

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE

*MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE*

UNIVERSITÉ IBN KHALDOUN - TIARET

FACULTE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE

ET SCIENCES DE LA MATIERE

DEPARTEMENT DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE

MÉMOIRE DE FIN D'ÉTUDES

POUR L'OBTENTION DU DIPLÔME DE MASTER

DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIES

FILIERE : GÉNIE ÉLECTRIQUE

SPECIALITE : COMMANDE Électrique

THÈME

Commande de vitesse d'une machine
synchrone à aimants permanents par
mode de glissement

Présenté par : Gacem Amina

Devant Le Jury :

M. ALLAOUI Tayeb	Université de Tiaret	Président
M. MIHOUB Youcef	Université de Tiaret	Examineur
M. HASSAINE Said	Université de Tiaret	Examineur
M. LARBI M'hamed	Université de Tiaret	Encadreur

Année universitaire : 2011-2012

Remerciement

Je tiens à exprimer ma gratitude et mes remerciements à :

ALLAH qui par sa volonté et son aide a enrichit mes savoirs.

Je remercie mon promoteur Dr. M. Larbi, maître de conférences au sien du département des sciences et de technologie- l'université de Tiaret pour m'encadrer afin de réaliser mon mémoire de fin d'étude, pour ces précieux conseil, pour son sens de responsabilité.

Je tien à exprimer encore mes sincères remerciements à :

Monsieur ALLOUI Tayeb maître de conférences au sien du département des sciences et de technologie- l'université de Tiaret pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury.

Monsieur MIHOUB Yousef maître de conférences au sien du département des sciences et de technologie- l'université de Tiaret pour avoir accepté de juger ce travail en qualité d'examineur.

Monsieur HASSAIN Saïd maître de conférences au sien du département des sciences et de technologie- l'université de Tiaret pour avoir accepté de juger ce travail en qualité d'examineur.

Je remercie chaleureusement tous les enseignants du département des sciences et de technologie- l'université de Tiaret.

Je tiens également à remercier tous mes collègues durant mon cursus universitaire.

Enfin à tous ce qui contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail, veuillez bien trouver ici mes sincères remerciements.



Dédicaces

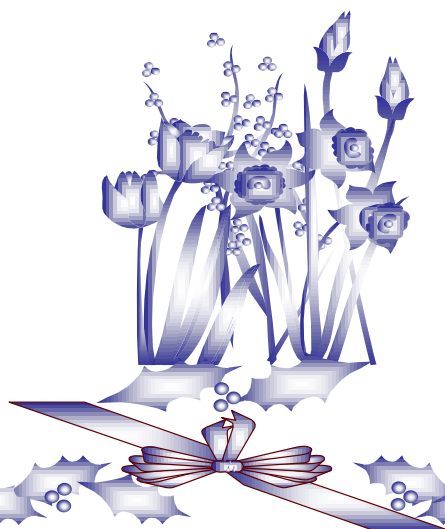
A mes très chers parents qui ont toujours été là pour moi, et qui m'ont donné un magnifique modèle de labeur et de persévérance. J'espère qu'ils trouveront dans ce travail toute ma reconnaissance et tout mon amour.

A mes chers frères et sœurs : Aouali et son mari Abderrahmane, Asmaa, Mohamed Yacine, Abdelkader, Fatima Zahra.

A ma nièce Meriem Loudjein.

A mes meilleurs amis : B ; Kenza, B. Amina, H. Messaouda, B. Amine, T. Ahmed, G. Zoubir, L. Djamel, D. Mohamed, S. Ahmed.

Je dédie ce mémoire



Liste des Figures

<i>Figure I-1</i> machine synchrone à aimants, sans pièces polaires ($P=2$), Aimantation radiale.....	7
<i>Figure I-2</i> machine synchrone à aimants, sans pièce polaire ($P=2$), aimantation tangentielle.....	7
<i>Figure I-3</i> machine synchrone à aimant ($P=2$), avec pièce polaire, aimantation radiale les pièces polaires sont sur la périphérie des aimants	8
<i>Figure I-4</i> machine synchrone à aimant ($P=4$), avec pièce polaire, aimantation tangentielle	8
<i>Figure I-5</i> la courbe de désaimantation.....	9
<i>Figure II-1</i> Représentation idéale d'une machine synchrone à aimants permanents	14
<i>Figure II-2</i> les différents couples qui agissent sur le rotor	15
<i>Figure II-3</i> Schéma bloc de la MSAP alimenté en tension.....	20
<i>Figure II-4</i> Schéma de principe de l'association redresseur-onduleur.....	20
<i>Figure II-5</i> Schéma d'un onduleur triphasé avec sa charge.....	21
<i>Figure II-6</i> Principe de la commande MLI-ST.....	23
<i>Figure II-7</i> Association onduleur (MLI-ST)-MSAP	23
<i>Figure II-8</i> Comportement de la MSAP alimentation par réseau.....	24
<i>Figure II-9</i> Comportement de la MSAP alimentation par onduleur	25
<i>Figure III-1</i> Schéma bloc de compensation	29
<i>Figure III-2</i> Boucle de régulation du courant iqs.....	30
<i>Figure III-3</i> Boucle de régulation de la vitesse	31
<i>Figure III-4</i> Schéma globale de simulation	33
<i>Figure III-5</i> Commande par régulateur PI de la MSAP	34
<i>Figure III-6</i> Boucle de régulation de la vitesse par IP	35
<i>Figure III-7</i> Commande de la MSAP par un régulateur IP	36
<i>Figure IV-1</i> schéma bloc du réglage par mode glissant	39
<i>Figure IV-2</i> Démonstration du mode de glissement.....	40
<i>Figure IV-3</i> Configuration avec la loi de commutation par contre-réaction d'état et régulateur intégrateur	41

<i>Figure IV-4</i> Imposition des pôles	50
<i>Figure IV-5</i> Schéma globale du réglage par mode de glissement	53
<i>Figure IV-6</i> Commande par mode de glissement de la MSAP.....	54
<i>Figure IV-7</i> Inversion de sens de rotation.....	55
<i>Figure IV-8</i> Test de variation du paramètre R_s	56
<i>Figure IV-9</i> Test de variation du paramètre L_d	56
<i>Figure IV-10</i> Test de variation du paramètre J	57
<i>Figure IV-11</i> Comparaison entre le régulateur PI et le réglage par mode glissant.....	58

Liste des tableaux

<i>Tableau I-1 Les différents types du rotor</i>	<i>5</i>
<i>Tableau I-2 Information sur certains matériaux magnétiques.....</i>	<i>10</i>
<i>Tableau III-1 Paramètres de réglage des contrôleurs de courant.....</i>	<i>31</i>
<i>Tableau III-2 Paramètres de réglage de la vitesse par PI.....</i>	<i>33</i>
<i>Tableau III-3 Paramètres de réglage de la vitesse par IP.....</i>	<i>36</i>
<i>Tableau IV-1 Paramètres de réglage par mode glissant</i>	<i>54</i>
<i>Tableau IV-2 : Récapitulation des performances et caractéristiques temporelles de l'ensemble des réglages.....</i>	<i>58</i>

Liste des abréviations

MSAP	Machine synchrone à aimant permanent.
MCC	Moteur à Courant Continu.
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
SMC	Contrôleur mode glissant.
OC	organe de commande.
CSV	commande à structure variable.
P	Régulateur proportionnel.
PI	Régulateur intégrateur proportionnel
E	tension d'alimentation de l'onduleur.
S	Opérateur de Laplace.
F.E.M	Force Électromotrice.
F.M.M	Force Magnétomotrice.
F.C.E.M	Force Contre Électromotrice.
a, b, c	Axes Lies Aux Enroulements Triphasées.
d, q	Axes de Référentiel de Park.
θ	Angle Entre le Stator et le Rotor.
V_{as}, V_{bs}, V_{cs}	Tension Statorique Phase a, b, ou c.
V_s	Tension Statorique.
V_{ds}, V_{qs}	Tension Statorique Sur l'Axe d et l'axe q.
i_{as}, i_{bs}, i_{cs}	Courant Statorique Phase a, b, ou c.
i_s	Courant Statorique.
i_{ds}, i_{qs}	Courant Statorique Sur l'Axe d et l'Axe q.
$\Phi_{as}, \Phi_{bs}, \Phi_{cs}$	Flux Statorique Phase a, b, ou c
Φ_{ds}, Φ_{qs}	Flux Statorique Sur l'Axe d et l'Axe q.
Φ_s	Flux Statorique.
Φ_{sf}	Flux Magnétique du Rotor.
C_{em}	Couple Électromagnétique Délivré Par le Moteur.
C_r	Couple Résistant.
C_f	Couple de Frottement.
Ω	Vitesse Mécanique de Rotor.
ω_m	Vitesse Électrique de Rotor.

R_s	La Résistance Statoriques.
L_s	L'Inductance Statorique.
L_d	L'Inductance Sur l'Axe d.
L_q	L'Inductance Sur l'Axe q.
p	Nombre de Paires de Pôles.
J	Moment d'Inertie du Moteur.
F_c	Coefficient de Frottement Visqueux.
v	Fonction de Lyapunov.
$[V_s]$	Matrice des Tensions.
$[i_s]$	Matrice des Courants.
$[R_s]$	Matrice des Résistances.
$[L_s]$	Matrice Inductances.
$[\varphi_s]$	Matrice des Flux.
$[P]$	Matrice de Park.
$[P]^{-1}$	Matrice Inverse de Park.

Table des matières

Introduction générale

Chapitre I : Introduction sur la MSAP

I.1. Introduction.....	4
I.2. Présentation de la machine synchrone	4
I.3. Structure de la machine synchrone à aimants permanents	6
I.3.1. Types des rotors des machines à aimants [10]	7
I.3.1.a. Structure sans pièce polaire	7
I.3.1.b. Structure avec pièce polaire.....	8
I.4. Les aimants permanents	9
I.5. Avantages et inconvénients de la machine synchrone à aimants permanents	11
I.6. Domaines d'application de la MSAP.....	11
I.7. Conclusion	12

Chapitre II : Modélisation de la MSAP

II.1.Introduction.....	13
II.2. Hypothèses simplificatrices.....	13
II.3. Modélisation de la MSAP	14
II.3.1. Modèle de la MSAP en triphasé	14
II.3.2. Modèle vectorielle de la MSAP	16
II.3.2.1. Principe de la transformation de Park [16]	16
II.3.2.2. Modélisation dans le repère de Park	17
II.3.2.2.a. Équations électriques	17
II.3.2.2.b. Équations électromagnétiques	17
II.3.2.2.c. Équations mécaniques.....	19
II.3.3. Mise sous forme d'équation d'état	19
II.4. Modélisation du convertisseur.....	20
II.4.1. Onduleur de tension.....	21
II.5. Résultats de simulation et interprétation	23
II.5.1. MSAP aimantée par le réseau	24
II.5.2. MSAP alimentée par l'onduleur	25
II.6. Conclusion	25

Chapitre III : Commande vectorielle de la MSAP

III.1. Introduction.....	27
III.2. Principe de la commande vectorielle	27
III.3. Commande vectorielle directe par compensation.....	28

III.3.1. Technique de découplage	28
III.3.2. Découplage par compensation.....	28
III.4. Calcul des régulateurs	29
III.4.1. Contrôle des courants par PI	30
III.4.2. Contrôle de la vitesse par PI.....	31
III.4.2.1. Schéma global de simulation.....	33
III.4.2.2. Résultats de simulation	34
III.4.2.3. Interprétation des résultats	34
III.4.3. Contrôle de la vitesse par IP.....	34
III.4.3.1. Résultats de simulation	36
III.4.3.2. Interprétation des résultats	36
III.5. Conclusion	37
<i>Chapitre IV : Commande par mode de glissement de la MSAP</i>	
IV.1. Introduction	38
IV.2. Généralité sur le contrôle par mode glissant.....	38
IV.3. L'objectif de la commande par mode glissant	38
IV.4. Loi de commutation par retour d'état	39
IV.4.1. Condition d'existence du mode glissant	40
IV.5. Loi de commutation par contre réaction d'état et régulateur intégrateur	41
IV.5.1. La grandeur de commande équivalente	42
IV.6. Synthèse de la loi de commutation.....	43
IV.6.1. Méthode de Lyapunov	43
IV.6.2. Principe d'optimisation de Pontrygin	45
IV.7. Imposition des pôles	46
IV.7.1. Invariance du mode de glissement par rapport à une transformation linéaire	46
IV.7.2. Relation pour imposition des pôles	48
IV.8. Application sur la MSAP	50
IV.9. Résultats et interprétations	53
IV.9.1. Résultats de simulation avec inversion du sens de rotation.....	54
IV.9.2. Résultat de simulation avec variation de paramètres	55
IV.10. Étude comparative de l'ensemble des régulateurs de vitesse par PI et par mode de glissement ..	57
IV.11. Conclusion.....	58
<i>Conclusion générale</i>	
Conclusion générale :	59

Introduction

générale

Introduction générale

La machine à courant continu a fourni le premier actionneur électrique performant pour la variation de vitesse. Ce type d'actionneur occupe encore une place favorisée dans la réalisation des asservissements destinés à l'usage industriel. Ceci est essentiellement dû à la simplicité des lois de contrôle (découplage naturel entre le flux et le couple). Cependant, la présence du collecteur mécanique pose de nombreux problèmes. Les machines à courant continu ne peuvent être utilisées dans le domaine de grandes puissances ou vitesses élevées, ni en milieu corrosifs ou explosifs [1].

Face à ces limitations, et grâce à l'évolution de l'électronique de puissance, les machines à courant alternatif peuvent remplacer les machines à courant continu dans la plupart des entraînements à vitesse variable. En revanche, le développement en parallèle de l'électronique de puissance et des aimants permanents ont conduit à la conception des machines synchrones à aimants permanents (*MSAP*) [2], dans le monde des actionneurs électriques a joué un rôle crucial dans l'évolution des systèmes électriques en leur ouvrant de nouvelles opportunités grâce à leur fonctionnement dans une ambiance déflagrante [1].

Les applications industrielles qui font appel aux *MSAP* exigent souvent de hautes performances dynamiques ou imposent des cycles de fonctionnement sévères comme cela est le cas en robotique, pour les interfaces hépatiques et les machines-outils. Il est également intéressant de souligner que ces applications touchent aussi le secteur automobile (direction à assistance électrique) et les secteurs des énergies renouvelables (éoliennes) [3].

La machine synchrone à aimants permanents est connue par sa robustesse qui permet de créer des commandes de vitesse et de couple avec précision et des performances dynamiques très intéressantes (actionneurs de robotiques, servomoteurs, entraînement à vitesse variable...etc.). Mais sa commande est plus compliquée que celle d'une machine à courant continue ; car le système est non linéaire et il est très difficile d'obtenir le découplage entre le courant induit et le courant inducteur. Afin de faciliter notre étude on doit modéliser notre machine suivant les axes d-q donc, on abordera le passage du repère triphasé au repère biphasé par le biais de transformation de Park et on établira les équations électriques et mécaniques de la machine synchrone à aimants permanents.

La commande vectorielle est une méthode qui se ramène à une structure de commande linéaire par l'hypothèse d'orientation du flux. Elle a été proposée par *Blaschke* en 1972. Si cette

méthode est restée peu exploitée jusqu'au début des années 80, les progrès réalisés actuellement dans la technologie des semi-conducteurs et dans la microélectronique ont permis son utilisation dans les variateurs industriels de vitesse actuels.

Cette commande permettant un découplage entre les variables de commande, reste la plus utilisée vue les performances dynamiques élevées qu'elle offre pour une large gamme d'applications [3], [4].

Ce pendant, cette structure de commande nécessite, la mise en place d'un capteur sur l'arbre de la machine est resté très sensible aux variations des paramètres de la machine. C'est ainsi qu'une identification imprécise ou une variation des paramètres de la machine influe considérablement sur les performances portée par les régulateurs classiques (PI), en plus ces derniers se comportent difficilement avec le régime dynamique dû à la variation de la charge [1].

A fin de pallier à ces problèmes, la commande par mode de glissement est un fonctionnement particulière des systèmes de réglage à structure variable. Ce type de système à été étudié d'abord en Union Soviétique par *Emelyanov* puis par d'autres chercheurs comme *Utkin* dans les années cinquante. Ce n'est qu'à partir du début des années 1980 que la commande des systèmes à structures variables (SSV) par mode de glissement est devenue très intéressante et attractive. Elle est considérée comme une des approches les plus simples pour la commande des systèmes ayant un modèle imprécis. Ceci est dû à la bonne connaissance et à l'appréciation de la robustesse, propriété très importante caractérisant cette commande [32], [29]

Ce mémoire est scindé en quatre chapitres et une conclusion.

Le premier chapitre concernera la présentation de la machine synchrone est ces différentes types en sintérise à la machine synchrone à aimants permanents puis nous présentons les différentes structures envisageables des inducteurs des MSAP. A la fin du chapitre on cite les caractéristiques générales des aimants permanents avec les avantages et les inconvénients puis les domaines d'application de la machine synchrone à aimants permanents.

Le second chapitre sera consacré à la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents. Cette modélisation repose sur des paramètres électriques qui décrivent les phénomènes électromagnétiques (résistances et inductances) moyennant des hypothèses simplificatrices. Le modèle de la MSAP en vue de sa commande est donné dans le formalisme à

deux axes, appelé modèle de Park. L'association convertisseur machine est aussi donnée et est validé par simulations.

Le troisième chapitre présent la commande vectorielle par orientation du champ de la machine synchrone à aimants permanents, dont la machine est alimentée en tension puis en courant. La théorie de cette commande permet de rendre la machine synchrone à aimants permanents similaire à une machine à courant continu à excitation séparée.

Le quatrième chapitre propose le réglage par mode de glissement on introduit en premier lieu une généralité sur le contrôle par mode de glissement on présente les synthèses de loi de commutation, on appliquant sur la machine la méthode d'imposition des pôles ou le système est contraint à suivre la référence d'attractivité sans tenir compte du modèle de la machine. En terminera cette étude par une comparaison entre les deux type de commande étudié la commande vectorielle et la commande par mode de glissement.

Dans le cadre de cette étude nous avons choisit de travailler sous l'environnement **Matlab** / **Simulink** pour représenter les résultats de ce travaille.

Chapitre I :

Introduction sur la

MSAP

1.1. Introduction

Les machines électriques sont des convertisseurs électromécaniques réversibles, les machines à courant continu ont été les plus utilisées du fait de la simplicité de leur commande. En effet, les forces magnétomotrices de l'enroulement inducteur et celle de l'induit sont découplées; le couple dépend du courant d'induit et le flux du courant d'excitation.

Cependant, cette machine présente un grand problème de fiabilité (système balais collecteur) et ne peut être utilisée dans les environnements explosifs, en plus son coût est relativement cher [6].

Les moteurs à courant alternatifs utilisés sont en grande majorité des moteurs synchrones à aimants permanents. Ce type de moteur s'impose dans les applications nécessitant des performances dynamiques et statiques très élevées par raison de leur puissance massique élevée. La machine synchrone à aimants permanents essaye de plus en plus de remplacer la MCC dans les applications ou en recherche des performances élevée [9].

1.2. Présentation de la machine synchrone

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 [8], [7].

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. Les stators, notamment en forte puissance, sont identiques à ceux d'une machine asynchrone.

Il existe trois grandes familles de rotor, ayant pour rôle de générer le champ d'induction rotorique : [11].

- a) Machine synchrone à reluctance variable (M.R.V)
- b) Machine synchrone à aimants permanents
- c) Machine synchrone à rotor bobiné :

- 1- à pole lisse
- 2- à pole saillant


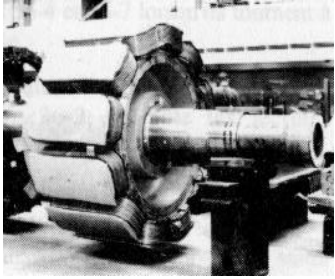
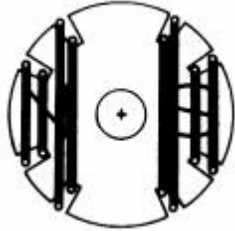
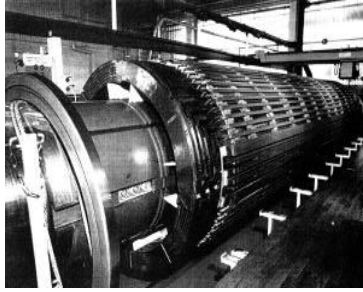


<p>Rotor à pôles saillants :</p> <p>Pour des vitesses périphériques réduites. Ce sont les alternateurs de vitesse inférieure à 1500 tr/min, produisant l'énergie à 50 Hz dans les centrales hydrauliques, et dans les éoliennes</p>		
<p>Rotor à pôles lisses :</p> <p>Cette construction assure une grande robustesse mécanique. Elle est adoptée pour les alternateurs de fortes puissances et de rotation est élevée (3000 et 1500 tr/min), associé aux turbines à vapeur (centrales thermiques et nucléaires)</p>		
<p>Rotor à aimants :</p> <p>Rotor bobiné:</p>		 <p>Bagues de connexion à la partie fixe</p> <p>Document Leroy-Somer</p>

Tableau I-1 Les différents types du rotor

Les machines synchrones à rotor bobiné : font appel, le plus souvent, à une excitation associée à un redresseur tournant, pour éliminer tout contact glissant. Le rotor peut être à pôles lisses ou à pôles saillants et est généralement équipé de circuits amortisseurs.

