



FACULTÉ DES SCIENCES APPLIQUÉES
DÉPARTEMENT de GÉNIE ÉLECTRIQUE



Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme de Master

Spécialité : Génie Electrique

Option : Commande des Systèmes Électriques

Présenté par :

OULD ELEMINE OULD VALL AHMEDNAH

ISSOUFOU KARSANI TALHATOU

Sujet du mémoire

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE SYNCHROME
A AIMANTS PERMANENTS

Soutenu publiquement devant le jury composé de :

Mr. SAIBI ALI

Président

Mr. TOUMI DJILALI

Rapporteur

Mr. MIHOUB YUCEF

Examineur

PROMOTION : 2015

DEDICACES

A nos très chers parents qui ont toujours été là pour nous, et qui nous ont donné un magnifique modèle de labeur et de persévérance. Nous espérons qu'ils trouveront dans ce travail toute notre reconnaissance et tout notre amour.

A mes chers frères et sœurs du Niger et de la Mauritanie

A nos amis Algériens qui nous ont très bien accueillis pendant nos séjours en Algérie,

REMERCIEMENTS

Nous e tenons à exprimer nos gratitude et nos remerciements à :

ALLAH le tout puissant qui par sa volonté et son aide a enrichit nos savoirs.

Nous remercions notre promoteur Mr. TOUMI Djilali, enseignant au sien du département de génie électrique de université de Tiaret d'avoir accepté de nous encadrer afin de réaliser notre mémoire de fin d'étude, pour ces précieux conseils, pour son sens de responsabilité et du bon comportement envers son autrui.

Nous tenons à exprimer encore nos sincères remerciements à :

Monsieur SAIBI Ali, enseignant au sien du département de génie électrique de université de Tiaret pour nous avoir fait l'honneur de présider le jury.

Monsieur MIHOUB Youcef enseignant au sien du département de génie électrique de université de Tiaret pour avoir accepté de juger notre travail en qualité d'examineur.

Nous remercions chaleureusement tous les enseignants du département de génie électrique de l'université de Tiaret

Nous tenons également à remercier tous nos collègues durant notre cursus universitaire.

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

SOMMAIRE

<i>INTRODUCTION GENERALE</i>	1
<i>CHAPITRE I : PRESENTATION ET MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE</i>	4
I.1 Introduction.....	5
I.2 Présentation de la machine synchrone	5
I.2.1 Machines synchrones à reluctance variables.....	6
I.2.2 Machines synchrones à rotor bobiné.....	7
I.2.3 Machines synchrones à aimants permanents.....	7
I.2.3.1 Structure de la machine synchrone à aimants permanent	7
I.2.3.2 Domaine d'application de la MSAP	8
I.2.3.3 Avantages et inconvénients de la MSAP	9
I.2.4 Modélisation de la MSAP	10
I.2.4.1 Hypothèses simplificatrices	10
I.2.4.2 Hypothèses simplificatrices	10
I.2.4.3 Modèle de la MSAP en triphasé.....	11
I.2.4.3 Equation mécanique.....	12
I.2.4.4 Principe de la transformation de Park [10].....	13
I.2.5 Modèle de la MSAP à pôles saillants dans le repère de Park	14
I.2.5.1 Equations des tensions et flux de la MSAP dans le repère de Park	14
I.3 Association des convertisseurs statiques-Onduleur	16
I.3.1 Onduleur de tension	16
I.3.2 Principe de la Commande Modulation de Largeur d'Impulsions Sinus-Triangle	18
I.4. Conclusion	19
<i>CHAPITRE II : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP</i>	20
II .1 Introduction.....	21
II.2 Principe de la commande vectorielle.....	21
II.3 Hypothèses d'application.....	22
II.4 Avantages et inconvénients de la commande vectorielle	23
II.5 Commande vectorielle directe par compensation.....	23
II.5.1 Technique de découplage.....	23
II.5.1.1 Découplage par compensation.....	24
II.5.2. Contrôle des courants de Park par Régulateurs PI.....	25
II.5.3 Contrôle de vitesse par le régulateur PI.....	26
II.5.4 Contrôle de vitesse par régulateur IP.....	27
II.5.5. Contrôle de la vitesse par le régulateur PI-P.....	29
II.6. Résultats de simulation :	30
II.7. Résultats expérimentaux de la CV.....	31
II.7.1. Banc d'essai	31
Instrumentation.....	33
II.7.2. Résultats expérimentaux de la CV avec réglage de la vitesse par IP et des courants par PI	33

II.8. Conclusion.....	34
<i>CHAPITRE III : APPLICATION DU MODE DE GLISSEMENT ET DES REGULATEURS RST A LA COMMANDE DE LA MSAP</i>	
III.1. Introduction	37
III.2 Systèmes à structure variables.....	37
III.3 Fondement théorique de la commande par mode de glissement	38
III.4 Conception de la commande par mode de glissement.....	39
III.4.1 Le choix de la surface.....	39
III.4.2 L'établissement des conditions d'existence de la convergence.....	40
III.4.3 Fonction directe de commutation	40
III.4.3.1 Fonction de Lyapunov.....	40
III.4.3.2 La détermination de la loi de commande.....	40
III.5 Structure de base	41
III.5.1 Structure par commutation d'une contre réaction d'état	41
III.5.2 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande.....	41
III.5.3 Structure par Commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la commande équivalente	42
III.5.3.1 .La méthode de contrôle équivalent.....	43
III.5.3.2 La méthode du contrôle attractive	43
III.6 Avantages et inconvénients de la commande par mode glissant.....	46
III.7 Application de la commande par mode de glissement à la MSAP.....	47
III.7.1 Stratégie de réglage par mode de glissement.....	47
III.7.1.1 Synthèse de la commande par mode de glissement : 1 ^{ère} Approche.....	48
III.7.1.2 Synthèse de la commande par mode de glissement : 2 ^{ème} Approche.....	51
III.7.2 Résultat de simulation de la commande par mode de glissement de la MSAP	54
Interprétation des résultats de simulation	55
III.7.3 Résultats expérimentaux de la commande vectorielle.....	56
III.8 Le régulateur RST	59
III.8.1 Commande vectorielle utilisant les régulateur RST	59
III.8.2 Application sur la MSAP :	60
III.8.2.1 Commande du courant statorique I_{sd} par le régulateur RST (1 ^{er} ordre).....	60
III.8.2.2 Commande du courant statorique I_{sq} par le régulateur RST (1^{er} ordre)	62
III.8.2.3 Commande des courants statoriques I_{sdq} par le régulateur RST (2 ^{ème} ordre).....	62
III.8.2.4 Commande de la vitesse par un RST.....	64
III.8.3 Résultat de simulation de la commande de la MSAP utilisant les régulateur RST	65
III.8.4 Interprétation des résultats :.....	65
III.8.5 Résultats expérimentaux de la commande vectorielle utilisant un régulateur de vitesse RST (2 ^{ème} ordre) et régulateurs de courants RST (1 ^{er} ordre)	66
III.8.6 Résultats expérimentaux de la commande vectorielle avec réglage de vitesse par RST (2 ^{ème} ordre) et courant par PI.....	67
III.8.7 Résultats expérimentaux de la commande vectorielle utilisant un régulateur de vitesse RST (2 ^{ème} ordre) et régulateurs de courants RST (2 ^{ème} ordre)	68

