



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
Republique Algerienne Democratique Et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي



Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة العربي التبسي - تبسة

Université Larbi Tébessi – Tébessa –

Faculté des Sciences et de la Technologie

Département de Génie Électrique

MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme de Master Académique**

En : Filière

Spécialité : Electrotechnique Industrielle

Par : (Khaled Trad et Yacine Malaoui)

Sujet

COMMANDE EN VITESSE DU MOTEUR SYNCHRON A AIMANTS PERMANENTS

Présenté et soutenu publiquement, le / / , devant le jury composé de :

Soufi Youcef

Ounnas Djamel

Bougarn Abla

...

Professeur

Docteur

Docteur

...

Président

Rapporteur

Examineur 1

...

Promotion : 2020/2021

Résumé: Les machines électriques ont acquis un intérêt énorme de la part des chercheurs, car leurs avantages sont incontestables de par leurs aptitudes à s'adapter à tout environnement et à leurs rendements efficaces, dépassant ainsi d'autres actionneurs non électriques. Vu, la simplicité, le coût réduit, et l'absence d'entretien, Les avancées technologiques récentes de l'électronique de puissance et de traitement de signal numérique, ont ouverts aux chercheurs les voix de développements de commandes performantes qui répondent aux exigences industrielles. Le travail présenté dans cette mémoire a pour objectif l'étude d'amélioration des performances de la vitesse de la machine de type synchrone à aimant permanent. La présente étude a pour objectifs de développer une structure de contrôle du MSAP, capable de fournir une bonne dynamique du couple électromagnétique avec une grande robustesse. Cette étude présente des stratégies de contrôle appliquées à l'asservissement en vitesse d'une Machine synchrone sont reliés à un onduleur de tensions. Le premier objectif est consacré à la modélisation de la MSAP en considérant certaines hypothèses simplificatrices. Le deuxième objectif est présente des stratégies de contrôle appliquées à l'asservissement en vitesse d'une Machine synchrone sont reliés à un onduleur de tensions. Par la suite, les résultats de simulation seront présentés.

Mots clés *MSAP, Onduleur de tension, CorrecteurPI, Mode glissant, Matlab/Simulink.*

Abstract: Electric machines have gained enormous interest from researchers, as their advantages are indisputable in their ability to adapt to any environment and their efficient efficiencies, thus surpassing other non-electric actuators. Considering the simplicity, the reduced cost, and the absence of maintenance, recent technological advances in power electronics and digital signal processing, have opened up to researchers the voices of powerful control developments that meet industrial requirements. . The objective of the work presented in this thesis is to study the improvement of the speed performance of the permanent magnet synchronous type machine. The present study aims to develop a control structure for the MSAP, capable of providing good dynamics of the electromagnetic torque with great robustness. This study presents control strategies applied to the speed control of a synchronous machine connected to a voltage inverter. The first objective is devoted to the modeling of the MSAP by considering certain simplifying assumptions. The second objective is to present control strategies applied to the speed control of a synchronous machine are connected to a voltage inverter. Subsequently, the simulation results will be presented.

Keywords *MSAP, Voltage inverter, PI corrector, Sliding mode, Matlab / Simulink.*

ملخص: لقد حظيت الآلات الكهربائية باهتمام كبير من الباحثين ، حيث لا جدال في مزاياها في قدرتها على التكيف مع أي بيئة وكفاءتها الفعالة ، متجاوزة بذلك المشغلات غير الكهربائية الأخرى. بالنظر إلى البساطة والتكلفة المنخفضة وغياب الصيانة ، فتحت التطورات التكنولوجية الحديثة في إلكترونيات الطاقة ومعالجة الإشارات الرقمية للباحثين أصوات تطورات التحكم القوية التي تلبي المتطلبات الصناعية. الهدف من العمل المقدم في هذه الأطروحة هو دراسة تحسين أداء السرعة للألة ذات المغناطيس الدائم المتزامن. تهدف الدراسة الحالية إلى تطوير هيكل تحكم لألة المغناطيس المتزامن الدائم ، القادرة على توفير ديناميكيات جيدة لعزم الدوران الكهرومغناطيسي بقوة كبيرة. تعرض هذه الدراسة استراتيجيات التحكم المطبقة على التحكم في سرعة آلة متزامنة مع مغناطيسات دائمة متصلة بعكس للجهد. الهدف الأول مخصص لنمذجة الآلة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم من خلال النظر في فرضيات تبسيط معينة. الهدف الثاني هو تقديم استراتيجيات التحكم المطبقة على التحكم في سرعة آلة متزامنة مع مغناطيس دائم متصل بعكس للجهد. برمجة رقمية على الواجهة ماتلاب/سيميلينك؛ نتائج وإثباتات عملية تم إنجازها لإثبات مدى فعالية الطرق التي تم طرحها.

الكلمات المفتاحية: الآلات التزامنية ذات المغناطيس الدائم؛ عاكس جهد ، مصحح (تناسبي ، لا يتجزأ) ، وضع انزلاق ، ماتلاب/سيميلينك

Dédicaces

Je dédie ce travail à :

A mon chère père (que dieu ait son âme)

Ma mère, qui a œuvré pour ma réussite, de par son amour, son soutien, tous les sacrifices consentis et ses précieux conseils, pour toute son assistance et sa présence dans ma vie, reçois à travers ce travail aussi modeste soit-il, l'expression de mes sentiments et de mon éternelle gratitude.

A ma femme et mes enfants housseme ,Abrar, Maria

A mes frères Fayçel , Mourad , Ahmed ,Hamza , Seddik, Sami.

A tous les membres de ma famille Trad., petits et grands.

A tous mes amis et mes collègues, Alaoui y, Alouane k, Ramdani M. Zergui k

A tous mes camarades de la promotion électrotechnique industrielle

2020/2021

Trad .khaled

Dédicaces

Je dédie ce travail à :

A mon chère père (que dieu ait son âme)

Ma mère, qui a œuvré pour ma réussite, de par son amour, son soutien, tous les sacrifices consentis et ses précieux conseils, pour toute son assistance et sa présence dans ma vie, reçois à travers ce travail aussi modeste soit-il, l'expression de mes sentiments et de mon éternelle gratitude.

A ma femme et mes enfants Assal Mazen

Mes frères lamine, hamide, sadek, salah, Hamza.

A tous les membres de ma famille Malaoui et Saoud petits et grands.

A tous mes amis et mes collègues, Maroune, kamal, khaled

A tous mes camarades de la promotion électrotechnique industrielle

2020/2021

Malaoui yacine

Remerciements

Nous tenons à remercier tout d'abord Allah, seigneur de l'univers, pour la volonté, la santé, qui nous a donnée durant toutes ces longues années.

*A lui toute louange Je tiens ainsi, à exprimer ici tout mon respect et toute ma reconnaissance à mon encadreur Monsieur : **DJAMEL OUNNAS**, Maître-assistant a la Faculté de Technologie de l'Université Larbi Tebessi Tébessa, pour sa bienveillance, sa gentillesse, ses encouragements et ses conseils.*

Nous remercions également tous les membres de jury pour avoir bien voulu évaluer notre travail.

L'ensemble des enseignants de l'institut d'électrotechnique pour leurs efforts pendant les années d'étude.

En fin Nous adressons notre remerciements les plus profonds et les distinguées à tous ceux qui nous aidons de proche ou de loin pour accomplir ce travail

En fin, je tiens à remercier tous ceux qui ont contribué à ce travail de prés ou de loin.

TRAD

MALAOUI

Table des matières

<i>Dédicace</i>	i
<i>Remerciements</i>	ii
<i>Nomenclature</i>	iii
<i>Liste des figures</i>	iv
<i>Abstract-Résumé-ملخص</i>	vii
<i>Table des matières</i>	xi

INTRODUCTION GENERALE	01
<u>CHAPITRE I</u> : Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents	03
I.1 INTRODUCTION.....	03
I.2 Description de la MSAP Triphasée.....	03
I.2.1. Structure de la MSAP.....	04
I.2.2. Les Aimants Permanents	05
I.2.3. Différents Types de Rotor	07
I.2.4. Avantages de la MSAP	08
I.2.5. Inconvénients de la MSAP	09
I.2.5. Autopilotage.....	09
I.3 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents	10
I.3.1. Mise en équations de la machine..	11
I.3.2. Transformation de Concordia.....	12
I.3.3. Transformation de Park.....	12
I.3.4. Modélisation de la MSAP dans le repère de Park lié au rotor.....	13
I.4 Modèle de la simulation	14
I.5 Résultats de simulation	15
I.6 Conclusion.....	18

<u>CHAPITRE II</u> MODELISATION DE L'ASSOCIATION	19
CONVERTISSEUR – MSAP	
II.1 INTRODUCTION.....	19
II.2 Principe de fonctionnement de l'onduleur	19
II.3 Les différents types d'onduleurs.....	21
II.3.1. Onduleur non autonome	21
II.3.2. Onduleur autonome	21
II.4 Différentes stratégies de commande de l'onduleur	23
II.4.1. commande par MLI.....	23
II.4.2. MLI "Sinus Triangle".....	25
II.4.3. Contrôle par hystérésis.....	26
II.4.4. Modulation Vectorielle dite "Space Vector modulation".....	27
II.5 Modélisation de L'onduleur de Tension.....	28
II.6 Simulation de l'association convertisseur – msap.....	29
II.7 Résultats de simulation.....	31
II.8 Conclusion.....	33
<u>CHAPITRE III</u> : Commande en Vitesse Par correcteur PI de la MSAP.....	34
III.1 INTRODUCTION.....	34
III.2 Rappel sur le principe de la régulation	34
III.2.1. Système de commande en boucle ouverte.....	35
III.2.2. Système de commande en boucle fermée.....	35
III.3 Différents types de correcteurs.....	36
III.3.1. Correcteur proportionnel (P).....	36
III.3.2. Correcteur proportionnel - intégral (PI).....	36
III.4 Caractéristiques des contrôleurs.....	37
III.4.1. Stabilité.....	37
III.4.2. Précision.....	37

III.4.3. Rapidité.....	37
III.5 Réglage de vitesse par un régulateur (PI).....	37
III.5.1. Boucles de régulation.....	37
III.5.1.1 Régulation des courants.....	38
III.5.1.2 Régulateur de vitesse.....	39
III.6 Résultats de simulation.....	41
III.7 Conclusion.....	43
CHAPITRE IV : Commande par mode Glissant de La MSAP	44
IV.1 INTRODUCTION.....	44
IV.2 Systèmes à structure variables	44
IV.3 Théories des Modes glissants.....	45
IV.3.1. Les modes de la trajectoire dans le plan de phase.....	47
▪ Le mode de convergence (MC).....	47
▪ Mode de glissement (MG)	47
▪ Le mode de régime permanent (MRP).....	47
IV. Conception de la commande par mode de glissement	48
IV.4.1. Choix de la surface de glissement.....	48
IV.4.2. Conditions de convergence.....	49
IV.4.3. Calcul de la commande.....	50
IV.4.4. Elimination du phénomène de chattering.....	54
IV.5 Application de la commande par mode de glissement à la MSAP	55
IV.6 Conclusion.....	61
CONCLUSION GENERALE	62
BIBLIOGRAPHIE	63

Liste des Figures

Chapitre I	
Figure [I.1] : Structure d'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents.....	09
Figure [I.2] : Courbe de désaimantation	10
Figure [I.3] : Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants	12
Figure [I.4] : Différentes structures de la roue polaire d'un MSAP.....	12
Figure [I.5] : Principe d'autopilotage de la MSAP	13
Figure [I.6] : Représentation d'une MSAP	14
Figure [I.7] : Passage des composantes triphasées aux composantes de Park	15
Figure [I.8] : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère d-q	16
Figure [I.9] : Modèle de la MSAP sous Matlab/Simulink	16
Figure [I.10] : Les caractéristiques dynamiques de la MSAP à vide	17
Figure [I.11] : Les caractéristiques dynamiques de la MSAP en charge	20
Figure [I.12] : Résultats de Simulation de la MSAP Alimentée par un Réseau Triphasé à vide et en charge	20
Chapitre II	
Figure [II.1] : Schéma représentatif d'un bras (j) de l'onduleur	35
Figure [II.2] : Un onduleur monophasé	37
Figure [II.3] : Un onduleur triphasé	37
Figure [II.4] : Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le stator	39
Figure [II.5] : Schéma de principe de l'onduleur triphasé de tension	40
Figure [II.6] : Les trois tensions de références avec la porteuse	41
Figure [II.7] : Principe d'une commande à hystérésis	42
Figure [II.8] : Contrôle en fourchette du courant d'une phase	42
Figure [II.9] : Le schéma de principe de la M.L.I Vectorielle	43
Figure [II.10] : Schéma de L'onduleur de Tension	43
Figure [II.11] : Schéma de L'association MSAP –Onduleur (Matlab/ Simulink).....	44
Figure [II.12] : Schéma bloc de l'onduleur	45
Figure [II.13] : Schéma bloc de la commande par MLI	46
Figure [II.14] : Schéma bloc de la commande par hystérésis	47
Figure [II.15] : Résultats de Simulation de la MSAP Alimentée par un Onduleur	48
Chapitre III	
Figure [III.1] : Schéma Bloc d'un système en boucle ouverte	68
Figure [III.2] : Schéma d'un système en boucle fermée	69
Figure [III.3] : Boucle de régulation du courant ids	71
Figure [III.4] : Boucle de régulation du courant iqs	72
Figure [III.5] : Boucle de régulation d'un courant.....	73
Figure [III.6] : boucle de régulation de la vitesse de la MSAP	74
Figure [III.7] : Schéma de la commande de vitesse de MSAP avec correcteur (PI).	76

Figure [III.8] : Résultats de simulation de la commande de vitesse avec (PI).....	77
Chapitre IV	
Figure [IV.1] : Trajectoires de f^+ et de f^- pour le mode de glissement	119
Figure [IV.2] : Modes de trajectoire dans le plan de phase	120
Figure [IV.3] : Linéarisation exacte de l'écart.....	121
Figure [IV.4] : Commande appliquée aux systèmes à structure variable	122
Figure [IV.5] : Valeur continue u_{eq} prise par la commande lors de la commutation...	122
Figure [IV.6] : Représentation de la fonction « SIGN ».....	126
Figure [IV.7] : Fonction « Sat ».....	129
Figure [IV.8] : Fonction « Smooth ».....	132
Figure [IV.9] : Schéma de la structure en cascade de la commande par MG.....	133
Figure [IV.10] : Schéma de simulation du réglage par mode glissant de la MSAP.....	135
Figure [IV.11] : Résultats de simulation lors de démarrage à vide et en charge	136
Figure [IV.12] : Test de robustesse pour la variation de la vitesse	137
Figure [IV.13] : Test de robustesse pour la variation de la charge	137

Listes des Symboles et Acronymes

Listes des Symboles et Acronymes	
Symboles	
t	Temps.
C_r	Couple de charge.
C_e	Couple électromagnétique.
f	Coefficient de frottement.
$i_{a,b,c}$	Courants instantanés des phases de la machine.
i_s	Courant statorique.
i_{sa}	Courant statorique suivant l'axe α .
$i_{s\beta}$	Courant statorique suivant l'axe β .
i_{sd}	Courant statorique suivant l'axe direct.
i_{sq}	Courant statorique suivant l'axe en quadrature.
I_n	Courant nominal.
J	Moment d'inertie.
P	Nombre de paires de pôles.
$[P(\theta)]$	Matrice de transformation de Park.
$[C]$	Matrice de transformation de Concordia.
T_e	Période d'échantillonnage.
T_s	Période de commutation.
T_{id}, T_{iq}	Constante de temps électrique des régulateurs de courant.
K_{id}, K_{iq}	Gain des régulateurs de courant.
$F(s)$	Fonction du transfert.
$V_{a,b,c}$	Tensions instantanées des phases de la machine.
U_c	Tensions du bus contenu.
V_{sd}	Tension statorique suivant l'axe direct.
V_{sq}	Tension statorique suivant l'axe en quadrature.
R_s	Résistance statorique.
L_s	Inductance statorique
e	Erreur entre grandeur réel et de référence.
Δe	Variation de l'erreur e .
u	Vecteur de commande.
X	Vecteur d'état .
K_p	Coefficient proportionnel du régulateur PI.
K_i	Coefficient intégral du régulateur PI .
K_T	Coefficient dû à l'aimant.
Δi	Largeur de la bande d'hystérésis.
τ	La constante de temps.
S	Opérateur de LAPLACE.
V_i	Vecteur de vitesse des particules.
$[.]^T$	Vecteur transposé.
S_a, S_b, S_c	Signaux de commande des interrupteurs de puissance.
T_{sa}, T_{sb}, T_{sc}	Largeurs des impulsions des signaux MLI.
θ_i	Secteur numéro i .
Acronymes	
MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanents.

<i>DTC</i>	Direct Torque Control (Commande Directe du Couple).
<i>FOC</i>	Field Oriented Control.
<i>MLI</i>	Modulation par Largeur d'Impulsion.
<i>SVM</i>	Space Vector Modulation (Modulation Vectorielle).
<i>PWM</i>	Pulse With Modulation.
<i>THD</i>	Total Harmonique Distorsion.
<i>PI</i>	Proportionnel Intégral.
<i>GTO</i>	Gate Turn Off
<i>MLP</i>	Multi Layer Perceptrons
<i>Fem</i>	Force électromotrice.
<i>Fcem</i>	Force contre électromotrice.
<i>AC</i>	Alternative Current.
<i>DC</i>	Direct Current.
<i>CV</i>	Commande Vectorielle.
<i>IAE</i>	Integration Absolute Error.
<i>ISE</i>	Integrated of Squared Error.
<i>ITAE</i>	Integral Time Absolute Error
Lettres grecques	
α, β	Axes correspondant au référentiel fixe par rapport au stator.
θ_{obs}	Position arbitraire du repère du Park.
ω	Vitesse angulaire de rotation du rotor.
Φ_{sd}	Flux statorique suivant l'axe direct.
Φ_{sq}	Flux statorique suivant l'axe en quadrature.
Φ_{sa}	Flux statorique suivant l'axe α .
$\Phi_{s\beta}$	Flux statorique suivant l'axe β .
Φ_f	Flux dû à l'aimant.
Ω	Vitesse mécanique du rotor.
Ω_{ref}	Vitesse mécanique de référence.
γ	L'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.
Notations	
*	Grandeur de commande.
$\hat{}$	Grandeur estimée.
s, r	Indices des axes statorique et rotorique.
n	Grandeur nominale.
(\cdot)	Valeur dérivée.

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

En raison d'une modernisation incessante des outils de production, les systèmes industriels deviennent de plus en plus complexes et sophistiqués. En parallèle, une demande accrue de fiabilité, de disponibilité et de sûreté de fonctionnement des systèmes sont devenus de véritables enjeux du troisième millénaire [1].

Les actionneurs électriques tournants jouent un rôle très important dans l'industrie. Les performances demandées à ces actionneurs sont de plus en plus élevées : tant du point de vue de la dynamique de vitesse que de la précision du couple délivré [2], [3].

L'apparition des aimants en terres rares dans la conception des machines fait que le moteur synchrone à aimant permanents se distingue par son excellent rendement. De plus, ce moteur présente d'autres caractéristiques essentielles dans des applications exigeantes telles que la robotique, la traction électrique. Les progrès accomplis dans le domaine de la microinformatique ont permis la synthèse d'algorithmes de contrôle des ensembles convertisseur machine plus performants et plus robustes [3].

La Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) est un actionneur électrique très robuste et présente de faible moment d'inertie ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps et permet de concevoir des commandes de vitesse, de couple ou de position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes. En effet, les MSAP ne peuvent être commandées que si les enroulements statoriques sont alimentés en fonction de la position du rotor, cette position est nécessaire pour démarrer la MSAP. De plus, une des principales difficultés pour la commande de la MSAP est la détection de la position initiale du rotor afin de le piloter dans le sens de rotation imposé par la commande, sinon il y a un risque de perte de contrôle et de décrochage de la machine. L'électronique et les composants reliés à la mesure de la position sont encore très coûteux. Cette position est obtenue à partir des capteurs mécaniques. Parmi les différents capteurs de position, le résolveur présente des caractéristiques très remarquables en terme de robustesse et d'insensibilité aux diverses perturbations (électromagnétiques, mécaniques et thermiques). De ce fait il est devenu très attractif pour les applications dans les environnements industriels [4].

La commande à vitesse variable des entraînements électriques a bénéficiée, ces dernières années, d'avancées méthodologiques et technologiques significatives. En effet, les progrès de l'électronique numérique et les développements des composants de puissance permettent aujourd'hui de mettre en œuvre des algorithmes très complexes avec un temps de calcul trop long [1], [2].

Actuellement le contrôle de vitesse des machines synchrones et asynchrones s'effectue par des commandes scalaires ou vectorielles. Dans ces approches, les algorithmes de commande reposent sur une modélisation de la machine à piloter en considérant l'onduleur comme un actuateur de tension n'altérant pas celles-ci.

Afin de répondre aux objectifs cités ci-dessus, le manuscrit de la mémoire sera organisé autour de quatre chapitres :

Le **premier chapitre** est consacré à la modélisation de la MSAP en considérant certaines hypothèses simplificatrices. Cette analyse nous permettra de mettre en évidence certaines limitations de ces commandes, de préciser les hypothèses de travail et de motiver les orientations adoptées par la suite.

Le **deuxième chapitre** a pour objectif de présenter la modélisation de l'onduleur de tension triphasé. Dans le but d'améliorer les performances et la robustesse des systèmes d'entraînement.

Le **troisième chapitre** porte sur la commande en vitesse par correcteur PI de la MSAP, ainsi que les techniques améliorant ses performances.

Le **quatrième chapitre** sera consacré à la partie de commande par mode glissant de la MSAP, pour donner plus de performances à la commande de la MSAP, permet d'améliorer considérablement les performances de la vitesse.

Enfin, la mémoire sera clôturée par des conclusions présentant les différents résultats obtenus en simulation ainsi que les contraintes rencontrées.

CHAPITRE I : MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

I.1 Introduction

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation, celle-ci nous permet de simuler le comportement de ce système face à différentes sollicitations et d'appréhender ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement. Historiquement, les servomoteurs utilisant des moteurs à courant continu ont assuré le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels. Cependant, leur principal défaut reste le collecteur mécanique. C'est pour cette raison qu'on utilise des moteurs électriques à courant alternatif afin d'éviter cet inconvénient et profiter de leurs avantages tels que, la flexibilité de variation de vitesse et la stabilité de fonctionnement [5].