Les machines synchrones à réluctance variable : avec des diverses structures, sont employées dans un certain nombre d'applications particulières où la simplicité de constitution est un avantage. L'inconvénient principal de leur utilisation pour l'alimentation à fréquence variable concerne la faiblesse inhérente de leur facteur de puissance (valeur typique 0.65), qui implique

un surdimensionnement systématique des convertisseurs statiques. Néanmoins, ce défaut peut devenir négligeable dans certaines applications de faible puissance (quelques Kilowatts).

Les machines synchrones à aimants permanents : sont de plus en plus employées avec l'apparition d'aimants rigides performants (ferrites, terres rares-cobalt et, plus récemment, néodyme-fer-bore). L'utilisation des aimants pour l'excitation des machines synchrones a été d'abord limitée à la réalisation des machines de faibles alésages ($< 20\text{ cm}$). Actuellement, l'augmentation de la taille de ce type de machine est sérieusement envisagée. En effet, à condition de coupler cette augmentation de taille avec une augmentation du nombre de pôles, l'utilisation des aimants reste avantageuse.

1.3. Structure de la machine synchrone à aimants permanent

La machine synchrone à aimants permanents est un dispositif électromécanique qui contient un stator et un rotor.

➤ Le **stator** est une partie fixe « induit » où se trouvent les enroulements liés à la source, il est semblable au stator de toutes les machines électriques triphasées, il est constitué d'un empilage de tôle magnétique qui contient des encoches dans lesquelles sont logés trois enroulements identiques décalés entre eux de $2\pi/3$.

Concernant son fonctionnement, il est basé sur le principe de rotation du champ magnétique en synchronisme avec le rotor (vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique) d'où le nom des machines synchrones à aimants permanents (MSAP).

La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques [12].

➤ Le rotor est une partie mobile « inducteur » qui est monté sur l'axe de rotation, c'est un noyau de fer sur lequel sont disposées des aimants permanents qui servent à générer une excitation permanente.

Le **rotor** de la MSAP est généralement de deux types [15] :

✓ Rotor sans pièces polaires, donc à entrefer constante, dans lequel les aimants sont orientés soit perpendiculairement à l'entrefer (aimantation radiale) figure (I.1), soit parallèlement (aimantation tangentielle) figure (I-2).

✓ Rotor possédant des pièces polaires, l'aimantation soit tangentielle figure (I-3) soit radiale figure (I.4). Dans ce type de machine, l'inducteur est à pôles saillants.

I.3.1. Types des rotors des machines à aimants [10]

I.3.1.a. Structure sans pièce polaire

- *Aimantation radiale*

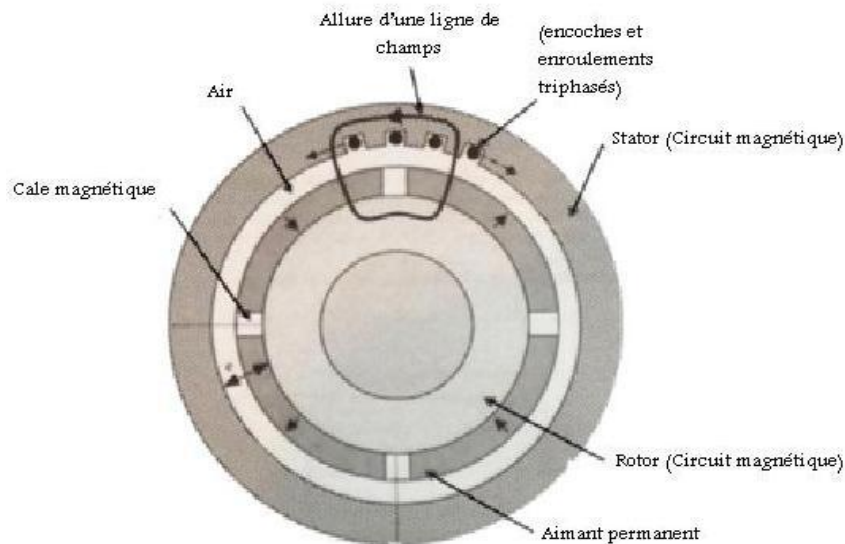


Figure I-1 machine synchrone à aimants, sans pièces polaires ($P=2$), Aimantation radiale

Cette structure est essentiellement utilisée dans les machines synchrones de petite puissance, l'entrefer « e » peut être considéré comme constante (machine à pôles lisses), le flux dans celui-ci est faible, Les aimants de types alnico ou ferrite sont bien adaptés à cette structure.

- *Aimantation tangentielle*

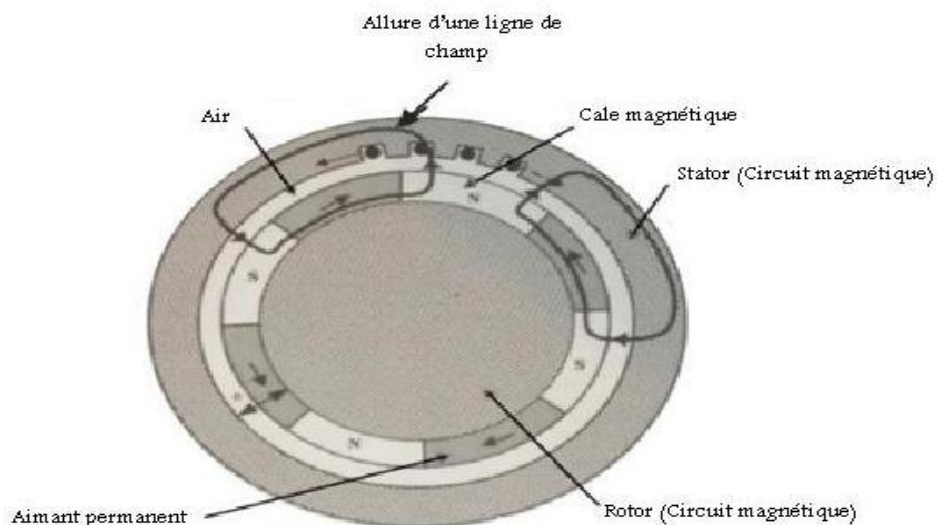


Figure I-2 machine synchrone à aimants, sans pièce polaire ($P=2$), aimantation tangentielle

En utilisation des aimants à aimantation tangentielle, on peut réaliser des machines à induction sinusoïdale. La machine est à pôles lisses, l'induction est faible dans l'entrefer et le couple massique reste faible.

1.3.1.b. Structure avec pièce polaire

- *Aimantation radiale*

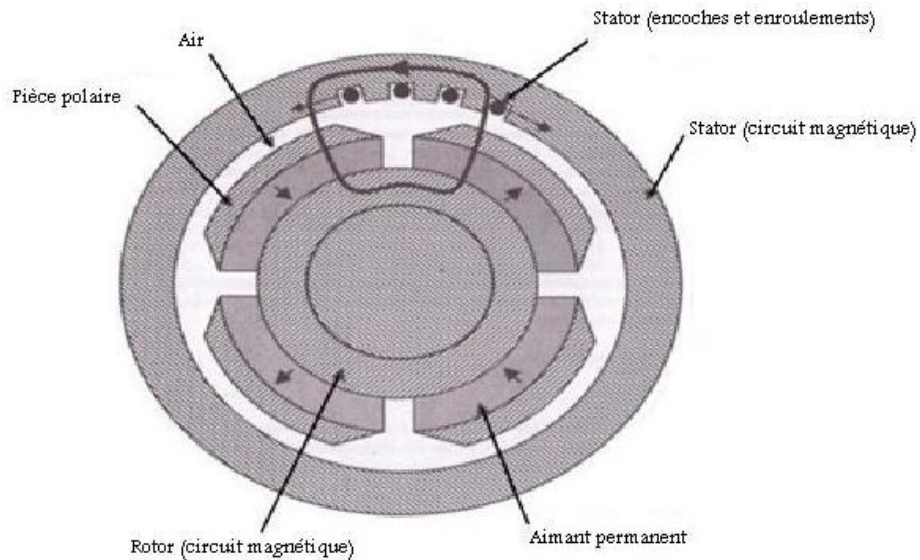


Figure I-3 machine synchrone à aimants ($P=2$), avec pièce polaire, aimantation radiale les pièces polaires sont sur la périphérie des aimants.

- *Aimantation tangentielle*

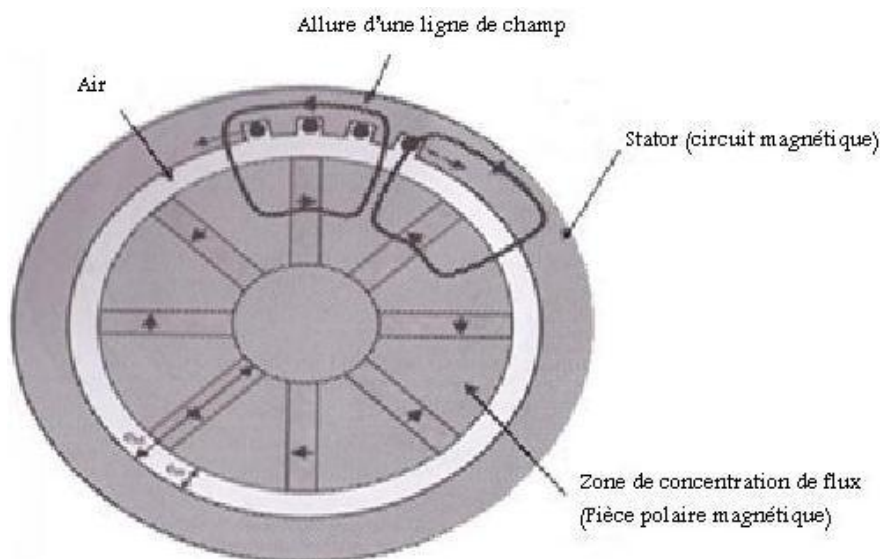


Figure I-4 machine synchrone à aimants ($P=4$), avec pièce polaire, aimantation tangentielle

L'aimants est à base de terre-rare, et les pièces polaires permettent de concentré le flux, on obtient ainsi une induction dans l'entrefer supérieure à celle de l'aimants, ce qui accroît le couple massique.

Dans cette configuration, l'entrefer est variable $e_m \neq e_M$, donc la perméance du circuit magnétique du stator dépend de la position du rotor (machine à pôles saillants).

1.4. Les aimants permanents

- Un aimant permanent est un objet fabriqué dans un matériau magnétique dur, c'est-à-dire dont le champ rémanent et l'excitation coercitive sont grands. Cela lui donne des propriétés particulières, comme celle d'exercer une force d'attraction sur tout matériau ferromagnétique. Ils sont presque toujours caractérisés par des atomes comportant au moins un des éléments chimiques suivants : fer, cobalt ou nickel, ou de la famille des lanthanides (terres rares).

- Les aimants naturels sont des oxydes mixtes de Fer II et de Fer III de la famille des ferrites (oxyde mixtes d'un métal divalent et de Fer III). Ces derniers constituent des matériaux magnétiques durs (à cycle d'hystérésis large).

- Les aimants permanents utilisés dans les machines synchrone ont pour fonction principale la création du flux inducteur. Ils doivent permettre l'obtention d'une puissance massique élevée, ce qui réduit le volume de la machine. D'autre part une faible sensibilité à la température est également indispensable, ce qui limite la désaimantation en fonctionnement normal.

Les aimants sont principalement caractérisés par leurs cycles d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du plan B-H.

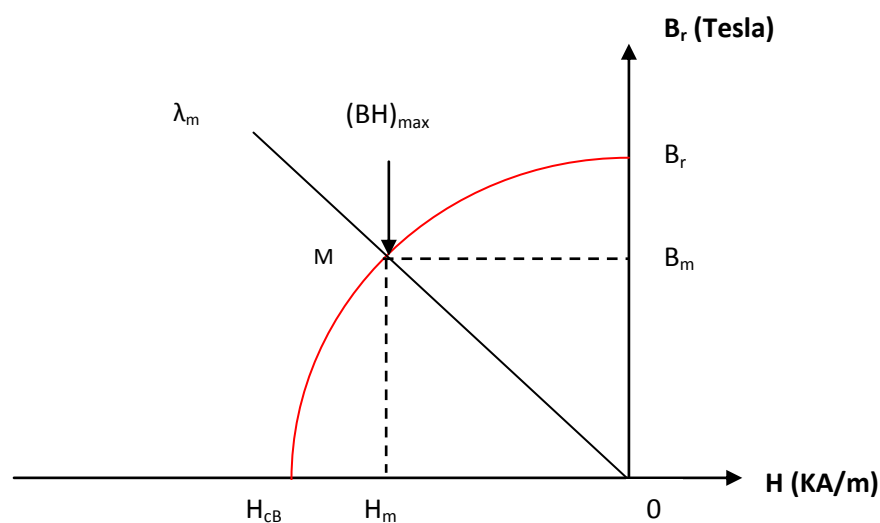


Figure I-5 la courbe de désaimantation

Cette courbe est caractérisé par :

- Le champ rémanent B_r est le champ magnétique existant dans le matériau en l'absence de courant.

- L'excitation coercitive de démagnétisation H_{cB} est l'excitation (champ magnétique crée par des courants circulant autour du matériau) qu'il faut produire pour démagnétiser ce matériau (plus sa valeur est élevée et plus l'aimant est stable).

- λ_m est la droite de charge

- H_m et B_m les valeurs du point de fonctionnement optimal M correspondant à $(BH)_{max}$

- $(BH)_{max}$: le produit d'énergie volumique qui définit la valeur énergétique de l'aimant par unité de volume.

- Le tableau suivant regroupe quelques informations sur certains matériaux magnétiques [14].

<i>Matériaux</i>	<i>B_r (Tesla)</i>	<i>H_c (KA/m)</i>	<i>T^\bullet de curie (°C)</i>	<i>Remarque</i>
Ferrites	0.2 à 0.4	200	300	Les moins chers
Alnico	1.2	50	750 à 850	Se démagnétisent trop Facilement
Samarium Cobalt	0.5	800	700 à 800	Prix élevé à cause du cobalt
Néodyme fer bore	1.3	1500	310	Prix en baisse (brevets), sujet à l'oxydation

Tableau I-2 information sur certains matériaux magnétiques

- Les **ferrites** sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium.

- Les **AlNiCo** sont des alliages à base fer, d'aluminium et de nickel, avec des additions de cobalt, cuivre ou de titane.

- Les **terres rares** tels que les Samarium-Cobalt sont beaucoup plus performants et autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 300°C), mais ils sont très coûteux en raison notamment de la présence du cobalt dans leur composition.

- Les **Néodyme-Fer-Bore** (Nd-Fe-B) ont des performances supérieures aux Samarium Cobalt et sont beaucoup moins coûteux mais leur tenue à la température est moins bonne (jusqu'à 160°C).

1.5. Avantages et inconvénients de la machine synchrone à aimants permanents

L'utilisation des aimants permanents dans la machine synchrone à la place des bobinages offre plusieurs avantages :

- suppression de l'alimentation du rotor, et absence des pertes joules.
- Facteur de puissance et rendement améliorés.
- Moindre usure et moins de frais d'entretien (pas de balais, ni charbons).
- une facilité de réalisation et plus de robustesse que le moteur à courant continu.
- une faible inertie et un couple massique élevé.

Les inconvénients liés à cette machines sont :

- cout élevé (à cause du prix des aimants).
- Nécessite un moteur auxiliaire au démarrage.
- si le couple résistant dépasse une certaine limite, le moteur décroche et s'arrête.
- Pour atteindre des vitesses élevées, il est nécessaire d'augmenter le courant statorique afin de démagnétiser la machine. Ceci entraînera inévitablement une augmentation des pertes statoriques par effet joule [17].

1.6. Domaines d'application de la MSAP

Les machines synchrones à aimants permanents sont utilisées dans une large gamme de puissance, allant de centaines de watts (servomoteur) à plusieurs méga watts (système de propulsion des navires), et dans des applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation, l'entraînement à vitesse variable et la traction :

Il fonctionne comme compensateur synchrone et il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tel que les grand ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges, et grâce au développement de l'électronique de puissance, l'association machine à aimants convertisseur de puissance a trouvé de nombreuses applications dans les domaines très divers tels que la robotique, la technologie de l'espace et dans d'autres applications plus particulières (domestique,...) [15].

1.7. Conclusion

On a présenté dans ce chapitre les différents types des machines synchrones, puis on a spécialisée la machine synchrone à aimants permanents : sa construction, les différents types de rotor, ainsi on a mis en évidence les avantages et les inconvénients et le domaine d'application de la MSAP.

Chapitre II :

Modélisation de la

MSAP

II.1.Introduction

L'étude du comportement de n'importe quelle machine électrique nécessite avant tout la connaissance de son modèle mathématique en tenant compte de certaines hypothèses simplificatrices.

Le modèle mathématique nous permet d'observer et d'analyser les différentes évolutions des grandeurs électriques de la MSAP d'une part et l'élaboration des lois de commande d'autre part.

La méthode utilisée actuellement pour la modélisation de la MSAP et basée sur la théorie des deux axes qui transforme un système triphasé en un système biphasé équivalent, ce qui réduit la complexité du système et permet l'étude du régime transitoire. [12], [15].

Dans ce chapitre on va présenter la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents associée à un onduleur de tension à MLI sinus triangle puis on termine par l'étude en simulation en boucle ouverte de l'ensemble Réseaux-MSAP et onduleur-MSAP.

II.2. Hypothèses simplificatrices

Avant d'établir le modèle mathématique de la machine il faut poser quelques hypothèses : [13], [18].

- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé, ce qui permet d'exprimer le flux magnétique comme fonction linéaire des courants.
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme, et d'encoche négligeable.
- Les phénomènes d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligeable.
- Les f.é.m. sont à répartition sinusoïdale
- La perméabilité des aimants est considérée comme voisine de celle de l'air.
- La machine est à construction symétrique.
- Les pertes fer et l'effet amortisseur sont négligés.

II.3. Modélisation de la MSAP

II.3.1. Modèle de la MSAP en triphasé

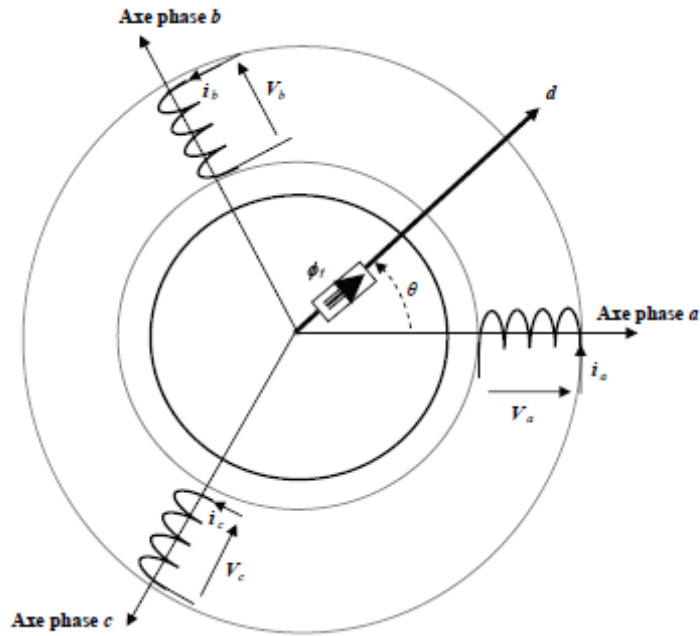


Figure II-1 Représentation idéale d'une machine synchrone à aimants permanents.

Les équations triphasées des tensions statoriques s'expriment par : [6], [9]

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = [R_s] \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \tag{II-1}$$

Avec:

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

Les flux sont exprimés par :

$$\begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} = [L_s] \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + [\phi_F] \tag{II-2}$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{cs} & 0 & 0 \\ 0 & L_{cs} & 0 \\ 0 & 0 & L_{cs} \end{bmatrix}$$

L_{cs} : inductance cyclique

$$\begin{bmatrix} \phi_f \end{bmatrix} = \phi_{sf} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi / 3) \\ \cos(\theta + 2\pi / 3) \end{bmatrix}$$

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

$\theta = p * \theta_m$: position absolue du rotor en degré électrique.

θ_m : la position mécanique du rotor par rapport au stator.

