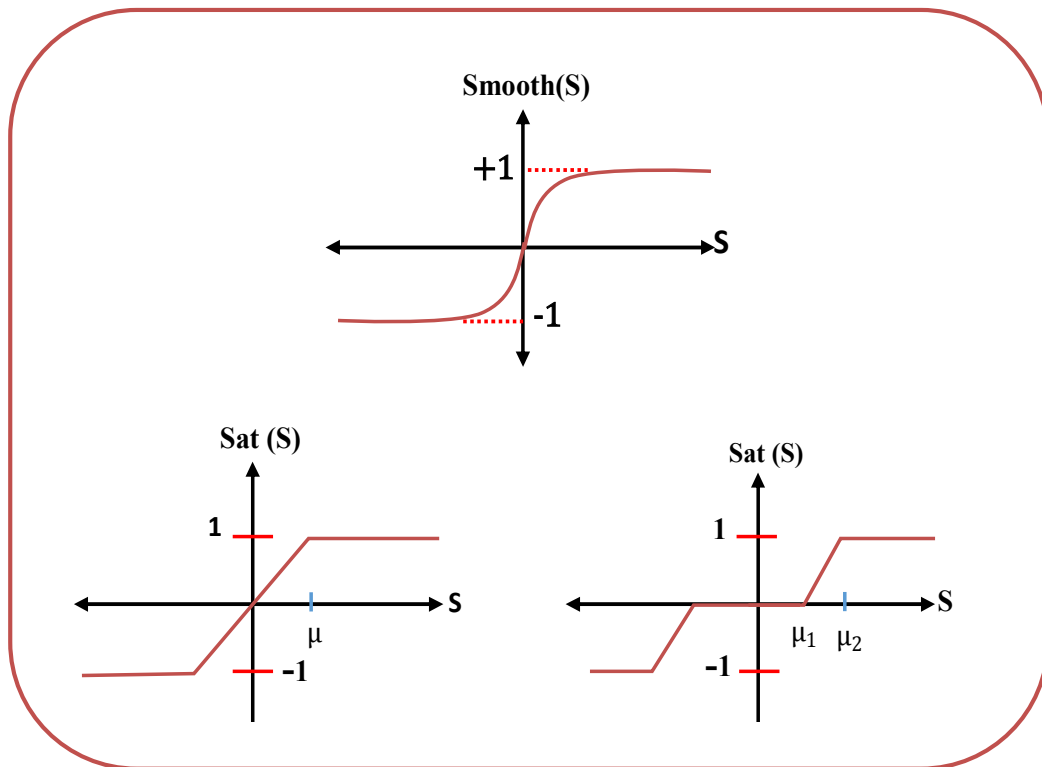


Figure (III.26) : Les diffèrent solutions pour éliminer le réticence (chattering)

III.18. Application de la CSV à la machine synchrone à aimants permanents

$$\begin{cases} \frac{dI_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} I_d + \frac{P.\Omega}{L_d} I_q + \frac{V_d}{L_d} \\ \frac{dI_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} I_q - \frac{P.\Omega L_d}{L_q} I_d + \frac{V_q}{L_q} - \frac{P.\Omega \varphi_{sf}}{L_q} \\ \dot{\theta} = \Omega \\ J.\dot{\Omega} = C_e - C_r - f.\Omega \end{cases} \tag{III.43}$$

Le réglage de la vitesse de la MSAP nécessite le contrôle du courant absorbé par la machine. Une solution classique consiste à utiliser le principe de la méthode de réglage en cascade (structure de trois surfaces) la boucle interne permet de contrôler les courants, tandis que la boucle externe permet de contrôler la vitesse. La figure III.27représente la structure cascade dérégulation de vitesse par mode de glissement de la MSAP alimentée par un onduleur de tension.

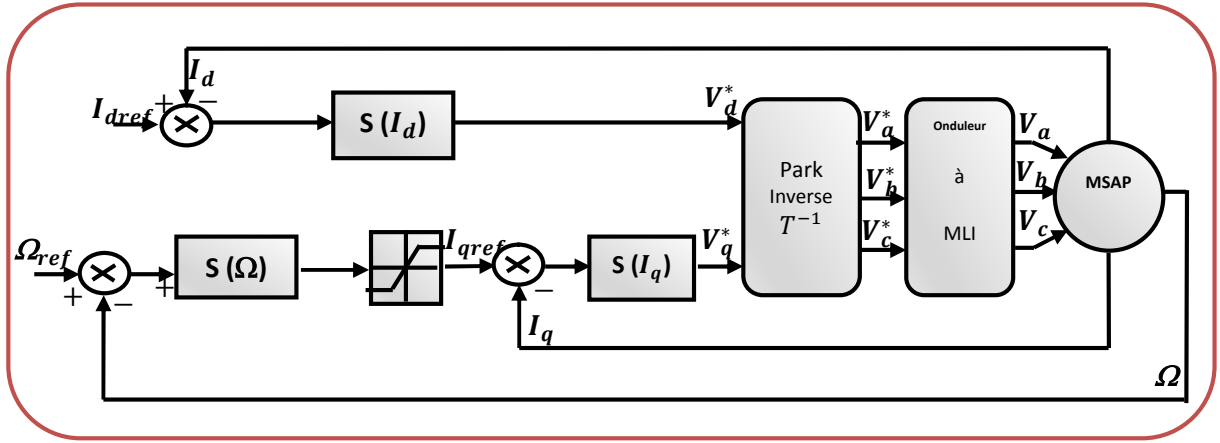


Figure (III.27): Structure de commande de la vitesse pour la MSAP

Nous définissons les trois surfaces par :