Parmi les moteurs électriques à courant alternatif utilisés dans les entraînements, le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) reste un bon candidat à cause d'un certain nombre d'avantages qu'il présente, à savoir pas de pertes au rotor, une grande capacité de surcharge, une vitesse stable et constante à une fréquence donnée et surtout à cause de son couple massique élevé comparativement à celui du moteur asynchrone et du moteur synchrone classique [6].

On peut modéliser le moteur synchrone selon différentes méthodes, en fonction des objectifs recherchés. On développe dans ce chapitre les modèles suivants :

- ✓ Le modèle en abc, découlant des équations différentielles régissant le fonctionnement de la machine. Ils sont utilisés essentiellement pour l'étude des régimes permanents.
- ✓ Le modèle issu de la transformation de Park ou de Concordia,

Les machines électriques sont, en général, modélisées par des équations non linéaires. Ce non linéarité est dû aux inductances et coefficients des équations dynamiques qui dépendent de la position rotorique, donc du temps. Un changement de variable est souvent utilisé afin de diminuer la complexité de ce modèle dynamique, par la réduction du nombre de variables et l'élimination de la position du rotor dans les coefficients des équations différentielles. Dans ce cas, les conditions du régime permanent peuvent être déterminées beaucoup plus facilement et l'analyse de stabilité se fait plus aisément, ainsi que la synthèse de la commande [7].

Dans ce chapitre, le modèle de la MSAP est d'abord explicité dans le repère triphasé lié à son alimentation en mettant à profil un formalisme matriciel. Ensuite, des transformations mathématiques sont présentées et utilisées afin de substituer aux grandeurs électriques, des composantes facilitant les calculs et les représentations.

I.2 Description de la MSAP Triphasée

Il existe de nombreuses façons de disposer les aimants au rotor (en surface insérés ou non entre des pièces polaires, "enterrés" avec ou sans concentration de flux). Si l'objectif est d'obtenir un "fonctionnement à puissance constante", il est nécessaire d'avoir une réaction d'induit importante (judicieusement optimisée) et il est nécessaire d'avoir des aimants "enterrés" ou insérés entre des pièces polaires. Le rendement de tels moteurs est excellent à condition de disposer d'aimants à hautes performances. La technologie Samarium Cobalt ne semble pas avoir un coût compatible avec l'industrie automobile et la technologie Fer-Néodyme-Bore doit encore faire quelques progrès en ce

qui concerne la tenue en température et le prix. Ce dernier type d'aimants constitue un espoir important dans le domaine des moteurs électriques. Quant aux ferrites, dont le prix est acceptable en production de grande série, ils confèrent des performances relativement modestes aux MSAP mais ne sont pas à exclure. Les MSAP sont couramment utilisées dans différentes applications industrielles dans une gamme de puissance d'une certaine de Watts (servomoteurs) à plusieurs méga Watts (systèmes de propulsion des navires...). Le secteur de l'automobile [8],[9], les actionneurs électro hydrauliques, les avions électriques, la traction électrique, les machines-outils, les générateurs éoliens et le compresseur d'un réfrigérateur constituent les principales utilisations de ces moteurs [9],[10].

I.2.1 Structure de la MSAP

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

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

Il est généralement construit en tôle à base d'alliage fer-silicium qui permet l'obtention d'une induction élevée [11].

Au rotor, les enroulements parcourus par un courant continu (dans le cas de la machine à rotor bobiné) sont remplacés par des aimants permanents alternant pôles nord et pôles sud. Le flux inducteur balaye les enroulements statoriques et y induit des forces électromotrices (f.é.m) alternatives. L'interaction des champs statoriques et rotorique donne naissance à un couple sur l'arbre du moteur et entraîne le moteur à vitesse de rotation synchrone. La figure suivante, présente une machine synchrone à aimants en surface [12].



Figure I-1 : Structure d'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents.

I.2.2 Les Aimants Permanents

Les aimants des machines synchrones sont fabriqués à partir de poudre de ferrite, de poudre de fer-cobalt ou de terres rares. Un bon aimant doit avoir une induction rémanente et un champ coercitif le plus grand possible [13],[14].

C'est au début des années 30 que sont apparus les premiers aimants permanents appelés Alnico (alliage à base d'Aluminium-Nickel-Cobalt). Ces derniers demeurent le matériau magnétique le plus utilisé durant plusieurs décennies. Depuis les années 50, ils ont été peu à peu remplacés par les aimants à base d'héxaferrite ($AFe_{12}O_{19}$ ou $A=Ba, Sr, Pb, \dots$) [13].

Le choix des aimants permanents est essentiel puisqu'ils interviennent beaucoup dans le couple massique d'un actionneur. Les aimants sont principalement caractérisés par leurs cycles d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan B-H, figure(I.2). Cette courbe est caractérisée par [14] :

- L'induction rémanente B_r , c'est-à-dire l'induction résiduelle en circuit fermé.
- Le champ coercitif de l'induction H_{cb} qui est le champ démagnétisant annulant l'induction, plus sa valeur est élevée et plus l'aimant est stable.
- Les valeurs H_m et B_m du point de fonctionnement optimal M correspondant à $(BH)_{max}$.

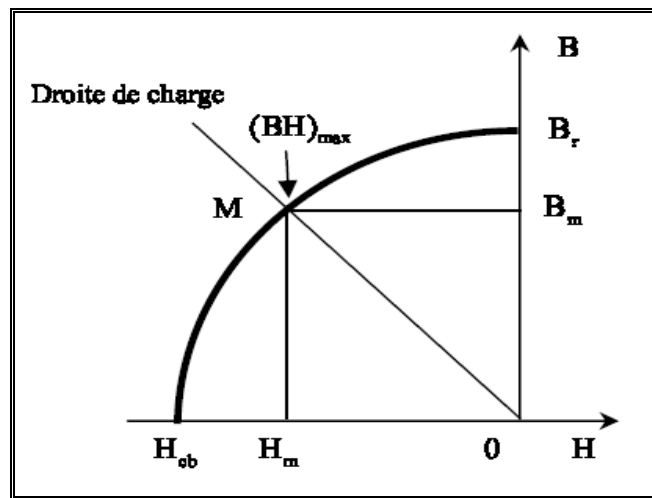


Figure I-2 : Courbe de désaimantation.

La figure (I.3) donne les courbes de désaimantation des principaux types d'aimants [13] [14].

- Les **ALNICO** sont des alliages à base de fer, d'aluminium et de nickel, avec des additions de cobalt, cuivre ou de titane. Ils peuvent être isotropes ou anisotropes.
- Les **FERRITES** sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium. Ils sont obtenus par frittage et peuvent être isotropes ou anisotropes.

- 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 **NEODYME-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).

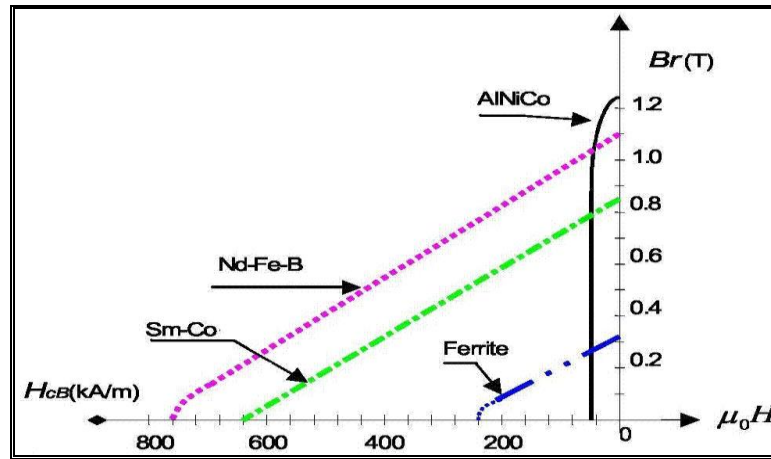


Figure I-3 : Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants.

I.2.3 Différents Types de Rotor

Selon leur inducteurs, on distingue principalement deux types de machines synchrones à aimants permanents, celles à pôles lisses et celles dites à pôles saillants.

Parmi ces deux catégories, un grand nombre de configuration est envisageable, et ce en agissant sur le sens de l'aimantation, les formes géométriques des aimants et leur disposition au niveau de l'entrefer [12].

- La machine à inducteur lisse, où les aimants utilisés sans pièces polaires (machines de structure dite SPP (Sans Pièces Polaires)) sont disposés au niveau de l'entrefer sur un moyeu ferromagnétique (voir figure I.4-d). Aux fuites magnétiques près (le coefficient de fuites σ est de l'ordre de 1.03 à 1.05), l'induction B_e dans l'entrefer est celle de l'aimant B_a . Les aimants composés des terres rares peuvent créer ainsi une induction dans l'entrefer de 0.60 (T) à 0.85 (T), suivant la nature de l'aimant et le rapport de son épaisseur à celle de l'entrefer (en général il est de 5 à 6 fois)[15],[16].

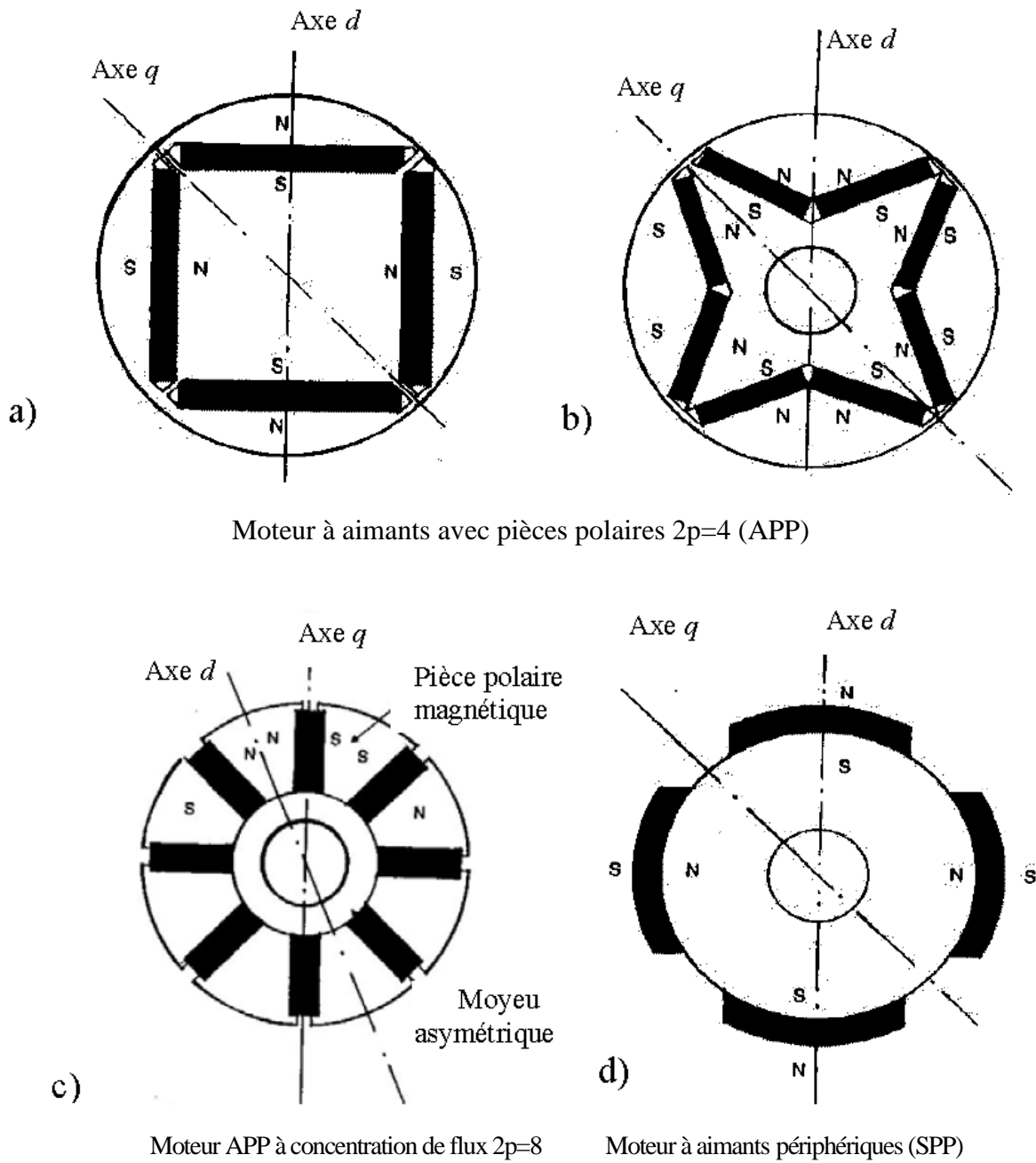


Figure I-4 : Différentes structures de la roue polaire d'un moteur synchrone à aimants permanents [12].

- La machine à pôles saillants, où les aimants sont montés entre des pièces polaires (machines dites de structure APP (Avec Pièces Polaires)). Un exemple de réalisation est montré dans la figure (I.4-(a, b)) avec des aimants insérés dans un paquet de tôles magnétiques spécialement découpées. Un pont saturé d'une épaisseur de l'ordre de millimètres sépare les pôles. La machine à pôles saillants dite « à concentration de flux » est montrée sur la figure (I.4-c) où les aimants sont alors logés entre les pièces polaires et leur aimantation est transversale.

I.2.4 Avantages de la MSAP

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines [17]:

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

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

I.2.5 Inconvénients de la MSAP

Les inconvénients de la machines synchrones à aimants permanents sont [17]:

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

I.2.6 Autopilotage

Un moteur synchrone fonctionnant en mode non autopiloté est fortement instable. Parce que la dynamique des parties mécaniques est beaucoup plus lente que celle des parties électriques, une variation trop rapide des courants de l'induit donc du champ statorique, ne permet pas au champ rotorique de s'accrocher. D'autre part, pour une alimentation donnée (amplitude de la tension et du courant) il existe une charge limite au-delà de laquelle la machine ne peut continuer à fournir le couple nécessaire [18].

Une première manière de faire varier la vitesse d'un moteur synchrone est de l'alimenter par des courants de fréquence variable. Cela est assuré par un convertisseur statique de fréquence variable. Dans ce cas il est indispensable de contrôler non seulement en amplitude mais aussi en fréquence ou en phase, les caractéristiques d'alimentation [15], [19], [20], [21].

La machine synchrone excitée de manière indépendante entraîne un capteur de position qui permet :

- La détection de la position relative rotor/stator c'est à dire la position du champ inducteur par rapport au champ induit [22], [23].

- La délivrance de signaux à une fréquence synchronisée avec la fréquence de rotation de la machine. Ces signaux sont mis en forme, amplifiés et isolés par l'intermédiaire de transformateurs d'impulsions et envoyés sur les gâchettes des thyristors du commutateur de courant qui alimente l'induit de la machine synchrone. On dit que la machine est « autopilotée ». L'alimentation et l'autopilotage des machines synchrones ont fait l'objet de nombreux travaux de recherche dans le but d'obtenir un couple uniforme et constant dans une grande gamme de vitesses, et d'établir une commande par microprocesseur simple pour concurrencer les moteurs à courant continu [24].

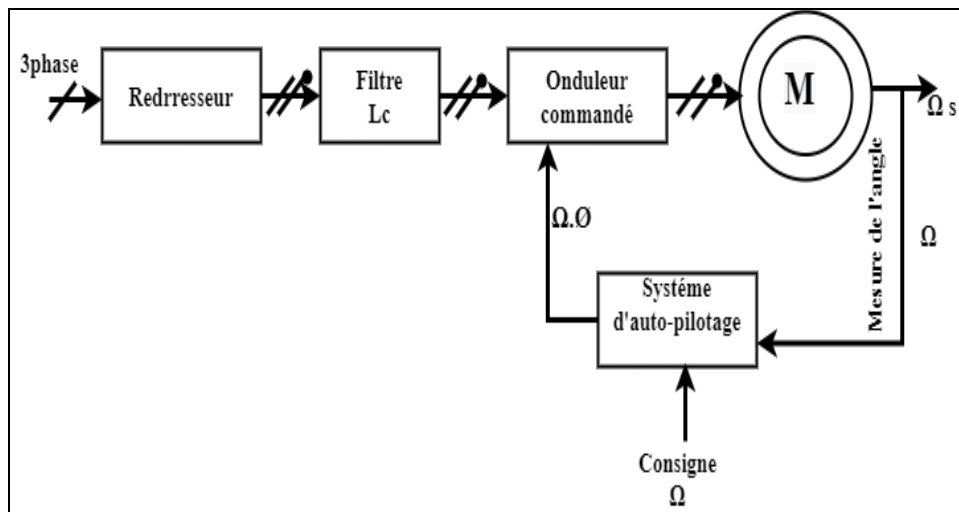


Figure I-5: Principe d'autopilotage de la MSAP.

I.3 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

Afin de développer un modèle permettant une description dynamique de la MSAP, on adopte les hypothèses suivantes [25-26]:

- ⌚ Caractéristique magnétique de la machine linéaire (circuit magnétique non saturé). Les valeurs des inductances propres et mutuelles sont indépendantes des intensités des courants. Les pertes dans le fer (pertes par hystérésis et par courants de Foucault) sont nulles.
- ⌚ La variation des résistances des enroulements en fonction de la température négligeable. On prendra les valeurs correspondantes au fonctionnement sous charge nominale, après stabilisation de la température des enroulements.
- ⌚ Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer. Cela revient à considérer la variation sinusoïdale des inductances mutuelle entre les enroulements statoriques en fonction de l'angle de leurs axes magnétiques.
- ⌚ La symétrie de la machine.

La structure générale d'une machine synchrone, bipolaire à aimants permanents est présentée à la figure (I-6). L'aimant est représenté par un inducteur alimenté par une source de courant [27].

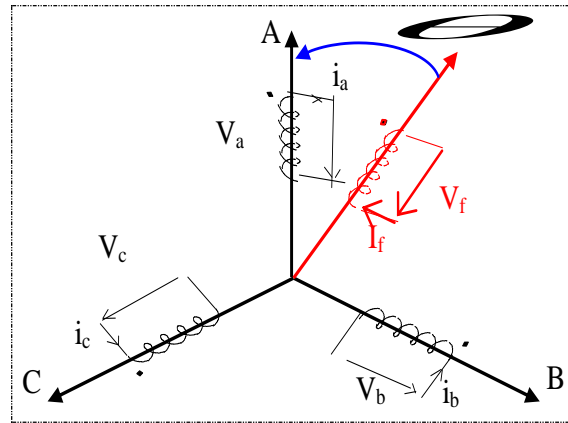


Figure I-6: Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents

I.3.1 Mise en équations de la machine

Les équations relatives au rotor et au stator, dans le cas général d'une MSAP sont les suivantes [26], [27], [28]:

$$[V] = [R_s] \cdot [I] + \frac{d}{dt} [\varphi] \quad (\text{I-1})$$

$$[\varphi] = [L(\theta)] \cdot [I] \quad (\text{I-2})$$

Avec :

$$[V] = (V_a, V_b, V_c, V_f, 0, 0)^t$$

$$[I] = (I_a, I_b, I_c, I_f, I_D, I_Q)^t$$

$$[\varphi] = (\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c, \varphi_f, \varphi_D, \varphi_Q)^t$$

En remplaçant l'équation (I-2) dans (I-1), cette dernière devienne :

$$[V] = [R_s] \cdot [I] + [L(\theta)] \cdot \frac{d}{dt} [I] + \omega_r \cdot [I] \cdot \frac{d}{d\theta} [L(\theta)] \quad (\text{I-3})$$

Avec :

$$\omega_r = \frac{d\theta}{dt}$$

A partir de l'équation (I-3) on peut écrire :

$$\frac{d}{dt} [I] = [L(\theta)]^{-1} \left\{ [V] - \left([R_s] + \omega \frac{d}{d\theta} [L(\theta)] \right) [I] \right\} \quad (\text{I-4})$$

La résolution numérique de cette équation est assez lourde, du fait de la nécessité d'inversion de la matrice $[L(\theta)]^{-1}$ à chaque pas de simulation. Pour y remédier à cette difficulté, il a été nécessaire d'utiliser des transformations de variables de type Clark, Concordia et Park.

I.3.2 Transformation de Concordia

Cette transformation est définie par la matrice C [26], [29], [30]:

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I-5})$$

La transformation de Concordia présente les propriétés suivantes :

- ✓ Elle est orthogonale.
- ✓ Elle est normée et conserve donc la puissance.

Donc :

$$[X_{1,2,3}] = [C][X_{\alpha,\beta}] \quad (\text{I-6})$$

I.3.3 Transformation de Park

Afin de pouvoir travailler au niveau de l'algorithme de commande avec des grandeurs électriques constantes tout en réduisant leur nombre, on introduit une transformation de variables supplémentaires. Cette transformation est appelée transformation de Park. La méthode consiste à transformer le système d'enroulements triphasés statoriques d'axes (a, b, c) en un système équivalent à deux enroulements biphasés d'axes (d, q); en raison de la possibilité de créer une même force magnétomotrice indifféremment par des systèmes de courants diphasés ou triphasés d'espace.

Le passage aux composantes de Park est donné par une matrice de rotation [26], [27]:

$$[X_{\alpha,\beta}] = [P(\theta)][X_{d,q}] \quad (\text{I-7})$$

Avec :

$$[P(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{I-8})$$

Le produit des deux transformations (Concordia et rotation) est souvent appelé la transformation de Park; donc le passage des composantes triphasées aux composantes de Park se fait suivant le schéma représenté par la figure I-7 [31].

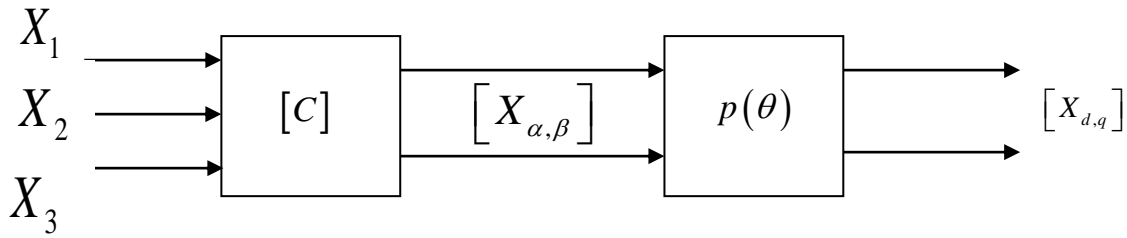


Figure I-

7: Passage des composantes triphasées aux composantes de Park

$$\begin{bmatrix} X1 \\ X2 \\ X3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \tag{I-9}$$

I.3.4 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère de Park lié au rotor

On peut représenter l'aimant par un inducteur alimenté par une source de courant. Cet enroulement constitue un modèle élémentaire des aimants permanents qui seront remplacés par une source de courant constant if comme le montre la figure I-8 [32], [33], [34].