III.9. Conclusion.....	70
<i>CONCLUSION GENERALE</i>	71
<i>REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES</i>	73
<i>ANNEXE</i>	75
Paramètres et grandeurs de la MSAP :.....	76
Identification des paramètres de la MSAP	76
Première méthode d'identification des inductances L_{sd} et L_{sq}	80
Deuxième méthode d'identification des inductances L_{sd} et L_{sq}	81
Résumé	82

NOTATIONS

C_{em} :	Couple électromagnétique
C_r :	couple résistant
DSP :	Digital Signal Processor
E :	tension d'entrée de l'onduleur
$f.m.m$:	Force magnétomotrice
$F.é.m.$:	Force électromotrice
F :	coefficient de frottement visqueux
$Fil.$:	filtré
I_{abc} :	courants triphasés suivant les axes a, b et c
I_f :	courant rotorique
IP :	régulateur Intégrateur Proportionnel
PI :	régulateur Proportionnel Intégrateur
$PI-P$:	régulateur Proportionnel- Intégrateur et Proportionnel
I_{sn} :	courant statorique nominal
I_{sd} :	courant statorique direct suivant l'axe « d »
I_{sq} :	courant statorique quadrature suivant l'axe « q »
J :	moment d'inertie
L_s :	inductance statorique
L_d :	inductance statorique direct suivant l'axe « d »
L_q :	inductance statorique quadrature suivant l'axe « q »
MAS :	Machine Asynchrone
MCC :	Moteur à Courant Continu
MLI :	Modulation de Largeur d'Impulsion
MS :	machine synchrone
$MSAP$:	Machine synchrone à aimants permanents
$MSRB$:	moteur synchrone à rotor bobiné
P :	nombre de pair de pôle
F :	Fréquence du réseau
Ref :	référence

R_s :	la résistance statorique
s :	opérateur de Laplace
V_{abc} :	Tension suivant les phases a, b et c
$V_{it.}$:	vitesse
V_s :	Tension statorique
V_{sd} :	Tension statorique direct suivant l'axe « d »
V_{sq} :	Tension statorique quadrature suivant l'axe « q »
Φ_f :	flux magnétique du rotor
Φ_{sd}, Φ_{sq} :	flux statorique suivant l'axe « d », l'axe « q »
Ω :	vitesse mécanique
Ω^* :	vitesse mécanique de référence
w :	Vitesse électrique

INTRODUCTION GENERALE

La machine à courant continu a fourni le premier actionneur électrique performant pour la variation de vitesse. Ce type d'actionneur occupe encore une place favorisée dans la réalisation des asservissements destinés à l'usage industriel. Ceci est essentiellement dû à la simplicité des lois de contrôle (découplage naturel entre le flux et le couple). Cependant, la présence du collecteur mécanique pose de nombreux problèmes. Les machines à courant continu ne peuvent être utilisées dans le domaine de grandes puissances ou vitesses élevées, ni en milieu corrosifs ou explosifs.[1] [18]

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

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

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

La commande vectorielle est une méthode qui se ramène à une structure de commande linéaire par l'hypothèse d'orientation du flux. Elle a été proposée par Blaschke en 1972. Si cette méthode est restée peu exploitée jusqu'au début des années 80, les progrès réalisés

actuellement dans la technologie des semi-conducteurs et dans la microélectronique ont permis son utilisation dans les variateurs industriels de vitesse actuels.

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

Cependant, cette structure de commande nécessite, la mise en place d'un capteur sur l'arbre de la machine et reste très sensible aux variations des paramètres de la machine. C'est ainsi qu'une identification précise ou une variation des paramètres de la machine influe considérablement sur les performances portées par les régulateurs classiques, en plus ces derniers se comportent difficilement avec le régime dynamique dû à la variation de la charge.

Afin de pallier à ces problèmes, la commande par mode de glissement est un fonctionnement particulier des systèmes de réglage à structure variable. Ce type de système a été étudié d'abord en Union Soviétique par Emelyanov puis par d'autres chercheurs comme Utkin dans les années cinquante. Ce n'est qu'à partir du début des années 1980 que la commande des systèmes à structures variables (SSV) par mode de glissement est devenue très intéressante et attractive. Elle est considérée comme une des approches les plus simples pour la commande des systèmes ayant un modèle imprécis. Ceci est dû à la bonne connaissance et à l'appréciation de la robustesse, une des propriétés très importantes caractérisant cette commande [4].

Ce mémoire est scindé en quatre chapitres.

Le premier chapitre se basera sur la présentation générale d'une machine synchrone plus particulièrement sur la machine synchrone à aimant permanent, sa constitution, son domaine d'application, ses avantages et inconvénients et enfin la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents dans les deux repères (triphase et Park).

Le second chapitre sera basé sur le développement de la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension, suivi du dimensionnement de certains régulateurs classiques tels que : le PI, IP et PI-P. Les résultats de simulation seront présentés à la fin du chapitre suivi d'une validation expérimentale sur un banc d'essai.

Le troisième chapitre présente la commande de la machine par mode de glissement et par régulateurs RST. On introduit en premier lieu avec généralité sur le contrôle par mode de glissement puis on applique cette commande à la MSAP en synthétisant des régulateurs de

vitesse ainsi que des courants de Park selon deux approches. On procèdera par la suite, à la présentation de des régulateur RST analogique suivi par une synthèse des régulateurs pour la vitesse ainsi que pour les courants. Des simulations des deux commandes sont présentées suivi d'une validation expérimentale.