La première surface, celle de la vitesse est d'écrite par :

$$S(\Omega) = \Omega_{dref} - \Omega \quad (III.44)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons :

$$S(\Omega) = 0 \text{ Et } \dot{S}(\Omega) = 0 \quad (III.45)$$

D'où nous déduisons : $I_{qn} = 0$

$$S(\Omega) = 0 \rightarrow I_{qeq} = \frac{f \cdot \Omega + C_r}{P \cdot [\varphi_{sf} - (L_d - L_q) I_d]} \quad (III.46)$$

Durant le mode de glissement, le produit de la surface par sa dérivée doit être inférieur à zéro.

Cela exige de vérifier la condition de Lyapov suivant :

$$\lim_{s \rightarrow 0} S(\Omega) \cdot \dot{S}(\Omega) < 0 \quad (III.47)$$

En substituant l'expression de la commande équivalente (III.45) dans (III.46), la dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(\Omega) = -\frac{P}{J} [\varphi_{sf} - (L_d - L_q) I_d] I_{qn} \quad (III.48)$$

$$\text{Avec : } I_{qn} = K_v \sin(s(\Omega)) \quad (III.49)$$

Ainsi, la commande I_{qref} représente la somme des grandeurs I_{qeq} et I_{qn} :

$$I_{qref} = I_{qeq} + I_{qn} \quad (III.50)$$

La deuxième surface de la boucle interne, responsable de contrôle du courant I_q , est écrite par :

$$S(I_q) = I_{qref} - I_q \quad (III.51)$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(I_q) = \frac{L_d \Omega P}{L_q} I_d + \frac{R_s}{L_q} I_q + \frac{V_q}{L_q} + \frac{P \Omega \varphi_{sf}}{L_q} \quad (III.52)$$

Étant donné que : $V_q = V_{qeq} + V_{qn}$

On obtient:

$$\dot{S}(I_q) = \frac{L_d \Omega P}{L_q} I_d + \frac{R_s}{L_q} I_q + \frac{V_{qeq}}{L_q} + \frac{V_{qn}}{L_q} + \frac{P \Omega \varphi_{sf}}{L_q}$$

Durant le mode de glissement en régime permanent, nous avons :

$$I(I_q) = 0 \quad \text{Alors} \quad \dot{I}(I_q) = 0 \quad (III.53)$$

$$\text{Avec :} \quad V_{qn} = 0$$

$$\text{On obtient :} \quad V_{qeq} = R_s \cdot I_q + P \cdot \Omega \left[\varphi_{sf} + L_d \cdot I_d \right] \quad (III.54)$$

$$\text{Et} \quad V_{qn} = K_q \cdot \text{sign}(S(I_q)) \quad (III.55)$$

D'où l'expression de V_{qc} :

$$V_{qc} = V_{qeq} + V_{qn} \quad (III.56)$$

La troisième surface est celle du contrôle du courant I_d , elle est décrite par :

$$S(I_d) = I_{dref} - I_d \quad (III.57)$$

Dans ce cas nous donnons juste les expressions de :

$$V_{deq} = R_s \cdot I_d - P \cdot L_q \cdot I_q \cdot \Omega \quad (III.58)$$

$$V_{dn} = K_d \cdot \text{sign}(S(I_d)) \quad (III.59)$$

$$V_{dc} = V_{deq} + V_{dn} \quad (III.60)$$

La stabilité du système nécessite de vérifier que le produit de la surface et sa dérivée est inférieur ou égal à zéro. Afin d'assurer cette condition, les paramètres, K_v , K_d et K_q sont toujours positifs.

Ces paramètres sont choisis de façon à :

- Assurer la rapidité de la convergence.
- Imposer la dynamique en mode de convergence et de glissement.
- Limiter le courant à une valeur admissible pour une couple maximal.

Dans le régime permanent, on a :

$$\dot{I}_d = 0 \quad \dot{I}_q = 0 \quad \dot{\Omega} = 0 \quad (III.61)$$

En remplaçant (III.61) dans (III.43), on obtient :

$$\begin{cases} -R_s \cdot I_d + \omega L_q I_q + V_d = 0 \\ -R_s \cdot I_q + \omega L_d I_d + V_q - \omega \varphi_{sf} = 0 \\ C_e - C_r = f \cdot \Omega \end{cases} \quad (III.62)$$

Les conditions d'existence du mode de glissement sont donc :


$$K_v \geq \left| \frac{I}{P \cdot \varphi_{sf}} (-f \cdot \Omega - C_r) \right|$$