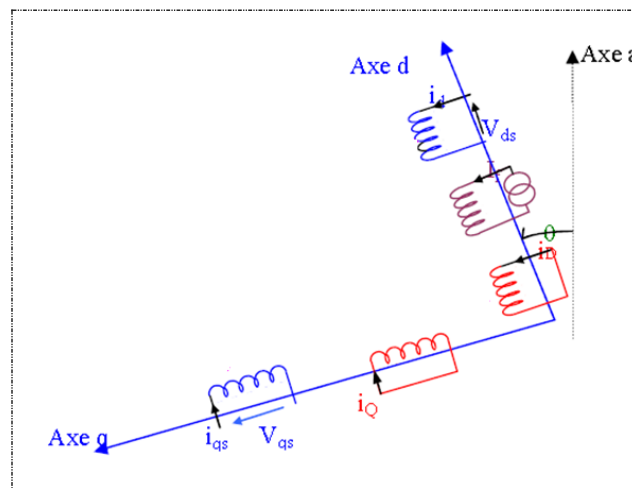


Figure I-8: Schéma équivalent de la MSAP dans le repère d-q.

En faisant l'hypothèse que toutes les grandeurs homopolaires sont nulles, le passage du système d'équations (I-1) aux équations dans le repère (d, q) lié au rotor figure I-8, se fait en utilisant les relations suivantes [29], [30]:

$$\begin{aligned} [V_{a,b,c}]^t &= [C][p(\theta)][V_{d,q}]^t \\ [I_{a,b,c}]^t &= [C][p(\theta)][I_{d,q}]^t \\ [\varphi_{a,b,c}]^t &= [C][p(\theta)][\varphi_{d,q}]^t \end{aligned} \quad \text{[I-10]}$$

En reportant ces transformations dans le système d'équations (I-1), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_{ds} & -p\omega_r L_q \\ p\omega_r L_d & R_s + L_{qs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ p\omega_r \varphi_f \end{bmatrix} \quad \text{[I-11]}$$

L'équation donnant le couple électromagnétique en fonction de la vitesse ω_r est la suivante :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = Cem - Cr - Cf \quad \text{[I-12]}$$

Avec : $Cf = fr \cdot \omega_r$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$Cem = p \cdot [\varphi_d \cdot i_{qs} - \varphi_q \cdot i_{ds}] = p \cdot [(L_d - L_q) \cdot i_{ds} + \varphi_f] \cdot i_{qs} \quad \text{[I-13]}$$

Pour une MSAP à pôles lisses ($L_d = L_q$):

$$Cem = \frac{3}{2} p \cdot \varphi_f \cdot i_{qs} = K_T \cdot i_{qs} \quad \text{[I-14]}$$

Avec $K_T = \frac{3}{2} p \cdot \varphi_f$ est le coefficient associé à l'aimant.

I.4 Modèle de la simulation

Simuler de façon numérique un système physique, consiste à résoudre le système d'équations qui régissent son fonctionnement. L'écriture sous forme d'équation d'état sera déduite directement à partir des équations du modèle de Park qui peuvent s'écrire sous la forme suivante [30]:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & p\omega_r \frac{I_q}{I_d} \\ -p\omega_r \frac{I_q}{I_d} & \frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} - K_T * \omega_r \end{bmatrix} \tag{I-18}$$

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - C_f \tag{I-19}$$

A partir des équations (I-12), (I-18), on peut établir le schéma bloc suivant:

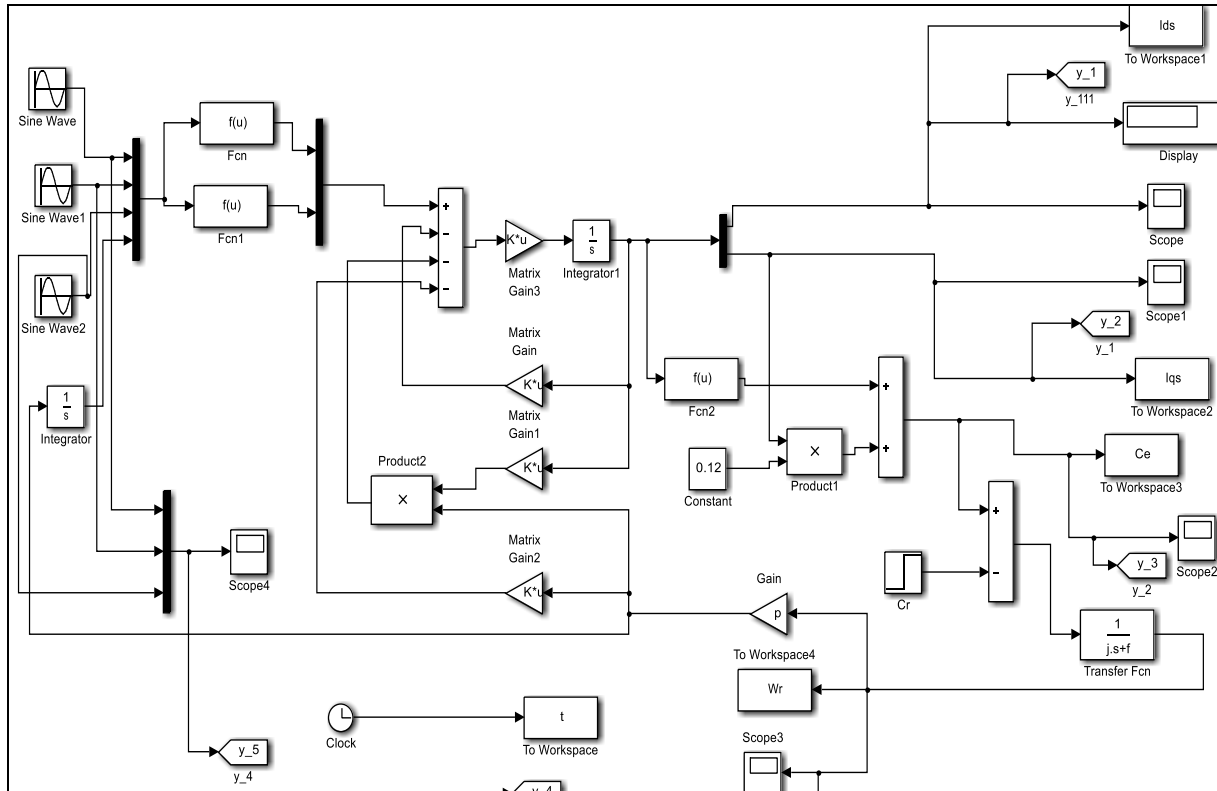


Figure I-9: Modèle de la machine synchrone à aimants permanents sous Matlab/Simulink.

I-5 Résultats de simulation :

Après simulation, on représente la figure (I-12) la réponse de la machine alimentée par le réseau sinusoïdale triphasé, pour un fonctionnement à vide et en charge.

La vitesse de rotation de la machine à vide se stabilise au bout d'un temps de (0.2 s) environ, la dynamique de la machine est un peut lente. On remarque bien que la vitesse converge toujours rapidement vers la stabilité ; avec certain dépassement en simulation. La vitesse de rotation suit parfaitement stabilise en régime permanent avec un temps de réponse environ de 0.2s. Les résultats

de simulation montrent que le couple électromagnétique est l'image de la composante en quadrature i_{qs} . Le courant i_{ds} en simulation, suit bien sa référence nulle. ; i_{ds} reste nul et le couple répond suivant i_{qs} . La figure donne l'allure des courants réels $i(abc)$. Ces courants présentent des allures sinusoïdales.

Les figure (I-11) donne la réponse de la machine à l'introduction d'une perturbation (Un couple de charge d'une valeur de 5 N.m est appliqué a l'instant $t=0,25s$) qui provoque la diminution de la vitesse ; le couple électromagnétique répond instantanément à la perturbation compensant ainsi la charge sollicitée. Enfin, La figure représente l'allure du signal d'excitation sinusoïdal.

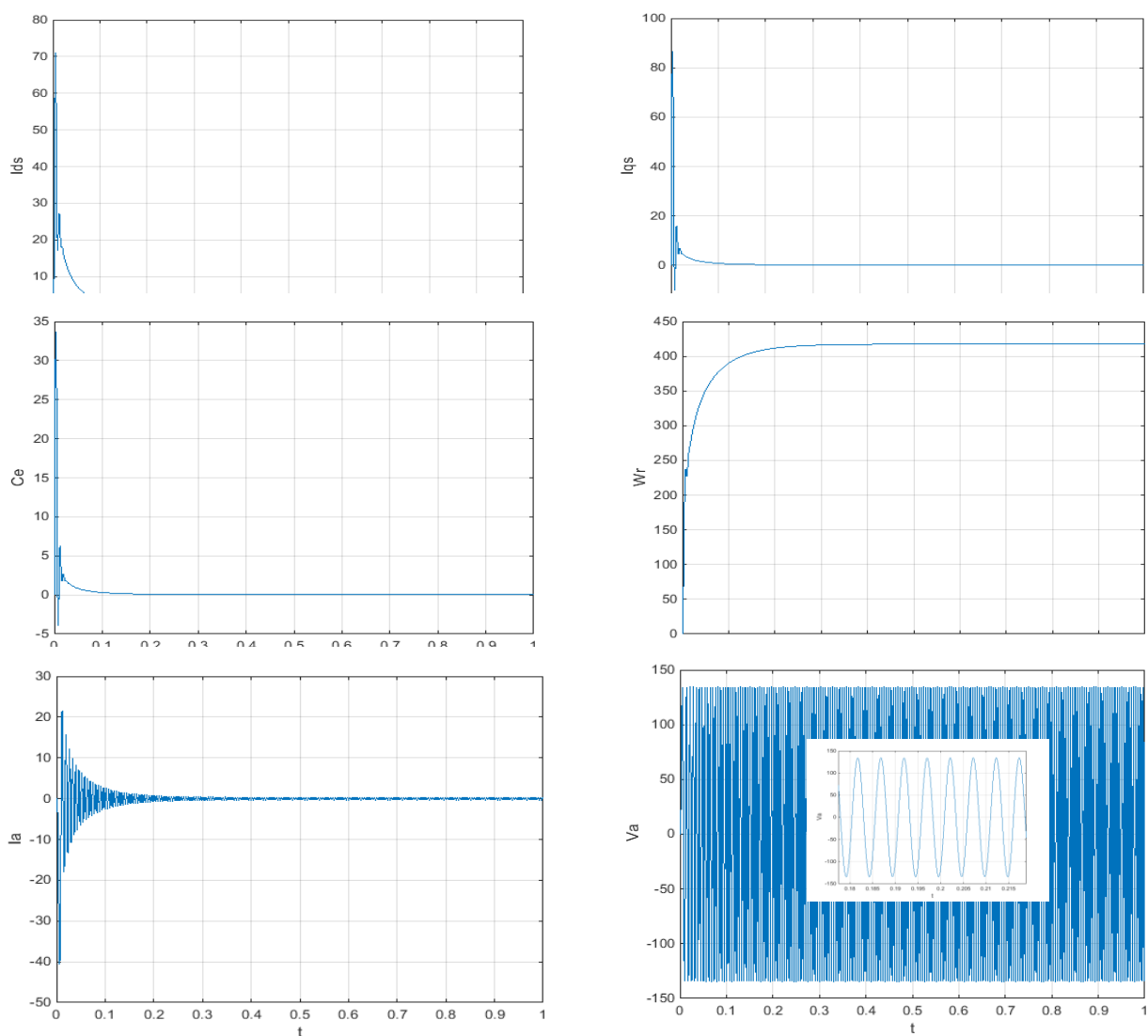


Figure I-10: Les caractéristiques dynamiques de la MSAP à vide

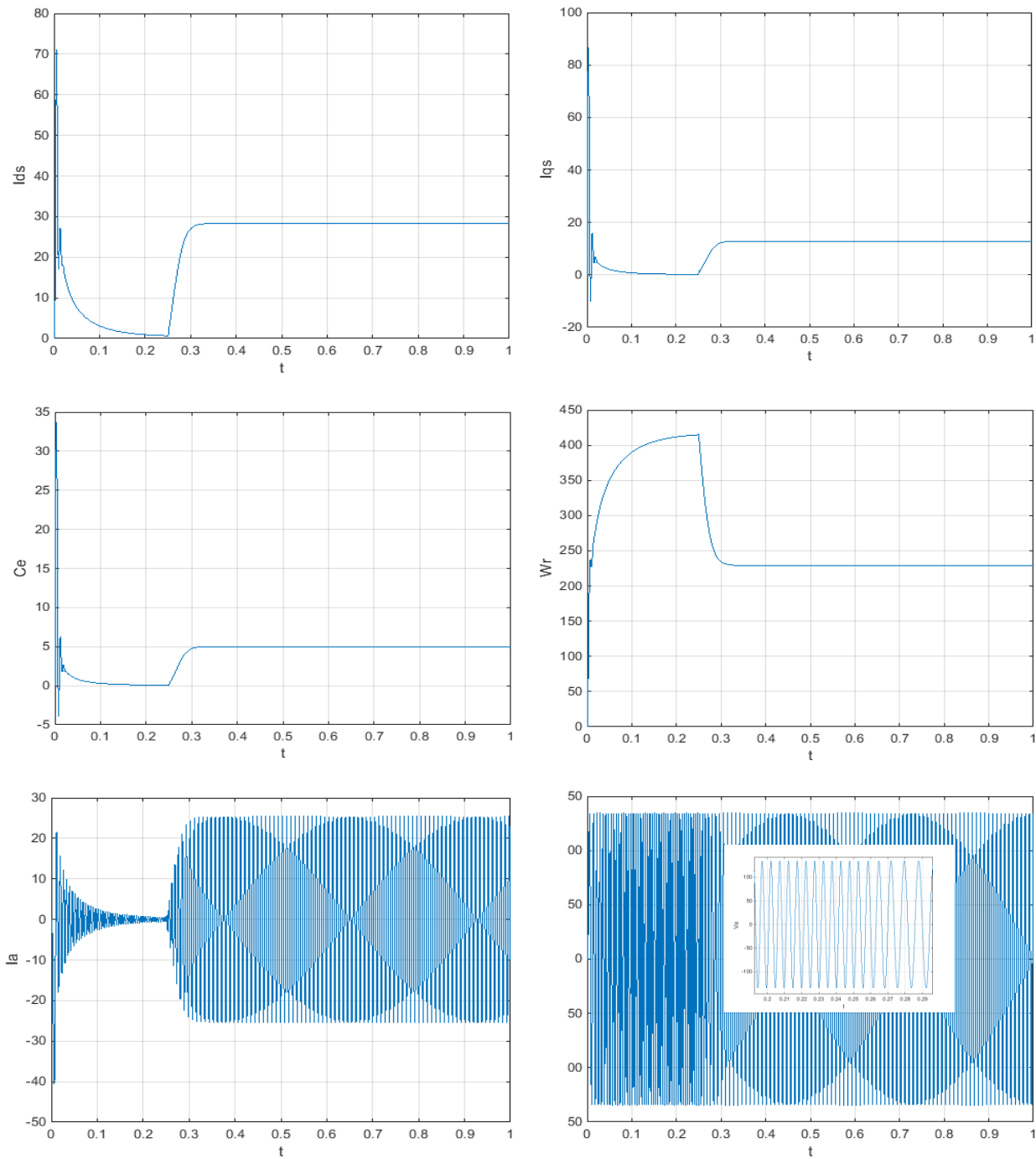


Figure I-11: Les caractéristiques dynamiques de la MSAP en charge ($C_r=5$ a $t=0,25$)

Figure I-12: Résultats de Simulation de la MSAP Alimentée par un Réseau Triphasé a vide et en charge

I-6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les machines synchrones à aimants permanents avec ces avantages, inconvénients et les applications. Puis nous avons modélisé la machine synchrone à aimants permanents en utilisant le modèle de Park, le modèle devient plus simple et les non linéarités sont réduits. Le modèle obtenu est facile à exploiter pour la réalisation des lois de commande avancées

CHAPITRE II : MODELISATION DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR – MSAP

II.1 Introduction

Dans l'industrie, les entraînements électriques exigent des vitesses variables, le développement de l'électronique de puissance à permet de développer des convertisseurs statiques qui assurent des entraînements alternatifs à vitesse variable. Le convertisseur est le module de base des systèmes d'électronique de puissance, le rôle de ce dernier est de modifier la forme (continue ou alternatif) ou les caractéristiques (tension efficace, fréquence....) des signaux d'entrés pour les appliquer sur les appareils de chauffage, des moteurs ou des installations électriques [5].

Dans ce chapitre nous nous intéressons à l'étude et simulation d'un onduleur triphasé commandé par MLI sinusoïdale. La première partie est une étude des généralités et les principes de fonctionnement de l'onduleur triphasé. Dans la deuxième partie, nous présentons les différentes techniques les plus utilisés actuellement. À savoir la modulation sinusoïdale triangulaire et la modulation par hystérésis. La troisième partie est réservée à la simulation et l'interprétation des résultats.

II.2 Principe de fonctionnement de l'onduleur

L'onduleur est l'élément essentiel de notre système d'entraînement. Il est nécessaire de comprendre son principe de fonctionnement et ses différentes topologies. Les stratégies de commande ainsi, leurs avantages et inconvénients doivent être identifiés pour mieux choisir l'onduleur qui convient aux systèmes à utilisé. Les onduleurs sont les convertisseurs statiques permettant la conversion de l'énergie de la forme continue à la forme alternative. Ils sont autonomes, lorsqu'ils ne nécessitent pas la présence du réseau alternatif. Ils sont statiques car ils ne font intervenir aucun mouvement mécanique (contrairement aux moteurs) [5].

On considère les onduleurs en pont alimentant

- ✓ Soit une charge monophasée
- ✓ Soit une charge triphasée équilibrée en triangle ou en étoile à neutre isolé.

Dans ces onduleurs, chaque borne d'accès de la charge est reliée à deux interrupteurs à semiconducteurs, l'un permettant de la connecter à la borne positive de la source continue, l'autre à la borne négative de cette source Figure. (II-1) [12], [35], [36].

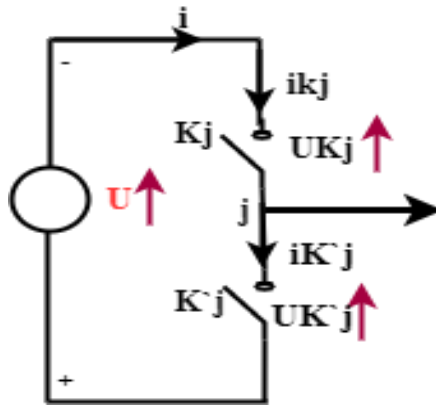


Figure II -1 : Schéma représentatif d'un bras (j) de l'onduleur.

Les interrupteurs K_j et K'_j forment un bras de l'onduleur.

- ✓ Un onduleur monophasé en pont comporte deux bras Figure. (II-2).

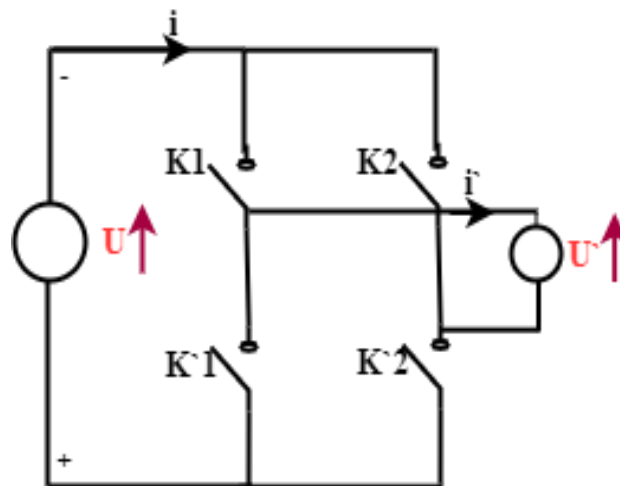


Figure II -2 : Un onduleur monophasé.

- ✓ Un onduleur triphasé en pont comporte trois bras Figure. (II-3).

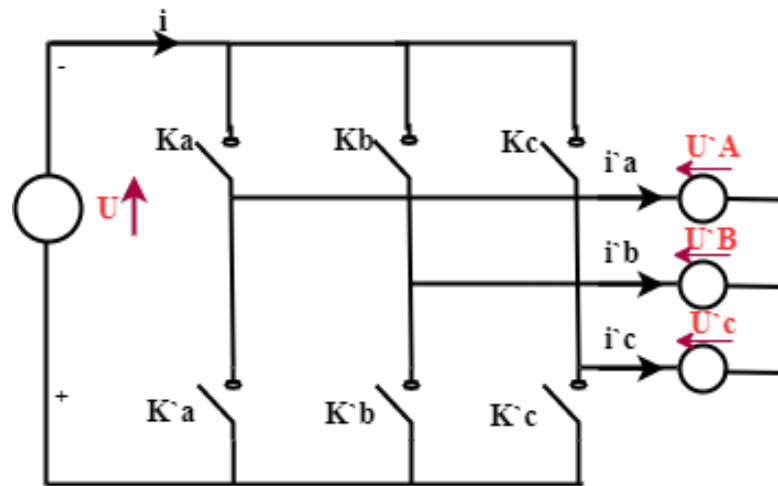


Figure II -3 : Un onduleur triphasé.

- ✓ Au niveau des interrupteurs du bras j , pour permettre au courant i_j de circuler, il faut qu'au moins un des deux interrupteurs K_j et K'_j soit à l'état ON.
- ✓ Pour éviter de court-circuiter la source U , ils ne peuvent être ON simultanément.

II-3 Les différents types d'onduleurs

On distingue deux classes d'onduleurs [37], [38] :

II-3-1 Onduleur non autonome

Un onduleur est dit non autonome si la forme d'onde et la fréquence sont imposées par le réseau.

II-3-2 Onduleur autonome

Un onduleur est dit autonome si le temps d'ouverture et de fermeture des interrupteurs entre l'entrée et la sortie dépend seulement de la commande des semi-conducteurs. On distingue deux types d'onduleurs autonomes :

II-3-2-1 Onduleur autonome de courant

Ce type est utilisé pour les moteurs à faible puissance où la source de l'entrée possède une impédance assez grande pour que le courant ne sera pas affecté par la variation de la tension « U ».