Donc l'équation (II-2) devient :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{cs} & 0 & 0 \\ 0 & L_{cs} & 0 \\ 0 & 0 & L_{cs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \phi_{sf} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi / 3) \\ \cos(\theta + 2\pi / 3) \end{bmatrix} \tag{II-3}$$

Pour compléter le modèle de notre machine nous sommes obligés d'introduire l'équation de la partie mécanique de cette dernière qui se traduit comme suit :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d}{dt} \Omega + F_c \Omega \tag{II-4}$$

Avec : $\Omega = \frac{\omega_m}{P}$

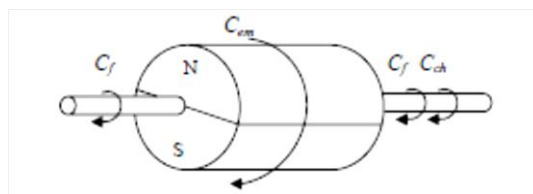


Figure II-2 les différents couples qui agissent sur le rotor

$$C_{em} = P \phi_{sf} (-i_a \sin(\theta) - i_b \sin(\theta - 2\pi / 3) - i_c \sin(\theta + 2\pi / 3)) \tag{II-5}$$

C_{em} : le couple électromagnétique

C_r : couple résistant

J: moment d'inertie de la machine

F_c : coefficient de frottement visqueux de la machine.

En introduisant (0-1) dans (0-2) nous aurons une équation électromagnétique de la forme :

$$[V_s]_{abc} = [R_s] [i_s]_{abc} + \frac{d}{dt} (L_s [i_s]_{abc} + [\phi_f]) \quad \text{II-6}$$

La puissance absorbée par la MSAP est donnée par l'équation suivante :

$$P_a = \Omega C_{em} \quad \text{II-7}$$

P_a : la puissance absorbée par la MSAP en (W).

Ω : La vitesse du champ tournant en (rad/s).

À partir de l'équation (0-5), on remarque que le modèle est non linéaire et couplée. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettant de décrire le comportement du moteur à l'aide des équations différentielles à coefficients constants. L'une de ces transformations est la transformation de Park.

II.3.2. Modèle vectorielle de la MSAP

II.3.2.1. Principe de la transformation de Park [16]

La transformation de Park est souvent appelée transformation à deux axes. Physiquement, l'application de cette transformation à la MSAP correspond à une transformation des trois bobines (statoriques) à deux bobines équivalentes reprenant les mêmes considérations en termes de f.m.m, de flux, de couple ou du moins une image qui leur sera parfaitement proportionnelle.

On définit une matrice unique de transformation pour les courants, les tensions et les flux. Elle conserve l'invariance de la puissance et est orthogonale. La transformation qui traduit ce passage du système triphasé (a, b, c) au système (d, q) est donnée par :

$$[P] = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad \text{II-8}$$

L'inverse de la matrice de Park est :

$$[P]^{-1} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad \text{II-9}$$

II.3.2.2. Modélisation dans le repère de Park

II.3.2.2.a. Équations électriques

La forme générale de la matrice d'équation électrique après transformation est donnée par :

$$[V_s]_{dq} = [P][V_s]_{abc} \quad \text{II-10}$$

De manière détaillée nous aurons :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \omega_m \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} + \omega_m \phi_{sd} \end{cases} \quad \text{II-11}$$

L'expression de l'équation magnétique après la transformation est :

$$[\phi_s]_{dq} = [P][\phi_s]_{abc} \quad \text{II-12}$$

D'une manière détaillée nous aurons :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_d i_{sd} + \phi_{sf} \\ \phi_{sq} = L_q i_{sq} \end{cases} \quad \text{II-13}$$

II.3.2.2.b. Équations électromagnétiques

En remplaçant (0-13) dans (0-10) nous obtiendrons le système suivant :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + L_d \frac{d}{dt} i_{sd} - \omega_m L_q i_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + L_q \frac{d}{dt} i_{sq} + \omega_m L_d i_{sd} + \omega_m \phi_{sf} \end{cases} \quad \text{II-14}$$

Selon Park, l'expression de la puissance absorbée par la machine tout en négligeant la composante homopolaire s'écrit comme suit :

$$P_a = V_{sd} i_{sd} + V_{sq} i_{sq} \quad \text{II-15}$$

En introduisant l'équation (0-11) dans (0-15) nous aurons :

$$P_a = (R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \omega_m \phi_{sq}) i_{sd} + (R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} - \omega_m \phi_{sd}) i_{sq} \quad \text{II-16}$$

D'après la relation précédente, on peut déduire l'expression de la puissance électromagnétique, des pertes par effet Joule et de l'énergie stockée dans les bobines.

L'expression des pertes par effet Joule :

$$P_j = R_s (i_d^2 + i_q^2) \quad \text{II-17}$$

L'expression de l'énergie stockée dans les bobines :

$$P_e = \frac{d}{dt} \phi_{sq} i_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} i_{sq} \quad \text{II-18}$$

L'expression de la puissance électromagnétique:

$$P_{em} = \omega_m (\phi_{sd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{sd}) \quad \text{II-19}$$

Le couple électromagnétique développé par la MSAP s'exprime dans le repère de Park comme suit :

$$C_{em} = P_{em} / \Omega \quad \text{et} \quad \Omega = \omega_m / p \quad \text{II-20}$$

Donc :

$$C_{em} = p(\phi_{sd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{sd}) \quad \text{II-21}$$

En remplaçant les flux par leur expression on trouve :

$$C_{em} = P((L_d - L_q) i_{sq} i_{sd} + \phi_{sf} i_{sq}) \quad \text{II-22}$$

Avec :

$p\phi_{sf} i_{sq}$: Le couple que l'on obtiendra avec une MSAP a pole lisse.

$p(l_d - l_q) i_{sq} i_{sd}$: Le couple supplémentaire due à la saillance des pôles.

À partir de (0-4), (0-14) et (0-22) le modèle de la MSAP dans le repère de Park et le suivant :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_{sd} i_{sd} + L_d \frac{d}{dt} i_{sd} - \omega_m L_q i_{sq} \\ V_{sq} = R_{sq} i_{sq} + L_q \frac{d}{dt} i_{sq} + \omega_m L_d i_{sd} + \omega_m \phi_{sf} \\ C_{em} - C_r = J \frac{d}{dt} \Omega + F_c \Omega \\ C_{em} = P((L_d - L_q) i_{sd} i_{sq} + \phi_{sf} i_{sq}) \end{cases} \quad \text{II-23}$$

En passant de la base temporaire à la base de Laplace, le modèle devient :

$$\begin{cases} V_{sd}(s) = (R_s + L_d s) i_{sd} - \omega_m(s) L_q i_{sq} \\ V_{sq}(s) = (R_s + L_q s) i_{sq} + \omega_m(s) L_d i_{sd} + \omega_m(s) \phi_{sf} \\ C_{em} - C_r = (F_c + J \frac{d}{dt}) \Omega(s) \\ C_{em}(s) = P(\phi_{sf} i_{sq} - (L_d - L_q) i_{sq} i_{sd}) \end{cases} \quad \text{II-24}$$

II.3.2.2.c. Équations mécaniques

L'équation mécanique développée par la machine est donnée par l'équation suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r$$

II-25

Avec :

J : Moment d'inertie de la partie tournante (Kg .m²).

f : Coefficient de frottement visqueux (N.m.s/rad).

C_r : Couple résistant (N.m).

Ω : vitesse mécanique (rad/s).

II.3.3. Mise sous forme d'équation d'état

Le système (0-14) peut être écrit sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{x} = [A]x + [B]U \\ y = [C]x + [D]U \end{cases}$$

[\dot{X}] : Équation d'état

[X] : Vecteur d'état

[A] : Matrice d'état

[B] : Matrice de commande

[U] : Vecteur de commande

Dans notre cas on a :

$$[X] = [I_{sd} \ I_{sq}]^T$$

$$[U] = [v_{sd} \ v_{sq} \ \phi_{sf}]^T$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{sd} \\ \dot{I}_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_s}{L_q} & \omega_m \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_m \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{\omega_m}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ \phi_{sf} \end{bmatrix}$$

II-26

À partir des équations (II-24) le modèle de la MSAP est schématisé par la figure suivante :

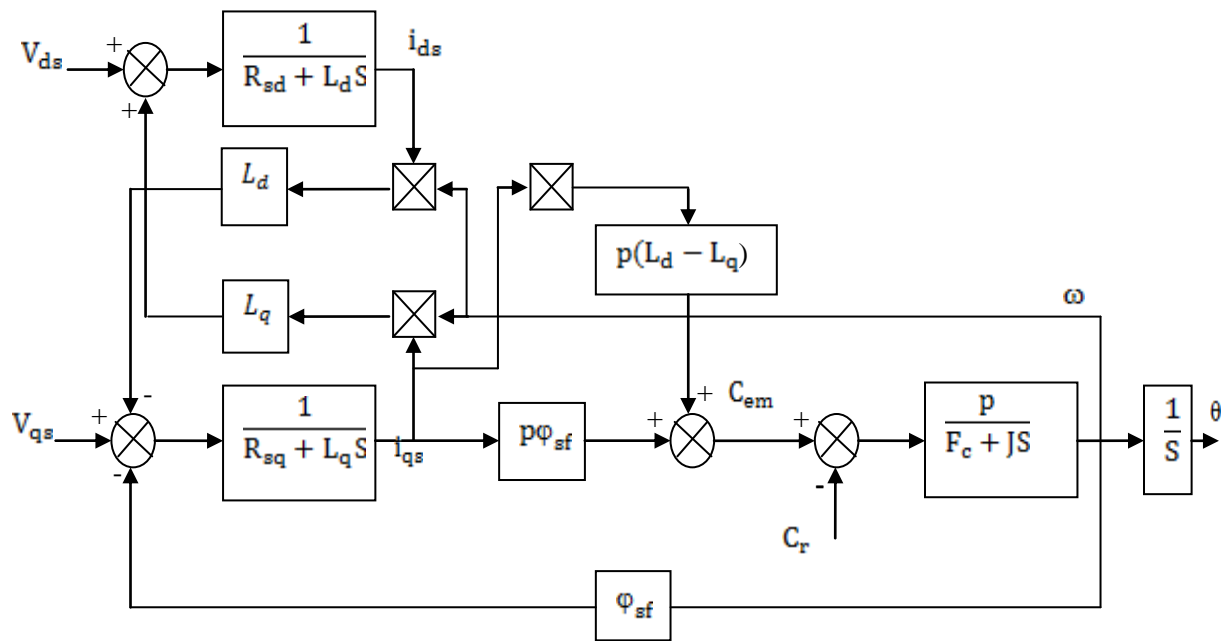


Figure II-3 Schéma bloc de la MSAP alimentée en tension

II.4. Modélisation du convertisseur

Le convertisseur statique qui alimente la machine synchrone est constitué principalement d'un pont redresseur (AC/DC) connecté au réseau, après le redressement, la tension continue est filtrée par un filtre passif « LC » puis sera appliquée à l'onduleur qui permet d'alimenter la machine par une tension alternatif à fréquence variable. La figure suivante illustre le schéma de principe de cette association.

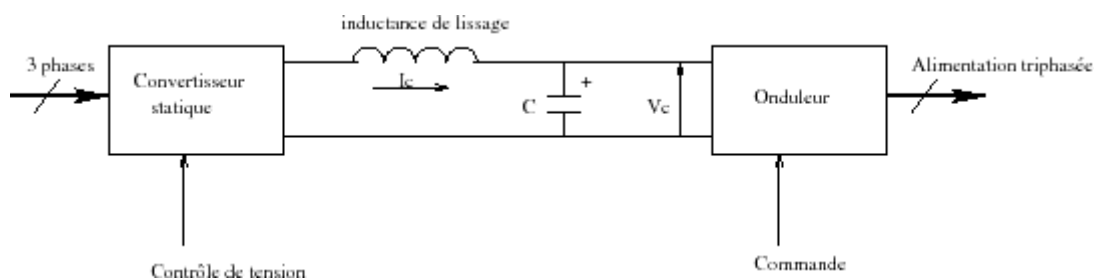


Figure II-4 Schéma de principe de l'association redresseur-onduleur

On distingue plusieurs types de l'onduleur :

- Selon la source :
 - Onduleur de tension
 - Onduleur de courant

- Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé, etc....)
- Selon le nombre de niveaux (2, 3, etc. ...) [19]

II.4.1. Onduleur de tension

On a plusieurs types de commande pour l'onduleur, parmi les :

- La commande des régulateurs de courant qui génèrent directement les signaux de commande de l'onduleur : c'est la stratégie ON/OFF (hystérésis).
- La commande des régulateurs de courants qui fournissent des références de tension à appliquer par l'onduleur et son système de commande par MLI (Modulation de Largeur et d'Impulsion)

Dans notre travail, on fait commandé l'onduleur par la technique MLI.

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Pour chaque bras, il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne.

$S_{a, b, c} = 1$: interrupteur du demi-bras haut (a, b ou c) fermé.

$S_{a, b, c} = 0$: interrupteur du demi-bras bas (a, b ou c) fermé.

La figure suivante montre le schéma d'un onduleur triphasé avec sa charge :

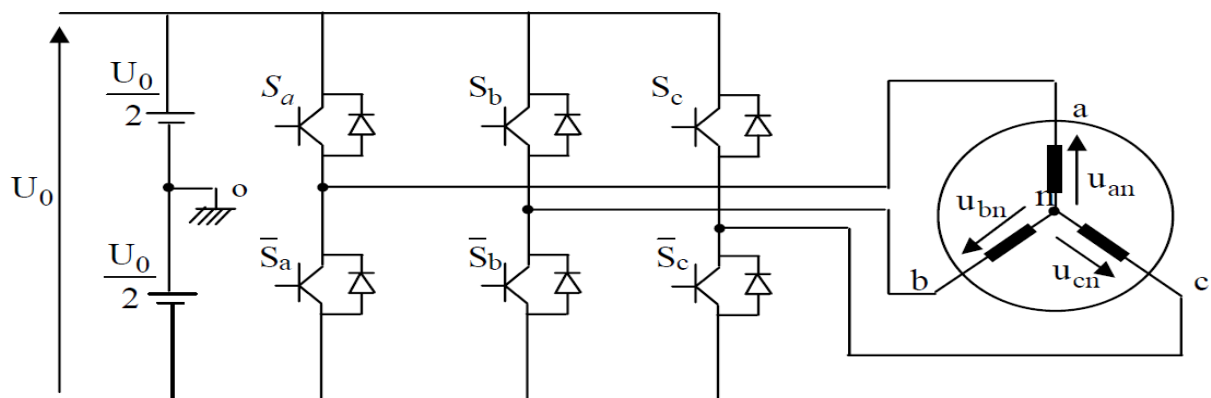


Figure II-5 Schéma d'un onduleur triphasé avec sa charge

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

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

Pour les tensions composées U_{ab} , U_{bc} , U_{ca} on a :

$$\begin{cases} u_{ab} = u_{ao} + u_{ob} = u_{ao} - u_{bo} \\ u_{bc} = u_{bo} + u_{oc} = u_{bo} - u_{co} \\ u_{ca} = u_{co} + u_{oa} = u_{co} - u_{ao} \end{cases} \quad \text{II-27}$$

u_{ao} , u_{bo} et u_{co} peuvent être considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur (tensions continues).

Soit "n" l'indice du point neutre du coté alternatif. On a:

$$\begin{cases} u_{ao} = u_{an} + u_{no} \\ u_{bo} = u_{bn} + u_{no} \\ u_{co} = u_{cn} + u_{no} \end{cases} \quad \text{II-28}$$

u_{an} , u_{bn} et u_{cn} sont les tensions simples de la machine.

u_{no} est la tension fictive entre le neutre de la MSAP et le point fictif d'indice "o".

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

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad \text{II-29}$$

La substitution de (II.29) dans (II.28) aboutit à :

$$U_{no} = \frac{1}{2}(U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) \quad \text{II-30}$$

En remplaçant (II.29) dans (II.28), on obtient :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{2}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{bn} = -\frac{1}{3}U_{ao} + \frac{2}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{cn} = -\frac{1}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} + \frac{2}{3}U_{co} \end{cases} \quad \text{II-31}$$

Alors :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{U_0}{3}(2s_a - s_b - s_c) \\ U_{bn} = \frac{U_0}{3}(-s_a + 2s_b - s_c) \\ U_{cn} = \frac{U_0}{3}(-s_a - s_b + 2s_c) \end{cases} \quad \text{II-32}$$

On peut écrire l'équation (II.32) sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} = \frac{u_0}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix} \quad \text{II-33}$$

Pratiquement existe plusieurs types de la commande à MLI, on s'intéresse à la modulation sinus triangle, qu'est la technologie la plus simple. Elle consiste à comparée un signal triangulaire (porteuse) de fréquence f_p avec un signal sinusoïdale (référence) de fréquence f , l'intersection entre ces de signaux définit les instants de commande des interrupteurs.

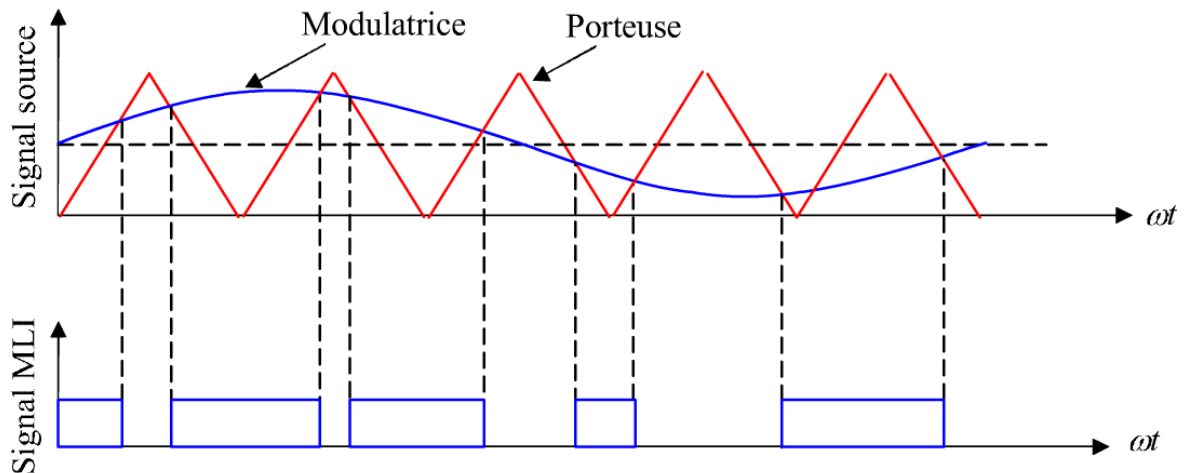


Figure II-6 Principe de la commande MLI-ST

Deux paramètres caractérisant cette commande :

- m : l'indice de modulation, égale au rapport de fréquence de la porteuse et de la référence (f_p/f).
- r : le coefficient de réglage, égale au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur de crête U_p de l'onde de modulation.

II.5. Résultats de simulation et interprétation

L'association de l'onduleur MLI sinus-triangle avec la MSAP est donnée par la figure suivante :

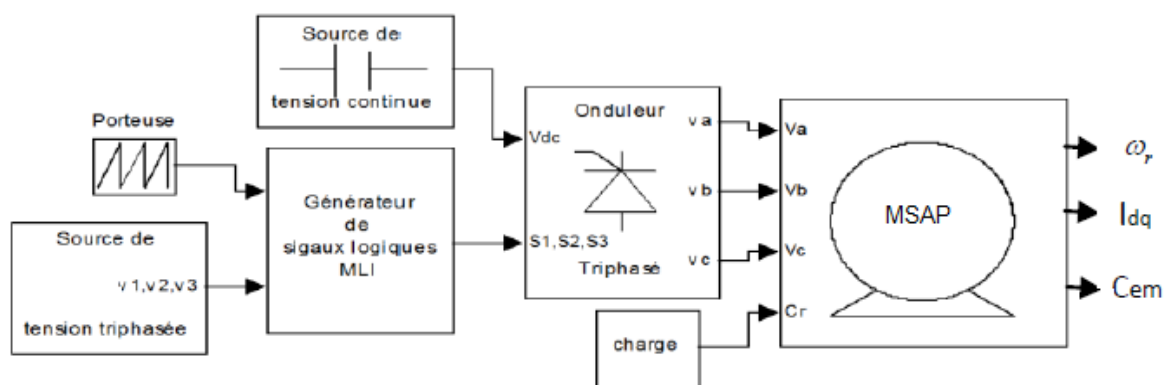


Figure II-7 Association onduleur (MLI-ST)-MSAP

II.5.1. MSAP alimenté par le réseau

Les résultats montrés dans la figure suivante représentent les caractéristiques dynamiques et statiques de la MSAP alimenté en tension à travers un réseau équilibré de 50 Hz. La simulation a été effectuée sous l'environnement MATLAB/SIMULINK traitant le comportement d'une machine synchrone à aimants permanents triphasée de 1.5 (KW. A). Les paramètres de la machine sont mentionnés dans la première annexe (A).

L'essai se caractérise par un démarrage à vide suivi d'une application d'un échelon de couple résistant de 1 Nm entre les instants : $t=0.4s$ et $t=0.7s$.