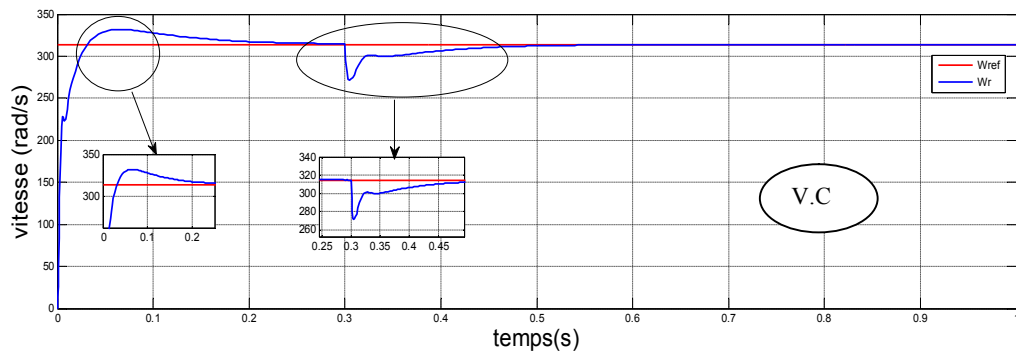
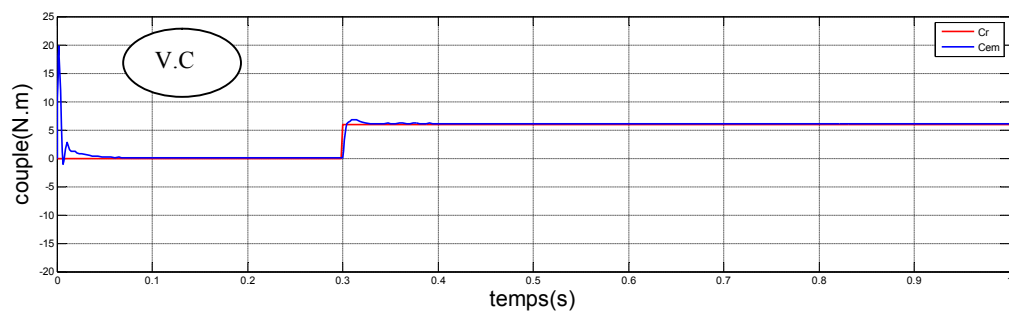
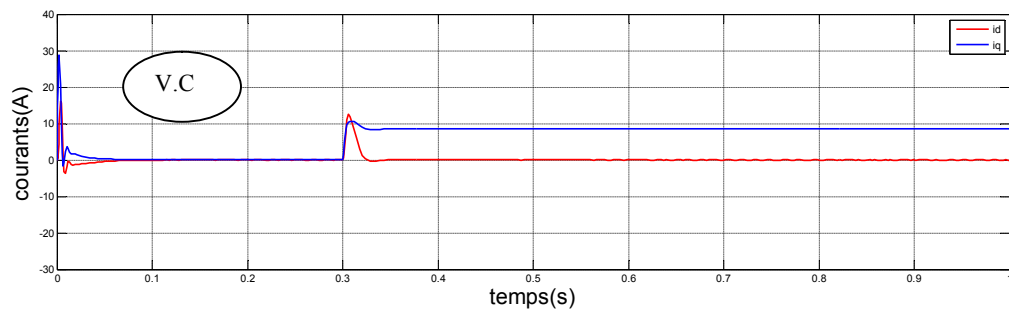
$$K_d \geq \left| -R_s \cdot I_d + \omega \cdot L_q \cdot I_q \right| \tag{III.63}$$


$$K_q \geq \left| -R_s \cdot I_q + \omega \cdot L_d \cdot I_d - \omega \cdot \varphi_{sf} \right|$$

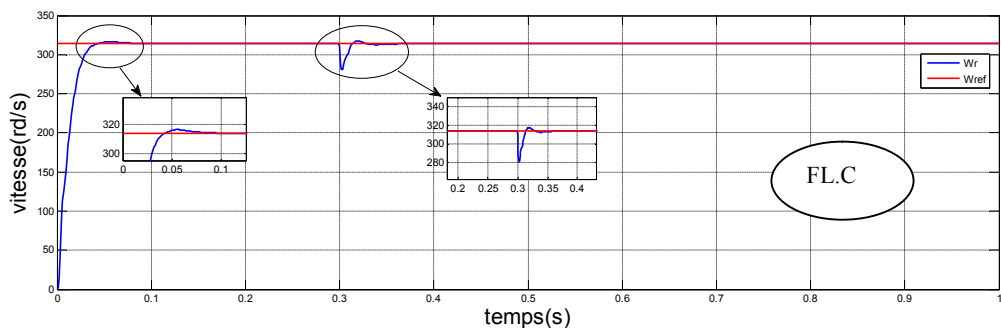
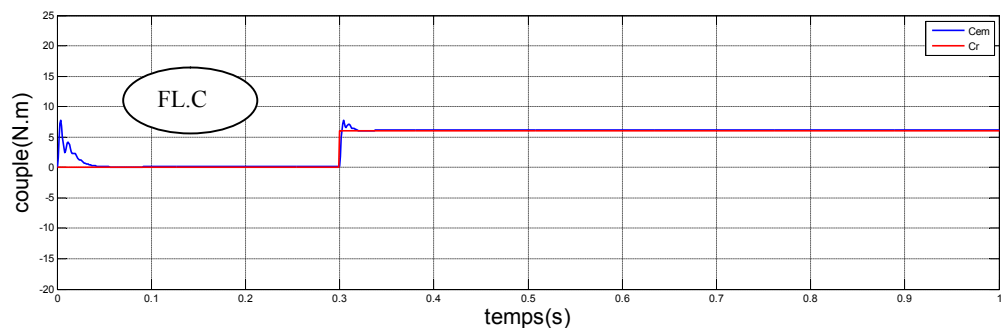
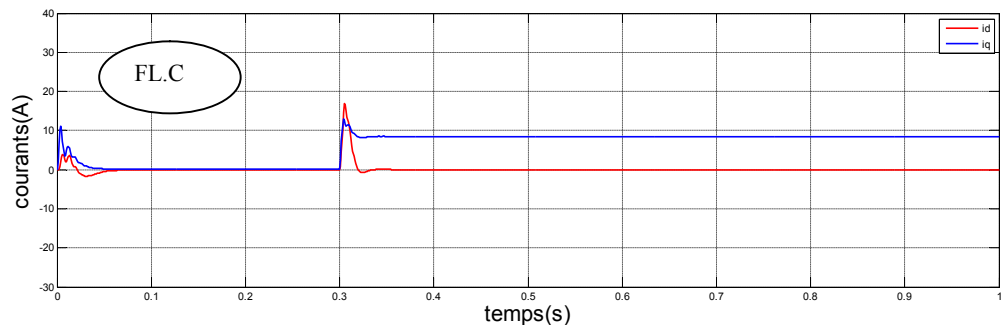
III.19. Résultats des simulations pour les trois commandes