II-3-2-2 Onduleur de tension

L'onduleur de tension deux niveaux est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou des thyristors GTO pour les grandes puissances. Le séquence ment imposé aux interrupteurs statiques permet de réaliser un choix précis du vecteur de tension à appliquer aux enroulements statoriques de la machine. Il est constitué de trois bras, de deux interrupteurs pour chacun. Pour assurer la continuité en courants chaque interrupteur est monté en antiparallèle avec une diode de récupération. Les interrupteurs $(K1, K1')$, $(K2, K2')$, $(K3, K3')$ sont contrôlés de manière complémentaire [39], [11]. Le schéma structurel d'un tel convertisseur statique alimentant le stator de la machine est illustré par la figure II.4 [11].

L'onduleur alimentant un moteur doit délivrer des tensions et des courants de fréquence variable, afin de faire varier la vitesse de la machine. La fréquence maximale du fondamentale de ces tensions et courants est plus souvent du même ordre de grandeur que la fréquence du réseau industriel [39].

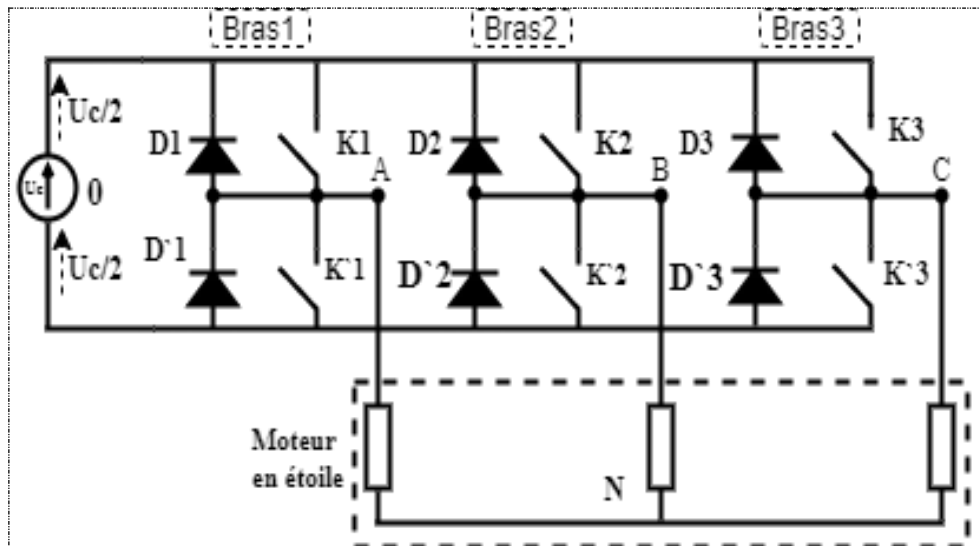


Figure II.4 : Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le stator de la machine.

On peut ne faire effectuer aux semiconducteurs qu'un cycle de fermeture et ouverture par période des grandeurs de sortie, on dit alors que l'onduleur fonctionne à un créneau par alternance ou en pleine onde. Mais on utilise de plus en plus des semiconducteurs qui travaillent à une fréquence plus élevée pour les faire fonctionner plusieurs fois par période [40].

On forme chaque alternance des tensions ou des courants de sortie de plusieurs créneaux de largeurs convenables, on a alors une Modulation de largeur d'impulsions (M.L.I). Pour illustrer le fonctionnement de l'onduleur, il est intéressant d'étudier le comportement en pleine onde (180°). Ce fonctionnement nous permet de mieux comprendre les autres stratégies de commandes. Cette commande est appelée aussi la commande à six étapes. Dans ce type de commande chaque transistor conduit pendant (180°) [40].

Il existe six modes de fonctionnement dans chaque cycle, et chaque mode dure 60° les transistors sont numérotés de la manière dans laquelle ils reçoivent les séquences de déplace l'un de l'autre de 60° [40].

II-4 Différentes stratégies de commande de l'onduleur

La conversion continue alternative est assurée par les commutations des interrupteurs de l'onduleur qui vont ainsi effectuer des connexions temporaires entre les bornes de la source d'alimentation continue et les lignes de la charge triphasée alternative. Le transfert d'énergie est contrôlé par le rapport entre intervalles d'ouverture et fermeture (rapport cyclique) de chaque interrupteur donc, par la modulation des impulsions de contrôle de ces interrupteurs (MLI) [17].

II-4-1 Commande par MLI

Les principaux objectifs de la M.L.I sont les suivants [17]:

- Alimenter les moteurs électriques avec des courants proches de l'onde sinusoïdale, par le contrôle des rapports cycliques et grâce à une fréquence élevée des commutations des interrupteurs par rapport à la fréquence des tensions de sortie.
- Permettre un contrôle fin de l'amplitude du fondamental des tensions de sortie généralement sur une plus grande plage possible et pour une fréquence de sortie largement variable.

Les paramètres essentiels de la M.L.I sont :

- L'indice de modulation :

$$m = \frac{f_m}{f}$$

Où :

f_m est la fréquence de modulation

f est la fréquence du fondamentale des grandeurs de sortie de l'onduleur

- Le coefficient de réglage:

$$r = \frac{\text{la valeur crête du fondamental de la tension de la charge souhaité}}{\text{amplitude des créneaux de la tension de sortie}}$$

On cherche généralement à obtenir une valeur maximale de r la plus élevée.

Il existe plusieurs stratégies de commande permettant de déterminer les trois fonctions logiques K_j ($j = a, b, c$).

Nous parlerons généralement de la M.L.I sinusoïdale, MLI à hystérésis et plus récemment la M.L.I vectorielle.

La commande par MLI consiste à découper la tension de sortie générée par le convertisseur en une série de créneaux élémentaires de période très faible et de rapport cyclique variable dans le temps. L'évolution temporelle du rapport cyclique de chaque interrupteur est alors déterminée par un signal modulant que l'on choisit en général sinusoïdal. Les ordres de commande de chaque bras sont générés par l'intersection entre une porteuse triangulaire et le signal modulant (sinusoïdal). Selon la stratégie adoptée, ce dernier peut être échantillonné en synchronisme avec la porteuse triangulaire, ou comparé directement à celle-ci. Chaque interrupteur commute à une fréquence imposée par celle de la porteuse [17].

Dans notre travail, nous présentons seulement les techniques de la M.L.I dites en "boucle ouverte", qui ne nécessitent en entrée que la référence des tensions désirées, par opposition aux techniques dites en "boucle fermée" qui au contraire utilisent des informations provenant des capteurs de courant (contrôle par hystérésis) ou de vitesse.

Le schéma de principe d'un onduleur alimentant une machine triphasée est donné par la Figure (II-5) [17].

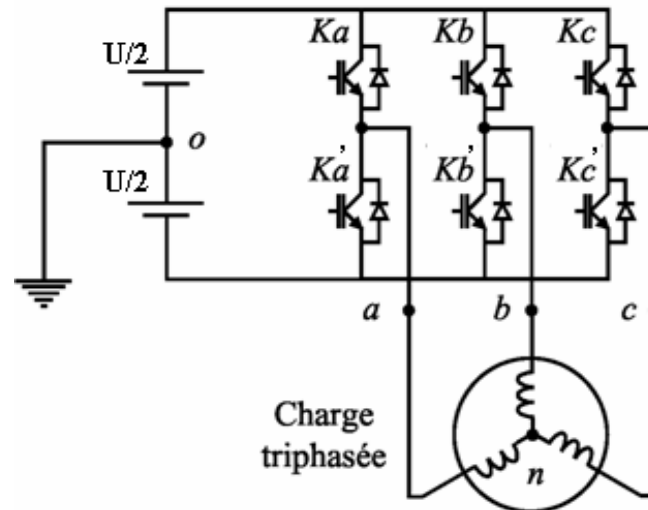


Figure II -5 : Schéma de principe de l'onduleur triphasé de tension.

II-4-2 MLI "Sinus Triangle"

La M.L.I Sinus Triangle utilise le principe d'intersection entre une référence sinusoïdale de fréquence f_r , appelée modulate et un signal triangulaire de haute fréquence f_m , appelée la porteuse, pour déterminer les instants de commutation.

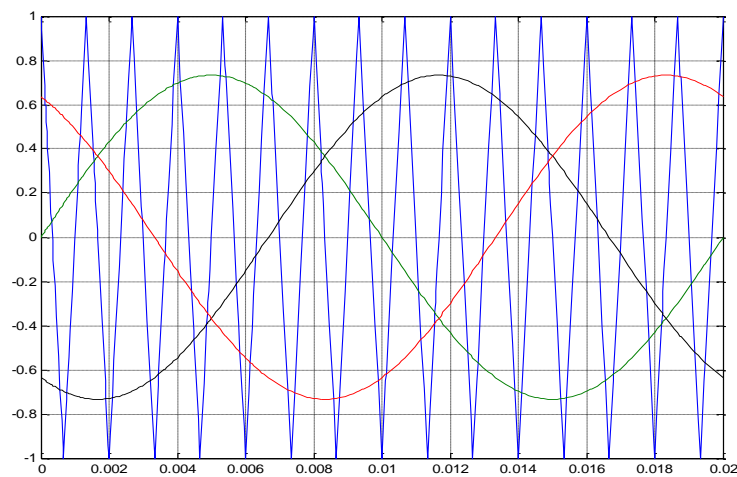


Figure (II-6): Les trois tensions de références avec la porteuse

II-4-3 Contrôle par hystérésis

Dans certaines applications, la préférence est donnée à une commande en courant. Cette commande peut être réalisée en utilisant un commutateur de courant ou un onduleur de tension régulé en courant. Le principe général de ce type de stratégie consiste à maintenir la variation du courant dans chaque phase dans une bande de largeur donnée, centrée autour des courants de référence [41]. Ce principe est schématisé par la figure (II.7).

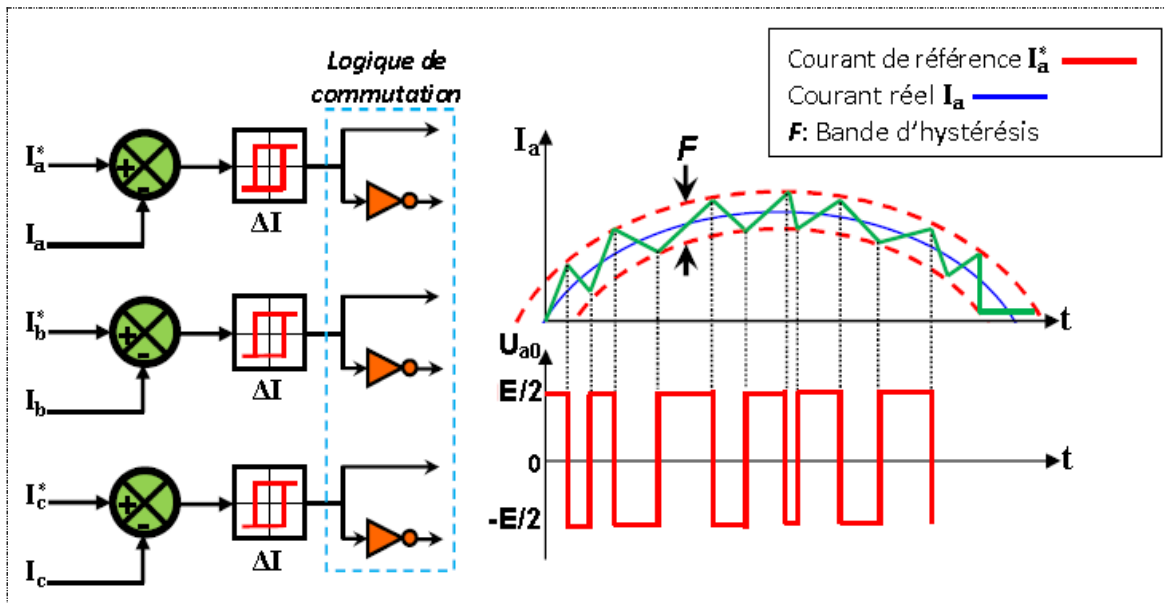


Figure II-7 : Principe d'une commande à hystérésis.

La moyenne la plus simple, avec un onduleur de tension, pour réaliser une source de courant alternatif triphasée est de le commander en mode glissant. On parle également de commande en fourchette ou de commande en hystérésis [42].

Les figures (II -7 et II-8) donne le principe de cette commande en triphasé et en monophasé : si le courant mesuré i est inférieur à la référence i_{ref} , augmenté d'une fourchette F , la tension de sortie est forcée à sa valeur maximale pour que le courant croisse le plus vite possible. Et s'il est supérieur à cette même référence diminuée de la fourchette, alors la tension de sortie est forcée à sa valeur minimale pour que le courant décroisse le plus vite possible. En triphasé, le fonctionnement instantané de l'onduleur ainsi commandé n'est pas très simple, et l'un des problèmes posés par une telle commande réside dans le fait que la période de commutation est variable et inconnue [42].

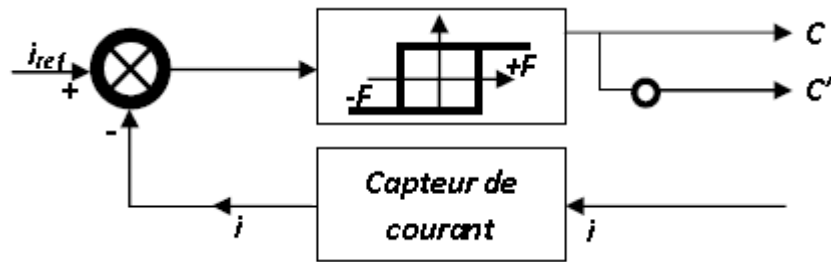


Figure II-8 : Contrôle en fourchette du courant d'une phase.

Si on ignore ces problèmes, un modèle approché est très simple : Le courant mesuré est toujours (à peu près) égal à la référence. On note que la commande en fourchette conduit à des fonctionnements à fréquence variable, ce qui peut être indésirable, en particulier pour des raisons de dimensionnement. Il est alors fréquent de recourir aux commandes MLI à fréquence fixe [42].

II-4-4 Modulation Vectorielle dite "Space Vector modulation"

Plusieurs méthodes ont été développées avec l'objectif de générer à la sortie de l'onduleur une tension sinusoïdale ayant le moins d'harmoniques possible, l'onduleur est associé à la technique de la modulation vectorielle [42]. Généralement pour la commande des machines à courant alternatif alimentées par un onduleur de tension on fait appel à la technique de modulation de largeur d'impulsions. Les techniques de modulation de largeur d'impulsions sont multiples ; le choix d'une d'entre elles dépend de type du commande que l'on applique à la machine, de la fréquence de modulation de l'onduleur et des contraintes des harmoniques fixées par l'utilisateur [42].

Le schéma de principe de la M.L.I Vectorielle est présenté dans la Figure (II-9).

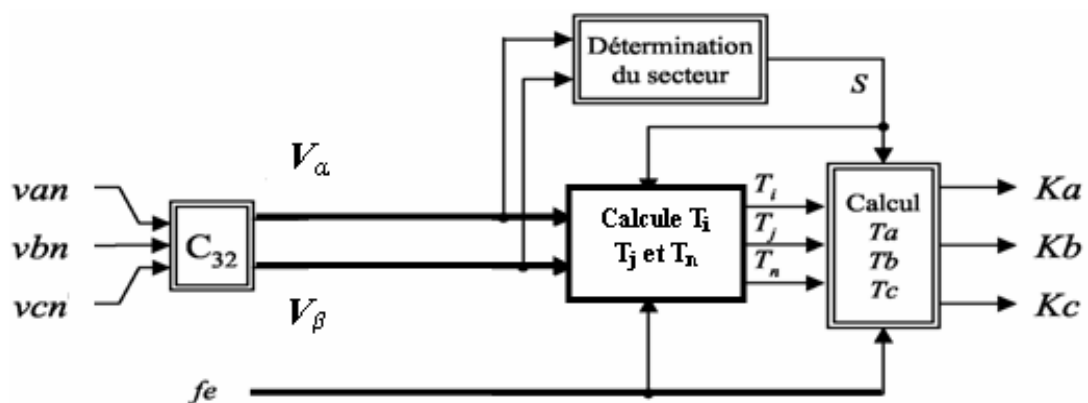


Figure (II-9): Schéma de principe de la M.L.I Vectorielle.

II.5 Modélisation de L'onduleur de Tension

L'onduleur de tension deux niveaux est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou des thyristors GTO pour les grandes puissances. Le séquençage imposé aux interrupteurs statiques permet de réaliser un choix précis du vecteur de tension à appliquer aux enroulements statoriques de la machine. Il est constitué de trois bras, de deux interrupteurs pour chacun. Pour assurer la continuité en courants chaque interrupteur est monté en antiparallèle avec une diode de récupération [11].

Les interrupteurs $(K1, K1')$, $(K2, K2')$, $(K3, K3')$ sont contrôlés de manière complémentaire [11], [39]. Le schéma structurel d'un tel convertisseur statique alimentant le stator de la machine est illustré par la figure (II.10) [11].

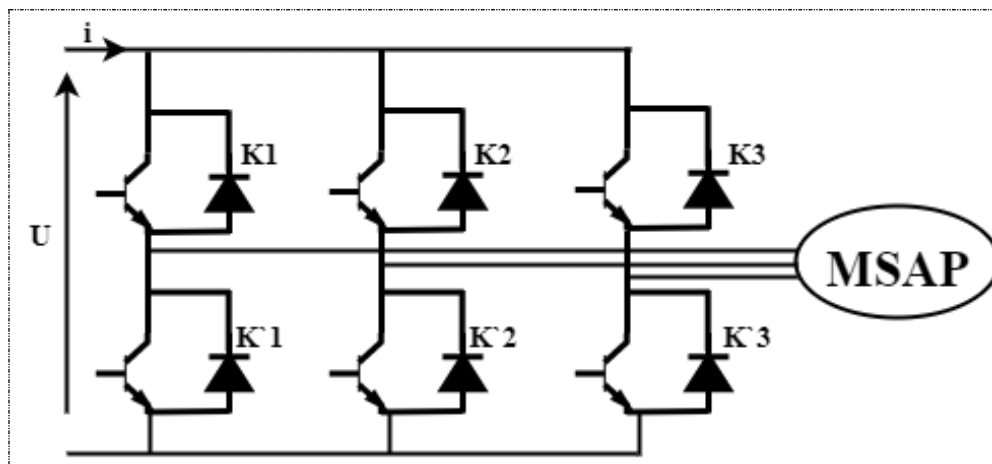


Figure II.10 : Schéma de L'onduleur de Tension.

Pour simplifier la modélisation de l'onduleur, on supposera que les interrupteurs sont idéaux (temps de commutation nul, pertes négligeables), la charge triphasée, équilibrée et couplée en étoile avec un neutre isolé [11], [43], [44].

L'objectif de la commande est de trouver la bonne combinaison de contrôle des interrupteurs, de façon à reconstituer la forme de 3 signaux sinusoïdaux. Soit C_K , les états de commande des bras K de l'onduleur ; avec $K \in \{1, 2, 3\}$. [45]

$C_K=1$ si l'interrupteur en haut d'un bras est fermé et celui en bas est ouvert ;

$C_K=0$ si l'interrupteur en haut est ouvert et celui en bas est fermé).

Si la charge connectée à l'onduleur est équilibrée, ($V_{sa} + V_{sb} + V_{sc} = 0$), alors

$$\begin{cases} V_{aN} = V_{sa} = \frac{U_c}{3}(2 \cdot C_1 - C_2 - C_3) \\ V_{bN} = V_{sb} = \frac{U_c}{3}(2 \cdot C_2 - C_1 - C_3) \\ V_{cN} = V_{sc} = \frac{U_c}{3}(2 \cdot C_3 - C_2 - C_1) \end{cases} \quad (II-1)$$

Sous forme matricielle :

$$[C_K] = [C_1 \ C_2 \ C_3]^T ; [V_{sabc}] = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T \quad (II-2)$$

Où $[V_{sabc}]$ est le vecteur des tensions simples à la sortie de l'onduleur, donné par:

$$[V_{sabc}] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot U_c \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} = U_c \cdot [T_s] \cdot [C_k] \quad (II-3)$$

II.6 Simulation de l'association convertisseur – msap

Pour réaliser la simulation nous traduisons le modèle mathématique de la machine utilisant les blocs de simulation par le logiciel Matlab/Simulink,

La Figure (II.11) donne le modèle Matlab/Simulink de l'association msap -onduleur à MLI où l'onduleur de tension est commandé par un MLI dont la fréquence de la porteuse triangulaire est de 1 kHz.

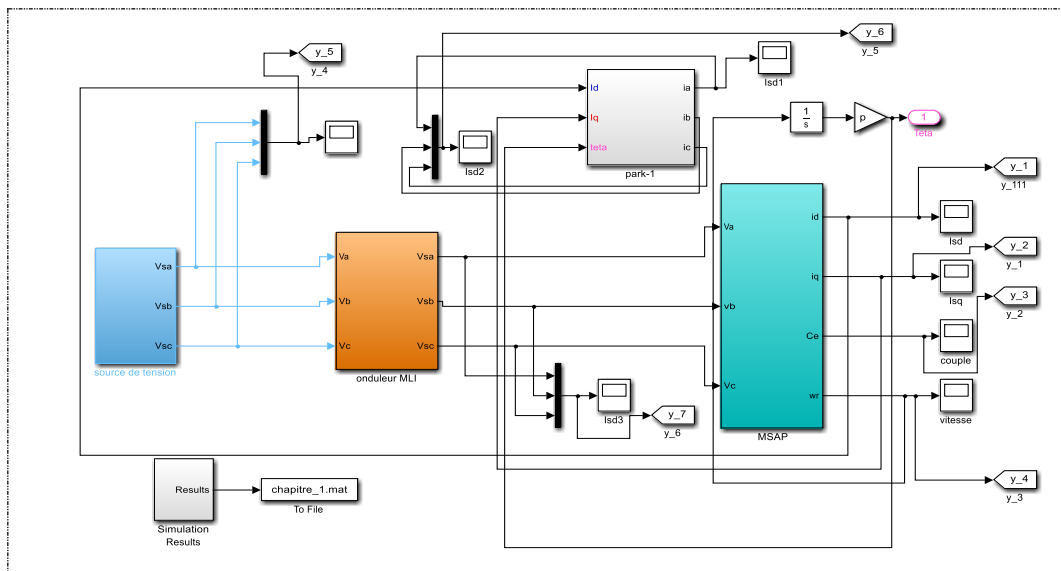


Figure II.11 Schéma de L'association MSAP –Onduleur sous Matlab/ Simulink.

a) Schéma bloc de l'onduleur de tension triphasé

La figure (II.12) représente le bloc de l'onduleur sous l'interface Matlab/ Simulink.