Les résultats obtenus sont représenté dans la figure suivante :

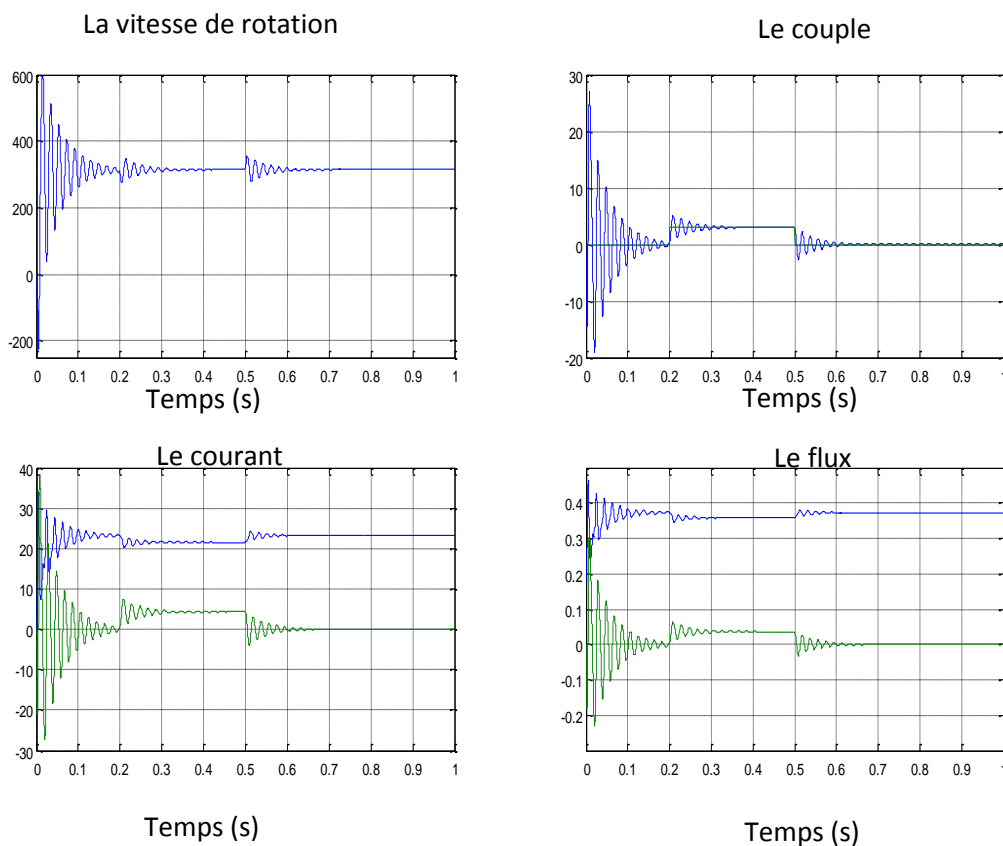


Figure II-8 Comportement de la MSAP alimenté par le réseau

L'allure de la courbe du couple présente à l'instant de démarrage des oscillations qui sert à entrainer l'inertie de la machine pendant le régime transitoire, une fois le régime permanent est atteint, le couple revient à zéro, les valeurs des courants directe et quadratique sont maximales.

La vitesse de rotation de la machine à vide présente des oscillations puis elle se stabilise à la vitesse de synchronisme 314.15 rad/sec à $t=0.26$ sec, puis elle se perturbe à l'instant d'application du couple résistant ($C_r=1$ Nm) à $t=0.4$ sec.

II.5.2. MSAP alimenté par l'onduleur

Les résultats de simulation présentés ci-dessous, représentent le comportement de la même machine alimenté cette fois si par un onduleur de tension commandée par la technique MLI sinus-triangle avec les mêmes conditions de fonctionnement, et un démarrage à vide suivi d'une application de la charge de 1Nm entre les instants $t=0.4s$ et $0.7s$.

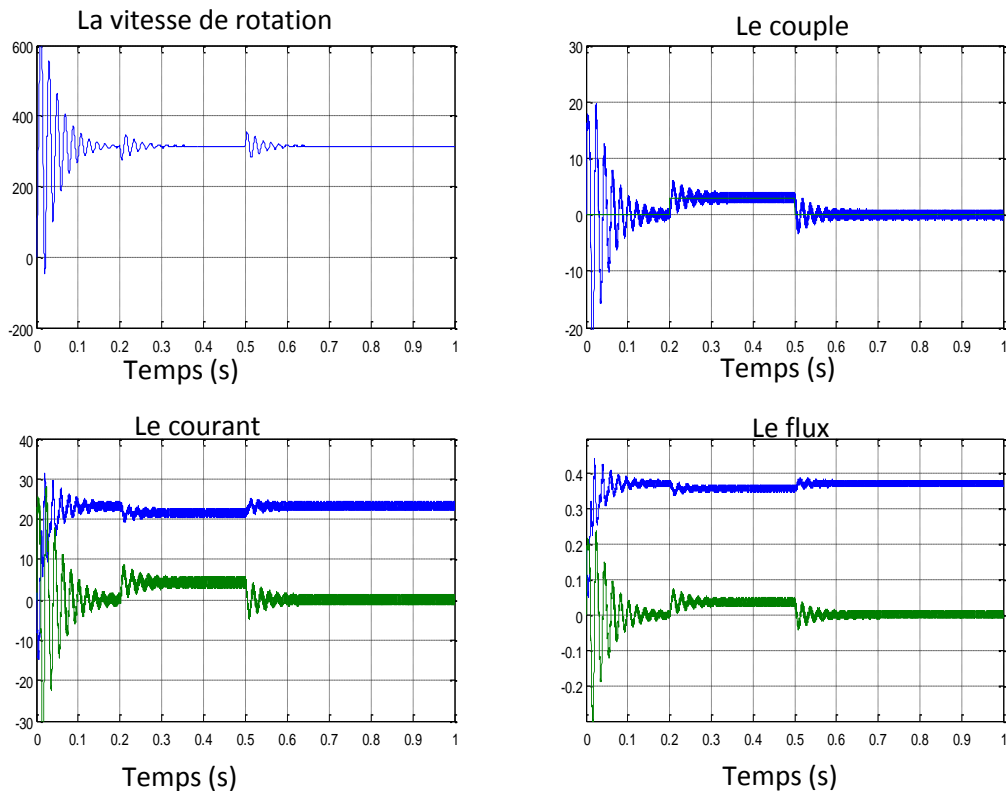


Figure II-9 Comportement de la MSAP alimentation par onduleur

Les composantes des flux, courants et le couple électromagnétique ont le même comportement avec une alimentation à partir du réseau, mais sont le siège des pulsations dues au convertisseur commandé par MLI.

II.6. Conclusion

Dans ce chapitre on a effectué la modélisation de la machine synchrone à aimant permanent commandé par la technique MLI sinus-triangle à l'aide des hypothèses simplificatrices, le modèle mathématique de la MSAP est obtenu on utilise la transformation de Park.

Par cette étude on a conclu que le modèle de la machine est non linéaire, existe un couplage entre le couple et le flux, il est donc nécessaire de trouver un moyen pour rendre leur contrôle indépendant en vue d'améliorer les performances en régime dynamique, il faut faire un découplage entre ces deux variable pour que la machine répond aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable et avoir des hautes performances dans le régime dynamique.

Dans le chapitre suivant en va étudier la solution la plus adéquate actuellement, qu'est l'orientation du flux suivant l'axe « d ».

Chapitre III :

Commande vectorielle

de la MSAP

III.1. Introduction

Pendant plusieurs années, les entraînements à vitesse variable n'étant possible qu'avec les machines à courant continu grâce au découplage naturel entre le flux et le couple, mais cette machine présente un majeur inconvénient qu'est le système balais-collecteur.

Aujourd'hui, est grâce aux développements des semi-conducteurs de puissances, il est possible de réaliser ces entraînements avec les machines à courant alternatif (machine synchrone ou asynchrone). Les machines synchrones à aimants permanents sont capables d'être utilisées dans ce type d'entraînements, mais l'inconvénient est la difficulté de commande grâce à l'existence du couplage entre le flux et le couple [20].

Pour remédier à ce problème, plusieurs techniques de commande ont été développées. En 1971 Blachk et Hass ont proposé une théorie de commande par orientation de champ où le découplage entre les courants direct et quadratique est maintenu, l'un assure le contrôle du flux et l'autre agit sur le couple, cette technique est dénommée la commande vectorielle, qu'est l'objectif de ce chapitre [21].

III.2. Principe de la commande vectorielle

Le principe de base de la commande vectorielle consiste à orienter le vecteur courant et le vecteur flux afin de rendre le comportement de la MSAP similaire à celui d'une MCC à excitation séparée. Ou le courant inducteur contrôle le flux et le courant d'induit agit sur le couple. Il s'agit de placer le référentiel (d, q) de sorte que le flux soit aligné sur l'axe direct (d), ainsi le couple est commandé par la composante quadratique et le flux par la composante directe [23].

Puisque le principal flux de la MSAP est généré par les aimants du rotor, la solution la plus simple pour une machine synchrone à aimants permanents est de maintenir le courant statorique en quadrature avec le flux rotorique (le courant direct I_d est nul, donc $I_s = I_q$), donc un couple maximal contrôlé par une seule composante du courant (I_q) et de régler la vitesse par le courant traverse I_q via la tension V_q , ceci vérifie le principe de la machine à courant continu.

Le couple électromagnétique développé par la MSAP peut s'écrire dans le référentiel de Park comme suit :

$$C_{em} = P((L_d - L_q)i_{sq}i_{sd} + \phi_{sf}i_{sq}) \quad \text{III-1}$$

Puisque : $I_d = 0$

Donc l'expression du couple revient :

$$C_{em} = P\phi_{sf}i_{sq} \quad \text{III-2}$$

Nous constatons que l'équation du couple est analogue à celle d'une MCC à excitation séparée et qu'un contrôle indépendant du couple et du flux est établi.

III.3. Commande vectorielle directe par compensation

III.3.1. Technique de découplage

Il existe plusieurs techniques de découplage, parmi ces techniques on a :

- Découplage par compensation.
- Commande vectorielle indirecte (FOC).
- Découplage par régulateur.

On s'intéresse à la première technique qui est l'objectif de notre commande à étudier.

III.3.2. Découplage par compensation

On appliquant le principe de la commande vectorielle ($i_{sd}=0$, $i_{sq}=i_s$), et après arrangement nécessaire, on aura le système suivant : [6]

$$\begin{cases} V_{sd} + \omega_m L_d i_{sq} = R_{sd} i_{sd} + L_d \frac{d}{dt} i_{sd} \\ V_{sq} - \omega_m L_q i_{sd} - \omega_m \phi_{sf} = R_{sq} i_{sq} + L_q \frac{d}{dt} i_{sq} \end{cases} \quad \text{III-3}$$

Ces équations montrent que V_{ds} et V_{qs} dépendent à la fois des courants sur les axes d et q on est donc amené à implanter un découplage avec compensation.

Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables V_{ds}^* et V_{qs}^* [18].

$$\begin{cases} V_{ds} + e_d = V_{ds}^* \\ V_{qs} + e_q = V_{qs}^* \end{cases} \quad \text{III-4}$$

Avec e_d et e_q représente les termes à compenser :

$$\begin{cases} e_d = \omega_m L_d i_{qs} \\ e_q = -\omega_m L_q i_{ds} - \omega_m \phi_{sf} \end{cases} \quad \text{III-5}$$

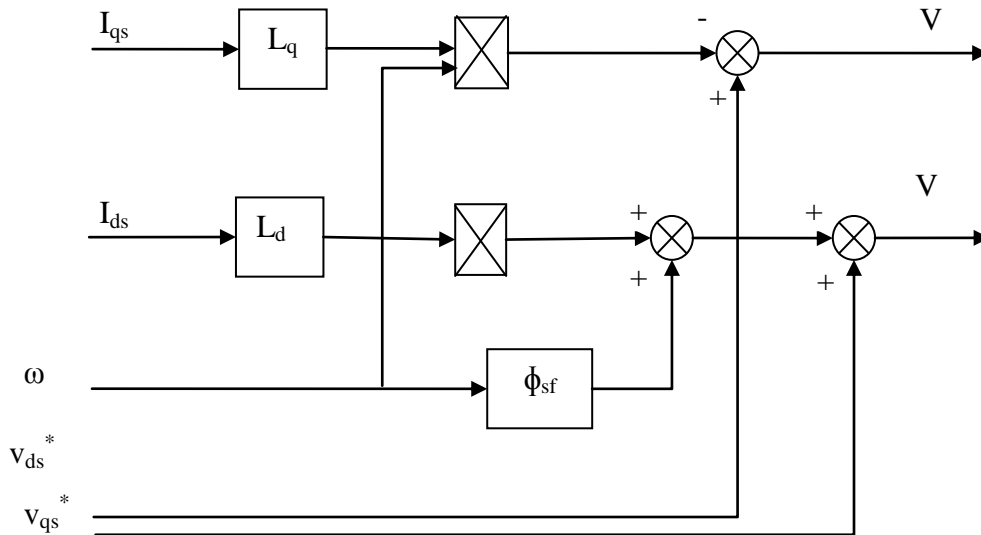


Figure III-1 Schéma bloc de compensation

III.4. Calcul des régulateurs

La régulation est effectuée à l'aide des régulateurs de types PI (Proportionnelle, Intégrale), ce type de régulateur se représente par l'équation suivante :

$$c(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right)$$

III.6

Avec :

T_i : permet de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée donc de réduire le dépassement.

K_p : sert à régler la rapidité du système et donc le temps de réponse.

Notre choix pour un tel régulateur est guidé par :

- L'amélioration de la stabilité en boucle fermée.
- La simplicité de sa réalisation.
- La connaissance et la maîtrise de ce type de régulateur et son application dans l'industrie.
- Sa robustesse de commande.

Nous considérons que la machine est orientée vectoriellement et complètement découplée. Ce qui nous permet d'écrire les équations de la machine d'une manière simple et de calculer les coefficients des régulateurs.

La commande par boucle imbriquée est alors classiquement appliquée à la MSAP, puisqu'elle permet de contrôler séparément les courants i_d et i_q , donc on peut distinguer deux modes :

- Le mode électrique (mode rapide : boucle interne).
- Le mode mécanique (mode lent : boucle externe).

Pour un fonctionnement correct, il faut respecter un écart entre les dynamiques des deux boucles. Si on suppose que l'onduleur de tension est parfait tout en supposant nulles les pertes de commutation et en négligeant le retard du convertisseur statique, on peut le modéliser par un gain G_o [24].

III.4.1. Contrôle des courants par PI

Le rôle de la boucle de courant est de commander le couple disponible sur l'arbre du moteur, pour les boucles de courant on utilise un régulateur PI [26], puisque la structure de la boucle de courant d'axe « d » est quasiment identique à celle de l'axe « q » nous avons préféré représenter seul la boucle de régulation d'axe q est donnée par la figure suivante :

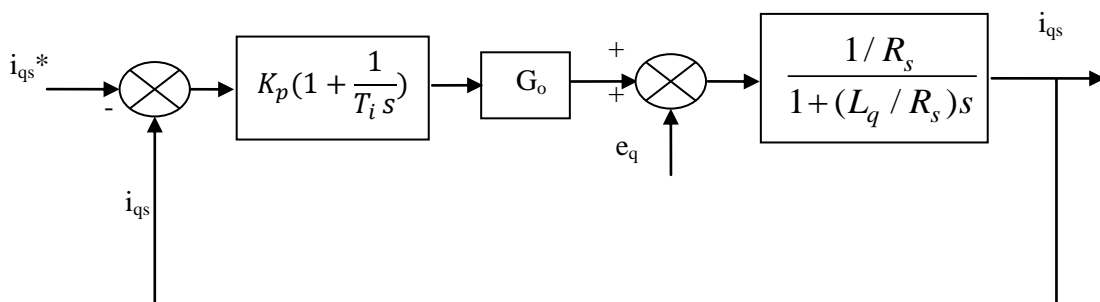


Figure III-2 Boucle de régulation du courant i_{qs}

La fonction de transfert du système en boucle ouverte est :

$$G_{BO} = \frac{1 + T_i s}{T_i s \left(1 + \frac{L_q}{R_s} s\right) \frac{R_s}{K_p G_o}} \tag{III-7}$$

Donc la fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$G_{BF} = \frac{G_{BO}}{1 + G_{BO}} = \frac{1 + T_i s}{\frac{T_i L_q}{K_p G_o} s^2 + T_i \left(1 + \frac{R_s}{K_p G_o}\right) s + 1} \tag{III-8}$$

La détermination des paramètres est effectuée par compensation du zéro qui est introduit par le régulateur PI. Ainsi, nous obtenons leurs expressions analytiques en fonction des performances désirées en régime transitoire et permanent.

L'équation caractéristique désirée est donnée par la relation suivante :

$$G_{BF} = \frac{1+T_i s}{(1+T_i' s)(1+T_i s)} = \frac{1+T_i s}{1+(T_i + T_i')s + (T_i T_i')s^2} \quad \text{III-9}$$

En identifiant les deux équations, l'équation caractéristique du système donnée par (III-7) et l'équation désirée donnée par (III-8), on obtient :

$$T_i' = \frac{L_q}{R_s} : \text{La constante de temps électrique.}$$

$$K_p = \frac{R_s}{G_o} \quad \text{III-10}$$

$$T_i = T_i' = \frac{L_q}{R_s} \quad \text{III-11}$$

$$K_i = \frac{R_s^2}{G_o L_q} \quad \text{III-12}$$

Régulateur de courant	Kp	Ti	Ki	Go
PI	28.7500	0.0030	9.7243*10 ³	0.1

Tableau III-1 Paramètres de réglage des contrôleurs de courant

III.4.2. Contrôle de la vitesse par PI

Afin de compléter le modèle de la commande vectorielle, une boucle externe de régulation est introduite. Une fois la régulation de la boucle de courant est validée, il est alors possible de mettre en cascade une boucle de vitesse souhaitée on utilisant un régulateur PI.

Le schéma bloc de régulation de la vitesse est le suivant :

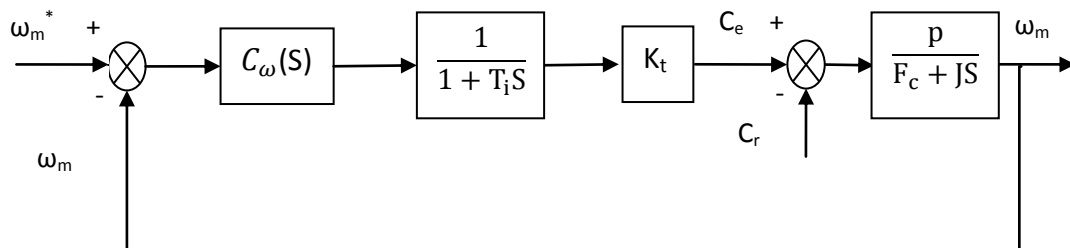


Figure III-3 Boucle de régulation de la vitesse

Le régulateur $C_w(S)$ à une fonction de transfert donnée par :

$$C_w(s) = K_{p\omega} \left(1 + \frac{1}{T_{i\omega}s}\right) \quad \text{III-13}$$

La fonction de transfert du système en boucle fermée est donnée par :

$$G_{BF} = \frac{T_{i\omega}S+1}{\frac{JT_{i\omega}T_i}{pK_tK_{p\omega}} S^3 + \frac{(JT_{i\omega} + F_cT_{i\omega}T_i)}{PK_tK_p} S^2 + T_{i\omega} \left(1 + \frac{F_c}{pK_tK_{p\omega}}\right) S + 1} \quad \text{III-14}$$

Compte tenu des termes de découplage que l'on introduit dans les boucles interne et en compensant le zéro du régulateur PI, la fonction de transfert de la boucle de vitesse en boucle fermée se réduit à :

$$G_{BF} = \frac{1}{\frac{JT_{i\omega}}{pK_tK_{p\omega}} S^2 + T_{i\omega} \left(1 + \frac{F_c}{pK_tK_{p\omega}}\right) S + 1} \quad \text{III-15}$$

Avec : $K_t = P\phi_{sf}$

Après identification avec un système de second ordre donnée par l'équation suivante :

$$G_{BF}^* = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} S^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} S + 1} \quad \text{III-16}$$

Avec :

ω_n : est la pulsation naturelle du système.

ξ : est le taux d'amortissement imposé au système.

On obtient les paramètres:

$$K_{p\omega} = \frac{2\xi\omega_n J - F_c}{PK_t} \quad \text{III-17}$$

$$T_{i\omega} = \frac{PK_t K_{p\omega}}{\omega_n^2 J} \quad \text{III-18}$$

$$K_{i\omega} = \frac{K_{p\omega}}{T_{i\omega}} = \frac{\omega_n^2 J}{PK_t} \quad \text{III-19}$$

Régulateur de vitesse	K_p_ω	T_i_ω	K_i_ω	ω_n	ξ
PI	0.0571	0.0200	2.8571	100	1

Tableau III-2 Paramètres de réglage de la vitesse par PI

II.4.2.1. Schéma globale de simulation

Le schéma de simulation de la commande vectorielle avec association onduleur à deux niveaux et MSAP et représenté par la figure (III-4).