***CHAPITRE I : PRESENTATION ET
MODELISATION DE LA MACHINE
SYNCHRONE***

I.1 Introduction

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

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

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

I.2 Présentation de la machine synchrone

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

Cette famille de machine regroupe en fait plusieurs sous familles, qui vont de l'alternateur de plusieurs centaines de mégawatts au moteur de quelques watts, en passant par les moteurs pas à pas. Néanmoins, la structure de toutes ces machines est relativement proche. Le stator est généralement constitué de trois enroulements triphasés répartis, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales ou trapézoïdales. Les stators, notamment en forte puissance, sont identiques à ceux d'une machine asynchrone.[5]

Il existe trois grandes familles de rotor, ayant pour rôle de générer le champ d'induction rotorique ;

- Machine synchrone à reluctance variable (M.R.V)

- Machine synchrone à aimants permanents
- Machine synchrone à rotor bobiné

I.2.1 Machines synchrones à réluctance variables

La machine synchrone à réluctance variable est structurellement une machine synchrone à pôles saillants dépourvue d'excitation. Son stator est identique à celui des machines à courant alternatif ordinaires. Le couple électromagnétique est constitué exclusivement du couple de saillance. La conversion d'énergie dans la machine s'effectue par variation des inductances propres et mutuelles de ses enroulements de phases due à la rotation d'un rotor magnétiquement dissymétrique entre les axes directs (de réluctance minimale) et en quadrature de réluctance maximale. Il s'agit bien d'une machine à réluctance variable et plus précisément d'une machine à réluctance pure polyphasée à stator lisse avec une alimentation sinusoïdale.[6]

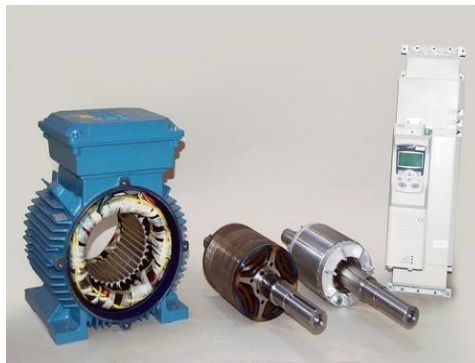


Figure I.1 : Machine synchrone à réluctance variable

Comme la machine tourne au synchronisme avec son alimentation et comme elle fonctionne par variation de réluctance, nous avons choisi l'appellation « machine synchro-réductante» (Synchronous Reluctance Motor) La machine synchrone a réluctance variable convient donc aux applications à forte puissance et à haute vitesse, domaine largement occupé actuellement par la machine asynchrone. Mais cette dernière présente des pertes Joule et des pertes fer au rotor en régime permanent. La machine synchro-réductante est donc sur ce point une véritable concurrente de la machine asynchrone.

I.2.2 Machines synchrones à rotor bobiné

Les machines synchrones à rotor bobiné font appel, dans de nombreux cas, à une excitation associée à un redresseur tournant pour éliminer tout contact glissant. Le rotor peut être à pôle lisse ou à pôle saillant et est généralement équipé de circuits amortisseurs.



Figure I.2 : Machine synchrone à rotor bobiné

Le domaine privilégié de la MS à inducteur bobiné reste les fortes puissances. Elle est aussi utilisée dans de nombreux domaines d'applications tels que : Le positionnement, l'entraînement à vitesse constant, l'entraînement à vitesse élevée, la traction, la propulsion navale, ... Elles peuvent aussi être utilisées dans l'amélioration du facteur de puissance.

I.2.3 Machines synchrones à aimants permanents

Les machines synchrones à aimants permanents se composent d'un stator comportant un bobinage qui est alimenté en triphasé et produit un champ magnétique tournant à la fréquence d'alimentation et d'un rotor où le champ magnétique est produit par des aimants permanents.

Les moteurs à aimants permanents peuvent accepter des courants de surcharge importants pour démarrer rapidement. Associés à des variateurs de vitesse électroniques, ils trouvent leur place dans certaines applications de motorisation d'ascenseurs lorsque l'on cherche une certaine compacité et une accélération rapide (immeuble de grande hauteur par exemple). L'excitation, dans ce cas, est créée par les aimants permanents. Le couple instantané (dans n'importe quelle configuration de machine à aimants) est la somme de trois couples élémentaires : le couple réluctant, le couple hybride et le couple de détente [7].

I.2.3.1 Structure de la machine synchrone à aimants permanent

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

Le stator est une partie fixe « induit » où se trouvent les enroulements liés à la source, il est semblable au stator de toutes les machines électriques triphasées, il est constitué d'un empilage de tôle magnétique qui contient des encoches dans lesquelles sont logés trois enroulements identiques décalés entre eux de 120°.

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

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

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



Figure I.3 : Moteur industriel à aimant permanent.

I.2.3.2 Domaine d'application de la MSAP

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

Il fonctionne comme compensateur synchrone et il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tel que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges, et grâce au développement de l'électronique de puissance, l'association machine à aimants convertisseur de puissance a trouvé de nombreuses applications dans les domaines très divers tels que :

- les équipements domestiques (machine à laver le linge),

- les automobiles,
- les équipements de technologie de l'information (DVD drives),
- les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements,
- les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste),
- les servomoteurs,
- les applications robotiques,
- la production d'électricité,
- la propulsion des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins
- les machines-outils,
- les applications de l'énergie de l'éolienne.

I.2.3.3 Avantages et inconvénients de la MSAP

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

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

Les inconvénients liés à cette machines sont :

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

I.2.4 Modélisation de la MSAP

L'étude et l'analyse du comportement des machines électriques nécessitent une bonne connaissance de leurs modèles dynamiques. Ceci permet de prédire convenablement, par simulation numérique, leurs comportements dans des différents modes de fonctionnement envisagés. De plus, la connaissance et la compréhension du fonctionnement des machines et de leurs caractéristiques se révèlent d'une importance capitale afin de développer des lois de commandes de plus en plus performantes. Ainsi, il apparaît fondamental et crucial d'entamer la phase "modélisation" en vue de disposer d'un modèle mathématique assez précis. Celui-ci doit être suffisamment représentatif du système physique afin de permettre une conception convenable des contrôleurs d'une part et d'effectuer des simulations fiables d'autres part [8] [9].