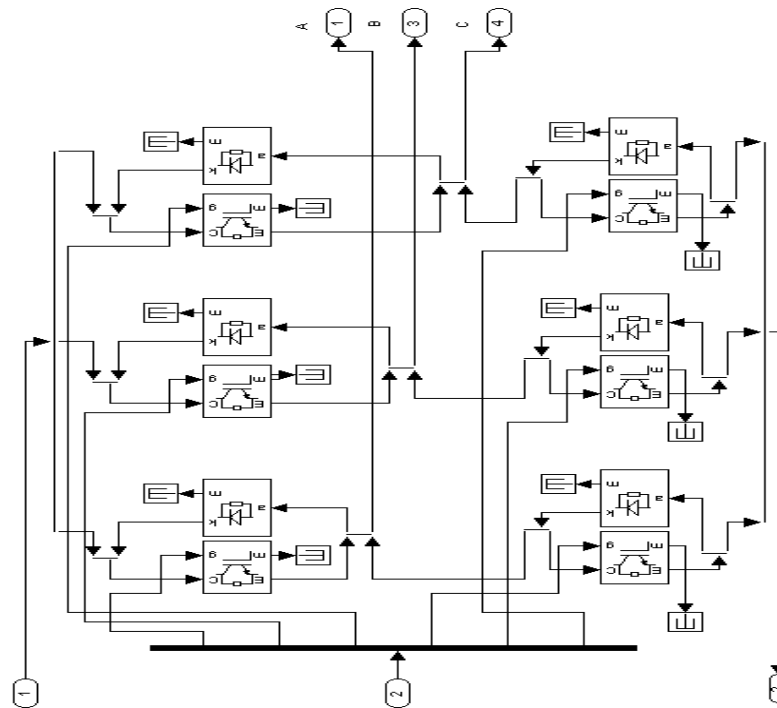


Figure II.12 : Schéma bloc de l'onduleur.

b) Schéma bloc de la commande par MLI

La figure (II.13) représente le bloc de l'algorithme de la commande MLI sous l'interface Matlab/ Simulink.

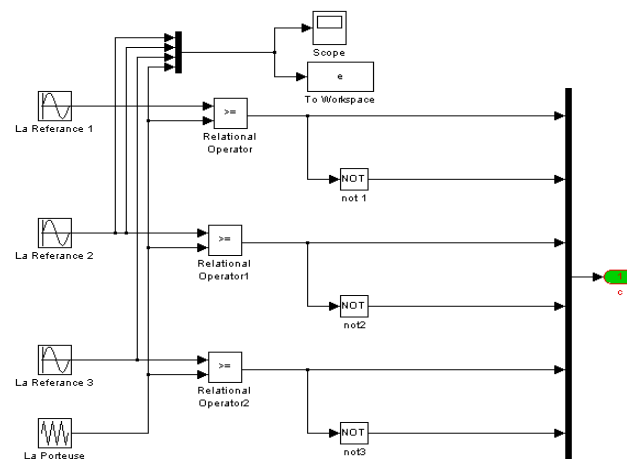


Figure II.13 Schéma bloc de la commande par MLI.

c) Schéma bloc de la commande par hystérésis

La commande par hystérésis utilisé de la MSAP, est illustrée dans le schéma bloc à la figure II.14.

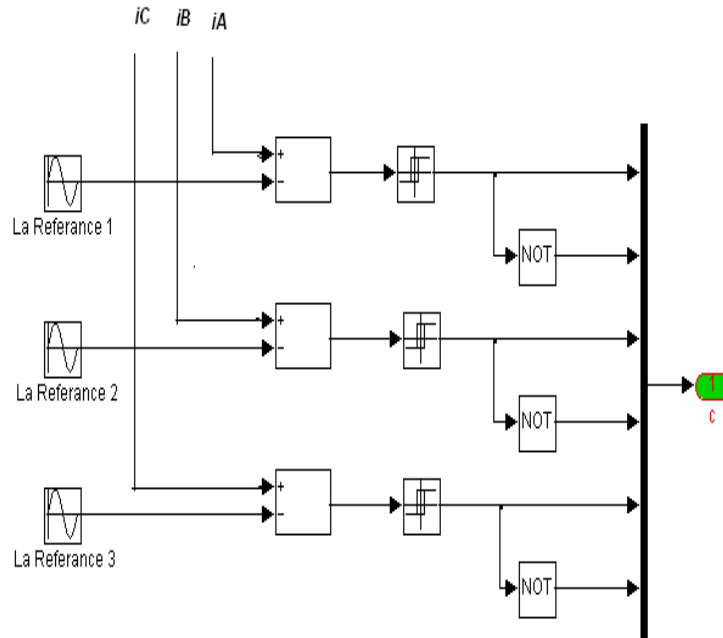


Figure II.14: Schéma bloc de la commande par hystérésis.

II -7 Résultats de simulation :

Dans ce qui est fait au-dessus l'alimentation de la machine se fait à travers un réseau de tension sinusoïdale équilibrée. Dans toutes les stratégies de commande l'alimentation de la machine est réalisée à partir d'un onduleur de tension ou de courant selon la commande, c'est pour cela l'étude et la simulation de l'onduleur devient indispensable.

Pour une alimentation par un onduleur on remarque des ondulations qui affecte le fonctionnement de la machine, ces ondulations sont due au harmonique provenant de la nature non-linéaire de l'onduleur.

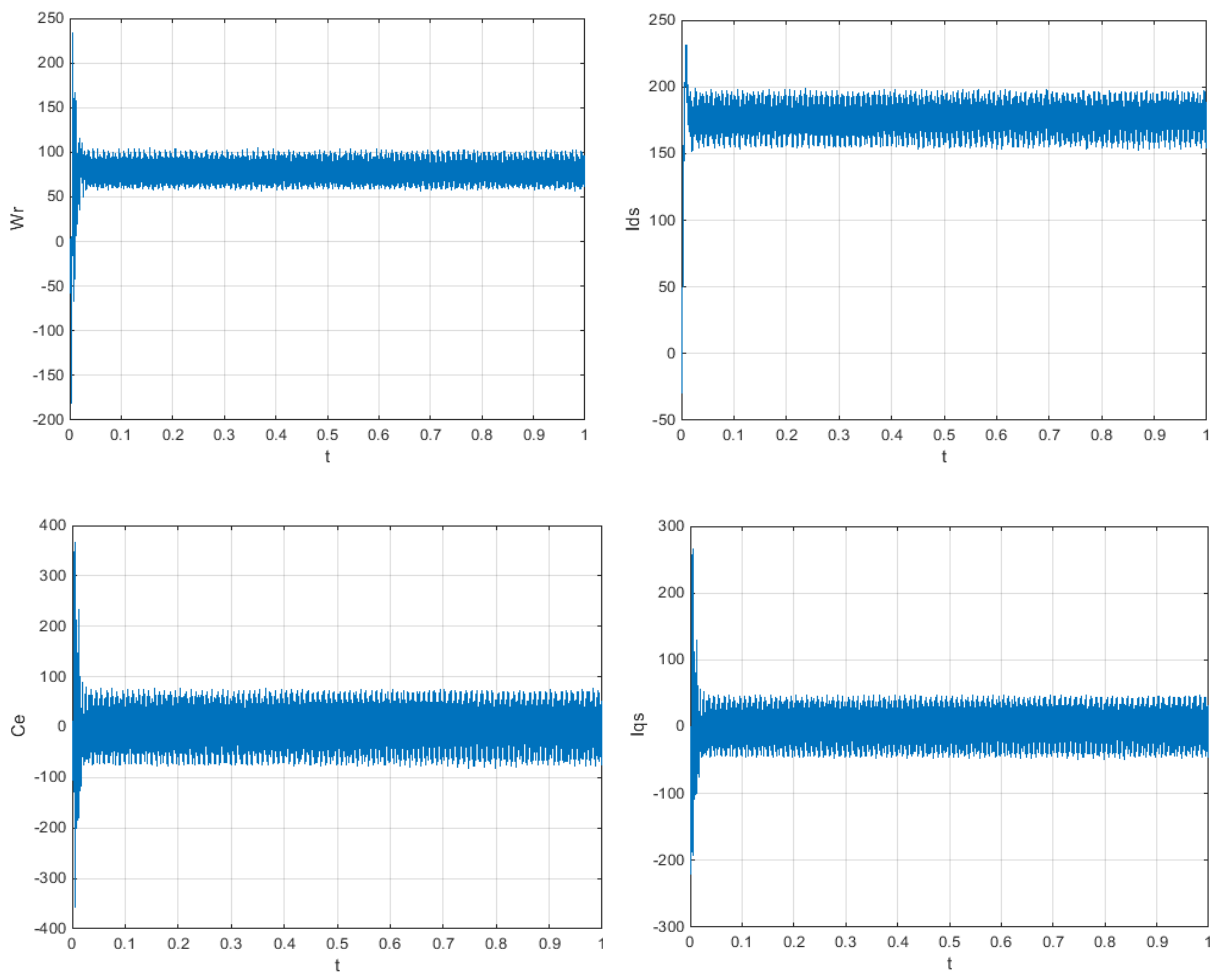
Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, présente au démarrage des valeurs très excessives ce qui implique une très grande demande de courant, le régime permanent aussi présente des ondulations de couple provoquent un bruit acoustique et des vibrations.

Les résultats simulation montrent que le couple électromagnétique est l'image de la composante en quadrature i_{qs} ,

Les figures donnent l'allure des courants réels i_a et leurs références. Ces courants présentent des allures sinusoïdales associées à des ondulations à haute fréquence dues au contrôle du courant par hystérésis. Les résultats montrent aussi que le courant statorique, suit bien le courant de référence avec plus ou moins Δi . La diminution de la bande d'hystérésis permet d'améliorer la forme du courant, mais elle provoque une augmentation très important de la fréquence de commutation et par conséquent les pertes. Le contrôle par hystérésis force le courant de chaque phase à être supérieur ou inférieur par rapport à son courant de référence, par commutation de la tension de phase entre $(+E/2$ et $-E/2)$. La fréquence de commutation des interrupteurs dépend de la tension continue appliquée à l'entrée de l'onduleur, du niveau de la f.e.m dépendant de la vitesse de rotation, de l'inductance de fuite du stator et de la bande d'hystérésis Δi .

La fréquence de commutation est directement proportionnelle à la tension du bus continu et inversement proportionnelle à la bande d'hystérésis.

Les états de commutation des interrupteurs « Sa, Sb, Sc » de l'onduleur sont donnés par les figures, et les figures présentent les tensions de l'onduleur en simulation moins bruitées et hachées. On remarque que la fréquence de commutation est variable, ce qui conduit à des pertes de commutation ce ci est l'inconvenant majeur de l'onduleur de tension.



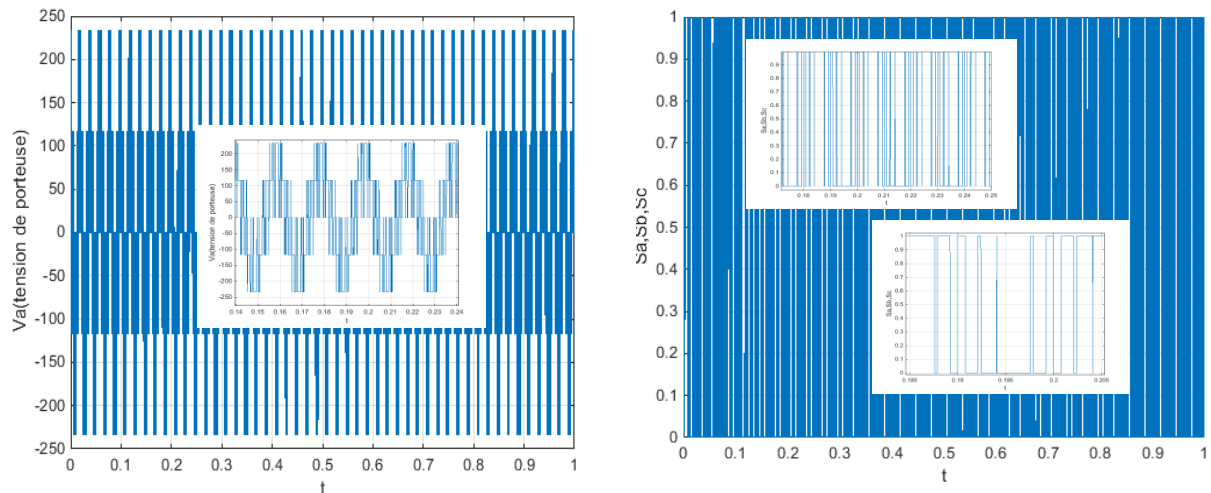


Figure II-15: Résultats de Simulation de la MSAP Alimentée par un Onduleur Triphasé.

II -8 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre, les différentes stratégies de commande de l'onduleur, MLI sinusoïdale, hystérésis et la plus récente MLI vectorielle. La commande par hystérésis est très simple et très rapides mais sa fréquence instantanée des commutations n'est pas contrôlable. La MLI sinusoïdale demande de déterminer les instants de commutations des interrupteurs de chaque bras de l'onduleur séparément, par contre L'MLI vectorielle génère les signaux d'impulsions simultanément avec la rotation du vecteur de référence.

Ces résultats obtenus après simulation numérique nous avons permis d'analyser le comportement dynamique aussi bien du modèle seul que de l'association onduleur de tension MSAP.

Cependant, on présente des modèles et schéma blocs suffisamment simples pour être intégrés sous un logiciel « Matlab/Simulink ». Ce logiciel nous a permis de faire la simulation de mode de fonctionnement classique et de valider ainsi nos modèles pour passer à l'étape ultérieur de commande.

CHAPITRE III: COMMANDE EN VITESSE PAR CORRECTEUR PI DE LA MSAP

III.1. Introduction

La vitesse variable est un besoin qui généralise tous les secteurs de l'industrie et de transport. Dans la littérature, quelques structures de réglage de base ont été utilisées, comme le réglage classique, le réglage par mode glissant et le réglage en cascade. Ces réglages de vitesse utilisés pour la commande, ont pour but de réaliser de bonnes performances de commande [46].

Le choix de la stratégie de contrôle pour la commande des machines électriques reste un sujet préoccupant pour les chercheurs. Les techniques de commande utilisant les régulateurs conventionnels (PI, PID) sont encore utilisés dans de nombreuses applications. L'inconvénient de ce type de réglage est dû non seulement à une modélisation peu précise, mais aussi lorsque des performances dynamiques élevées sont demandées, (perturbations extérieures, variation des paramètres internes de la machine ainsi que le changement des points de fonctionnement du système [56], [19], [8].

Les correcteurs de la famille du PID (PI, PID, PD, avance ou retard de phase), ont été largement utilisés pour les machines asynchrones en raison de leur simplicité, facilitée de réglage et d'implémentation et de leurs bonnes performances. Ces correcteurs ont un triple objectif [46] :

- ✓ Stabiliser le système en boucle fermée.
- ✓ Assurer le suivi des grandeurs de sortie en fonction des consignes en l'absence de perturbations (asservissement).
- ✓ Atténuer la variation de sorties en présence de perturbations lorsque les consignes sont constantes (régulation).

Dans ce chapitre nous intéressons à la commande en vitesse de la MSAP par un correcteur de type IP est utilisé dans la chaîne de régulation.

III.2. Rappelle sur le principe de la régulation

D'une façon générale, un système de commande peut être défini comme un assemblage électrique d'éléments physiques qui peuvent régler la grandeur de sortie en fonction d'un signal d'entrée. Il existe deux types de structures de commande:

- Système de commande en boucle ouverte (B.O).
- Système de commande en boucle fermée (B.F).

III.2.1 Système de commande en boucle ouverte

Cette structure de commande est simple et peu coûteuse, mais malheureusement dans certaines applications où la précision est d'une grande importance et où les paramètres du système à commander sont variables, elle n'est pas utilisée à cause de leur imprécision [18]. On peut définir la commande en boucle ouverte comme un système où le signal de commande «d'entrée» est indépendant du signal réglé «sortie». Comme le montre la figure (III.1).

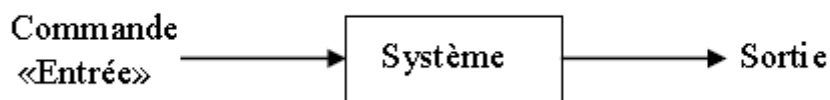


Figure III.1 : Schéma Bloc d'un système en boucle ouverte.

III.2.2 Système de commande en boucle fermée

Une structure de commande en boucle fermée présentée par la figure (III.2) est définie comme un système où le signal de commande (d'entrée) dépend d'une façon ou d'une autre du signal de sortie. Les systèmes en boucle fermée sont couramment appelés des systèmes asservis. La structure de commande en boucle fermée (contre réaction) est capable de:

- Stabiliser un système instable en boucle ouverte.
- Compenser les perturbations externes.
- Compenser les incertitudes internes au processus lui-même.

Le rôle du correcteur est d'éliminer l'écart, quelles que soient les perturbations, et d'amener le Système à réagir le plus rapidement, quelles que soient les variations de l'entrée de référence ou les perturbations. Nous distinguons plusieurs types de correcteurs qui sont basés sur les actions: proportionnelle, intégrale et différentielle.

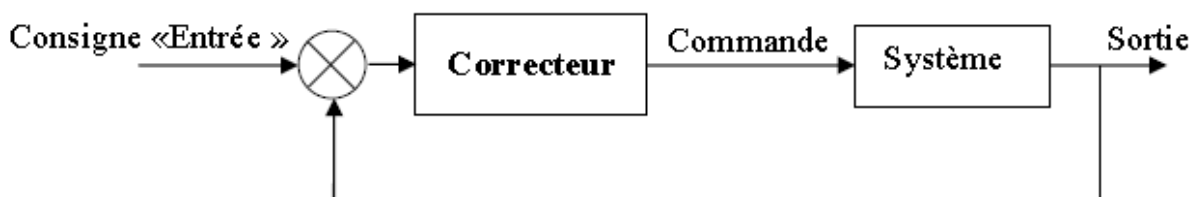


Figure III.2 : Schéma d'un système en boucle fermée.

III.3. Différents types de correcteurs

Les régulateurs standards les plus utilisés dans l'industrie sont les régulateurs de la famille *PID* (proportionnel intégral dérivé), car ils permettent de régler à l'aide de ses trois paramètres les performances (amortissement, temps de réponse, dépassement...) d'une régulation d'un processus modélisé par un deuxième ordre [15].

La plupart des régulateurs comportent un algorithme identique à celui désigné par un "*PID*".

- ✓ *P* : Action proportionnelle.
- ✓ *I* : Action intégrale.
- ✓ *D* : Action dérivée.

L'adaptation d'un régulateur aux différents systèmes s'effectue par le réglage des coefficients (paramètres) de l'algorithme:

- ✓ Paramètre K_p pour le réglage de l'action proportionnelle.
- ✓ Paramètre K_i pour le réglage de l'action intégrale.
- ✓ Paramètre K_d pour le réglage de l'action dérivée.

III.3.1 Correcteur proportionnel (*P*)

Ce correcteur élémentaire est le correcteur de base, il agit principalement sur le gain du système asservi, il permet donc améliorer notablement la précision. Dans le cas d'un correcteur proportionnel, la loi de commande corrigée $u(t)$ est proportionnelle à l'écarte(t) :

$$u(t) = k_p \cdot e(t) \quad (\text{III.1})$$

La fonction de transfert du correcteur est donc :

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K(s) \quad (\text{III.2})$$

L'effet d'une augmentation du gain entraîne une diminution de l'erreur statique, et rend le système plus rapide mais augmente l'instabilité du système [16].

III.3.2 Correcteur proportionnel - intégral (*PI*)

L'action proportionnelle est une fonction qui fait varier le signal de sortie du régulateur proportionnellement à l'écart entre la mesure et la consigne. Le correcteur intégral est fréquemment combiné au correcteur proportionnel pour améliorer le régime permanent et le régime transitoire. Cette combinaison est appelée correcteur proportionnel-intégral [14]. Le

coefficient de proportionnalité, appelé gain du régulateur, est obtenu par le réglage du paramètre K_p du régulateur. L'équation dans le domaine temporel de ce correcteur est écrite par l'expression ci-dessous :

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (\text{III. 3})$$

Où, $e(t)$, $u(t)$ K_p et K_i désignent respectivement l'erreur à l'instant t , la commande générée et les gains du correcteur.

La fonction de transfert correspondante est donnée par :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = K_p \left(1 + \frac{1}{\tau_i s} \right) \quad (\text{III.4})$$

Où

s : Opérateur dérivée de LAPLACE.

K_p : Gain du correcteur.

τ_i : Constante de temps.

III.4. Caractéristiques des contrôleurs

IV.4.1 Stabilité

Un système bouclé doit être stable .Si et seulement si les réactions du système de régulation soit énergétique sans être disproportionnées avec l'erreur à corriger. Une correction trop forte ou trop tardive risque de conduire le système à une instabilité [18].

IV.4.2 Précision

La précision est définie, à partir de l'erreur entre la grandeur de consigne et la grandeur de sortie. En régulation, la précision est obtenue par l'implantation d'intégration dans la boucle.

IV.4.3 Rapidité

En générale, un système bouclé doit répondre rapidement à la variation de sa consigne (poursuite) et effacer rapidement les perturbations (régulation).Le temps de réaction est bien entendu en relation étroite avec l'inertie propre du processus.

III.5. Réglage de vitesse par un régulateur (PI)

III.5.1- Boucles de régulation

Le trait important d'une régulation ou d'un asservissement est d'assurer la meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations extérieures et des variations des paramètres. Pour la

MSAP, la commande par orientation du champ découple les interactions entre les deux axes d et q. Ainsi l'expression du couple montre que sa variation peut être obtenue en annulant le courant suivant l'axe d, et en faisant varier la composante en quadrature I_{qs} . Ce découplage, nous a permis d'étudier séparément les boucles de régulation du courant et de la vitesse.