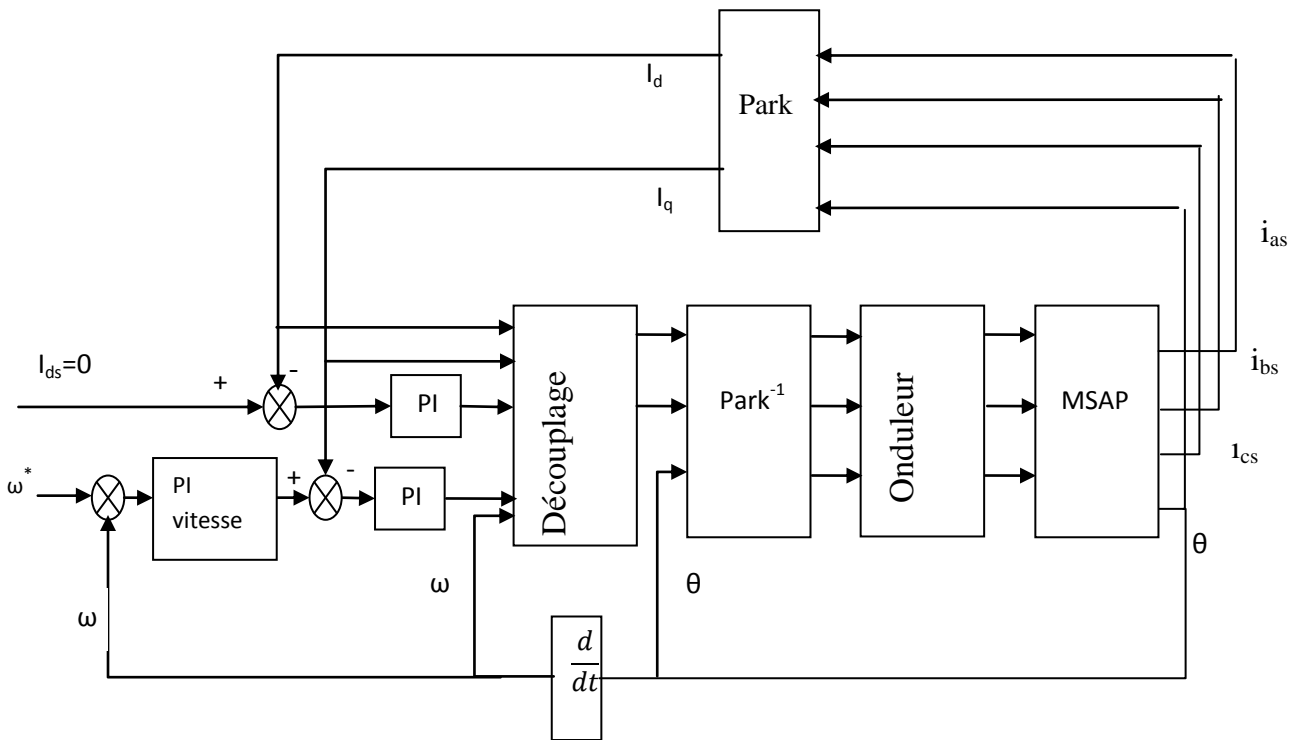


Figure III-4 Schéma globale de simulation

III.4.2.2. Résultats de simulation

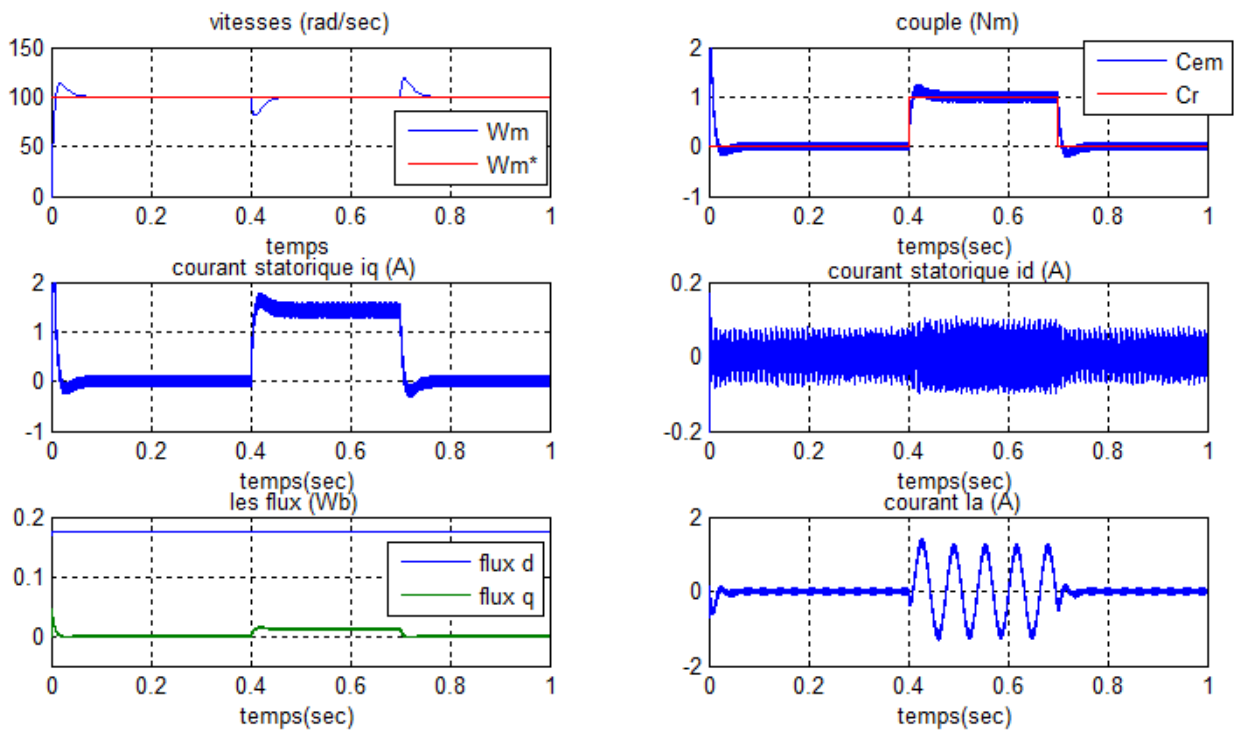


Figure III-5 Commande par régulateur PI de la MSAP

III.4.2.3. Interprétations des résultats

Les résultats de simulation montrent l'influence du couple de charge appliqué entre les instants $t=0.4$ et $t=0.7$.

L'allure de la vitesse suit parfaitement la référence avec un temps de réponse $t_r = 0.04$ sec après un dépassement un peu élevé de l'ordre 14.4 % et à l'application de la charge nous remarquons une chute de vitesse de 19%.

Le courant i_{ds} est nul, ce qui montre que le flux est orienté suivant l'axe d, le courant i_{qs} représente l'image du couple électromagnétique, ce qui prouve que la commande vectorielle est réalisée.

III.4.3. Contrôle de la vitesse par IP

Le correcteur Intégral proportionnel IP est essentiellement différent du correcteur PI par le fait qu'il ne présente pas de zéro dans la fonction de transfert en boucle fermée, ainsi sa sortie ne représentera pas de discontinuité lors de l'application d'une consigne de type échelon. Le

schéma bloc de la régulation de courant incluant le correcteur IP est illustre par la figure suivante :

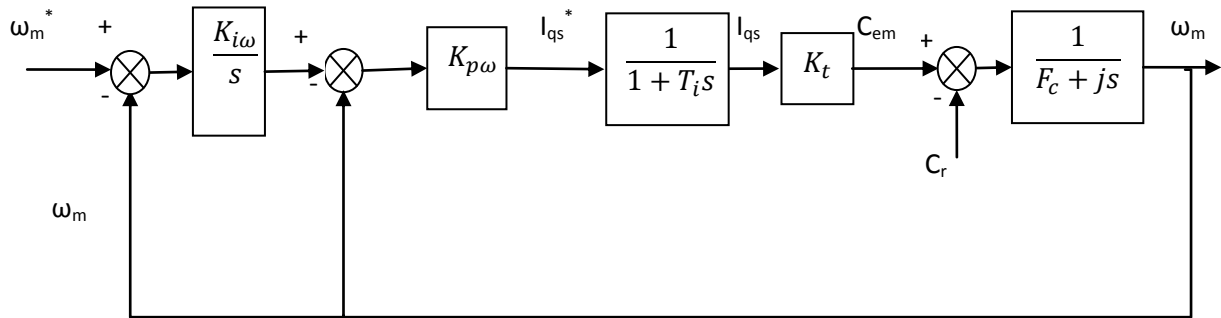


Figure III-6 Boucle de régulation de la vitesse par IP

La fonction de transfert du système en boucle ouvert de la partie proportionnelle est donnée par :

$$G_{pBO} = \frac{PK_{p\omega}K_t}{JT_i s^2 + (J + T_i F_c)s + F_c} \quad \text{III-20}$$

La fonction du transfert du système en boucle fermée de cette partie ce donne par :

$$G_{pBF} = \frac{PK_{i\omega}K_t}{T_i J s^2 + (J + T_i F_c)s + F_c + K_{p\omega}K_t P} \quad \text{III-21}$$

La fonction du transfert du système en boucle fermée est donnée par :

$$G_{BF} = \frac{PK_{p\omega}K_{i\omega}K_t}{T_i J s^3 + (J + T_i F_c)s^2 + (F_c + K_{p\omega}K_t P)s + K_{p\omega}K_{i\omega}K_t P} \quad \text{III-22}$$

La dynamique de la boucle interne (boucle de courant) est plus rapide par rapport à la boucle externe (boucle de la vitesse), donc on peut négliger la partie de régulateur de courant, la fonction du transfert devient :

$$G_{BF} = \frac{1}{\frac{J}{pK_t K_{p\omega} K_{i\omega}} S^2 + \frac{F_c + K_{p\omega} K_t P}{K_{i\omega} K_{p\omega} k_t P} S + 1} \quad \text{III-23}$$

On fait comparé l'équation (III-23) avec une fonction de transfert du système du deuxième ordre qu'est donnée par :

$$G_{BF}^* = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} S^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} S + 1} \tag{III-24}$$

Alors :

$$K_{p\omega} = \frac{2\xi\omega_n J - F_c}{PK_t} \tag{III-25}$$

$$K_{i\omega} = \frac{\omega_n^2 J}{PK_t K_{pw}} \tag{III-26}$$

Régulateur de vitesse	Kp_ω	Ti_ω	Ki_ω	ω _n	ξ
IP	0.0571	0.0011	50	100	1

Tableau III-3 Paramètres de réglage de la vitesse par IP

III.4.3.1. Résultats de simulation

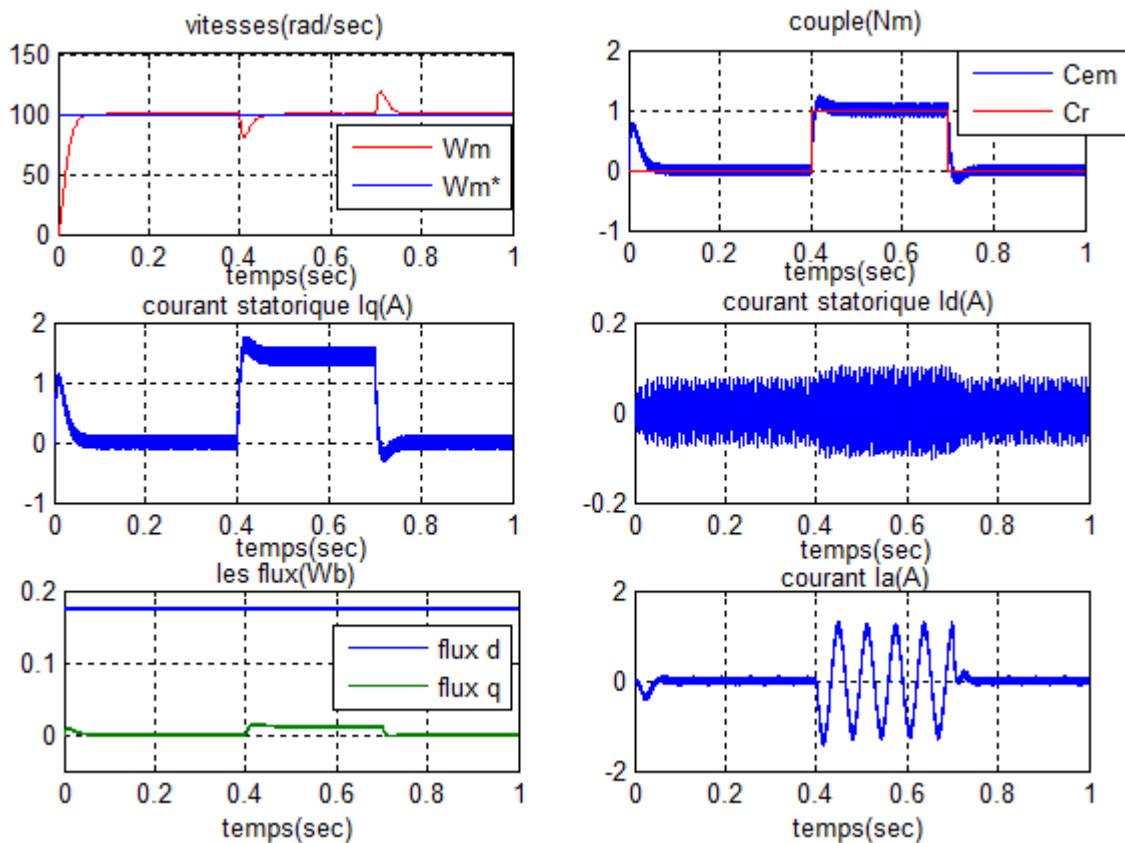


Figure III-7 Commande de la MSAP par un régulateur IP

III.4.3.2. Interprétations des résultats

On a appliqué les mêmes conditions de régulateur PI pour le régulateur IP l'essai se caractérise par un démarrage à vide suivi d'une application d'un échelon de couple résistant de 1Nm entre les instants $t=0.4$ sec et $t=0.7$ sec.

L'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence avec un dépassement nul mais un temps de réponse plus grand par rapport au régulateur PI.

La réponse des deux courants montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la MSAP.

Le courant i_{qs} est l'image du couple.

III.5. Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents, cette technique de commande permet d'obtenir un découplage entre le flux et le couple, donc la MSAP est devenue similaire à une MCC à excitation séparée.

Puisque les correcteurs classiques sont dimensionnés à partir des paramètres de la machine. Si ces derniers varient dans une large gamme de fonctionnement, les performances sont détériorées, ce qui nous a conduit à étudier une autre technique de commande pour améliorer la robustesse de la commande. Le prochain chapitre a pour but d'étudier la commande par mode glissant (approche linéaire) ou les correcteurs sont connus par leur robustesse.

Chapitre IV :

*Commande par mode
de glissement de la*

MSAP

IV.1. Introduction

Lorsque le régulateur classique PI ne permet pas d'obtenir des performances extrêmement élevées à cause de la sensibilité aux perturbations et aux variations paramétriques, la commande par mode glissant, s'avère être une alternative intéressante.

Lorsque la partie commandée est soumise à des variations de paramètres du système et à des perturbations, une solution auto adaptative, qui par réajustement des paramètres des régulateurs, permet de conserver des performances fixées à l'avance en présence de perturbations et des variations de paramètres. Cette solution présente l'inconvénient de nécessiter une mise en œuvre souvent complexe [27].

Ainsi il est possible d'enregistrer une autre solution plus simple, faisant appel à une classe particulière de système de commande, appelés « système à structure variable ». Ces systèmes ont fait l'objet depuis longtemps de travaux importants au Japon par H.Harachima, aux États Unis par I.I.Slotine et en ex-Union Soviétique par V.Utkin et ceci à partir des travaux théoriques du mathématicien soviétique A.F.Filipov [25].

Cette méthode, qui convient aussi bien aux modèles linéaires qu'aux modèles non linéaires, offre l'avantage d'être simple et robuste, ainsi elle a été appliquée sur différents procédés : aérospatiale, dynamique du véhicule, robotique, procédés chimiques [24].

IV.2. Généralité sur le contrôle par mode glissant

Le mode glissant est un mode de fonctionnement particulier du système à structure variable, il est caractérisé par un choix d'une fonction est d'une logique de commutation, ce choix permet de commuter à tout instant entre chaque structure afin de combiner les propriétés de chacune de structure [28], [33].

On peut distinguer trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes, la première correspond à un changement de structure par commutation d'une contre réaction d'état variable, la seconde change la structure au niveau de l'organe de commande et la troisième configuration change aussi la structure au niveau de l'organe de commande mais avec ajout d'une commande dite « commande équivalente » [29].

IV.3. L'objectif de la commande par mode glissant

Le principe de la commande par mode glissant est de pousser le système à atteindre une surface prédéfinie et d'y rester par la suite malgré d'éventuelles perturbations. La surface choisie (représentent un ensemble de relations, statiques, entre les variables d'état) est alors désignée

comme étant la surface de glissement ou de commutation, le comportement dynamique résultant appelé régime glissant, est complètement déterminé par les paramètres de la surface [30].

L'utilisation de la commande par mode glissant dans la pratique a été longtemps limitée par les oscillations liées aux commutations de la commande : des oscillations à hautes fréquences apparaissent dans un voisinage de la surface, connue sous le nom de réticence (chattering). Ce phénomène peut on autre exciter des dynamiques non modéliser conduisant à des situations d'instabilité. Ceci a conduit certains chercheurs à proposer des solutions en vue de supprimer ou du moins réduire ce phénomène indésirable [29].

IV.4. Loi de commutation par retour d'état

Un système de réglage à structure variable avec changement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande peut être représenté par la figure (IV-1).

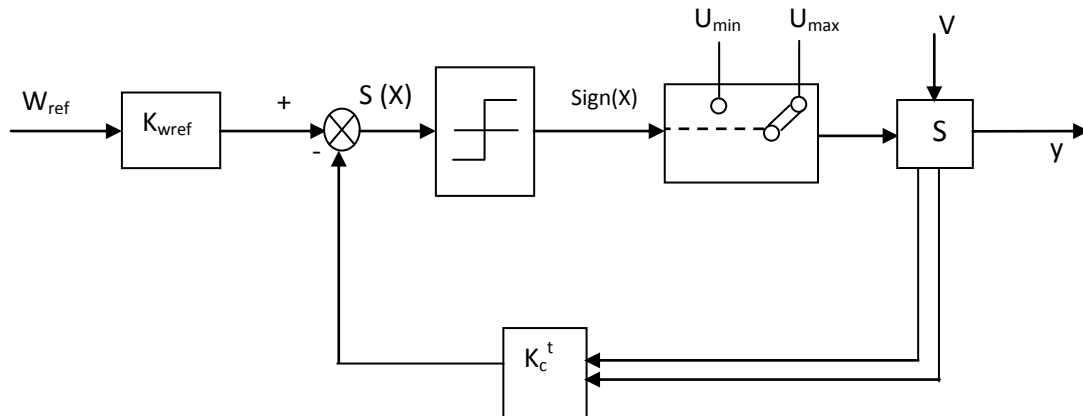


Figure IV-1 schéma bloc du réglage par mode glissant

L'application du réglage par mode de glissement selon la configuration représentée par la configuration représentée dans la figure précédente nécessite un organe de commande qui possède une action à deux positions avec une commutation très rapide d'une position à une autre.

Le système à régler est décrit par les équations d'états suivantes :

$$\begin{cases} \dot{x} = A_s x_s + b_s u + b_{sv} v \\ y = c_s^T x_s \end{cases}$$

IV-1

Avec :

u : représente la grandeur de commande laquelle est déterminée selon le signe de la surface $S(X_s)$.

v : représente la grandeur de perturbation sur le système à régler.

À cause de non linéarité par commutation on a :

$$\begin{cases} u = u_{\max} & \text{si } s(x_s) > 0 \\ u = u_{\min} & \text{si } s(x_s) < 0 \end{cases} \quad \text{IV-2}$$

Donc :

$$u = \frac{u_{\max} + u_{\min}}{2} + \frac{u_{\max} - u_{\min}}{2} \operatorname{sgn} s(x_s) \quad \text{IV-3}$$

Avec :

$$\operatorname{sgn} s(x_s) = \begin{cases} 1 & \text{si } s(x_s) > 0 \\ -1 & \text{si } s(x_s) < 0 \end{cases} \quad \text{IV-4}$$

La loi de commutation est donnée par la relation suivante :

$$s(x_s) = -K_s^T x_s + K_{oref} \omega_{ref} \quad \text{IV-5}$$

Dans ce cas, il est possible que la commutation ait lieu à une fréquence très élevée de telle manière que le système de réglage travaille en mode de glissement. Afin que le comportement dynamique du système existe alors il faut également que : $S(x_s)=0$.

Cette configuration correspond en principe à un réglage à deux positions, cependant avec une loi de commutation plus performante.

IV.4.1. Condition d'existence du mode glissant

L'existence du mode de glissement est assurée lorsque les commutations ont lieu d'une façon générale entre les deux limitations U_{\max} et U_{\min} , la figure (IV-2) montre l'existence du mode de glissement d'un système du deuxième ordre avec les grandeurs d'états : X_{s1} et X_{s2} [31].