III.19.1 Résultats de simulation

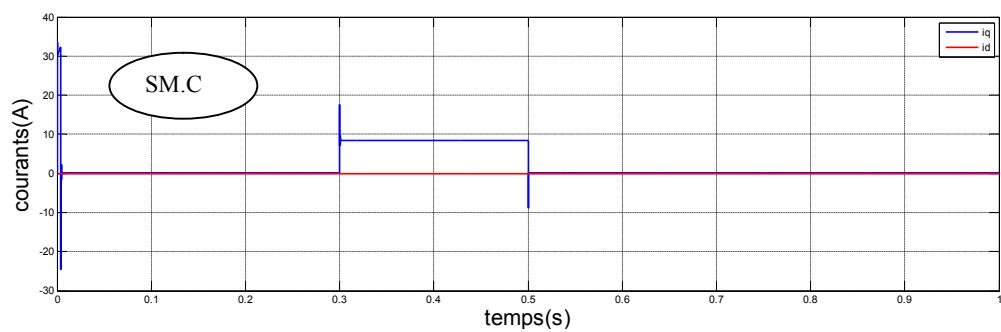
 commande vectorielle :



 Commande par la logique floue :



 commande par mode glissant :



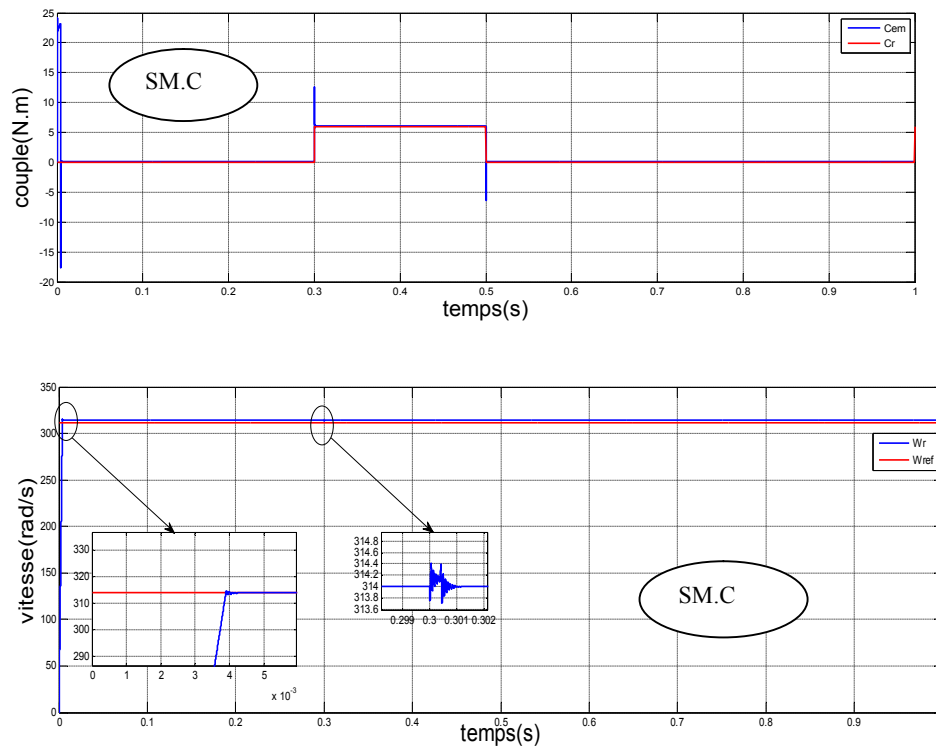


Figure (III.28): Résultats de simulation du MSAP par trois commandes à un échelon de vitesse 314rad/s un démarrage à vide avec l'application d'un couple de charge de 6 Nm à $t=0.3s$

III.19.2 Interprétation des résultats

On remarque d'après la Figure III.28 que, lors du démarrage à vide du MSAP pour un échelon de consigne de 314 rad/s, suivie d'une application de charge de 6N.m à partir de $t=0.3$ s que :

➤ Commande vectorielle

On remarque que : L'allure de la vitesse suite parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse rapide et un dépacement (5%). L'effet de la perturbation est rigoureusement éliminé et que le couple électromagnétique se stabilise à la valeur 6 N.m, La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la (MSAP), ainsi le courant $I_d=0$. Le courant I_q est l'image du couple.