Le rôle d'un régulateur est de maintenir une grandeur de sortie égale à sa grandeur de référence imposée malgré la présence des perturbations internes ou externes [47]. Parmi les critères de performances des régulateurs, il y a essentiellement [26], [47], [48]:

- ✓ La précision statique et dynamique, temps de réponse rapide, limitation de processus (courant maximal admissible).

III.5.1.1-Régulation des courants

La boucle de régulation du courant i_{ds} est présentée comme suit [26], [47]:

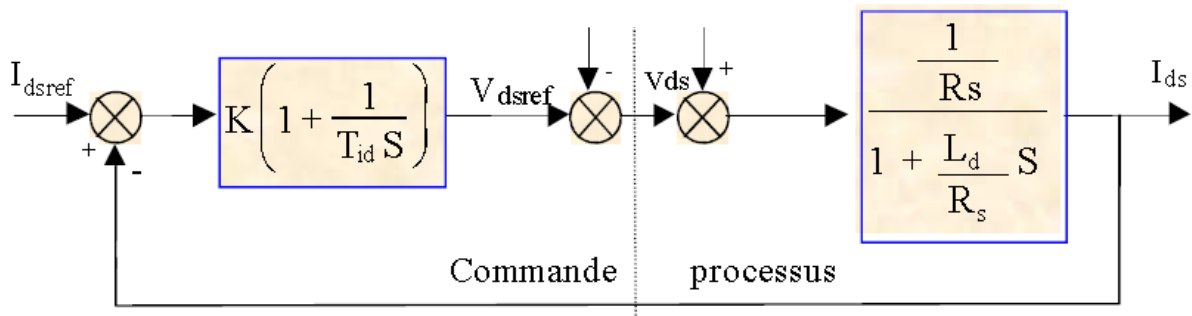


Figure III-3: Boucle de régulation du courant i_{ds} .

Le terme $(p \cdot L_q \cdot \omega_r \cdot i_{qsref})$ a été compensé du côté commande. Il est utilisé pour éliminer le couplage des deux axes d et q [26],[49],[47]. Le schéma de la boucle du courant i_{qs} est représenté sur la figure III-4 [26].

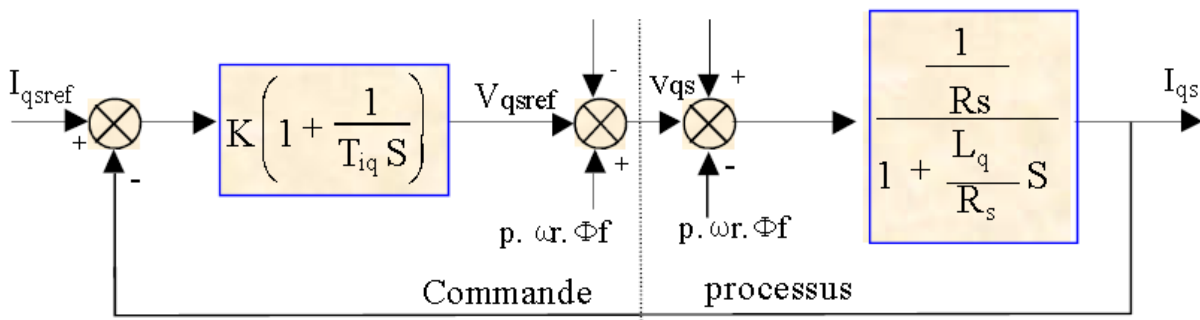


Figure III-4: Boucle de régulation du courant i_{qs} .

De la même manière que pour le courant i_{ds} les termes $(p \cdot L_d \cdot \omega_r \cdot i_{dsref})$ et $(p \cdot \omega_r \cdot \phi_f)$ sont utilisés pour éliminer le couplage. Nous considérons que le découplage des courants et la compensation de la f.c.é.m. sont parfaitement réalisés. Ainsi, les régulateurs de courant peuvent être calculés séparément [25], [29], [50]. La boucle de régulation des courants devient comme suit:

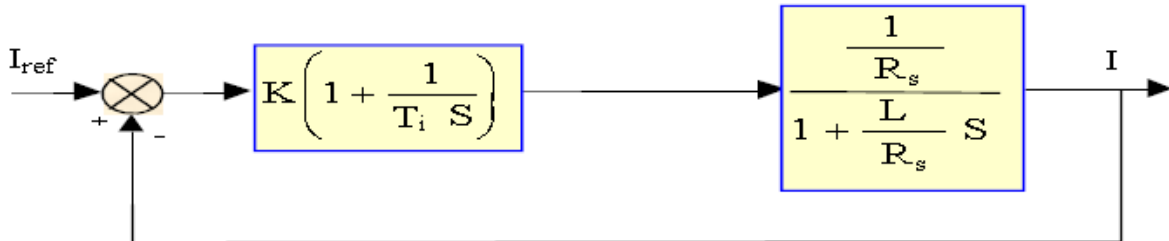


Figure III-5: Boucle de régulation d'un courant.

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par la relation suivante:

$$F(S) = K \frac{1+T_i S}{T_i S} \frac{1}{R_s \left(1 + \frac{L}{R_s} S\right)} \quad (\text{III.5})$$

La constante de temps du régulateur est souvent choisie pour compenser la constante de temps électrique propre de la machine [26], [29], [47]. On a alors:

$$T_{id} = \frac{L_d}{R_s}, T_{iq} = \frac{L_q}{R_s} \quad (\text{III.6})$$

Le gain du régulateur est calculé suivant la constante de temps apparente exigée [25], [50], on a:

$$K_d = \frac{L_d}{T_e}, K_q = \frac{L_q}{T_e} \quad (\text{III.7})$$

T_e représente la constante de temps exigée du régulateur de courant:

$$T_e = \frac{L_d}{R_s + K_d} = \frac{L_q}{R_s + K_q} \quad (\text{III.8})$$

III.5.1.2-Régulateur de vitesse

Pour le réglage de la vitesse, on utilise le schéma bloc suivant:

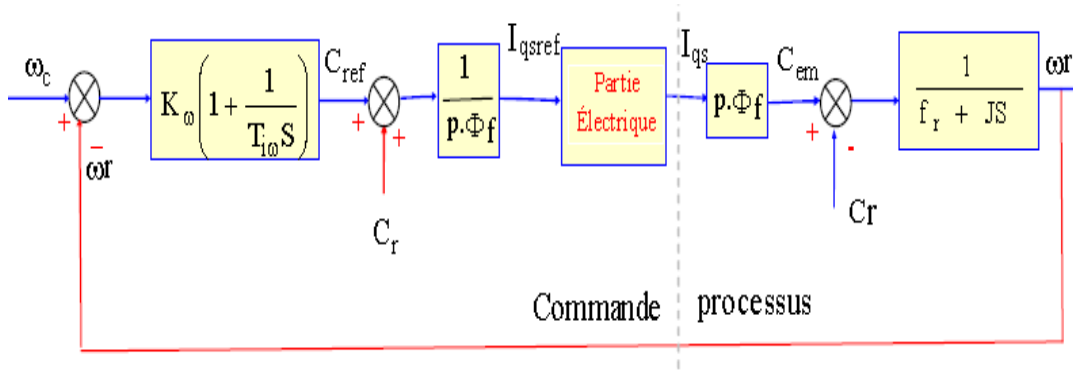


Figure III-6: Boucle de régulation de la vitesse de la MSAP.

Le processus à commander est constitué de la boucle interne du réglage du courant i_{qs} donc du couple et de la partie mécanique. La structure de la commande va assurer le découplage. Le courant i_{qsref} est délivré par le régulateur de vitesse. Pour faciliter le calcul du régulateur de vitesse, on néglige la constante de temps électrique (R_s/L_q) [25], [26], [48]. Le terme intégral du régulateur de vitesse peut être choisi pour compenser le pôle de la partie mécanique. On obtient [25]:

$$T_{i\omega} = \frac{J}{f_r} \quad (\text{III.9})$$

Le gain K_w est calculé suivant le temps d'établissement de la vitesse exigée T_ω :

$$K_\omega = \frac{3J}{T_{\omega\theta}} \quad (\text{III.10})$$

Le régulateur de vitesse (PI), permet d'assurer une meilleure réponse de la vitesse de la machine vis-à-vis de sa consigne et une bonne robustesse vis-à-vis les perturbations (variation de la charge ou la variation paramétrique).

A partir des équations, on peut établir le schéma bloc suivant sous l'interface Matlab/Simulink :

commutation est variable, ce qui conduit à des pertes de commutation ce ci est l'inconvenant majeur de l'onduleur de tension.

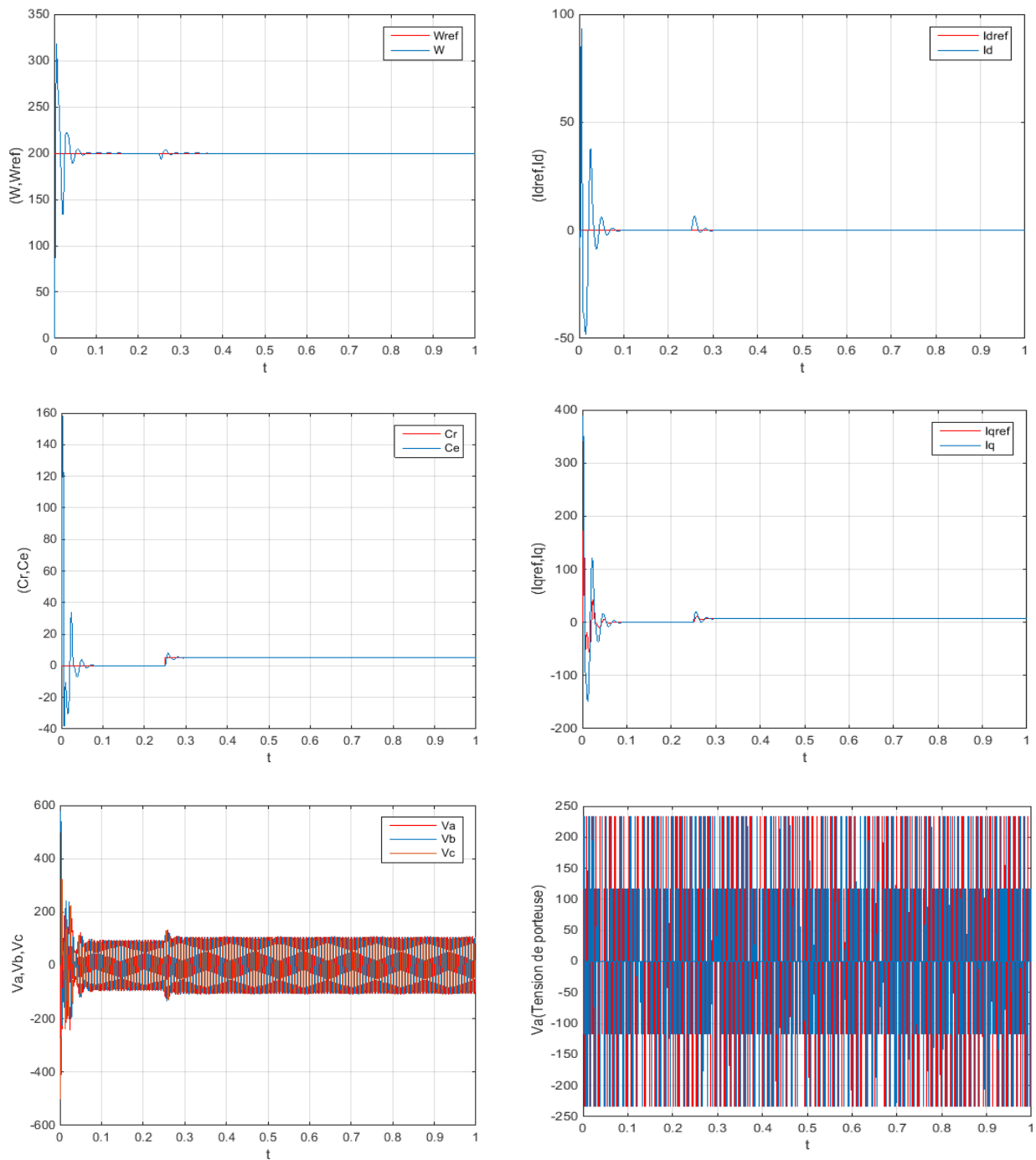


Figure III-8: Résultats de simulation de la commande de vitesse avec correcteur (PI).

III.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande de vitesse de la MSAP en utilisant un régulateur PI (proportionnelle intégrale), dans le but de juger les performances de commande. Des testes de robustesse de cette commande et l'application de couple résistant ont été présentés.

Les résultats de simulation présentés, montrent clairement les performances de la commande de vitesse de la MSAP avec un correcteur PI et robustesse vis-à-vis la perturbation de la charge.

Deux problèmes majeurs liés à la commande de la vitesse de la MSAP ont été examinés dans ce chapitre. Ces deux problèmes concernent la robustesse vis-à-vis la variation des conditions de fonctionnement ainsi qu'aux variations des paramètres de la MSAP. Pour remédier à ces problèmes, la technique du mode glissant a été appliqué à la commande de la MSAP.

Pour palier les inconvénients de la commande avec ce correcteur, le chapitre suivant sera consacré à la commande par mode glissant.

CHAPITRE IV: COMMANDE PAR MODE GLISSENT DE LA MSAP

IV.1 Introduction

Dans la conception des systèmes automatiques, on cherche toujours à améliorer les performances dynamiques et à minimiser le temps de réponse.

Les algorithmes de commande classiques par exemple à action proportionnelle intégrale peuvent s'avérer suffisants si les exigences sur la précision et les performances des systèmes ne sont pas trop strictes .néanmoins, dans le cas contraire et particulièrement lorsque la partie commandé est soumise à des fortes non linéarités et à des variations temporelles, il faut concevoir des algorithmes de commande assurant la robustesse du comportement du processus vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres et leurs variations[51].

Nous avons ici adopté la technique de réglage par modes glissant, celle-ci repose sur la théorie des systèmes à structure variable.

Nous avons ici adopté la technique de réglage par modes glissant, celle-ci repose sur la théorie des systèmes à structure variable.

La commande à structure variable (CSV) qui par sa nature est une commande non linéaire, possède cette robustesse. Elle est basée sur la commutation de fonctions de variables d'état, utilisées pour créer une variété (ou surface) de glissements, dont le but de forcer la dynamique du système à correspondre avec celle définie par l'équation de surface [52]. Quand l'état est maintenu sur cette surface, le système se trouve en régime glissant. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et aux variations des paramètres tant que les conditions du régime glissant sont assurées [52].

IV.2 Systèmes à structure variables

Lorsque la structure du système ou du correcteur utilisé prend d'une façon discontinue deux ou plusieurs expressions, la notion de système à structures variables intervient .Il en découle les définitions suivantes :

a- Définition 1

Un système à structure variable (VSS) est un système dont la structure change pendant son fonctionnement, il est caractérisé par le choix d'une structure et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à l'autre à tout

instant. De plus un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure [53].

b- Définition 2

Un système est dit à structure variable s'il admet une représentation par des équations différentielles du type [5],[6] :

$$\dot{x} = \begin{cases} f_1(X) & \text{si la condition 1 est vérifiée} \\ \vdots & \vdots \\ f_n(X) & \text{si la condition n est vérifiée} \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

Où f_i les fonctions appartiennent à un ensemble de sous systèmes de classe C^k .

Par conséquent, les systèmes à structures variables sont caractérisés par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation.

IV.3 Théories des Modes glissants

Les systèmes à structure variable sont caractérisés par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation appropriée. Ce choix assure à tout instant la commutation entre ces structures. La combinaison des propriétés de chacune de ces structures permet d'imposer le comportement désiré au système global [51].

Comme il a été présenté précédemment, la commande par le mode glissant est un cas particulier de la commande à structure variable appliquée à des systèmes décrits par l'équation suivante (on se limite au cas $n=2$) [7], [17]:

$$\dot{x} = f = \begin{cases} f^+(x, u^+) & \text{si } S(x, t) > 0 \\ f^-(x, u^-) & \text{si } S(x, t) < 0 \end{cases} \quad (\text{IV.2})$$

Les champs de vecteurs u^+ et u^- sont définis par :

$$u = \begin{cases} u^+ & \text{si } S(x, t) > 0 \\ u^- & \text{si } S(x, t) < 0 \end{cases} \quad (\text{IV.3})$$

Où $S(x, t)$ est la fonction de commutation (surface).

La surface de commutation S_0 est définie comme suite :

$$S_0 = \{x(t) \ / \ S(x, t) = 0\} \quad (IV.4)$$

Ici, on a choisi une surface de glissement sur laquelle le système commute; c'est la surface sur laquelle le système suit l'évolution désirée. En général, la variété de commutation est de dimension égale à «n » moins le nombre de fonction de commutation disponible (i.e. dans le cas de la commande, c'est le nombre de sorties à stabiliser).

Les trajectoires associées à la fonction f se résument en trois configurations où sont décrites les évolutions temporelles :

- La première configuration représente des trajectoires de f^+ et f^- qui mettent en évidence un phénomène de répulsion de celles-ci vis-à-vis de la surface de commutation S_0 .
- La deuxième configuration représente des trajectoires où il existe des phénomènes d'attraction pour f^+ (respectivement pour f^-) et de répulsion pour f^- (respectivement pour f^+).
- La troisième configuration figure (IV.1) représente des trajectoires de f^+ et f^- qui convergent vers la surface de commutation S_0 , et qui ont la particularité de glisser sur celle-ci. Ce phénomène est appelé «mode de glissement »

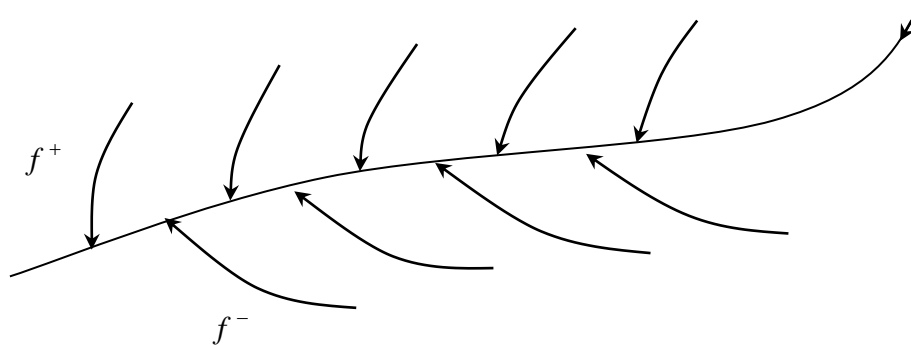


Figure IV.1 : Trajectoires de f^+ et de f^- pour le mode de glissement.

IV.3-1 Les modes de la trajectoire dans le plan de phase

La technique de la commande par mode glissant consiste à ramener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée jusqu'au point d'équilibre [33], [38]. Cette trajectoire est constituée de trois parties distinctes [37] Figure (IV.2) :

- ◆ **Le mode de convergence (MC)** : durant lequel la variable à réguler se déplace à partir de n'importe quel point du plan de phase vers la surface de commutation $S(x) = 0$ et l'atteint dans un temps fini. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.
- ◆ **Mode de glissement (MG)** : durant lequel la variable d'état a atteint la surface glissante et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique dans ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x) = 0$.
- ◆ **Le mode de régime permanent (MRP)** : il est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre. Il caractérise la qualité et la performance de la commande. Il est utilisé spécialement pour l'étude des systèmes non linéaires.

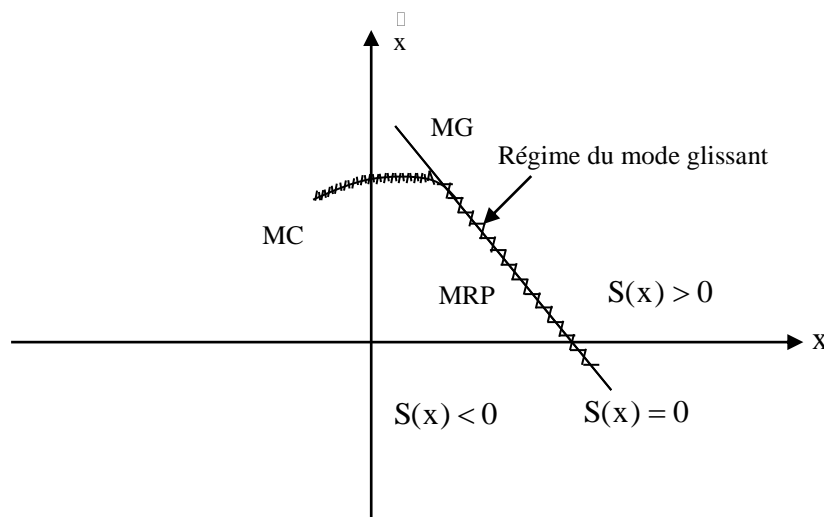


Figure IV.2 : modes de trajectoire dans le plan de phase.

IV.4 Conception de la commande par mode de glissement

La conception des régulateurs par les modes glissants prend en charge les problèmes de stabilité et des performances désirées d'une façon systématique. La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes :

1. Le choix de la surface.
2. L'établissement des conditions d'existence de la convergence.
3. La détermination de la loi de commande.

IV.4-1 Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leur forme en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivant [33], [38], [40], [51] :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x,t) + g(x,t)u(t) \\ y = C^t x, \quad y \in R^m \end{cases} \quad (\text{IV.5})$$

il faut choisir « m » surfaces de glissement pour un vecteur y de dimension « m ». En ce qui concerne la forme de la surface, deux possibilités se présentent ; soit dans le plan de phase ou dans l'espace d'état. Dans ce dernier cas, on trouve la méthode dite «loi de commutation par contre réaction d'état», Celle ci utilise les concepts du réglage par contre réaction d'état pour synthétiser la loi de commutation. Son inconvénient majeur réside dans le fait qu'elle présente une réponse transitoire lente et de conception très difficile, [40], [42].

Dans le cas du traitement dans l'espace de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase. Ainsi, la surface $S(x)$ représente le comportement dynamique désiré du système. J. J. Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée [51] :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{IV.6})$$

Avec :

$e(x)$: L'écart de la variable à régler $e(x) = x_{ref} - x$.

λ_x : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

r : Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il fait dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

Pour :

$$\begin{aligned}
 r = 1, \quad S(x) &= e(x) \\
 r = 2, \quad S(x) &= \lambda_x e(x) + \dot{e}(x) \\
 r = 3, \quad S(x) &= \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)
 \end{aligned}
 \tag{IV.7}$$

$S(x) = 0$ Est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x)=0$.