Le choix du modèle et de son degré de complexité s'avère d'une grande importance. Nous notons que plusieurs modèles peuvent être établis. Le choix donc du modèle s'articule essentiellement sur les phénomènes à mettre en évidence et il s'effectue également en fonction de la difficulté de mise en œuvre, à savoir le temps de calcul, la taille mémoire requise.

La mise en équation de la MSAP est effectuée avec les hypothèses retenues classiquement (nous les mentionnerons par la suite).

On va dégager un modèle dynamique de la MSAP appelé modèle de Park. Il présente un bon compromis entre précision et simplicité mathématique dédié aux applications en contrôle-commande. Il présente également l'avantage de pouvoir procéder à une analyse fiable aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire en s'appuyant sur les paramètres électriques décrivant les phénomènes électromagnétiques (inductances et résistances) et sur, bien évidemment, des hypothèses simplificatrices assez réalistes. Celles-ci définissent, parfois, ce que nous appelons la "machine idéale".

I.2.4.2 Hypothèses simplificatrices

On néglige :

- Les pertes fer (pertes d'origine magnétique)
- La saturation du circuit magnétique
- L'effet de la température sur les résistances.
- L'effet d'encochage

On suppose que

- La f.m.m. crée par l'enroulement statorique est sinusoïdale.
- Les f.é.m. produites par l'inducteur au niveau des enroulements statoriques sont sinusoïdales
- Le circuit magnétique est considéré linéaire (absence de saturation).

I.2.4.3 Modèle de la MSAP en triphasé

Le schéma équivalent de la MASAP est présenté par la figure (I.4).

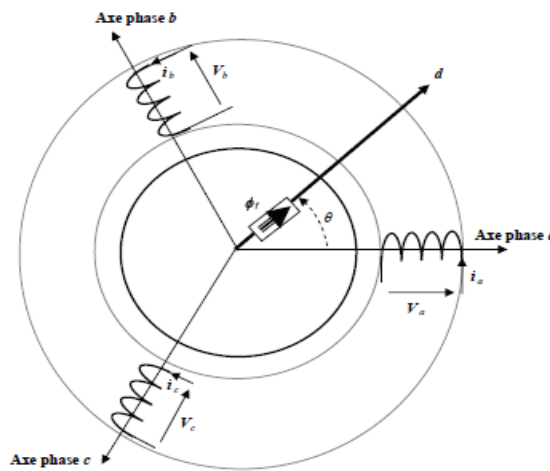


Figure I.4 : représentation d'une machine synchrone à aimant permanent

Equations des tensions statoriques

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

V_{abc} : Tensions des phases statoriques

R_s : Résistance d'un enroulement statorique

I_{abc} : Courant des phases statoriques

ϕ_{abc} : Flux produits par les phases statorique a, b, c.

Les équations sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

Les équations du flux sont :

$$\begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{cs} & 0 & 0 \\ 0 & L_{cs} & 0 \\ 0 & 0 & L_{cs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_f \\ \phi_f \\ \phi_f \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

$$[\phi_f] = \phi_{sf} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

L_{cs} : Inductance cyclique statorique.

ϕ_f : Flux de l'enroulement inducteur.

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

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

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

L'équation du flux devient :

$$\begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{cs} & 0 & 0 \\ 0 & L_{cs} & 0 \\ 0 & 0 & L_{cs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \phi_{sf} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

1.2.4.3 Equation mécanique

L'équation mécanique s'écrit sous la forme suivante :

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - Fc\Omega \quad (1.6)$$

Avec:

Ω : Vitesse de rotation de la machine

J : Moment d'inertie

C_{em} : Couple électromagnétique

C_r : Couple résistant

F : Coefficient de frottement visqueux

$$C_{em} = P \phi_{sf} (-i_a i_a \sin(\theta) - i_b \sin(\theta - 2\pi/3) - i_c \sin(\theta - 4\pi/3)) \quad (I.7)$$

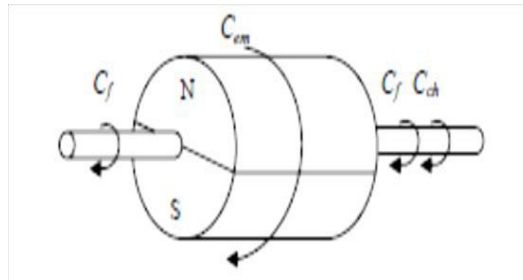


Figure I.5 : les différentes couples qui agissent sur le rotor

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

$$P_a = \Omega C_{em} \quad (I.8)$$

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

À partir de l'équation (I.8), on remarque que le modèle est non linéaire et couplée. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettant de décrire le comportement du moteur à l'aide des équations différentielles à coefficients constants. L'une de ces transformations est la transformation de Park.

I.2.4.4 Principe de la transformation de Park [10]

La transformation de Park est une transformation qui nous permet le passage du repère triphasé vers diphasé tout en considérant en termes de f.m.m, de flux, de couple, du courant et de la tension ou du moins une image qui leur sera parfaitement proportionnelle.

Cette transformation est donnée par la matrice suivante :

$$[P(\theta)] = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

Cette transformation nous permet de trouver les équations désirées dans le repère de Park des grandeurs tel que le courant, le flux et la tension.

L'inverse de cette transformation est possible dans le but de retourner du repère Park vers le repère triphasé. La matrice correspondante est donnée comme suit :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

I.2.5 Modèle de la MSAP à pôles saillants dans le repère de Park

Ce modèle est obtenu en appliquant la transformation de Park (définie par la matrice) $[P(\theta)]$ aux équations de la machine en 'abc'. Ceci permet d'éliminer les non linéarités liées aux variations des inductances suivant l'angle ' θ ' en transformant les enroulements statoriques fixes en enroulements orthogonaux tournant 'dqo'. Comme le montre la figure (I.6).