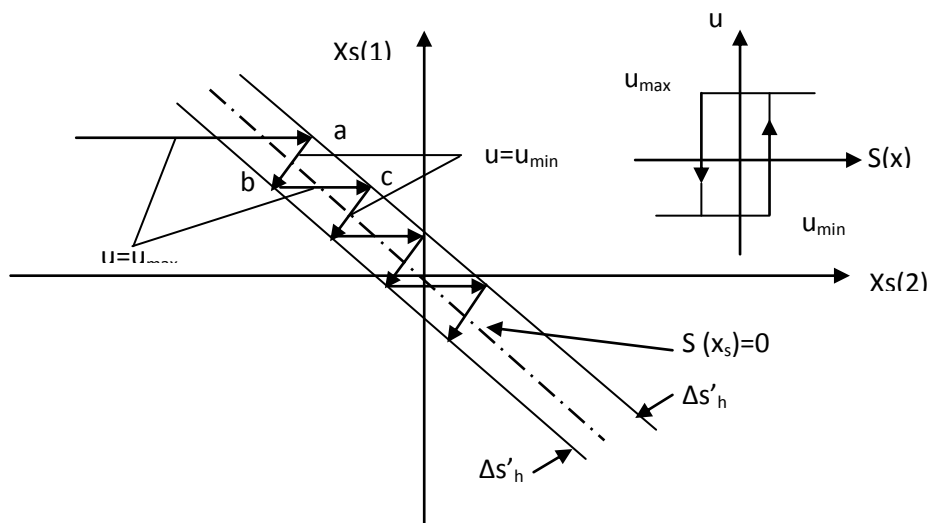


Figure IV-2 Démonstration du mode de glissement

On admet d’abord à une hystérèse sur la loi de commutation $S(x_s)=0$ (trait mixte), avec les commutations ont lieu sur les deux droites décalées parallèlement de $-\Delta S_h < \Delta S_h < +\Delta S_h$.

Dans un tel cas, la loi de commutation fait un mouvement infiniment petit autour de :

$$s(x_s) = -K_s^T x_s + K_{oref} \omega_{ref} = 0 \tag{IV-6}$$

L’hyperplan de la commutation est :

$$\begin{cases} s(x_s) = -K_s^T x_s + K_{oref} \omega_{ref} \\ \dot{s}(x_s) = -K_s^T \dot{x}_s + K_{oref} \dot{\omega}_{ref} \end{cases} \tag{IV-7}$$

IV.5. Loi de commutation par contre réaction d’état et régulateur intégrateur

La configuration avec la loi de commutation par contre-réaction d’état (figure IV-1) présente un comportement proportionnel de sorte qu’on obtient une erreur statique. En analogie avec le réglage d’état il est possible de pallier cet inconvénient en ajoutant un régulateur intégrateur à la loi de commutation par contre réaction d’état.

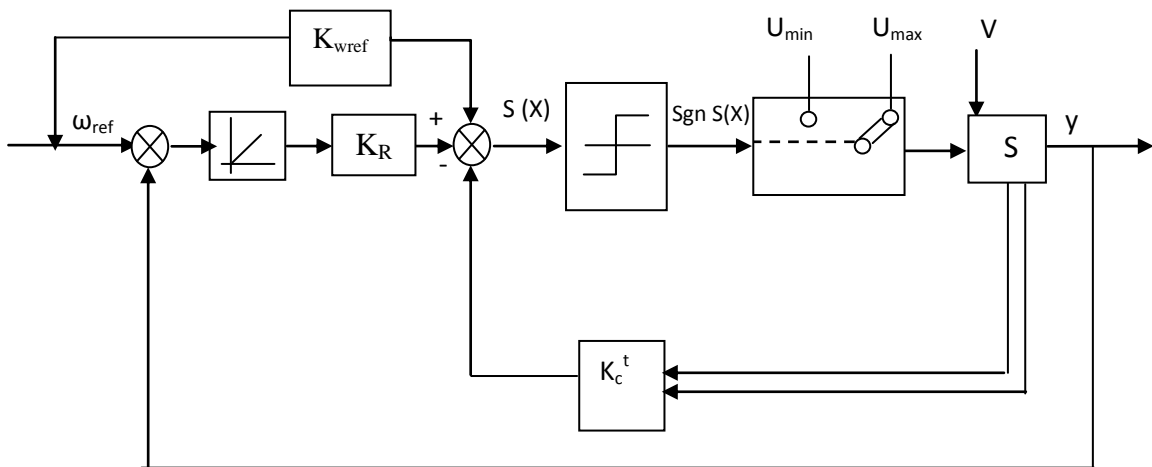


Figure IV-3 Configuration avec la loi de commutation par contre-réaction d’état et régulateur intégrateur

La structure de la figure (IV-1) est complétée par un régulateur intégrateur qui est influencé par la différence entre la grandeur de consigne w_{ref} et la grandeur à régler, la grandeur d’état X_R du régulateur intégrateur est alors introduite dans la loi de commutation par l’intermédiaire du coefficient K_R [29],[32], [25]

Donc on a :

$$s(x_s, x_R) = -K_s^T x_s + K_R x_R + K_{\omega_{ref}} \omega_{ref} \quad \text{IV-8}$$

Le système à régler sera régi par les équations d'états suivantes :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax(t) + bu + b_v v + b_\omega \omega_{ref} \\ y = c^T x(t) \end{cases} \quad \text{IV-9}$$

Avec : $x = \begin{bmatrix} x_s \\ x_R \end{bmatrix}$ et $C^T = [C_s^T \ 0]$

Le régulateur intégrateur peut être écrit par :

$$\frac{d}{dt} x_R = \frac{1}{T_i} (\omega - y) \quad \text{IV-10}$$

La matrice A et les vecteurs juxtaposés : b, b_v, b_w sont donnés par :

$$A = \begin{bmatrix} A_s & 0 \\ -\frac{1}{T_i} C_s^T & 0 \end{bmatrix}, \quad b = \begin{bmatrix} b_s \\ 0 \end{bmatrix}, \quad b_v = \begin{bmatrix} b_{sv} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad b_w = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{T_i} \end{bmatrix}$$

Donc la loi de commutation peut être exprimée par :

$$s(x, t) = -K^T x(t) + K_{\omega_{ref}} \omega_{ref} \quad \text{IV-11}$$

Avec : $K^T = [K_s^T \ -K_R]$

IV.5.1. La grandeur de commande équivalente

Pour que le système à structure variable fonctionne en mode de glissement, il faut que la loi de commutation vérifie la condition suivante: [22]

$$\begin{aligned} s(x_s) &= 0 \\ \Rightarrow \dot{s}(x_s) &= 0 \\ \Rightarrow -K^T \dot{x} + K_{\omega_{ref}} \dot{\omega}_{ref} &= 0 \\ \Rightarrow -K^T (Ax + bu + b_v v + b_\omega \omega) + K_{\omega_{ref}} \dot{\omega}_{ref} &= 0 \end{aligned} \quad \text{IV-12}$$

Pour : $U = U_{eq}$ en tire de l'équation (IV-12) la loi de commande équivalente :

$$U_{eq} = -\frac{1}{K^T b} K^T (Ax + b_v v + b_w \omega) + \frac{1}{K^T b} K_{\omega ref} \dot{\omega}_{ref} \quad \text{IV-13}$$

Première condition pour l'existence du mode de glissement est :

$$K^T b \neq 0 \quad \text{IV-14}$$

Afin que U_{eq} prenne une valeur finie de plus la condition suivante doit être respectée :

$$U_{\min} \leq U_{eq} \leq U_{\max} \quad \text{IV-15}$$

IV.6. Synthèse de la loi de commutation

La synthèse de la loi de commutation se fait par deux méthodes différentes: la méthode de Lyapunov ou bien selon le principe de l'optimisation de Pontryagin, dans les deux méthodes on trouve la contre-réaction d'état comme loi de commutation. En plus cette synthèse fournit également les valeurs des coefficients qui satisfont un certain critère d'optimisation [25].

IV.6.1. Méthode de Lyapunov

Cette méthode est basée sur la fonction suivante: [25]

$$v = \Delta x^T p \Delta x \quad \text{IV-16}$$

Cette fonction scalaire est définie positive, selon l'exigence du théorème de la stabilité de Lyapunov, à condition que la matrice P soit une matrice symétrique et définie elle aussi positive. On détermine la dérivée :

$$\dot{v} = \Delta \dot{x}^T p \Delta x + \Delta x^T p \Delta \dot{x} \quad \text{IV-17}$$

Selon le théorème de stabilité de cette méthode on a:

$$\dot{v} = \frac{dv}{dt} < 0 \quad \text{IV-18}$$

$$\text{Avec : } \Delta \dot{x} = A \Delta x + b \Delta u \quad \text{IV-19}$$

Donc :

$$\dot{v} = \Delta x^T (A^T + b^T \Delta u) p \Delta x + \Delta x^T p (A \Delta x + b \Delta u) \quad \text{IV-20}$$

$$\Rightarrow \dot{v} = \Delta x^T (A^T p + p A) \Delta x + (b^T p \Delta x + \Delta x^T p b) \Delta u \quad \text{IV-21}$$

Puisque $b^T p \Delta x$ est un scalaire, et p une matrice symétrique, alors on peut faire les transformations suivantes :

$$b^T p \Delta x = \Delta x^T p^T b = \Delta x^T p b \quad \text{IV-22}$$

Pour minimiser le calcul on pose : $A^T p + pA = -Q$ IV-23

L'équation (IV-22) est appelée « équation de Lyapunov ».

La relation (IV-19) peut être exprimée comme suit:

$$\dot{v} = -\Delta x^T Q \Delta x + 2\Delta x^T p b \Delta u < 0 \quad \text{IV-24}$$

Donc pour avoir \dot{v} négative, il faut : $\Delta x^T p b \Delta u < 0$ IV-25

La condition (IV-24) nous permet d'établir la loi de commutation, en effet il faut choisir les grandeurs de commande Δu en fonction de $\Delta x^T p b$ manière adéquate, à savoir :

$$\begin{aligned} \text{si } \Delta x^T p b > 0 & \quad \text{Alors } \Delta u = \Delta u_{\min} < 0 \\ \text{si } \Delta x^T p b < 0 & \quad \text{Alors } \Delta u = \Delta u_{\max} > 0 \end{aligned} \quad \text{IV-26}$$

Donc on peut écrire :

$$u = \frac{\Delta u_{\max} + \Delta u_{\min}}{2} + \frac{\Delta u_{\max} - \Delta u_{\min}}{2} \text{sgn } s(x_s) \quad \text{IV-27}$$

Dans la relation (IV-26) on a introduit la loi de commutation :

$$s(x_s) = -\Delta x^T p b = -b^T p \Delta x = -K^T \Delta x \quad \text{IV-28}$$

Avec : $b^T p = K^T$

La synthèse à l'aide de la méthode de Lyapunov donne une relation sous-optimale au problème d'optimisation qui se base sur le critère d'intégrale.

$$j = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} (\Delta x^T Q \Delta x) dt \quad \text{IV-29}$$

Cette méthode a donnée comme loi de commutation la contre-réaction d'état. De plus, on obtient des relations relativement facile à exploiter pour déterminer les coefficients. Ce pendant on obtient un comportement dynamique assez mauvais, et on plus cette méthode ne se prête pas bien pour le dimensionnement de la loi de commutation c'est-dire pour déterminer des coefficients de la contre-réaction [29].

IV.6.2. Principe d'optimisation de Pontrygin

Cette méthode permet la synthèse de loi de commutation en particulier pour le cas des systèmes de réglage à temps optimal. Les solutions régulières portent sur des lois de commutation non linéaire. Cependant une solution explicite n'est en générale possible que pour des systèmes du premier ordre ou du deuxième ordre, on peut trouver des solutions singulières qui fournissent des lois de commutation linéaire ou le mode de glissement existe [29].

Le système à régler est donnée par l'équation suivante :

$$\dot{x} = f(x, u) \quad \text{IV-30}$$

Ou la grandeur de commande doit respecter la condition (IV-13), on définit un critère d'intégrale :

$$j = \int_0^{t_f} L(x, u) dt \quad \text{IV-31}$$

Qui doit être minimisé. La valeur initiale $x(0)$ est donnée. Pour la valeur finale au temps t_f on impose la condition

$$g[x(t_f)] = 0$$

Pour résoudre ce problème, on fait appelle à la fonction de Hamilton :

$$H = -\frac{1}{2} \Delta x^T Q \Delta x + \psi^T (A \Delta x + b \Delta u) \quad \text{IV-32}$$

Avec :

ψ : Un vecteur d'état adjoint de même dimension que celle du vecteur d'état x .

La fonction de Hamilton possède une solution singulière si :

$$\Psi^T b = 0$$

La loi de commutation est donnée par l'équation suivante :

$$s(x) = b^T \psi = -b^T p \Delta x = -K^T \Delta x \quad \text{IV.33}$$

La synthèse à l'aide du principe d'optimisation de pontryagin conduit à une loi de commutation selon la contre réaction d'état. À l'aide de la matrice de pondération Q en peut donner au réglage en mode glissant un comportement quelconque.

Par contre on obtient des relations qui ne sont pas faciles à exploiter pour la détermination des coefficients. En effet, les chercheurs ont développé une équation de Ricatti modifié pour

laquelle il n'existe pas des programmes ordinateurs. Et on plus il faut résoudre un système d'équation non linéaire pour obtenir les valeurs des coefficients de la contre-réaction. Par conséquent cette méthode ne se prête pas bien non plus au dimensionnement de la loi de commutation.

IV.7. Imposition des pôles

La loi de commutation par contre-réaction d'état est obtenue soit à l'aide de la méthode de Lyapunov soit à l'aide du principe d'optimisation de Pontryagin, Ces deux méthodes ne permettent pas le dimensionnement d'une manière satisfaisante de la loi de commutation

Pour remédier à ce problème on utilise dans notre étude la méthode d'imposition des pôles. Cette méthode est utilisée dans le domaine des réglages d'état continu et échantillonnés.

L'imposition des pôles ne permet que de déterminer les coefficients de la contre-réaction.

IV.7.1. Invariance du mode de glissement par rapport à une transformation linéaire

On soumet le vecteur d'état à une transformation linéaire selon :

$$x_t = Tx$$

Avec : x_t possède n dimensions, comme le vecteur d'état originale x.

T : Une matrice carrée et régulière.

Donc l'équation d'état du système à régler devient :

$$\dot{x}_t = A_t x_t + b_t u + b_{vt} v + b_{\omega t} \omega \quad \text{IV-34}$$

Avec : $A_t = TAT^{-1}$

$$b_t = Tb$$

$$b_{vt} = Tb_v$$

$$b_{\omega t} = Tb_w$$

La loi de commutation devient : $s(x_t) = -K_t^T x_t + k_{\omega} \omega \quad \text{IV-35}$

Avec : $K_t^T = K^T T^{-1}$

On mode de glissement on a :

$$\begin{cases} U_{\min} \leq U_{eq} \leq U_{\max} \\ s(x_s) = 0 \Rightarrow \dot{s}(x_s) = 0 \end{cases}$$

Pour ce système on obtient :

$$\dot{s}(x_t) = 0 \Rightarrow -K_t^T \dot{x}_t + K_\omega \dot{\omega} = 0$$

$$\Rightarrow -K_t^T (A_t x_t + b_t u + b_{vt} v + b_{\omega t} \omega) + K_\omega \dot{\omega} = 0 \quad \text{IV-36}$$

Pour $U = U_{eq}$, la grandeur de commande équivalente est donnée par :

$$U_{eq} = -\frac{1}{K_t^T b_t} K_t^T (A_t x_t + b_{vt} v + b_{\omega t} \omega) + \frac{1}{K_t^T b_t} K_\omega \dot{\omega} \quad \text{IV-37}$$

Pour montrer l'invariance de la grandeur de commande équivalent U_{eq} par rapport à la transformation linéaire, facilement on peut vérifier la validité des relations suivantes :

$$\begin{cases} K_t^T b_t = K^T T^{-1} T b = K^T b \\ K_t^T A_t x_t = K^T T^{-1} T A T^{-1} T x = K^T A x \\ K_t^T b_{vt} v = K^T T^{-1} T b_v v = K^T b_v v \\ K_t^T b_{\omega t} \omega = K^T T^{-1} T b_\omega \omega = K^T b_\omega \omega \end{cases} \quad \text{IV-38}$$

Si on fait remplacer (IV-38) dans l'équation (IV-37), on obtient :

$$U_{eq} = -\frac{1}{K^T b} K^T (A x + b_v v + b_\omega \omega) + \frac{1}{K^T b} K_\omega \dot{\omega} \quad \text{IV-39}$$

Donc la grandeur de commande équivalente est invariante par rapport à la transformation linéaire et cette invariance existe aussi pour le domaine de fonctionnement en mode glissant.

Si on remplace (IV-36) dans l'équation (IV-33) on obtient l'équation d'état du système transformé en mode de glissement :

$$\dot{x}_t = A_t^* x_t + b_{vt}^* v + b_{\omega t}^* \omega + b_{\omega t}^* \dot{\omega} \quad \text{IV-40}$$

Avec :

$$A_t^* = A_t \left(1 - \frac{1}{K_t^T b_t} b_t K_t^T \right)$$

$$b_{vt}^* = b_{vt} \left(1 - \frac{1}{K_t^T b_t} b_t K_t^T \right)$$

$$b_{wt}^* = b_{wt} \left(1 - \frac{1}{K_t^T b_t} b_t K_t^T\right)$$

$$b_{wt}^* = \frac{K_w}{K_t^T b_t} b_t$$

Les valeurs propres de la matrice A_t^* sont obtenues à partir de l'équation caractéristique, donc on peut écrire :

$$\det(sI - A_t^*) = \det(sI - A^*) = 0$$

IV-41

$$\text{Avec } A_t^* = T \left(1 - \frac{1}{K_t^T b_t} K_t^T b_t\right) T^{-1} T A T^{-1} = T A T^{-1}$$

On conclue que les valeurs propres de A_t^* sont les même que celle de la matrice A^* , donc les pôles sont invariants par rapport à la transformation linéaire.

IV.7.2. Relation pour imposition des pôles

L'équation caractéristique du système en mode glissant est :

$$P(s) = \det(sI - A^*) = s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \dots + a_1s + a_0 = 0$$

$$\Rightarrow P(s) = (s - P_1)(s - P_2) \dots (s - P_n)$$

Les coefficients a_i sont déterminés à partir du théorème de Viète ou à l'aide de l'algorithme de Levrier spécialisé à partir des n pôles.

$$\text{On a: } A^* = A \left(1 - \frac{1}{K^T b} b K^T\right)$$

Nous voulons déterminer le vecteur ligne K^T de la contre-réaction d'état. Dans le cas de la forme canonique de réglage de la matrice A et le vecteur b sont donnée par :

$$A_r = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -a_0 & -a_1 & -a_2 & \dots & -a_{n-1} \end{bmatrix}, \quad b_r = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

Avec :

A_r et b_r représente la matrice et le vecteur de réglage.

Le vecteur ligne de la contre-réaction d'état est donnée par :

$$K_r^T = [K_{r1} \ K_{r2} \ \dots \ K_{rm}]$$

Après des calculs, on obtient :

$$A_r^* = A_r \left(1 - \frac{1}{K_r^T b_r} K_r^T b_r \right) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & -K_{r1} & -K_{r2} & \dots & -K_{r(n-1)} \end{bmatrix} \quad \text{IV-42}$$

La matrice A_r est singulière ainsi que A^* , donc on peut écrire A_r^* en fonction des a_i par la relation suivante :

$$A_r^* = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -a_0 & -a_1 & -a_2 & \dots & -a_{n-1} \end{bmatrix} \quad \text{IV-43}$$

Par identification des relations (IV-42) et (IV-43) on a :

$$a_0 = 0 \quad \text{IV-44}$$

$$K_{ri} = a_i \quad \text{avec } i=1,2,\dots,n-1 \quad \text{IV-45}$$

On peut écrire l'équation (IV-45) comme suit :

$$K_{ri} = K_{ri} K_m = a_i K_m$$

On peut choisir les coefficients K_m librement ; par exemple : $K_m = 1$ suivant le théorème de Viète, les coefficients a_i du polynôme caractéristique est en relation avec le produit des pôles imposés, à savoir :

$$a_0 = (-1)^n P_1 P_2 \dots P_n$$

La condition (IV-44) implique qu'il faut imposer un pôle P_n à l'origine grâce à la singularité de la matrice A^* , les autres $n-1$ pôles peuvent être choisis librement, il est indispensable qu'ils possèdent une valeur réelle négative afin de garantir un comportement stable du fonctionnement en mode glissant, il est souvent judicieux de choisir des pôles complexes conjugués avec une partie imaginaire égale à la partie réelle donc un amortissement relatif optimal. Le domaine correspondant pour le placement des pôles est représenté par la surface hachurée de la figure (IV-4). S'il y a plusieurs pôles, on peut les aligner sur une verticale en imposant à tous les pôles la même valeur réelle.