➤ Commande par la logique floue

On remarque que le temps de réponse de la vitesse est rapide avec un dépassement (1%) dans le régime transitoire et une erreur statique pratiquement nulle. Le courant est limité à 9A max. Le courant I_d est maintenu nul. Le démarrage le couple électromagnétique (avec assaillissements) est suivi de trajectoire (C_r).

à l'instant $t=0,3$ (s) suivie d'une application d'un couple résistante de 6 (Nm). il revient l'origine (régime permanent).

-le couple électromagnétique suivre Le couple résistante avec un dépècement dans (0.3S), puis regagnent rapidement leurs allure de référence.

➤ Commande par mode glissant

On remarque que les caractéristiques mécaniques et électriques sont parfaites car la vitesse est identique avec celles de référence.

Les résultats obtenus par la commande mode glissant sont mieux caractérisés que ceux obtenus par la commande vectorielle à savoir :

- un temps de réponse plus faible dans le régime transitoire;
- Une erreur statique pratiquement nulle ;
- un dépassement minimum des allures de vitesse.

- à l'instant $t= [0.3(s),0.6(s)]$ suivie d'une application d'un couple résistante de 6(Nm).

On remarque que moins d'oscillations et de perturbations des valeurs de vitesse et couple électromagnétique qui regagnent rapidement leurs allures des références.

Le courant I_q augmenter jusqu'a 9A, âpres une période (0,2s) il retour a la référence.

Dans cet essai, nous avons visualisé la vitesse et le couple pour un edurée de simulation $t_s = 1s$. Les trois commandes proposées présentent une forte robustesse et assurent des bonnes performances même en présence des perturbations externes; cependant, la commande par mode glissant se présente comme la meilleur commande qui a permis une minimisation des oscillations dues aux perturbations externes sur la machine, viennent ensuite respectivement la commande par la logique floue qui présente une ondulation supérieure à celle obtenue par le mode glissant, et la commande à base des régulateurs PI qui nous donne des ondulations remarquables par rapport aux autres commandes.

III.20. Conclusion

Dans ce chapitre, nous utilisant trois techniques de commande différentes pour la même MSAP.

En premier lieu nous avons présenté l'étude et l'application de la commande vectorielle sur ce système en utilisant un régulateur proportionnel intégral.

En deuxième lieu, nous nous sommes intéressé à la commande par la logique floue, où nous avons présenté les notions théoriques de la logique floue, exposé l'ensemble flou, les fonctions d'appartenances, les variables linguistiques, et les opérateurs employés dans ce type de logique; par la suite, nous avons présenté la structure de la commande floue composée des notions de fuzzification, d'inférences floues et de défuzzification pour synthétiser une commande floue à sept fonctions d'appartenance pour le réglage indépendant des tensions générées.

En troisième lieu, nous avons présenté l'aspect théorique de la commande par mode glissant à savoir: sa définition, son principe de commande, et sa conception (choix de la surface de commutation et la loi de commande). Par la suite, on a présenté l'approche au moyen de laquelle on peut réduire le phénomène de réticence qui résulte de la loi de commande.



Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail présenté s'inscrit dans le domaine de la commande des machines synchrones à aimants permanents. Etant donné que l'asservissement de la vitesse représente le principal levier de commande d'un tel moteur, nous avons centré notre travail sur l'étude et l'analyse des performances de l'asservissement de vitesse de la machine synchrone à aimant permanent alimentée par un onduleur commandé par la technique MLI et commandée par trois différentes structures de commande : la commande vectorielle et la commande par la logique et le réglage par mode glissant.

Dans le premier chapitre, une étude l'état de l'art des machines synchrones à aimants permanents (leurs structures), avantages et les domaines d'application.

Le deuxième chapitre, nous sommes passés à la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents à pôle lisse dans le repère de Park (d, q) qui permet la mise sous forme d'équation d'état de la machine alimentée en tension.

A partir de là, nous avons validé le modèle mathématique dans un environnement MATLAB/SIMULINK nous avons donné les résultats de simulation de la machine synchrone à aimants permanents alimentée directement d'un réseau de tension alternative ; ainsi qu'après application d'un couple résistant. à la fin de ce chapitre, présente l'étude la modélisation deux Convertisseur

Au troisième chapitre, Nous avons divisé en trois parties. À la première on a donné un aperçu explicite d'une solution parmi les différentes solutions de découplage, qui est la commande vectorielle. La commande vectorielle permet d'imposer à la machine synchrone à aimants permanents un comportement semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée là où les courants ne s'affectent pas entre eux. En dernier lieu, nous avons simulé le système global onduleur-MSAP utilisant la technique de la commande vectorielle avec une régulation de vitesse.

Les performances dynamiques obtenues par le réglage de la vitesse de la MSAP sont très satisfaisantes. La perturbation est rejetée en un temps très court, ce qui vérifie le comportement correct des régulateurs PI et le système possède un temps de réponse satisfaisant.