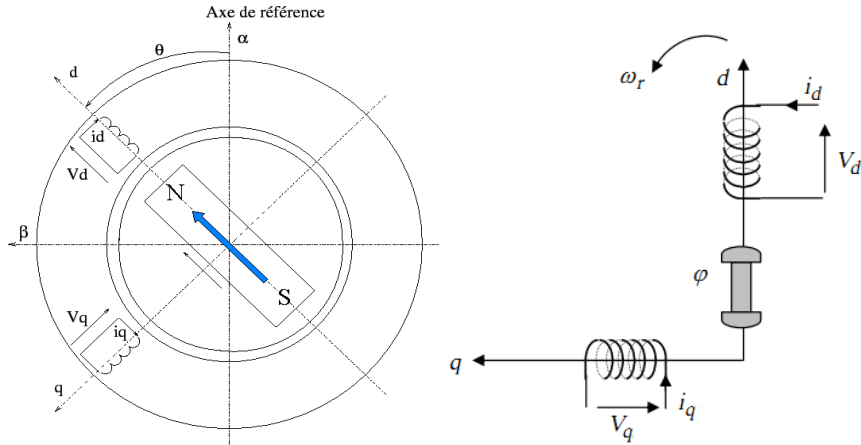


Figure I.6 : La représentation de la MSAP dans le repère de Park

I.2.5.1 Equations des tensions et flux de la MSAP dans le repère de Park

Après la transformation dans le repère de Park, les expressions des tensions deviennent alors :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_{dq} \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_{dq} \Phi_{sd} \end{cases} \quad (\text{I.11})$$

Les expressions des flux deviennent :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_{sd} I_{sd} + \phi_f \\ \phi_{sq} = L_{sd} I_{sq} \\ \phi_f = M_{sr} I_f \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

En remplaçant l'expression (I.12) dans (1.11) on obtiendra par la suite

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + L \frac{d}{dt} I_{sd} - \omega_{dq} L_q I_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + L \frac{d}{dt} I_{sq} + \omega_{dq} L_d I_{sd} + \omega_{dq} \phi_f \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

L'expression de la puissance absorbée par la machine tout en négligeant la composante homopolaire s'écrit comme suit :

$$P_a = V_{sd}I_{sd} + V_{sq}I_{sq} \quad (I.14)$$

En remplaçant chaque grandeur par son expression dans (I.14) on aura alors :

$$P_a = \left(R_s I_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - w_{dq} \phi_{sq} \right) I_{sd} + \left(R_s I_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} + w_{dq} \phi_{sd} \right) I_{sq} \quad (I.15)$$

On peut déduire alors d'après (I.15) l'expression de la puissance électromagnétique, des pertes par effet Joule et de l'énergie stockée dans les bobines :

L'expression des pertes par effet Joule :

$$P_j = R_s (I_{sd}^2 + I_{sq}^2) \quad (I.16)$$

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

$$P_e = \frac{d}{dt} (\phi_{sq} I_{sd} + \phi_{sd} I_{sq}) \quad (I.17)$$

L'expression de la puissance électromagnétique:

$$P_{em} = w_{dq} (\phi_{sd} I_{sq} - \phi_{sq} I_{sd}) \quad (I.18)$$

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

$$C_{em} = P_{em} / \Omega \quad (I.19)$$

Avec :

$$\Omega = \frac{w}{p} \quad (I.20)$$

Cela signifie que l'expression du couple s'écrira sous forme :

$$(C_{em} = P(\phi_{sd} I_{sq} - \phi_{sq} I_{sd})) \quad (I.21)$$

En remplaçant les flux par leur expression on trouve :

$$C_{em} = P \left[(L_d - L_q) I_{sd} I_{sq} + \phi_f I_{sq} \right] \quad (I.22)$$

Notons que pour les machines à aimants permanents à pôles saillants, on a : $L_d < L_q$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = R_s I_{sd} + L \frac{d}{dt} I_{sd} - w_{dq} L_q I_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + L \frac{d}{dt} I_{sq} + w_{dq} L_d I_{sd} + w_{dq} \phi_f \\ \left. \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - F_c \Omega \\ C_{em} = P \left[(L_d - L_q) I_{sd} I_{sq} + \phi_f I_{sq} \right] \end{array} \right\} \quad (I.23)$$

Et la machine synchrone à aimants permanents à pôles lisses on a : $L_d = L_q$

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + L \frac{d}{dt} I_{sd} - \omega_{dq} L_q I_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + L \frac{d}{dt} I_{sq} + \omega_{dq} L_d I_{sd} + \omega_{dq} \phi_f \\ J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - F_c \Omega \\ C_{em} = P \phi_f I_{sq} \end{cases} \quad (I.24)$$

I.3 Association des convertisseurs statiques-Onduleur

Le convertisseur statique qui alimente la machine synchrone est constitué principalement d'un pont redresseur (AC/DC) connecté au réseau, après le redressement, la tension continue est filtré par un filtre passif « LC » puis sera appliquée à l'onduleur qui permet d'alimenté la machine par une tension alternatif à fréquence variable [11]. La figure (I.7) suivante illustre le schéma de principe de cette association.

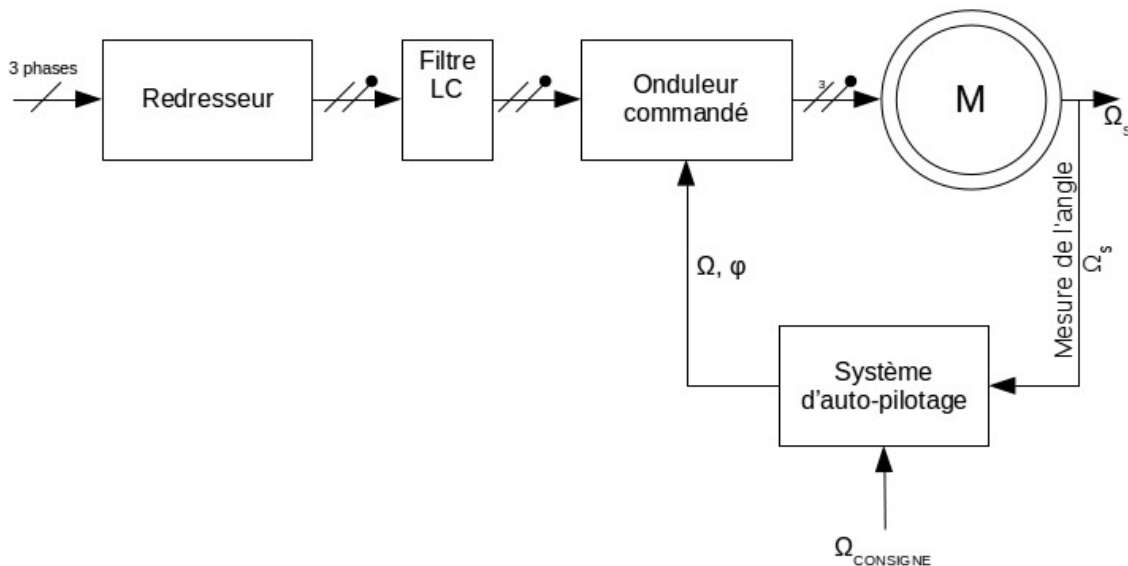


Figure I.7 : Schéma de principe de l'association redresseur onduleur

I.3.1 Onduleur de tension

On a plusieurs types de commande pour l'onduleur :

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

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

$S=1$: interrupteur du demi-bras haut (a. b ou c) fermé.