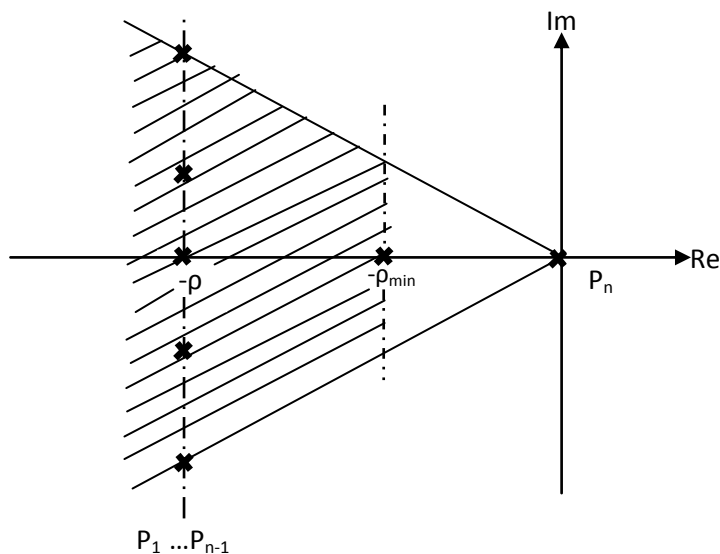


Figure IV-4 Imposition des pôles

Plus les pôles sont déplacés vers la gauche le réglage par mode glissant devient plus rapide.

IV.8. Application sur la MSAP

Les équations d'état de la machine pour $i_d=0$, sont données par :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_q \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & -\frac{\phi_f}{L_q} \\ \frac{P^2 \phi_f}{J} & -\frac{F_c}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \frac{1}{L_q} u_q + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{P}{J} \end{bmatrix} C_r \tag{IV-46}$$

Le régulateur intégrateur a pour équation :

$$\frac{dx_R}{dt} = \frac{1}{T_i} (\omega_{ref} - \omega) \tag{IV-47}$$

Donc le modèle de la machine devient :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_q \\ \omega \\ X_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & -\frac{\phi_f}{L_q} & 0 \\ \frac{P^2 \phi_f}{J} & -\frac{F_c}{J} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_i} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ \omega \\ X_R \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \frac{1}{L_q} u_q + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{P}{J} \\ 0 \end{bmatrix} C_r + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{T_i} \end{bmatrix} \omega_{ref} \tag{IV-48}$$

La surface de commutation est choisie de la manière suivante :

$$s(x,t) = -K^T x(t) + K_{\omega ref} \omega_{ref} \tag{IV-49}$$

Avec : $K^T = [K_q \ K_\omega \ -K_R]$ et $x(t) = [i_q \ \omega \ -X_R]$

Lorsque le système atteint le régime glissant, la surface de la commutation et sa dérivée sont nulles.

D'après l'équation (IV-37), on a :

$$U_{eq} = -\frac{1}{K_t^T b_t} K_t^T (A_t x_t + b_{vt} v + b_{\omega t} \omega) + \frac{1}{K_t^T b_t} K_\omega \dot{\omega}$$

Avec :

$$A_t = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_q} & -\frac{\phi_f}{L_q} & 0 \\ \frac{P^2 \phi_f}{J} & -\frac{F_c}{J} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_i} & 0 \end{bmatrix}, \quad b_t = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad b_{vt} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{P}{J} \\ 0 \end{bmatrix}$$

On appliquant la relation (IV-37), on obtient :

$$U_{eq} = \frac{1}{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}} [K_q \ K_\omega \ -K_R] \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{\phi_f}{L_q} \omega \\ \frac{P^2 \phi_f}{J} i_q - \frac{F_c}{J} \omega - \frac{P}{J} C_r \\ -\frac{1}{T_i} \omega + \frac{1}{T_i} \omega_{ref} \end{bmatrix}$$

IV-50

$$U_{eq} = -\frac{L_q}{K_q} \left[\left(\frac{-R_s i_q - \phi_f \omega}{L_q} \right) K_q + K_\omega \left(\frac{P^2 \phi_f}{L_q} i_q - \frac{F_c}{J} \omega - \frac{P}{J} C_r \right) - K_R \frac{1}{T_i} (\omega_{ref} - \omega) \right]$$

$$\Rightarrow U_{eq} = -R_s i_q - \phi_f \omega - \frac{K_\omega L_q}{K_q} \left(\frac{P^2 \phi_f}{J} i_q - \frac{F_c}{J} \omega - \frac{P}{J} C_r \right) + \frac{K_R L_q}{K_q} \frac{1}{T_i} (\omega_{ref} - \omega)$$

IV-51

On remplace (IV-51) dans (IV-48), on obtient :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_q \\ \omega \\ X_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{K_\omega P^2 \phi_f}{K_q J} & \frac{K_\omega F_c}{K_q J} - \frac{K_R}{K_q} \frac{1}{T_i} & 0 \\ \frac{P^2 \phi_f}{J} & -\frac{F_c}{J} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_i} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ \omega \\ X_R \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{P}{J} \\ -\frac{P}{J} \\ 0 \end{bmatrix} C_r + \begin{bmatrix} \frac{K_R}{K_q} \frac{1}{T_i} \\ 0 \\ \frac{1}{T_i} \end{bmatrix} \omega_{ref} = 0$$

IV-52

Avec :

$$A' = \begin{bmatrix} -\frac{K_\omega P^2 \phi_f}{K_q J} & \frac{K_\omega F_c}{K_q J} - \frac{K_R}{K_q} \frac{1}{T_i} & 0 \\ \frac{P^2 \phi_f}{J} & -\frac{F_c}{J} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_i} & 0 \end{bmatrix}$$

L'équation caractéristique du système est :

$$\det(sI - A) = 0$$

$$\Rightarrow \det \begin{bmatrix} s + \frac{K_\omega P^2 \phi_f}{K_q J} & -\left(\frac{K_\omega F_c}{K_q J} - \frac{K_R}{K_q} \frac{1}{T_i}\right) & 0 \\ -\frac{P^2 \phi_f}{J} & s + \frac{F_c}{J} & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_i} & s \end{bmatrix} = 0$$

$$\Rightarrow s(s^2 + \left(\frac{F_c}{J} + \frac{K_\omega P^2 \phi_f}{K_q J}\right)s + \frac{P^2 \phi_f}{J} \frac{K_R}{K_q} \frac{1}{T_i}) = 0$$

IV-53

$$\Rightarrow s * E_c(s) = 0$$

Puisque la matrice A' est singulière donc l'un des pôles est à l'origine, on peut écrit :

$$E_c(s) = (s - p_1)(s - p_2) = 0$$

IV-54

Les deux pôles doivent être imaginaires et la partie réelle égale à la partie imaginaire.

$$p_{1,2} = -\xi \omega_n \pm j \xi \omega_n$$

$$\text{Avec : } \quad \xi = \frac{\sqrt{2}}{2} \quad \text{on pose : } \quad \xi \omega_n = \rho$$

D'après l'équation (IV-54), on a :

$$E_c(s) = s^2 - (p_1 + p_2)s + p_1 p_2$$

$$\Rightarrow E_c(s) = s^2 - 2\rho s + 2\rho^2 = 0$$

IV-55

Par identification entre les équations (IV-53) et (IV-55), on a :

$$\begin{cases} \frac{F_c}{J} + \frac{K_\omega}{K_q} \frac{P^2 \phi_f}{J} = 2\rho \\ \frac{P^2 \phi_f}{J} \frac{K_R}{K_q T_i} = 2\rho^2 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{K_\omega}{K_q} = \frac{2\rho J - F_c}{P^2 \phi_f} \\ \frac{K_R}{K_q T_i} = \frac{2\rho^2 J}{P^2 \phi_f} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} K_\omega = K_q \frac{2\rho J - F_c}{P^2 \phi_f} \\ K_R = K_q T_i \frac{2\rho^2 J}{P^2 \phi_f} \end{cases} \quad \text{IV-56}$$

Le schéma global de cette commande est donné par la figure suivante :

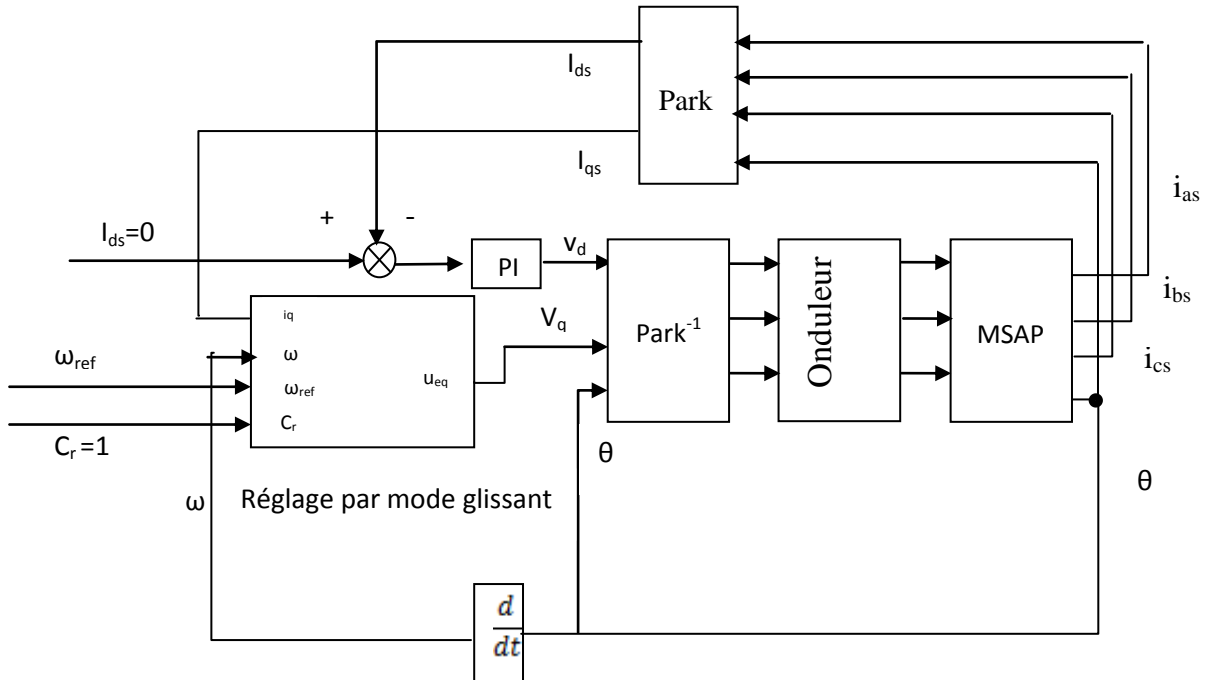


Figure IV-5 Schéma globale du réglage par mode de glissement

IV.9. Résultats et interprétations

La figure (IV-6) présente les résultats d'une simulation concernant le réglage de vitesse par mode glissement dans le cas d'une approche linéaire, afin d'évaluer le comportement dynamique de l'ensemble : MSAP-Onduleur.

Nous pouvons constater que le rejet de perturbation et le découplage est réalisé avec succès par le maintien du courant i_{dref} nul.

Le courant i_q représente l'image du couple électromécanique.

L'essai se caractérise par un démarrage à vide suivi de l'application d'un couple résistant de 1Nm entre les instants $t=0.4$ sec et $t=0.7$ sec.

L'allure de la vitesse suit parfaitement la référence qui est de l'ordre de 100 rad/s avec un dépassement de 4.5%.

Le tableau (IV-1) représente les paramètres de réglage par mode glissant de la vitesse :

Régulateur de vitesse	K_q	T_i	ξ	ω_n	K_w	K_R
Mode de glissement	1	1	1.4	350	0.08	11.2

Tableau IV-1 Paramètres de réglage par mode glissant

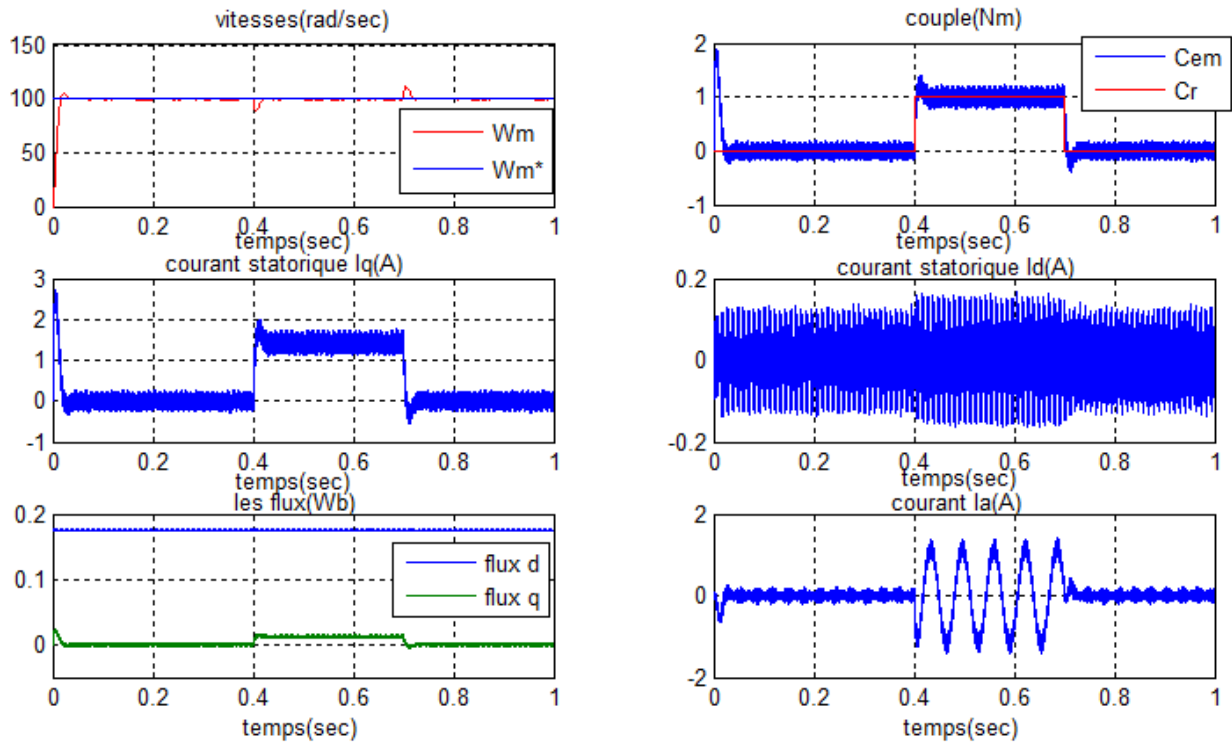


Figure IV-6 Commande par mode de glissement de la MSAP

IV.9.1. Résultats de simulation avec inversion du sens de rotation

Les allures de la vitesse et le couple lors de variation de sens de rotation de la valeur 100 rad/sec à la valeur -100 rad/sec à l'instant $t=0.5$ s sont représenté dans la figure (IV-2).

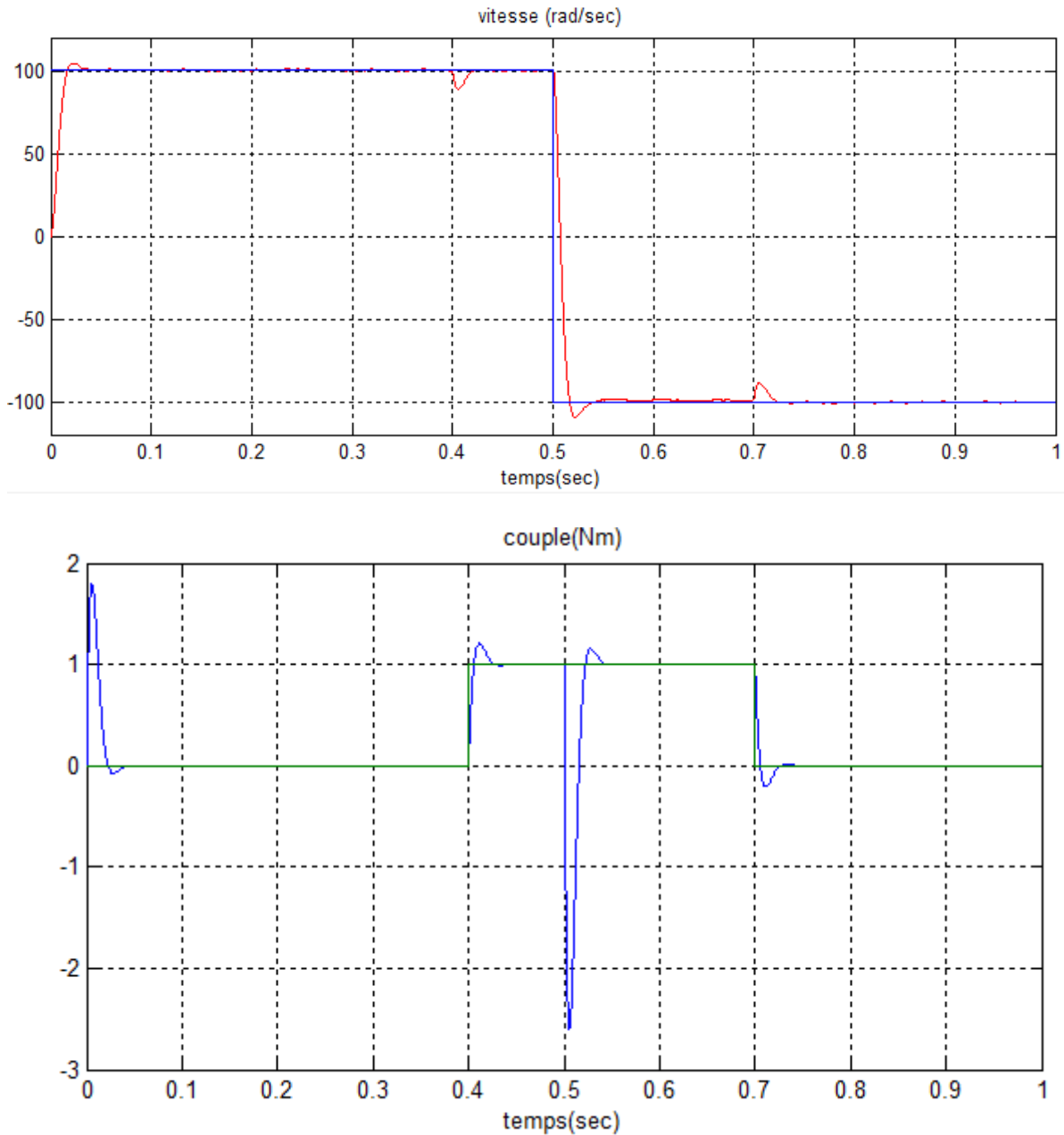


Figure IV-7 Inversion de sens de rotation

IV.9.2. Résultat de simulation avec variation de paramètres

Les trois figures (IV-3), (IV-4), (IV-5) représentent l'influence de variation des paramètres R_s , L_d et J respectivement.