Et dans la deuxième, L'approche de commande par logique floue a été choisie dans ce mémoire. Comme il s'agit d'une méthode de commande nouvelle, les notions de bases ont été présentées. Les principes et concepts de la commande par logique floue ont été introduits tout

en orientant notre choix de cette méthode pour commander la machine synchrone à aimant permanent.

Et finalement La commande par mode glissant a fait l'objet d'un Troisième Partie, c'est une commande robuste liée aux systèmes à structures variables, dont le but est de palier les inconvénients des commandes classiques, vu que la commande à structures variables est par nature une commande non linéaire et que leur loi de commande se modifie d'une manière discontinue. L'avantage de cette technique de régulation est la simplicité de mise en œuvre et la robustesse par rapport aux perturbations et aux incertitudes du système. Cependant le principal inconvénient du réglage par mode glissant réside dans l'existence d'une loi de contrôle discontinu produisant l'effet de réticence. Le choix de la fonction signe adoucie permet la réduction d'effet de réticence.

Ce travail peut être amélioré, nous proposons donc quelques perspectives pour des travaux futurs:

- * La généralisation de la commande étudiée dans ce travail à d'autres types des machines.
- * La suppression des capteurs de vitesse à l'aide des techniques d'estimation ou d'observation de l'automatique moderne.
- * La synthèse d'une commande "sensorless" l'étude de la suppression ou de l'élimination de réticence dans la commande par mode glissant, en proposant diverses fonctions de commutation.
- * L'étude des commandes par mode glissant d'ordre supérieure et leur faisabilité en vue du contrôle du moteur synchrone.

Enfin la réalisation expérimentale en temps réel sur plate forme d'essai équipée de l'environnement Espace.



Bibliographiques

BIBLIOGRAPHIE

- [**ABD 97**] **R.ABDESSEMED, M.KADJOUJ**, "Modélisation des machines Electriques", Presses de l'université de Batna 1997.
- [**ACH 05**] **ACHOUR** « Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone ». *IEEE Trans. Indust. Applic. Vol.40, N°1,pp45-55, 2005.*
- [**ALO 06**] **FOUAD ALOUANI**, magister en Electronique : Option Control, Commande par Logique Floue Appliquée aux pendules inversés et au Simulateur de Vol d'Hélicoptère : Simulation et Expérimentation, Université de Mohamed Boudiaf de M'sila, juin 2006.
- [**AME 03**] **AMEUR, A.** "Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants doté d'un observateur d'ordre complet à mode glissant". Thèse de magistère en électrotechnique université de Batna, 2003.
- [**AME 05**] **A. AMEUR.** Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à mode glissant, mémoire de magister, Université de Batna, 2005.
- [**AOU 11**] **A. AOUI**, "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.
- [**BAR 83**] **F.BARRET**, "Régime Transitoire des Machines Tournantes Electriques», Collection des Etudes de Recherches , Edition Eyrolles ,Paris 1983.
- [**BEN 05**] **F.BENCHABANE** "Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering", Mémoire de magister, Université mohamed khider de Biskra, 2005.Algérie.
- [**BEN 05**] **N.BENYAHIA, K. SRAIRI, S. M. MIMOUNE**, " Commande de la machine asynchrone par orientation du flux rotorique", pp.147-150, N°06, Juin 2005.
- [**BOU 05**] **C.BOUCHEREB** "Contrôle direct du couple des machines synchrones ".mémoire de magister en électrotechnique, université de Batna, 2005.
- [**BOU 15**] **S. BOURDIM**, « Contribution au diagnostic des générateurs utilisés dans les systèmes éoliens ». Thèse de doctorat, université de Batna, le 14/06/2015.
- [**BOUC 05**] **C.BOUCHEREB** «Contrôle direct du couple des machines synchrones ".mémoire de magister en électrotechnique, université de Batna, 2005.
- [**CHE 01**] **CHENADEC, J.** "Les machines synchrones - Technologies et différents modes d'alimentations des machines synchrones"2001.
- [**CHE 96**] **C. H CHEN**, "Fuzzy logic and neural network handbook", IEEE Press, 1996.
- [**CIM 05**] **G.O.CIMUCA** "Système inertielle de stockage d'énergie associé à des générateurs éoliens", Thèse de doctorat, Ecole Nationale Supérieure D'arts et Métiers Centre de Lille, France, 2005.