$S=0$: interrupteur du demi-bras bas (a. b ou c) fermé.

La figure suivante montre le schéma d'un onduleur triphasé alimentant la MSAP

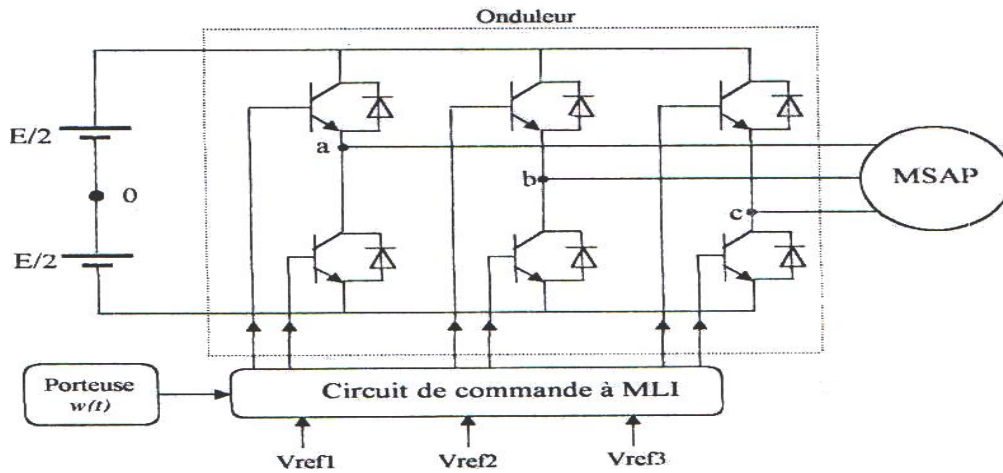


Figure I.8 : Schéma d'un onduleur triphasé alimentant la MSAP

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

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

Pour les tensions composées, on obtiendra :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{ao} + U_{ob} = U_{ao} - U_{bo} \\ U_{bc} = U_{bo} + U_{oc} = U_{bo} - U_{co} \\ U_{ca} = U_{co} + U_{oa} = U_{co} - U_{oa} \end{cases} \quad (I.25)$$

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

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

$$\begin{cases} U_{ao} = U_{an} + U_{no} \\ U_{bo} = U_{bn} + U_{no} \\ U_{co} = U_{cn} + U_{no} \end{cases} \quad (I.26)$$

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

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

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

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad (1.27)$$

La substitution de (I.27) dans (I.27) on aboutira à :

$$\left\{ U_{no} = \frac{1}{2}(U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) \right. \quad (1.28)$$

En remplaçant (I.27) dans (I.26), on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{an} = \frac{2}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{bn} = -\frac{1}{3}U_{ao} + \frac{2}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{cn} = -\frac{1}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} + \frac{2}{3}U_{co} \end{array} \right. \quad (1.29)$$

Alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{an} = \frac{U_o}{3}(2s_a - s_b - s_c) \\ U_{bn} = \frac{U_o}{3}(s_a + 2s_b - s_c) \\ U_{cn} = \frac{U_o}{3}(-s_a - s_b + 2s_c) \end{array} \right. \quad (1.30)$$

On peut écrire l'équation (I.30) sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_o}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix} \quad (1.31)$$

I.3.2 Principe de la Commande Modulation de Largeur d'Impulsions Sinus-Triangle

La MLI permet de former à la sortie d'un onduleur chaque alternance de la tension à l'aide d'une succession de créneaux rectangulaires, dont la largeur varie suivant une loi de commande qui a pour but de :

- repousser les fréquences des harmoniques en haut pour faciliter leur filtrage,
- faire varier la valeur efficace du fondamental de la tension de sortie.

Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les séquences de fonctionnement. La loi de modulation est une comparaison entre une tension de référence sinusoïdale $V_{ref}(t)$ et une onde triangulaire appelée porteuse d'une fréquence ' f ' [12].

Le interrupteur de l'onduleur triphasé $K_i=1,2,3$ est fermé si l'onde de référence de la phase correspondante est supérieure ou égale à la porteuse triangulaire, et vice versa :

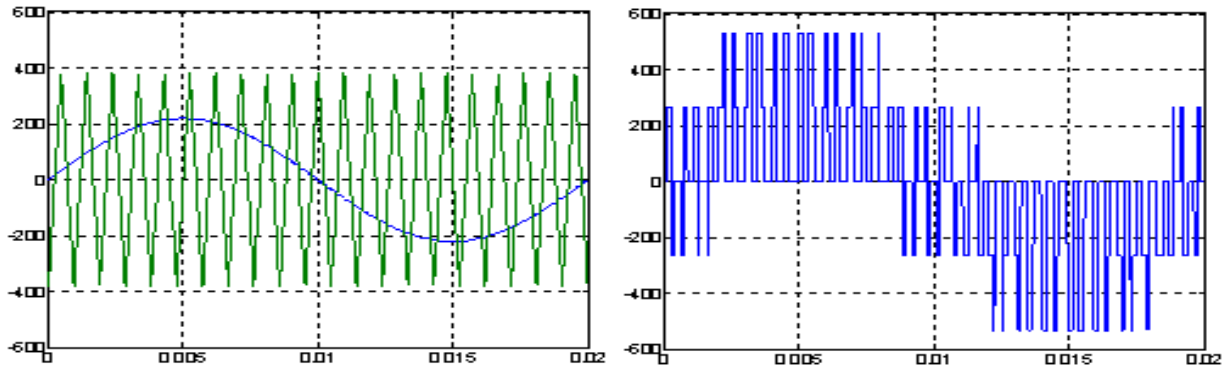


Figure I.9 : Tension d'entrée et de sortie de l'onduleur

I.4. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la modélisation de la MSAP tenant compte des hypothèses simplificatrices pour aboutir à un modèle mathématique nous permettant de faire des transformation dans les différents repères et ainsi construire des blocs de Simulink pour le modèle de notre machine afin d'analyser leur comportement dynamique.