- Variation de la résistance statorique : $\pm 50\% R_s$
- Variation de l'inductance : $\pm 50\% L_d$
- Variation de moment d'inertie : $\pm 50\% J$

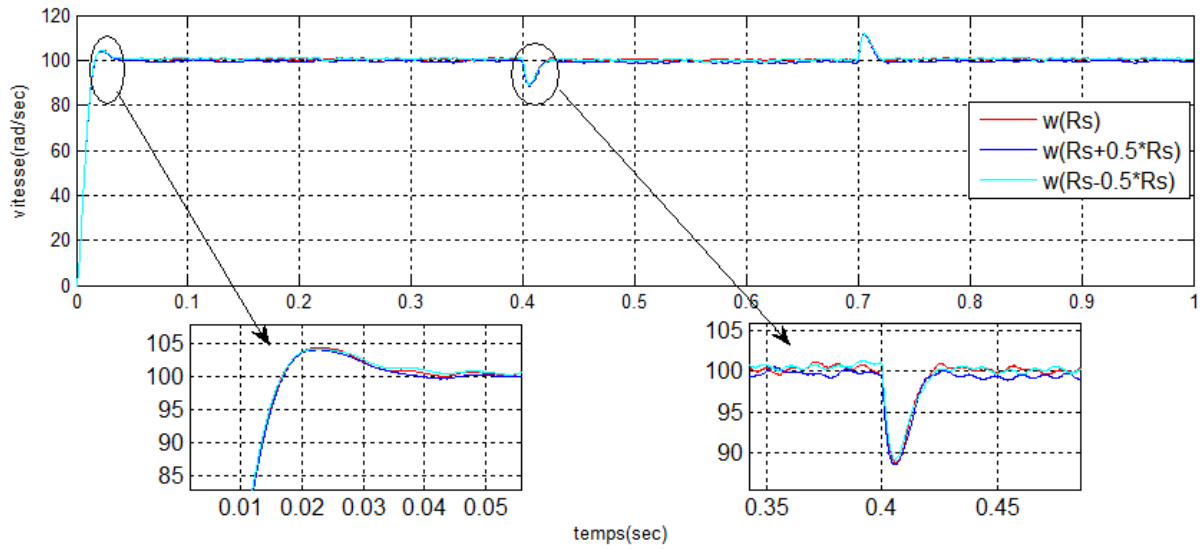


Figure IV-8 Test de variation du paramètre R_s

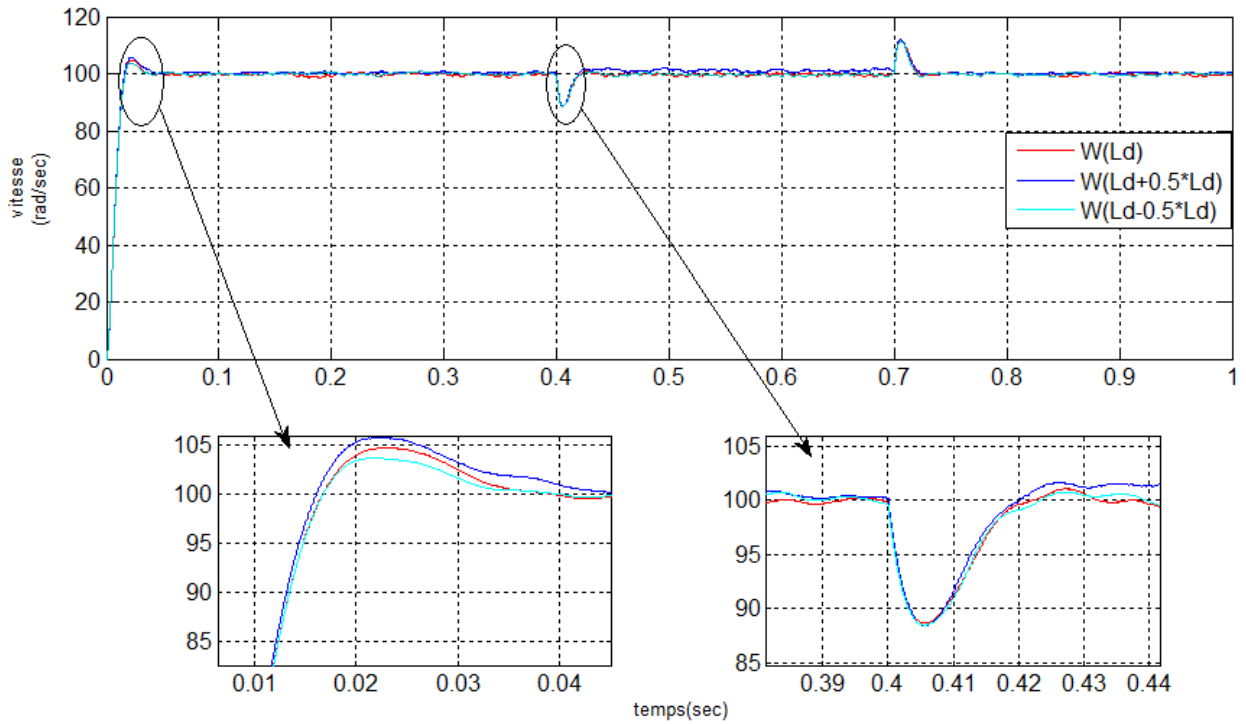


Figure IV-9 Test de variation du paramètre L_d

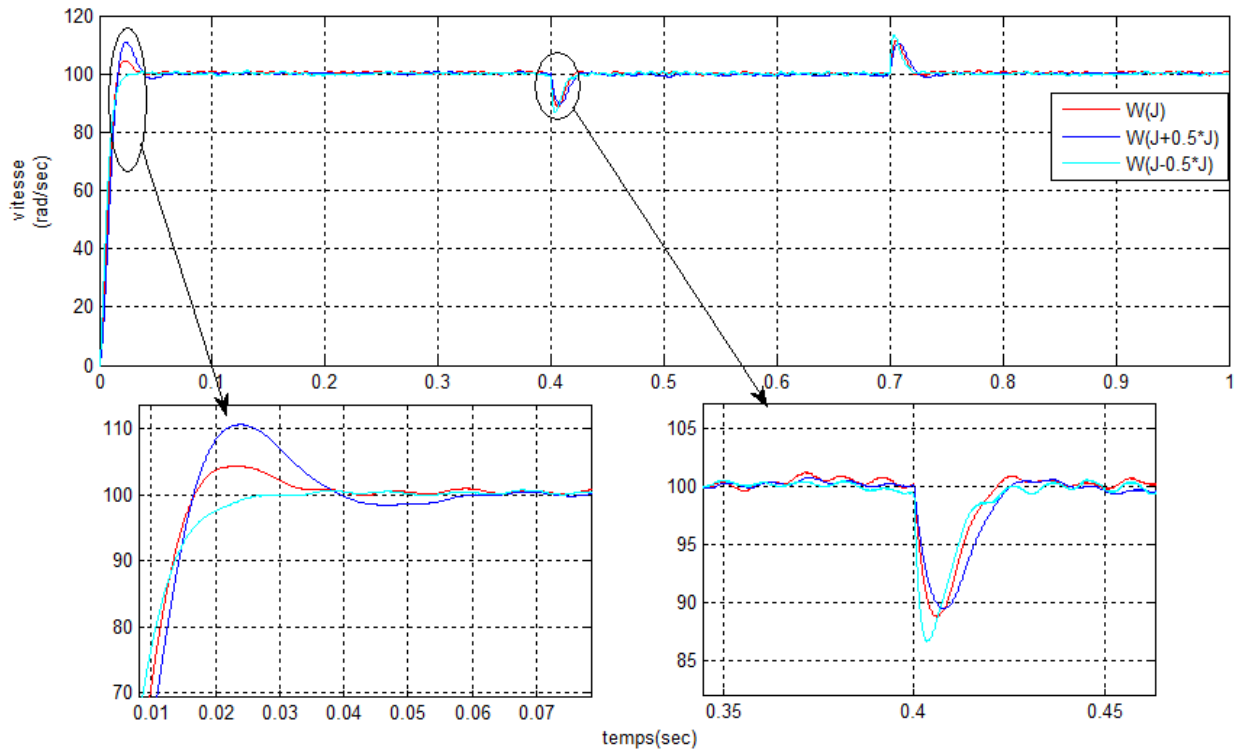


Figure IV-10 Test de variation du paramètre J

Les différentes simulations faites, nous permettent de conclure, le rejet de perturbation est très rapide, une erreur statique presque nulle.

On constate que le système répond positivement à ce test, il est insensible aux variations des paramètres (interne ou externe), cette commande présente une bonne robustesse.

IV.10. Étude comparative de l'ensemble des régulateurs de vitesse par PI et par mode de glissement

Dans la figure (IV-6) nous présentons les résultats de simulation avec une étude comparative obtenue avec la commande vectorielle pour les différents régulateurs étudiés précédemment (Reg PI, Reg par Mode Glissant). Le modèle de la MSAP utilisé pour les simulations est celui donné par le modèle (II-26), dont les paramètres sont donnés par le tableau (A) décrit en annexe.

L'asservissement de vitesse fonctionne avec un échelon de 100 rad/sec, les simulations montrent des transitoires bien stables pour les différents régulateurs, comme on peut remarquer d'après le tableau (IV-2), que la commande par mode glissant présente un temps de montée et un dépassement très court par rapport à la commande classique au démarrage et une erreur statique nulle au régime permanent avec un temps très court de réjection de la charge.

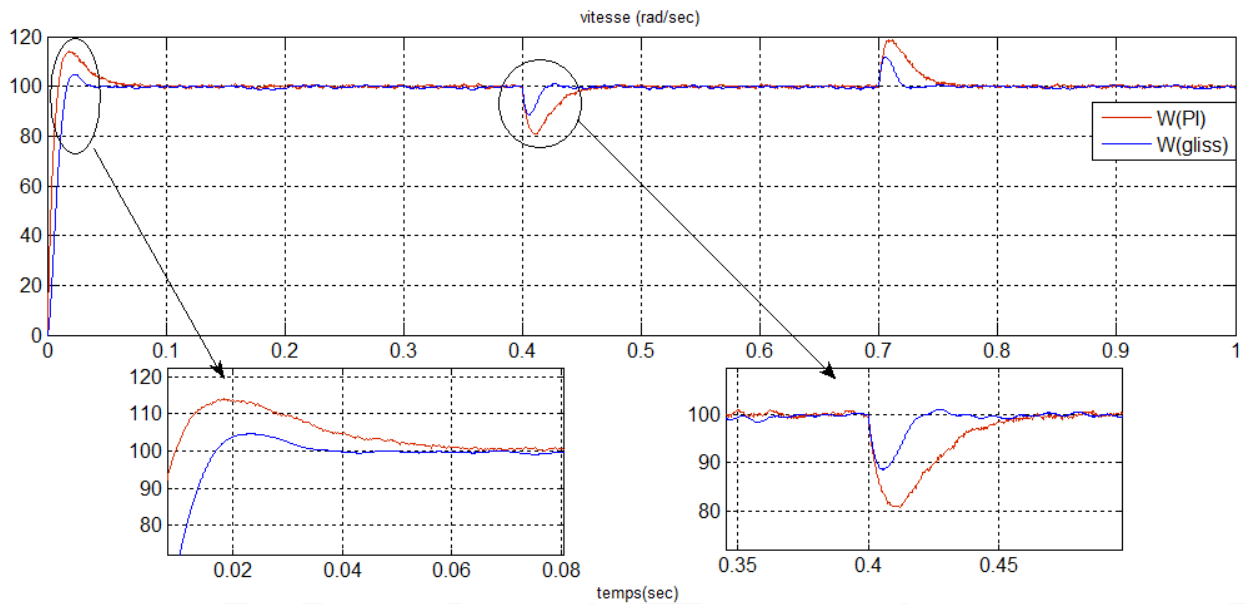


Figure IV-11 comparaison entre le régulateur PI et le réglage par mode glissant

Le tableau (IV-2) présente les différentes caractéristiques de régulateur PI et réglage par mode glissant.

Régulateur de vitesse	t_r (ms)	t_m (ms)	t_p (ms)	D (%)	t_{ch} (ms)	D_{ch} (%)	E
PI	0.04	$8.75 \cdot 10^{-3}$	0.0182	14.4	0.075	19	0
Réglage par mode glissant	0.038	0.0168	0.022	4.5	0.028	12	0

Tableau IV-2 : Récapitulation des performances et caractéristiques temporelles de l'ensemble des réglages.

IV.11. Conclusion

Afin de pallier le problème de robustesse, une stratégie de commande par mode de glissement a été proposée et développée dans ce chapitre.

Cette stratégie a montré d'excellents résultats en termes de rapidité de la réponse indicielle, le suivi de la consigne et la robustesse de la stabilité face aux variations des paramètres de la machine et la variation de charge cela est confirmé par des résultats de simulation donnés à la fin de ce chapitre.

Le point fort de cette technique de régulation est la simplicité de mise en œuvre et la robustesse même en présence des perturbations avec un temps de réponse faible.

Conclusion

générale

Conclusion générale :

Les travaux réalisés dans ce mémoire nous ont permis de constater que la commande d'une MSAP peut se faire suivant plusieurs techniques, chacune d'elles offrent des performances dynamiques et statiques bien définies avec des limites d'application, dont l'objectif principale est la réalisation d'une commande robuste par mode de glissement qui améliore les performances de la machine.

Afin d'aborder cette étude, on à présenter au premier temps, une étude générale sur les machines synchrones on spécifie la machine synchrone à aimants permanents et les aimants permanents.

Puis on a étudié la modélisation de l'ensemble MSAP-Onduleur, l'utilisation de la transforme de Park a été très bénéfique pour la résolution des équations différentielles.

Ensuite, on a traité la technique de commande la plus utiliser actuellement pour le contrôle de la vitesse (commande vectorielle par orientation du flux), cette technique est basé sur le principe de rendre le modèle de la MSAP similaire à celui d'une MCC à excitation séparée là où le flux et le couple sont découpler.

Les résultats de simulation de cette commande avec les régulateurs PI et IP présentent de bonnes performances avec un découplage assuré.

La commande par mode de glissement (approche linéaire) a fait l'objet du quatrième chapitre, ce type de commande se base sur le principe de la contre réaction d'état linière on utilisant la synthèse de placement des pôles, dont le but est de palier les inconvénients des commandes classiques, La commande linéaire par mode glissant linéaire montre son efficacité même dans le cas où les paramètres (mécaniques et électriques) de la machine subissent des variations. La commande ainsi développée nous permet d'assurer une très bonne poursuite de la vitesse. Les différentes simulations faites montrent que le système de régulation linéaire donne de bonnes performances.

Annexe

Notre MSAP est une machine synchrone à aimant permanent à pôles lisses de faible puissance.

Caractéristique de la MSAP utilisée :

Paramètre du MSAP à pôles lisses	Symboles	Unités	Valeur numériques
Puissance	p	Watt (W)	450
Résistances des enroulements statoriques	R_s	Ohm (Ω)	2.875
Inductance cyclique	L_{cs}	Henry (H)	$8.5 \cdot 10^{-3}$
Inductance d'axe direct	L_d	Henry (H)	$8.5 \cdot 10^{-3}$
Inductance d'axe en quadratique	L_q	Henry (H)	$8.5 \cdot 10^{-3}$
Flux totale de l'aimant	Φ_{sf}	Weber (Wb)	0.175
Nombre de paire de pôles	P	/	4
Moment d'inertie	J	Kgm^2	0.0008
Coefficient de frottement visqueux	F_c	Nms/rad	0

Caractéristique du convertisseur

Élément du convertisseur	Grandeurs	symboles	Unités	Valeurs
Réseau d'alimentation	Tension	V	Volt (V)	220/280
	Fréquence	f	Hertz (Hz)	50
Onduleur	Tension d'entrée	E	Volt (V)	400
	Fréquence de porteuse	f_p	Hertz (Hz)	2500

Bibliographie

- [1] S. Mziane, “commandes adaptative et prédictive de la machine asynchrone,” Thèse de Doctorat, Université Mentouri Constantine, 2009.
- [2] S. Hassaine, “application des nouvelles techniques de la commande de la machine synchrone à aimants permanents,” Thèse de Doctorat, Université d’Oran, 2008.
- [3] P. Boucher, D. Dumur, *Méthodes de commande des machines électriques*, Hermès Lavoisier., Chapitre 11 Coordination par la position et la vitesse Commandes de moteurs des machines-outils vols. 2003.
- [4] J.M RETIF, “Commande vectorielle de machine asynchrones et machines synchrones.” Institut National des sciences appliquée de lyon, 2008.
- [5] D. Lahouel, “commande non linéaire adaptative d’une machine synchrone à aimants permanents,” Thèse de Magistère, Université Batna, 2009.
- [6] T.Wildi, G.Sybille, *Électrotechnique*, 3eme édition., vol. 2. Canada: , 1999.
- [7] Bourahla Med, “les alimentations d’un moteur synchrone,” Université des sciences et de technologie, d’Oran, 2008.
- [8] Otman El Alaoui Jamal, “Application de la logique de floue,” mémoire online.
- [9] A. kaddouri, “Etude d’une commande non-linéaire adaptative d’une machine synchrone a aimants permanents,” Thèse de Doctorat, Laval, QUÉBEC, 2000.
- [10] E. Smigiel, G. Sturtzer, *Modélisation et commande des moteurs triphasés*, Ellipses. Collection : Technosup, 2000.
- [11] L.Chédot, “Contribution à l’étude des machines synchrones à aimants permanents internes a large espace de fonctionnement. Application à l’alterno-démarrreur,” Thèse de Doctorat, 2004.
- [12] 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.
- [13] J.P.Loïs, *modélisation des machines électriques en vue de leur commande*, Lavoisier. Paris: , 2004.
- [14] François LEPRINCE-RINGUET, “aimants permanents matériaux et applications,” *Techniques de l’Ingénieur D2 100*.
- [15] A. Benbrahim, “Commande prédictive généralisée d’une machine synchrone à aimants permanents,” mémoire de magister, Université de Batna, 2009.
- [16] CIMUCA Gabriel Octaviant, “Système inertiel des stockages d’énergie associe a des générateurs éoliens,” Thèse de Doctorat, École Nationale Supérieure D’arts et Métiers Centre de Lille, France, 2005.
- [17] M. Sébastien, “Synthèse croisée de régulateurs et d’observateurs pour le contrôle robuste de la machine synchrone,” Thèse de Doctorat, l’Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2010.

- [18] M. Pinard, *commande électrique des moteurs électriques*, Dunod. Paris: , 2004.
- [19] S.Resgui, “Commande de machine électrique en environnement, Matlab/Simulink et Temps Réel,” mémoire de magister, Université Mentouri de Constantine, 2009.
- [20] Guy S, Eddie S, *modélisation et commande des moteurs triphasés*, Ellipses Edition Marketing S.A., 2000.
- [21] J.Caron, J. Hautier, *Modélisation et Commande de la machine asynchrone*, Technique et Documentation,. Paris: , 1995.
- [22] L.Litim, “contrôle direct du couple d’une machine synchrone à aimants permanents sans capteur mécanique,” Thèse de Magister, université de Batna, 2000.
- [23] M. LARBI, “Contribution à la commande sans capteur des machines synchrones à aimants permanents,” Thèse de Doctorat, UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE TECHNOLOGIE D’ORAN MOHAMED BOUDIAF, 2011.
- [24] R. Husson, *Méthodes de commande des machines électriques*, Lavoisier. Lermes science, 2003.
- [25] A. KECHICH and B. MAZARI, “La commande par mode glissant : application à la machine synchrone à aimants permanents (approche linéaire),” *http://www.afriquescience.info*, 01-Jan-2008. [Online]. Available: <http://www.afriquescience.info/document.php?id=920>. [Accessed: 01-Feb-2012].
- [26] M. Sebba, S. Hassaine, Sandrine Moreau & A. Chaker, “Analyse et synthèse de contrôle vectoriel simplifiée associée au couple de charge appliquée au moteur synchrone à aimants permanents,” vol. volume 50, N=°2, 2009.
- [27] Abdel Ghani Aissaoui, Hamza Abid, Mohamed Abid,, “Fuzzy sliding mode control for a self-controlled synchronous motor drives,” *Technical Acoustics*, 2005.
- [28] A. Si Ammour, “contribution à la commande par mode glissant d’ordre fractionnaire,” Thèse de Doctorat, université de Tizi-Ouzou.
- [29] H. Bühler, *Réglage par mode de glissement*, Première édition. Lausanne,: presse polytechniques romandes. Lausanne, 1996.
- [30] B. Belabbes, “commande linearisante d’un moteur synchrone à aimants permanents,” mémoire de magister, université Djilali liabes, 2001.
- [31] SEKKEL Ahmed Sadreddine, “Étude comparative des différentes commandes de la machine à aimants permanents,” mémoire de magister, université Djilali liabes, 2008.
- [32] G. Bartoloni, *chattering phenomena in discontinuous control systems*, vol. vol. 20, n°12 vols. 1989.
- [33] “Commande en régime glissant | Techniques de l’Ingénieur.” [Online]. Available: <http://www.techniques-ingenieur.fr/www.snd11.arn.dz/base-documentaire/42394210-regulation-et-commande-des-systemes-asservis/download/s7435/commande-en-regime-glissant.html>. [Accessed: 15-Jun-2012].

Résumé

L'objectif de ce travail présenté dans ce mémoire est l'étude par simulation de la commande par mode glissant applique pour le réglage de vitesse de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP).

Après avoir présenté la modélisation de la machine (MSAP), qui reposait sur des paramètres électriques qui décrivent les phénomènes électromagnétiques, nous avons développé le modèle de la MSAP en vue de commande dans le formalisme à deux axes, appelé modèle de Park, ainsi que l'association convertisseur-machine.

La commande de la vitesse fait appel à la stratégie de la commande vectorielle en utilisant des régulateurs classiques de type PI pour le réglage de courant et PI et IP pour le réglage de la vitesse, testé et comparée en simulation de SIMULINK/MATLAB.

Ensuite on présente la technique de régulation par mode glissant (approche linière), on établira les relations générales où l'on introduira la loi de commutation par contre réaction d'état.

En termine notre travail par une étude comparative entre les deux méthodes de réglage pour commande la vitesse, la commande vectorielle en utilisant le régulateur PI et le réglage par mode de glissement.

Mots clés : Machine synchrone à aimants permanents, modélisation, commande vectorielle, mode glissant (approche linière).

المخلص

إن الهدف من هذه الأطروحة هو دراسة عن طريق المحاكاة لضبط سرعة الآلة المتزامنة ذات المغناطيس الدائمة و ذلك بتقنية التوجيه بالكيفية اللانزلاقية.

بعد تقديم شكل هذه الآلة ، و الذي يقوم على المعلمات الكهربائية التي تصف الظواهر الكهرومغناطيسية قمنا بتطوير نموذج الآلة إلى تشكيلة ذات محورين تُدعى نموذج بارك ، و تركيبية محول آلة.

للتحكم في التيار الكهربائي تم استخدام تقنية التحكم الشعاعي بواسطة منظمات كلاسيكية من طراز PI، أما للتحكم في السرعة تم استخدام تقنية التحكم الشعاعي بواسطة منظمات كلاسيكية من طراز IP /PI.

بعد ذلك تطرقنا إلى تقنية التوجيه بالكيفية اللانزلاقية (التقارب الخطي)، مبرزين العلاقات العامة التي من خلالها نستنبط قانون التبادل عن طريق رد فعل الحالة.

و في الأخير ننهي هذا العمل بمقارنة آليات التحكم في السرعة : تقنية التحكم الشعاعي بواسطة منظمات كلاسيكية من طراز PI ، تقنية التوجيه بالكيفية اللانزلاقية (التقارب الخطي).