- [CON] Conception d'un régulateur flou pour la commande vectorielle de la machine asynchrone <http://thesis.univ-biskra.dz>.
- [DAL 09] L. DALILA "Commande non linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents" Thèse de magistère en électrotechnique université de Batna, 2009.
- [DEC 05] A. DECHOUCHA « Commande par Mode de Glissement par Imposition des Pôles d'une Machine à Induction Linéarisée par orientation du Flux » IEEE Trans. Indust. Applic. Vol.40, N°1, pp45-55, 2005.
- [DUD 94] Dubois. D et S. Gentil, "Intelligence Artificielle et Automatique", Revue d'Intelligence Artificielle, Vol. 8, N°1, pp. 7-27, 1994.
- [FER 11] A. FERROUDJ. Commande Non Linéaire de la MSAP Sans Capteur de vitesse. Apporte des Méthode de l'Intelligence Artificielle, mémoire de magister, université de Batna, 2011.
- [GHA 07] L.GHAOUTI "Commande robuste d'un moteur synchrone à aimants permanents sans capteur de vitesse", Mémoire de magister, USTO, 2007.
- [GHA 96] GHAZEL, A. FORNEL, B. ET HAPIOT, J. "Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone". J. Phys. III France 6 (1996) 943-958 JULY 1996, PAGE 943.
- [GRE 97] G. GRELLET, G.CERC " actionneur Electriques, Principes, Modèles, commande" Collection Electrotechnique, Edition Eyrolles, 1997.
- [GRE 82] G.GRELLET, G.CLERC , "Actionneurs Electriques , Principes ,Modèles , Commande "Collection Electrotechnique , Edition Eyrolles, Paris 1982.
- [HAM 13] S. HAMECHA, « Etude et commande d'une Eolienne à base d'une Machine Synchrone à aimants Permanents ». Thèse doctorat, Université de Tizi-Ouzou, Alger, Le 13 Juin 2013.
- [HEN 96] H. HENAO, G.A. CAPOLINO, J.A. MARTINEZ-VELASCO; "A new structure of fuzzy-hystérésis curent Controller for Victor Controller induction machine drives", Proceedings of IEEE conference on power electronics, 1996, pp. 708-712.
- [HUN 93] W.GAO, J.C.HUNG, « variable structure control system », IEEE Trans. Indust. Applic.Vol.40, N°1, pp45-55, 1993.
- [JAW 08] A, F Jawad "Etude du problème inverse en électromagnétisme en vue de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs à aimants permanents ". Thèse de Doctorat l'Université de technologie de Belfort-Montbéliard, 05 décembre 2008.
- [KAD 03] M. KADJOUJ "Contribution à la Commande d'une MSAP ", Thèse De Doctorat D'état Université De Batna, 2003.
- [LAB 05] S. LABIOD, « Contribution à la Commande Adaptative Floue des Systèmes Non Linéaires ». Thèse doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, 29 Janvier 2005 Algérie.

- [LAC 07] G. LACOMBE** "Définition et Réalisation d'une Nouvelle Génération de Logiciels pour la Conception des Moteurs Futurs" ; Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2007.
- [MEN 09] D. WU, J.M. MENDEL.** "Enhanced karnik–mendel Algorithms." *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 17(4): pp.923–934, 2009.
- [OUA 09] H. OUAJKA,** «Contribution à l'Identification et la Commande Floue d'une Classe de Systèmes Non Linéaires ». Université side Mohamed Ben Abdullah. Le 27/06/2009.
- [PRA 80] Dubois. D et H. Prade,** "Fuzzy Sets and Systems", Academic Press, 1980.
- [PWG 88] P. PWGASAN, R. KNSHMAN** "Modeling of Permanent Magnet Motor Drives". *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 35, n° 4, November 1988.
- [RET 08] J.M.RETIF:** «Commande Vectorielle des Machines Asynchrones et Synchrones» ; Notes de Cours, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon (INSA), 2008.
- [REZ 98] A. REZZOUG, L. BAGHLI, H. RAZIK,** "Commande floue et domotique," in proc. Journées 1998 de la section électrotechnique, CLUB E.E.A, Nancy, France, 29-30 Janvier 1998, pp. 1-11.
- [SLO 86] J.J.E. SLOTINE AND J.A. COETSEE,** « Adaptive sliding controller synthesis for non-linear systems» , *Int.J. Control*, N°6,p.1631-1651, 1986.
- [SLO 83] J.J. SLOTINE AND S.S. SASTRY.** Tracking control of nonlinear system using sliding surface, with application to robotic manipulators.*Int. Jour. of Cont.*, 38:465.492, 1983.
- [SEB 03] M.SEBA** "Etude et comparative entre les différentes méthodes de commande d'une machine synchrone à aimants permanents ", Mémoire de magister, ENSET-Oran, 2003.
- [SOS 09] MOHAMMED CHAKIB SOSSE ALAOUI,** Commande et Observateur par Modes glissants d'un système de pompage et d'un brasmanipulateur,p6, 7, 2009.
- [TIT 06] 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
- [ZAD 65] L.A.ZADEH;** "Fuzzy Sets, Information and Control", Vol. 08, pp. 29 - 44, 1965.



ANNEXES

Annexe A

1- Paramètres du MSAP utilisé : [HAM 13]

La tension d'alimentation	$V_n = 537 \text{ v.}$
La puissance nominale	$P_n = 4 \text{ Kw}$
Le nombre de paires de pôles	$P = 1$
La résistance d'une phase statorique	$R = 0.6 \text{ ohm}$
Inductance cyclique statorique	$L_d = 0.0066\text{H}, L_q = 0.0058\text{H}$
Flux de l'aimant	$\phi_f = 0.12 \text{ Wb}$
Le moment d'inertie	$J = 0.0011 \text{ kg.m}^2$
Le coefficient de frottement	$f_c = 0.0017 \text{ N.m.s/rad.}$
Le couple résistant nominal	$C_r = 6 \text{ N.m}$

Tableau AN-1 : Paramètres nominaux du MSAP étudié

2-Conditions de simulations :

Les différentes simulations ont été faites à l'aide du logiciel MATLAB/ SIMULINK.