En industrie les machines ne fonctionnent pas en boucle ouverte, elles fonctionnent en boucle fermée afin qu'elle puisse être commandée en vitesse ou en position.

Dans ce qui suit, nous présenterons en détail la commande vectorielle de la MSAP.

***CHAPITRE II : COMMANDE VECTORIELLE
DE LA MSAP***

II.1 Introduction

La commande des machines à courant alternatif est devenue un domaine de recherche très active. La principale difficulté pour la commande d'une machine alternative c'est le couplage entre les variables d'entrées, les variables de sorties et les variables internes.

La stratégie de pilotage théoriquement pour une machine synchrone à aimants permanents est la commande vectorielle qui consiste à réaliser un contrôle en temps réel. L'amélioration des performances de la commande vectorielle repose sur un modèle du système précis et d'une bonne identification de ses paramètres.

Les machines à courant continu à excitation séparée permettent un contrôle séparé du flux et du couple, qui est l'objectif principal de pilotage vectoriel.

Dans ce chapitre nous présentons la commande vectorielle de la MSAP à pôles saillants alimentée en tension. L'asservissement de vitesse est réalisé par le régulateur IP associé au contrôle des courants par des régulateur de type PI. Des tests par simulation suivi d'une validation expérimentale seront ainsi présentés.

II.2 Principe de la commande vectorielle

La stratégie de commande la plus souvent utilisée consiste à maintenir le courant ' I_d' ' à une valeur nulle et à réguler la vitesse et/ou la position par le courant I_q via la tension ' V_q' '.

Avoir maintenir le courant ' I_d' ' nulle permet d'obtenir, pour une amplitude donnée des courants statoriques, un couple maximum. Cette stratégie de commande peut cependant entraîner une détérioration sensible du facteur de puissance lorsque la machine utilisée présente un coefficient de saillance nettement supérieur à l'unité, comme c'est le cas pour machines à aimant enterrées.

Il peut alors être intéressant d'envisager d'autre lois de commande, on peut par exemple lier ' I_q' ' à ' I_d' ' afin de maintenir le facteur de puissance toujours égal à l'unité, ou encore de maintenir, à vitesse constante, la tension statorique constante. Ces lois de commande sont plus compliquées que la commande imposant ' I_d' ' nulle car elle fournissent des relation non linéaires entre le couple et le courant [11].

Elles sont cependant intéressantes dans la mesure où nous traiterons dans les paragraphes qui suivent que le cas des commandes imposant ' I_d' ' à une valeur nulle.

La méthode qui consiste à réguler les composantes de Park des courants est utilisée pour la mise en œuvre de la stratégie de commande qui consiste à maintenir I_d' à une valeur nulle et à contrôler la vitesse en agissant sur la valeur du courant I_q' , c'est-à-dire sur le couple développé par le moteur.

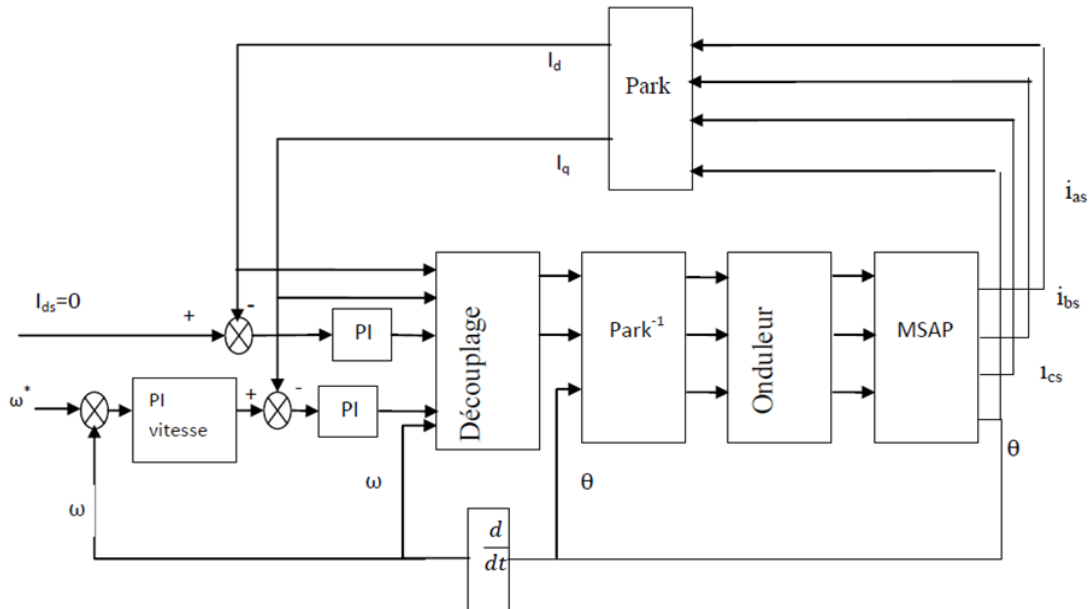


Figure II.1: Schéma de commande vectorielle.

II.3 Hypothèses d'application

Pour que la transformée de Park simplifie les équations et permettent l'utilisation de la commande vectorielle, il faut que les hypothèses suivantes soient satisfaites

- le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé, autrement dit le flux varie de manière linéaire avec le courant ;
- les pertes par courants de Foucault sont négligées
- Les courants, tensions et flux sont sinusoïdales
- Les réactances de fuites sont indépendantes de la position du rotor. Elles sont homogènes ;
- la machine doit être alimentée, comme on le fait dans la pratique, par un système de tensions triphasées sans neutre. Dans ce cas, la somme des trois courants est forcément nulle et la composante homopolaire est nulle.

II.4 Avantages et inconvénients de la commande vectorielle

La commande vectorielle a les avantages suivants [11] :

- Elle est basée sur le modèle transitoire.
- Elle est précise et rapide.
- Il y a un contrôle du couple à l'arrêt.
- Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase.

Elle a également certains inconvénients

- Coûteuse (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP.).
- Le processeur doit être capable de calculer l'algorithme environ toutes les millisecondes.
- Faible robustesse aux variations paramétriques.
- Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance). Ces retards sont responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple, ce qui pénalise les variateurs utilisés en traction.
- Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle θ_s estimé.
- La vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du variateur.
- De mauvais paramètres entraînent une erreur sur le couple.