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

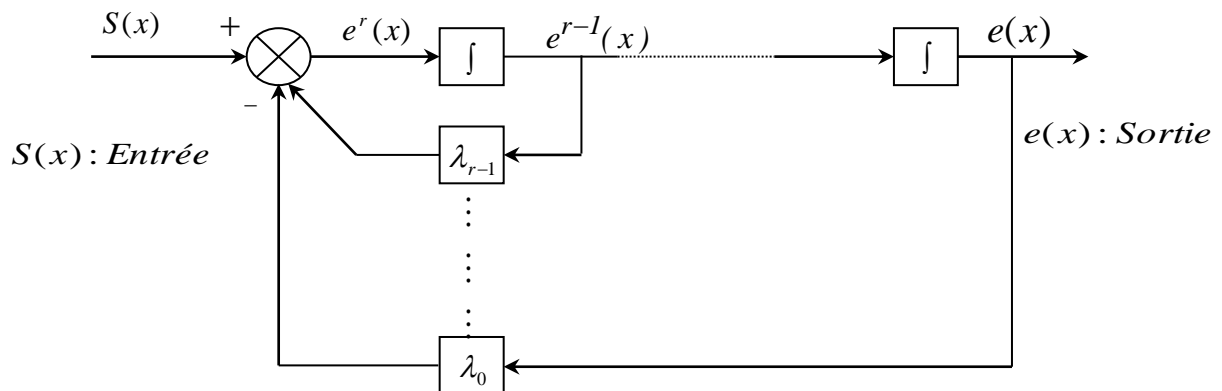


Figure IV.3 : Linéarisation exacte de l'écart.

IV.4-2 Conditions de convergence

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement. Nous retenons de la littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système.

IV.4-2-1 Fonction directe de commutation

Elle est proposée et étudiée par EMILYANOV et UTKIN .Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par [38], [40], [42] :

$$\dot{S}(x).S(x) < 0 \quad (\text{IV.8})$$

IV.4-2-2 Fonction de Lyapunov

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction (i.e. $\dot{V}(x) < 0$). Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires [51] .

En définissant la fonction de Lyapunov par :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{IV.9})$$

Et sa dérivée par :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (\text{IV.10})$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{IV.11})$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par $S^2(x)$, diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux coté. Cette condition suppose un régime glissant idéal [40], [42], [46].

IV.4-3 Calcul de la commande

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants.

Une des hypothèses essentielles dans la conception des systèmes à structure variable contrôlés par les modes glissants, est que la commande doit commuter entre u_{Max} et u_{Min} instantanément (fréquence infinie), en fonction du signe de la surface de glissement (Figure IV.4). Dans ce cas, des oscillations de très haute fréquence appelées « *broutement* » ou « Chattering » apparaissent dans le mode de glissement [17], [42].

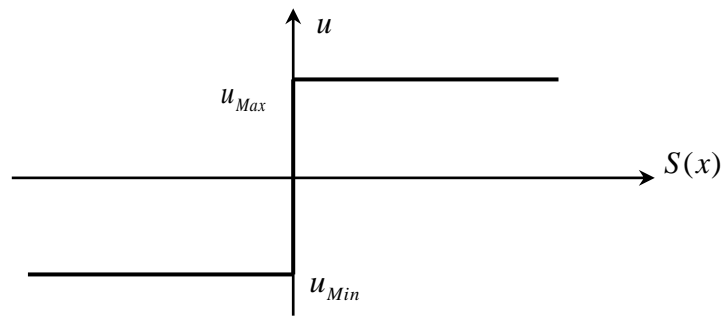


Figure IV.4: Commande appliquée aux systèmes à structure variable.

IV.4-3.1 Définition des grandeurs de commande

Comme il a été vu précédemment, la surface de glissement se détermine en fonction du système et des performances désirées, indépendamment de la commande, et l'obtention du régime glissant supposerait la commande discontinue. De ce fait, si cette commande est indispensable, elle n'empêche nullement, au contraire, qu'une partie continue lui soit adjointe pour diminuer l'amplitude de la discontinuité [52].

Par conséquent, la structure d'un contrôleur comporte deux parties; une première concernant la linéarisation exacte et une deuxième stabilisante. Cette dernière est très importante dans la technique de commande par modes de glissement, car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures [52].

Nous posons donc :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_N \quad (IV.12)$$

$u_{eq}(t)$ Correspond à la commande équivalente proposée par Filipov et Utkin. Cette commande est considérée comme la plus directe et la plus simple. Elle est calculée en reconnaissant que le comportement du système durant le mode de glissement est décrit par :

$$\dot{S}(x) = 0$$

$u_N(t)$ Est un terme introduit pour satisfaire la condition de convergence $S(x)\dot{S}(x) < 0$. Il détermine ainsi le comportement dynamique du système durant le mode de convergence, donc pour garantir l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement et il est

donné par : $\dot{S}(x) = u_N$

La commande équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre u_{Max} et u_{Min} . [52].

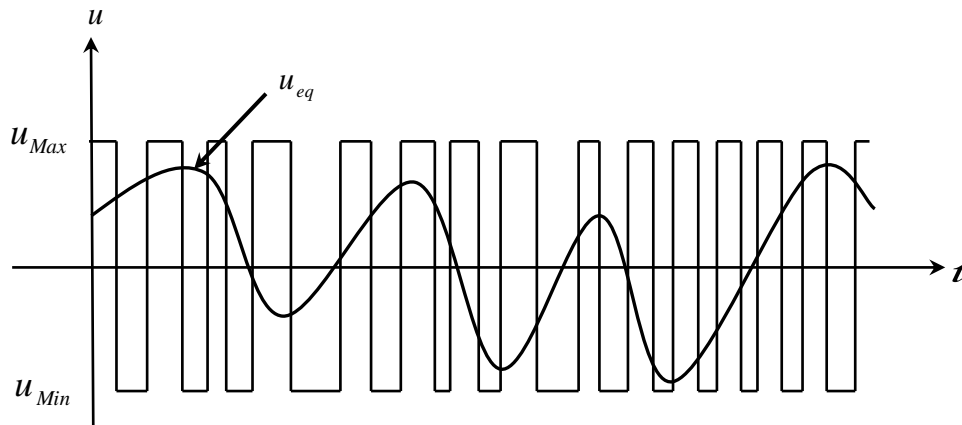


Figure IV.5: Valeur continue u_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre u_{Max} et u_{Min} .

IV.4-3.2 Expression analytique de la commande

Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (IV.13) [10].

$$\dot{x}(t) = f(x,t) + g(x,t)u(t) \quad (IV.13)$$

Le vecteur u est composé de deux grandeurs : u_{eq} et u_N , soit :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_N \quad (IV.14)$$

Nous avons :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \{f(x,t) + g(x,t)u_{eq}(t)\} + \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x,t)u_N\} \quad (IV.15)$$

En mode de glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle (car la surface est égale à zéro) .Ainsi, nous obtenons :

$$u_{eq}(t) = \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x,t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x,t) \right\}, \quad u_N = 0 \quad (\text{IV.16})$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme u_{eq} par sa valeur (IV.16) dans l'équation (IV.13). Donc, nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x,t)u_N\} \quad (\text{IV.17})$$

Le problème revient à trouver u_N tel quel :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x,t)u_N\} < 0 \quad (\text{IV.18})$$

La solution la plus simple est de choisir u_N sous la forme de relais (Figure IV.6) .Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$u_N = K \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (\text{IV.19})$$

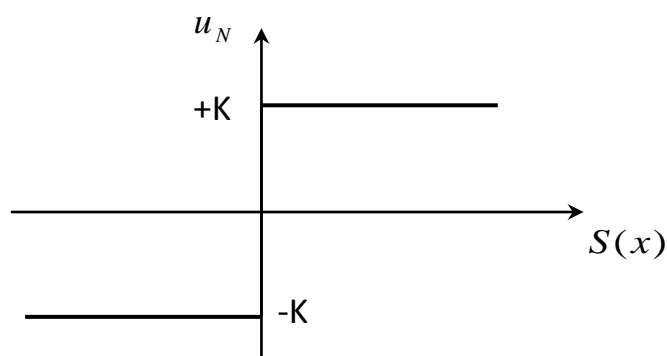


Figure IV.6 : Représentation de la fonction « SIGN ».

En remplaçant l'expression (IV.19) dans (IV.18), on obtient :

$$S(x)\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} g(x,t)K|S(x)| < 0 \quad (\text{IV.20})$$

Où le facteur $\frac{\partial S}{\partial x} g(x,t)$ est toujours négatif pour la classe de système que nous considérons.

Le gain K est choisi positif pour satisfaire la condition (IV.20). Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long et, s'il est choisi très grand, nous aurons des fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de Chattering), ou même détériorer l'organe de commande [51].

IV.4-4 Elimination du phénomène de chattering

Le phénomène de Chattering est provoqué par une commutation non infiniment rapide de la commande quand les techniques des modes glissants sont utilisées. Ce phénomène est indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composantes de haute fréquence [51].

Le broutement (phénomène de Chattering) peut être réduit en remplaçant la fonction « *sign* » par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences. On donne ci-dessous un exemple de fonction de saturation [33], [57], [58] (Figure IV.7) :

- Fonction **SAT** :

$$\begin{cases} Sat(S) = 1 & si \ S > \mu \\ Sat(S) = -1 & si \ S < \mu \\ Sat(S) = \frac{S}{\mu} & si \ |S| < \mu \end{cases} \quad (\text{IV.21})$$

μ : Un paramètre petit et positif.

- Fonction **SMOOTH** :

On peut aussi remplacer la fonction « *sign* » par une fonction de classe C^1 . On donne ci-dessous un exemple de ce type de fonction (Figure IV.8) ; soit :

$$\text{Smooth}(S) = \frac{S}{|S| + \mu} \quad (\text{IV.22})$$

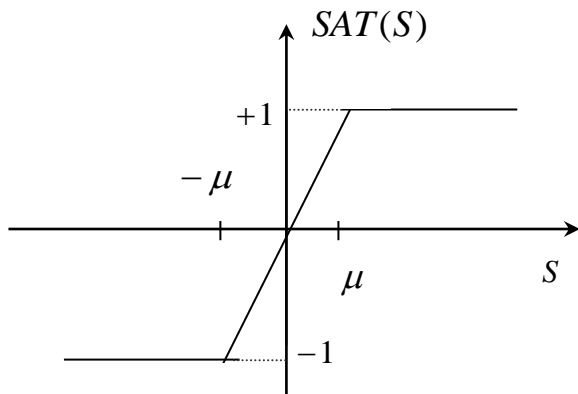


Figure IV.7 : Fonction « SAT ».

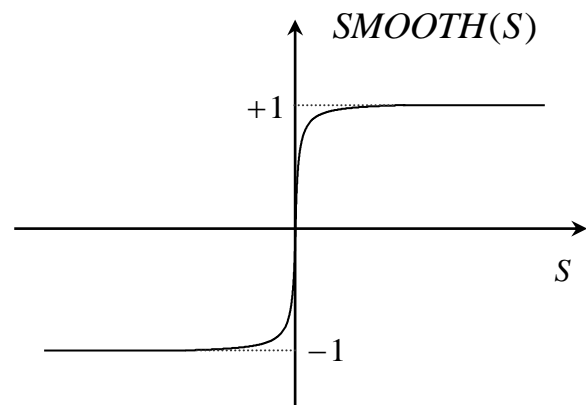


Figure IV.8 : Fonction « SMOOTH ».

IV.5 Application de la commande par mode de glissement à la MSAP

IV.5-1 Description

Dans cette étude nous contenterons d'appliquer la technique de réglage par mode glissant à la machine synchrone à aimant permanent. Rappelons que ce modèle a été calculé par le principe d'orientation du flux rotorique. Ceci a permis de découpler la machine selon les deux axes d et q et de faire la régulation sur chacun d'eux. La structure cascade impose un choix de trois surfaces sur les deux axes. La boucle interne permet de contrôler les courants « i_{ds} et i_{qs} » et la boucle externe la vitesse.

La figure (IV.9) représente la structure en cascade des régulateurs en mode de glissement appliquée à la MSAP. L'application de cette stratégie de commande commence par la détermination du degré relatif des variables à réguler. Les variables sont le courant direct pour l'axe d et la vitesse et le courant en quadrature pour l'axe q. La grandeur de sortie de boucle externe représente les références de courant des boucles internes. Les sorties de ces dernières représentent les tensions de commande directe et en quadrature à appliquer sur la machine.

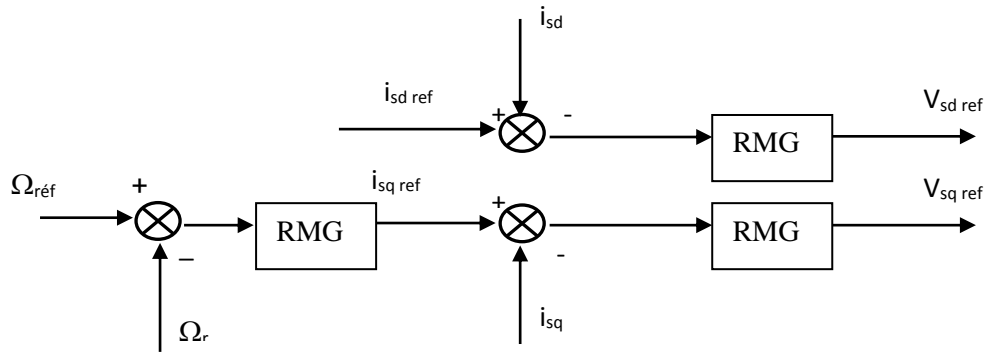


Figure IV.9: Schéma de la structure en cascade de la commande par mode de glissement

IV.5-2 Simulation et interprétation des résultats

La figure (IV.10) représente le schéma bloc de simulation du réglage par mode glissant de la machine synchrone à aimant permanent. Le choix des gains se fera de façon à imposer la valeur désirée à la sortie du régulateur.

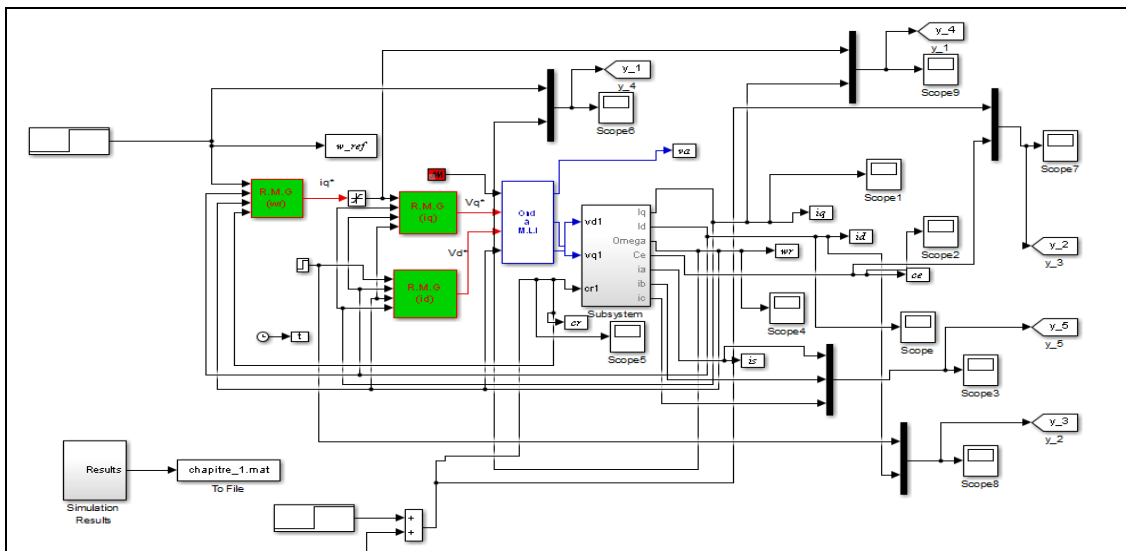


Figure IV.10: Schéma de simulation du réglage par mode glissant de la MSAP (Matlab/Simulink).

IV.5-2-1 Essai à vide et en charge

La figure (IV.11) représente les résultats de simulation de l’essai a vide et en charge, cette figure montre que avant l’application de la charge, la vitesse possède une caractéristique presque linéaire et atteint la vitesse de référence dans un temps de réponse très petit environs (0.1s) .Après l’application de la charge (Cr = 5 N.m), on constate aucune influence sur l’allure de vitesse. Le couple subit au moment de démarrage un pic, puis atteint rapidement la valeur

de couple résistant avant et après l'application de la charge. Les courants I_d et I_q suite parfaitement cette référence. Les courbes des courants présentes des pics au régime transitoire.

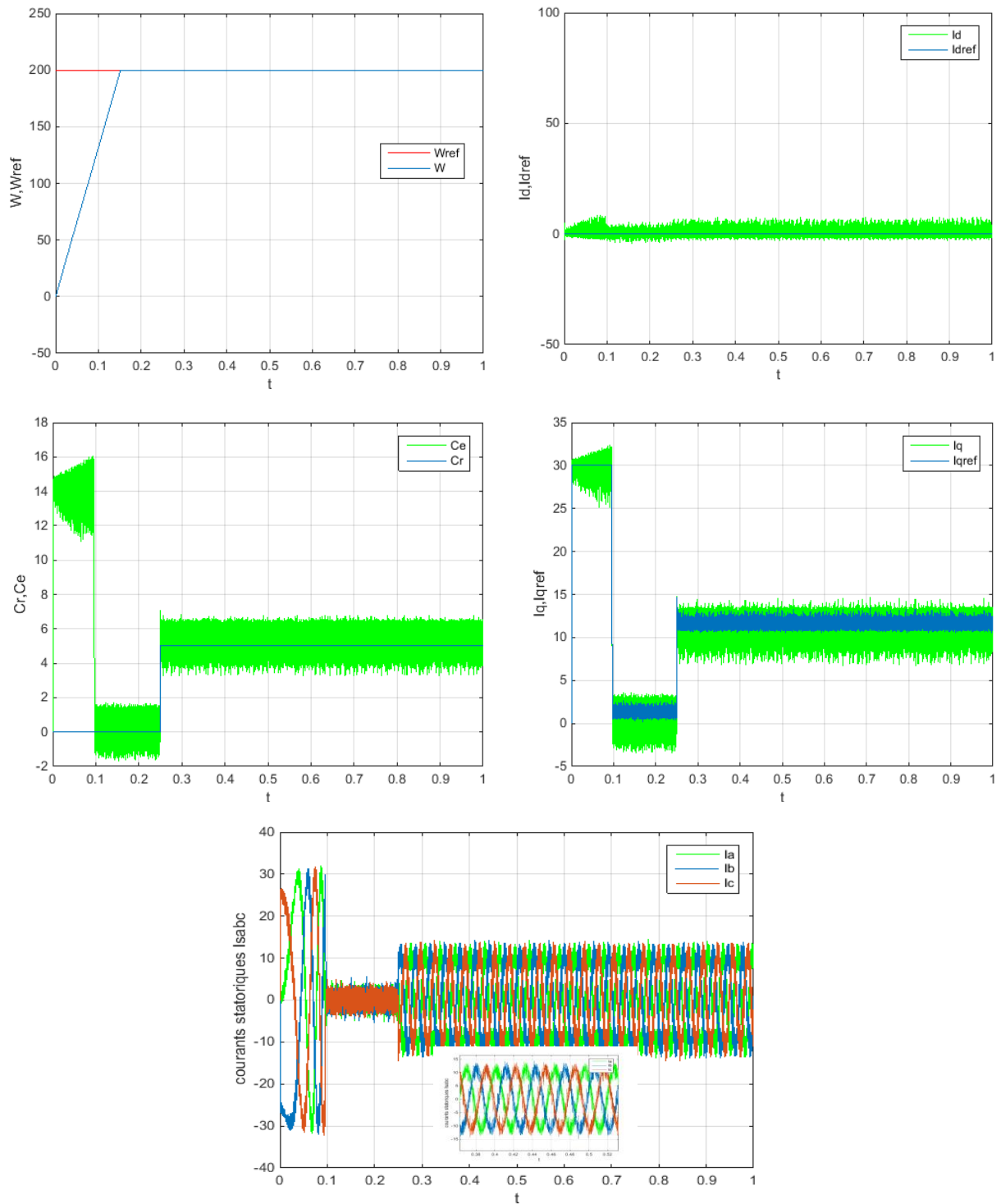
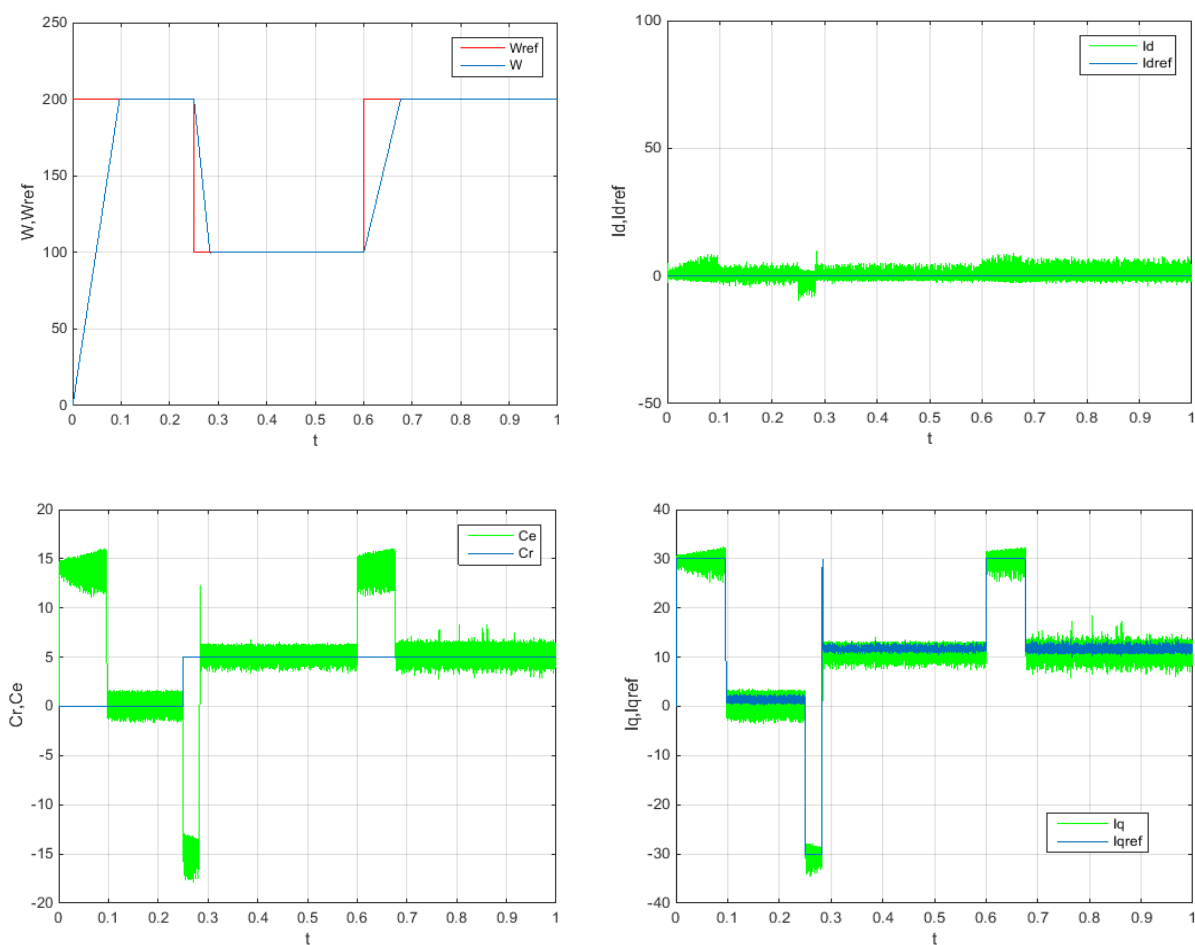


Figure IV.11: Résultats de simulation lors de démarrage à vide et en charge.