Les conditions adoptées lors des simulations sont les suivantes :

Type : Variable-step	
Ode45 (Dormand+Prince)	
Fixed-step Size (fundamental sample time)	0.1
Tasking mode for periodic sample time	auto

Tableau AN-2 : Conditions de simulations

Annexe B

3-Dimensionnement du régulateur PI :

La figure (AN-1) montre un système en boucle fermée corrigé par un régulateur PI :

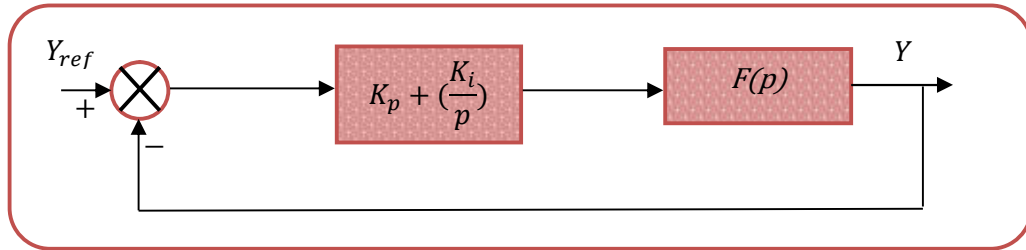


Figure AN-1 : Schéma bloc d'un système réglé par un PI.

La forme du correcteur est la suivante : $K_p + \left(\frac{K_i}{p}\right)$

Avec K_p : est le gain proportionnel du régulateur ;

K_i : est le gain intégral du régulateur ;

Si on considère la fonction du transfert suivante :

$$F(p) = \left(\frac{K}{1 + \tau p}\right)$$

En boucle ouverte on aura la fonction de transfert suivante :

$$F_{BO}(p) = \left(\frac{K_p + \left(\frac{K_i}{p}\right)}{1 + \tau p}\right) = \left(\frac{K(K_p p + K_i)}{p \cdot (1 + \tau p)}\right) = KK_i \frac{1 + \left(\frac{K_p \cdot p}{K_i}\right)}{p \cdot (1 + \tau p)}$$

On prend $\tau = \frac{K_p}{K_i}$

Alors $F_{BO}(p) = \frac{K_i \cdot K}{p}$

En boucle fermée, la fonction de transfert s'écrit comme suit :

$$F_{BF}(p) = \left(\frac{K_i \cdot K}{K \cdot K_i + p}\right) = \left(\frac{1}{1 + \frac{1}{K_i \cdot K} p}\right)$$

الملخص :

يتعلق العمل المنجز في هذه الذاكرة بدراسة نظام ديناميكي غير خطي والتحكم فيه على أساس آلة متزامنة ذات مغناطيس دائم ويتم تحريكها من خلال متغيرات الجزء الثابت بواسطة محولين. قدمنا أحدث ما توصلت إليه التكنولوجيا على آلة متزامنة مع مغناطيس دائم وأنظمة التحويل المستخدمة (أنواع التكوينات الأكثر استخدامًا ، الخ ...)، ثم قمنا بتصميم نموذج محرك متزامن ذو مغناطيس دائم الذي تم تبنيه. من الدراسة النظرية. تم تقديم وتطوير الضوابط اللازمة للتحكم في سرعة وعزم هذا النظام. سمحت نتائج المحاكاة التي تم الحصول عليها بتقييم الأداء من خلال تطبيق هذه الأوامر على محرك متزامن ذو مغناطيس دائم للحصول على إنتاجية عالية وجودة الإنتاج الميكانيكي (السرعة وعزم الدوران) الأمثل في هذا المجال.

الكلمات المفتاحية : محرك متزامن ذو مغناطيس دائم – تصميم – تحكم – شعاعي – بالانزلاق – بالمنطق الغامض

Abstract :

The work carried out in this memory concerns the study and control of a non-linear dynamic system based on a synchronous machine with permanent magnets and driven through the stator variables by two converters. We presented the state of the art on synchronous machine with permanent magnets and the conversion systems used (the types of the most used configurations, etc. ...), then we modeled the MSAP that was adopted. from the theoretical study. The controls needed to control the speed and torque of this system have been presented and developed. The simulation results obtained allowed the evaluation of performances through the application of these commands on the MSAP to obtain a high yield and a quality of mechanical production (speed, torque) optimal in this field.

Key words: Permanent Magnet Synchronous Motor - Modeling - Control - Vector - Sliding Mode - Fuzzy Logic.

Résumé :

Le travail réalisé dans cette mémoire concerne l'étude et la commande d'un système dynamique non linéaire base d'une machine synchrone à aimants permanents et pilotée à travers les variables statoriques par deux convertisseurs. On a présenté l'état de l'art sur machine synchrone à aimants permanents et les systèmes de conversion utilisés (les types des, les configurations les plus utilisés, etc...), en suite nous avons modélisé la MSAP qui a été adoptée à partir de l'étude théorique. On a présenté et développé les commandes nécessaires pour contrôler la vitesse et le couple de ce système. Les résultats de simulation obtenus ont permis l'évaluation des performances à travers l'application de ces commandes sur la MSAP pour obtenir un rendement élevé et une qualité de production mécanique (vitesse ; couple) optimale dans ce domaine.

Mots clés:

Moteur synchrone à aimants permanent - Modélisation - Commande - Vectorielle - Mode Glissant - Logique floue.