IV.5-2-2 Test de robustesse pour la variation de la vitesse

La figure (IV.12) présente les résultats de simulation lors de la variation de la vitesse (200rad/s, 100et200rad/s) .On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit rapidement sa nouvelle référence, ce la veut dire que la régulation est robuste .Le couple subit un pic de transition lors du passage d'un mode à l'autre, puis regagne sa valeur sans erreur. La composante quadrature du courant I_q présente une petite variation et le courant I_d suite bien sa référence. Les courbes des courants présentes des pics aux moments la variation de la vitesse.



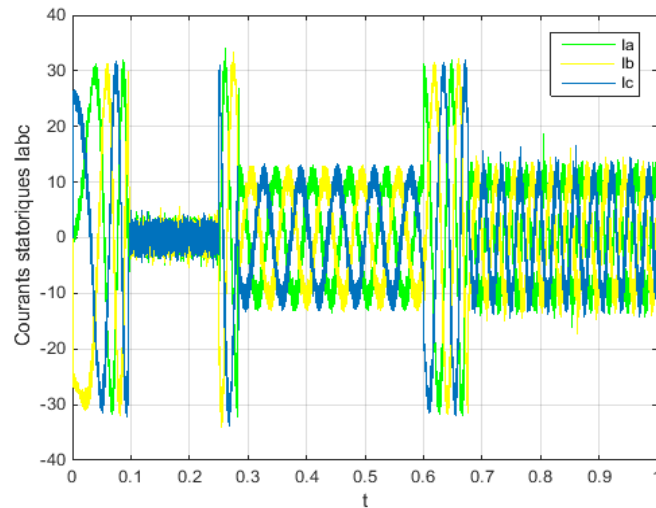
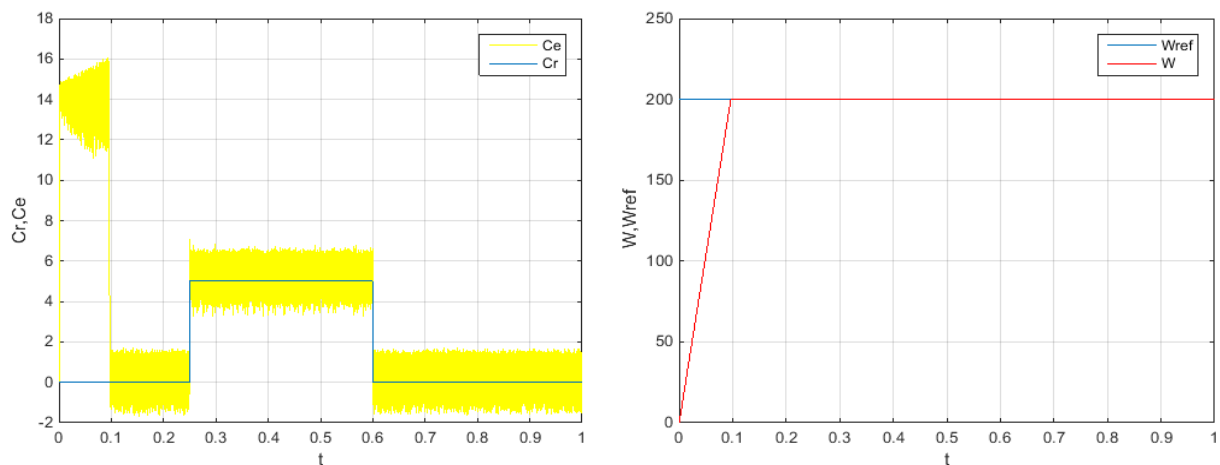


Figure IV.12: Test de robustesse pour la variation de la vitesse.

IV.5-2-3 Test de robustesse pour la variation de la charge

Les résultats de simulation de la figure (IV.13) montre que la vitesse atteinte très rapidement sa référence sans aucun dépassement .L'allure de couple électromagnétique présente le fort couple aux premiers instants de démarrage, puis suit sa référence .Le courant de phase statorique suit parfaitement la variation de la charge.



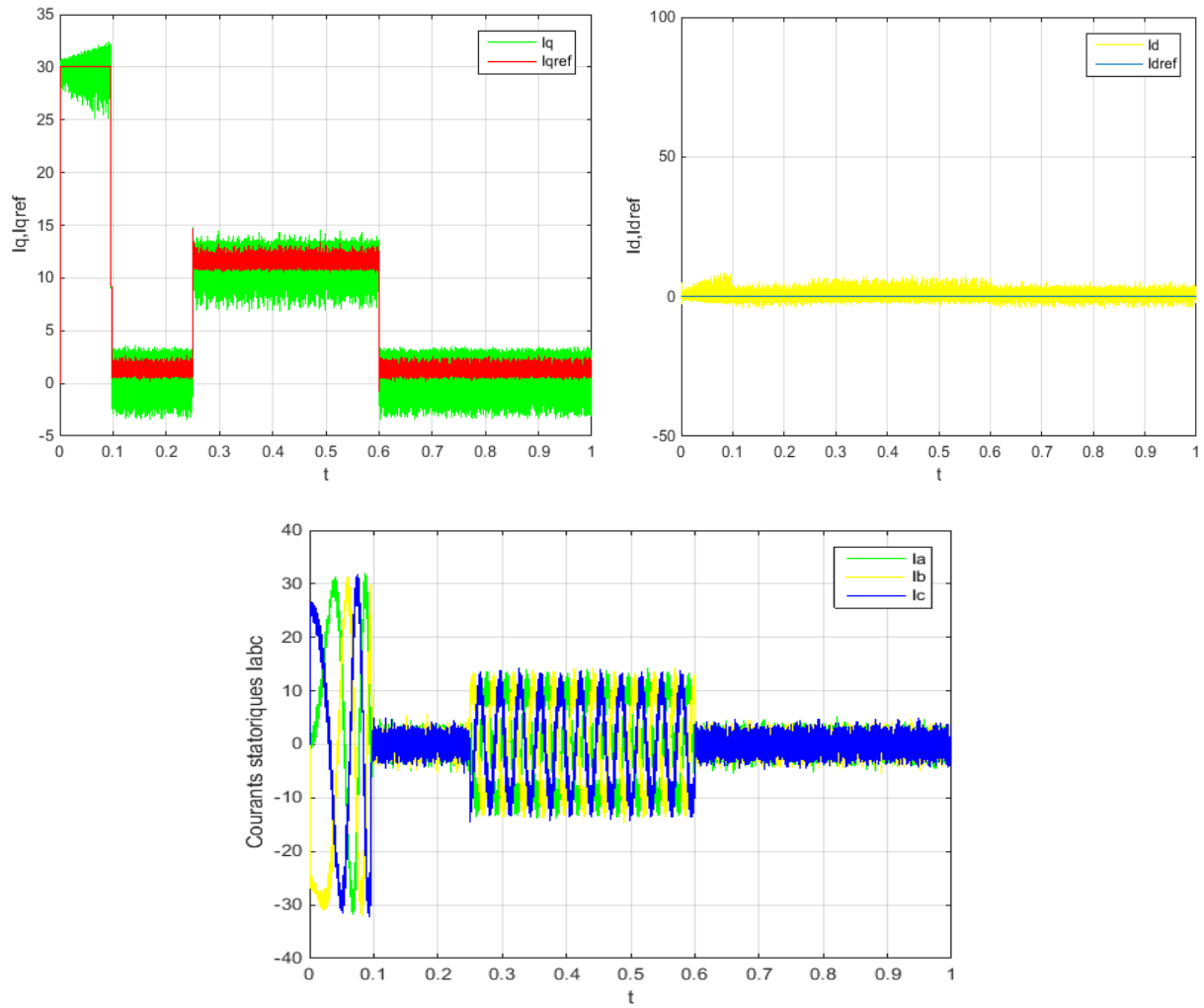


Figure IV.13: Test de robustesse pour la variation de la charge.

IV.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande à structure variable (CSV) fonctionnant en mode de glissement appliquée à la MSAP .Après la présentation de la théorie de base de cette commande, nous avons défini la méthodologie de conception nécessaire pour cette commande; nous constatons que le choix convenable des surfaces de commutation permet d'obtenir des hautes performances suite à la nature de la CSV qui s'adapte bien aux systèmes non linéaires. Les résultats de simulation nous montrent que les réponses obtenues avec le RMG sont plus rapides et plus robuste lors des variations de la charge et variation de la vitesse.

Pour tester davantage la robustesse de le RMG, par apport a la commande classique PI. Les résultats obtenus montrent clairement que les hautes performances sont obtenues avec le RMG dans les différents modes de marche, à vide ou en charge, et leurs de variation de la vitesse, du couple de charge .Ce type de commande (RMG) présente plusieurs avantages tels que robustesse, précision importante, stabilité et simplicité, temps de réponse très faible.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans cette mémoire est apporté sur l'amélioration des performances de la commande de vitesse de la machine synchrone à aimants permanents en guise de solution aux problèmes rencontrés dans la commande.

Cependant ces stratégies ont aussi des inconvénients importants. D' une part, la fréquence de commutation est fortement variable, ce qui peut entraîner des problèmes de bruits acoustiques, de compatibilité électromagnétique et d'excitation des modes de résonance mécanique. D' autre part, l'amplitude d'ondulation du couple est plusieurs fois supérieure à la largeur de sa bande d'hystérésis et typiquement supérieure à celle pouvant être obtenue avec une loi de commande faisant appel à un module MLI pour une fréquence de découpage identique.

L'objectif principal de cette mémoire consiste à améliorer les performances de la vitesse de la MSAP, en utilisant différentes stratégies de contrôle. Pour ce faire, nous avons commencé tout d'abord par les méthodes dites classiques commande par régulateur PI, puis la méthode du mode glissant, on essaie d'améliorer les inconvénients de la PI classique.

La commande PI classique montre plus de simplicité et de robustesse vis-à-vis la variation paramétrique, ainsi qu'une dynamique rapide. Cette commande est sans aucun doute une solution très prometteuse aux problèmes de robustesse et de dynamique rencontrés dans le contrôle de vitesse. Dans ce cadre, des résultats de simulation (en utilisant *Matlab/Simulink*) ont été présenté pour valider cette stratégie de commande.

Par la suite le reste de ce travail est orienté vers l'amélioration des performances de cette technique dont les principaux problèmes. Pour remédier à ces problèmes, nous avons étudié la commande par mode glissant. Les résultats de simulation montrent de meilleures performances de la technique par mode glissant par rapport aux techniques classique PI. Les ondulations au niveau du couple et du flux ainsi que la fréquence de commutation sont considérablement réduites et que la dynamique est très rapide.

En conclusion, ce travail a permis de montrer l'efficacité de la commande par mode glissant dans l'amélioration des performances de la vitesse de la MSAP.

Le travail présenté dans cette mémoire ouvre des voies d'améliorations que l'on peut donner comme suit :

- Etude de l'influence de la variation paramétrique sur les performances de la commande de vitesse de la MSAP.
- Utilisation d'un observateur robuste comme le mode glissant pour améliorer les performances de la commande de vitesse.
- Voir d'autres approches de commande, qui permet de minimiser le chattering, améliorer la dynamique et minimiser le temps de réponse.
- Utilisation des onduleurs multi niveaux pour minimiser le chattering et diminuer la fréquence de commutation des interrupteurs.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] G. Grellet, G. Clerc “ Actionneurs électriques” , Editions Eyrolles, 1997.
- [2] BOULLAGE. L, Meradi .M “La commande vectorielle indirecte & directe d’une machine asynchrone alimentée en tension “ Mémoire d’ingénieur. Option : Réseaux électriques. (Univ. Batna), 2001.
- [3] Belhadj J, " Commande directe en couple d’une machine asynchrone- structures d’observation- application aux systèmes multi machines-multi convertisseurs". Thèse Doctorat de l’Institut National Polytechnique de Toulouse, 7 juillet 2001.
- [4] Abdelkoudouss FAQIR “ Commande A Structure Variable D’un Entraînement A Machine Asynchrone Soumis A Un Environnement Mécanique Variable’ ’ Doctorat L’Université de Picardie Jules Verne France décembre 2003.
- [5] A. Aissa «Commande sans capteur de vitesse par DTC d’une Machine Synchrone à Aimant Permanent d’otée d’un Observateur d’ordre Complet à Mode Glissants» Thèse de Magister, Université de Batna 2005
- [6] Saïad, A. " Commande à structure variable d'un système d'entraînement électrique" Mémoire de Magister, université de Batna, 2002.
- [7] 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 de Biskra, 2005
- [8] Perusa M., “Contribution a la définition de moteurs a aimants pour un véhicule électrique hybride routier,” Thèse de l’institut National Polytechnique de Toulouse, N 1138, 1996.
- [9] Gasc L., “Conception d’une actionneur a aimants permanents a faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile approches par la structure et par la commande”, Thèse de l’institut National Polytechnique de Toulouse N2159, 2004.
- [10] Robyns B., Fu Y., Labrique F., Buyse H., “Commande numérique de moteurs synchrones a aimants permanents de faible puissance,” J.Phys. III France 5(1995), pp 1255-1268, Aug, 1995.
- [11] Carlos D.A.M, " Contrôle direct du couple d’une machine asynchrone alimentée par convertisseur multi niveaux à fréquence imposée, " Thèse doctorat de l’institut national polytechnique de Toulouse, 15 Décembre 2000.
- [12] Amara Y, "Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation Application au véhicule hybride". Thèse doctorat, EUR de l’université paris XI, Décembre 2001.
- [13] L. Gasc, “Conception d’un actionneur a aimants a faibles ondulation de couple pour assistance de direction automobile Approches par la structure et par la commande”, Thèse de doctorat l’institut national polytechnique de Toulouse, 2004.
- [14] Lateb R., “ Modélisation des machines asynchrones et synchrones a aimants avec prise en compte des harmoniques d’espace et de temps : application a la propulsion marine par

- POD'', Thèse de l'institut National Polytechnique de Lorraine, 2006.
- [15] G. Lacroux, "Actionneurs Electriques pour la Robotique et les Asservissements", Lavoisier,1995.
- [16] G. Segulier, et F. Notelet, "Electrotechnique Industrielle", Technique et Documentation Lavoisier 1977.
- [17] A.Kadouri «Étude D'une Commande Non Linéaire Adaptative D'une machine Synchrone à Aimants Permanents». Thèse de Doctorat de l 'Université Laval Québec Novembre 2000.
- [18] N. Bernard, ''Machine Synchrone : de la Boucle Ouverte a l'Autopilotage'', Revue 3EI, septembre 2002, pp.24-39.
- [19] G. Guy, et C. Guy, "Actionneurs Electriques, Principes Modèles Commande", Edition Eyrolles, 2000.
- [20] A. Genon, et W. Lagros, "Machines Electriques", Edition science Europe, Paris 2000..
- [21] P. S. Bastiani, "Stratégies de commande minimisant les pertes d'un ensemble convertisseur -machine alternative : Application à la traction électrique", Thèse de Doctorat de l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, France, Février 2001.
- [22] B. Tounsi, '' Etude Comparative de Groupe Electrogènes Embarqués a Large Gamme de vitesse Variable Associant Machine a Aimants Permanents et Conversion Statique'', Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2006.
- [23] P. Henri.,'' Conception d'une Architecture Multiprocesseur pour la commande de Systèmes Electromécaniques'', Thèse de Doctorat, Université Catholique de Louvain, 2003.
- [24] B.Hacéne «Contribution a la Commande des Machines Synchrones a Aimants Permanents» Thèse de Doctorat, L'institut National Polytechnique de Lorraine.juin 1995.
- [25] P.Pillay et R.Krichman "Modelling, simulations and analysis of permanent magnet motor drives, Part I the PMSM derives". IEEE Transaction on industry applications, Vol.25, N°2 March/April 1989.
- [26] T.Rekioua "Contribution à la modélisation et à la commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents". Thèse de Doctorat de l'INPL Lorraine, 1991.
- [27] B.K.Bose "Power electronic and AC drives", Prentice-hall 1986.
- [28] P.Vas "Victor control of AC Machines", Clarendon Press-Oxford 1990.
- [29] F.Bouchafaa, A.Rekkab, R.Ibtiouen "Les performances d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP)". Proceedings CMSES'97 Saida, 13-14 Mai.
- [30] K.Benmansour "Etude et implantation de contrôleurs robustes et flous d'une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectoriel". Thèse de Magister. Ecole Militaire Polytechnique (EMP) 1999.

- [31] F. Khatounian «Contribution a la Modélisation, L'Identification et à la Commande d'une Interface Haptique à un Degré de Liberté Entraînée par une Machine Synchrone à Aimants Permanents » Thèse de Doctorat, De L'Ecole Normale Supérieure de Cachan, France, 2006.
- [32] Locment F, " Conception et modélisation d'une machine synchrone à 7 phases à aimants permanents et flux axial : commande vectorielle en modes normal et dégradé". Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille décembre 2006.
- [33] Gasc L., 'Conception d'un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile approches par la structure et par la commande', Thèse de l'institut National Polytechnique de Toulouse N2159, 2004.
- [34] Park, Y., Tahk, M., and Bang, H., « Design and analysis of optimal controller for fuzzy systems with input constraint », IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol 12, No. 6. pp: 766-779, 2004.
- [35] A/M. Bendaikha, « Réduction des harmoniques a la sortie de l'onduleur de tension triphasé commandé par mli vectorielle », Mémoire de Magister, Université d'Annaba 2006.
- [36] F.Labrique, G.Seguir, R.Bausiere, « Les convertisseurs de l'électronique de puissance, la conversion continu - alternatif », Technique et Documentation -Lavoisier ,1995.
- [37] Wu, S. J., and Lin, C. T, « Optimal fuzzy controller design: local concept approach», IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol 8, No. 2. pp :171-185, 2000..
- [38] Wu, S. J., and Lin, C. T, «Optimal fuzzy controller design in continuous fuzzy system: global concept approach», IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol 8, No. 6. pp: 713-729, 2000.
- [39] Caron J.P, Hautier J.P, " modélisation et commande de la machine asynchrone " Edition 1995.
- [40] Bachir B.R 'Synthèse commande équivalente par mode du glissement par orientation du champ '. Génie électrique, Ecole national polytechnique d'Alger, 1994.
- [41] H. Mesloub, M.T. Benchouia, A. Golea, M.E.H. Benbouzid. 'Resolver Based Vector Control Implementation of Permanent Magnet Synchronous Machine Using a Dspace''. 10th International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER),IEEE Conference. Monaco, pp.1-6, 2015.
- [42] L.Cristian , and M.anderzej, " combining the principles of sliding mode , direct torque control, and space -vector modulation in a high-performance sensorless ac drive" transactions on industry application vol 40 pp. 170-177 IEEE jan/fev 2004.
- [43] Labrique F, Seguir G, Bausier R, " Les convertisseurs de électronique de puissance ", Volume 4 : La conversion continu Alternatif, Lavoisier 1995.
- [44] Ismail E, " Commande haute performance d'un moteur asynchrone sans capteur de vitesse par contrôle direct du couple ".Thèse doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, Mars 1999.
- [45] Chapuis Y.A, Roye D, Courtine S, "Commande directe du couple d'une machine asynchrone par le contrôle direct de son flux statorique ", J. Phys. III France 5 (1995)

863-880. JUNE 1995.

- [46] V. I. Utkin, «Variable Structure Systems with Sliding Modes », IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 22, n°2, pp: 212-222, 1977
- [47] F.Bouchafaa "Etude de l'influence des paramètres sur les performances de la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents". Thèse de magister, USTHB,1997.
- [48] E. Mendes "Contribution à l'étude de servomoteur à induction et mise en oeuvre de commandes numériques à flux orienté et adaptatives". Thèse de Doctorat, 06 Octobre 1993, Paris 6.
- [49] F.Bouchafaa, A.Rekkab "Comparaison des stratégies de régulation de courant pour la commande numérique des servomoteurs synchrones à aimants permanents". International Conference on Electrotechnics, ICEL2000, Oran, Algérie, 13-15-Novembre-2000, PP.114-119.
- [50] M.Lajoie-Mazenc et al. "Study and implementation of hysteresis controlled inverter on a permanent magnet synchronous machine". IEEE transaction on Industry Applications, Vol.IA-21, N°2, March/April 1985.
- [51] Derdouri et A. Abidli, « Etude et simulation d'une machine asynchrone alimentée par l'association redresseur MLI – onduleur MLI », Mémoire d'ingénieur, BISKRA 2007.
- [52] Saiad, A. " Commande à structure variable d'un système d'entraînement électrique" Mémoire de Magister, université de Batna, 2002.
- [53] D. Roye, “Modélisation, contrôle vectoriel et DTC ” , HERMES Science Europe Ltd, 2000, sous la direction de Carlos Canudas de Wit, Page(s): 81 -132 vol.1
- [55] T.Tahar « Commande non linéaire robuste D'un moteur synchrone à aimant permanent » Mémoire de magistère, Ecole Nationale Polytechnique, Février 2008.