Par rapport à la commande directe du couple, l'algorithme de la commande vectorielle doit être calculé moins fréquemment. Le capteur de courant ne doit pas être aussi bon dans le cas de la commande vectorielle que pour une commande directe du couple. La première est donc globalement moins coûteuse que la seconde.

Par rapport à la commande scalaire, la commande vectorielle permet également de réduire la taille du moteur, et donc son coût, ainsi que sa consommation électrique. À terme, le faible coût des processeurs puissants doit permettre à cette technologie de remplacer totalement la commande scalaire.

II.5 Commande vectorielle directe par compensation

II.5.1 Technique de découplage

Plusieurs techniques sont disposées pour le découplage et parmi elles, on a :

1. Découplage par compensation.
2. Commande vectorielle indirecte (FOC).
3. Découplage par régulateur.

Dans notre travail, on s'est basé seulement sur le découplage par compensation

II.5.1.1 Découplage par compensation

Nous rappelons les équations (I.23) de tensions après transformation de Park :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + L \frac{d}{dt} I_{sd} - w_{dq} L_q I_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + L \frac{d}{dt} I_{sq} + w_{dq} L_d I_{sd} + w_{dq} \phi_f \\ J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - F_c \Omega \\ C_{em} = P(L_d - L_q) I_{sd} I_{sq} + P \phi_f I_{sq} \end{cases}$$

On constate qu'il y a un couplage entre les deux tensions pour le contrôle des courants 'd' et 'q'. Pour avoir des performances meilleures, il est préférable de compenser ces f.é.m. de perturbations par injection de leurs valeurs reconstituées à la sortie des régulateurs de courant comme le montre la figure (II.2).

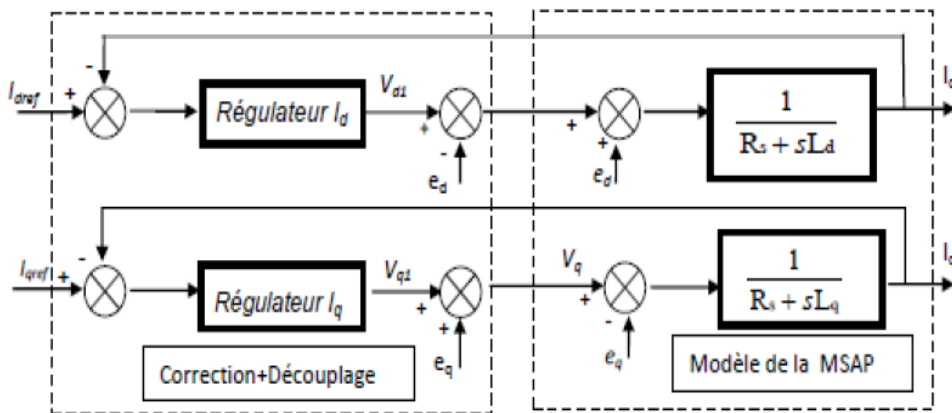


Figure II.2 : Schéma du régulateur des courants avec découplage par compensation

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd}^* + e_d \\ V_{sq} = V_{sq}^* + e_q \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Avec e_d et e_q les expressions de compensation qui sont données comme suit :

$$\begin{cases} e_d = -w L_q I_{sq} \\ e_q = w L_d I_{sd} + w \phi_f \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

II.5.2. Contrôle des courants de Park par Régulateurs PI

Le rôle des boucles de courant est la commande du couple disponible sur l'arbre du moteur. Pour les boucles de courant, on utilise un régulateur (PI): une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité de la dynamique du système et une action intégrale qui permet d'éliminer l'écart entre la grandeur de consigne et celle que l'on désire asservir.

La fonction de transferts du régulateur PI est de la forme :

$$G(S) = \frac{K_p}{s} \left(s + \frac{K_i}{K_p} \right) \quad (II.3)$$

Le schéma représentant le modèle du régulateur PI est donné par la figure(II.3).

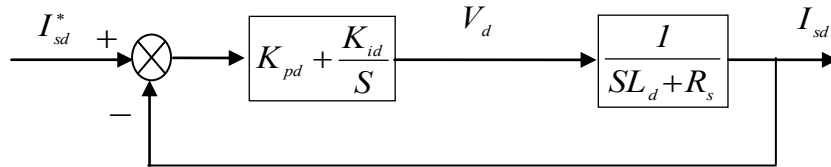


Figure II.3 : Boucle de contrôle de courant Isd par le régulateur PI

En boucle fermé :

$$\frac{I_{sd}}{I_{sd}^*} = \frac{\frac{K_{pid}}{s} \left(s + \frac{K_{iid}}{K_{pid}} \right) \frac{1/L_d}{s + R_s/L_d}}{\frac{K_{pid}}{s} \left(s + \frac{K_{iid}}{K_{pid}} \right) \frac{1/L_d}{s + R_s/L_d} + 1} \quad (II.4)$$

Et après calcul on aura

$$\frac{I_{sd}}{I_{sd}^*} = \frac{K_{pid} / L_d}{s + K_{pid} / L_d} \quad (II.3)$$

$$\tau_{BO} = \frac{L_d}{R_s} \quad (II.4)$$

$$\tau_{BF} = \frac{\tau_{BO}}{h} \quad (II.5)$$

h étant un nombre entier.

τ_{BF} et τ_{BO} étant des constantes du temps respectivement en boucle fermé et boucle ouvert.

Par compensation on aura :

$$\frac{K_{iid}}{K_{pid}} = \frac{R_s}{L_d} \quad (\text{II.6})$$

$$\tau_{BF} = \frac{L_d}{K_{pid}} \quad (\text{II.7})$$

Et de la même manière, on détermine les coefficients du régulateur du courant i_{sq}

Le schéma représentant le modèle du régulateur PI est donné par la figure (II.4).

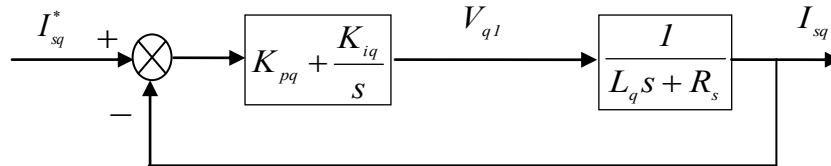


Figure II.4 : Boucle de contrôle de courant I_{sq} par le régulateur PI

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée comme suivant :

$$\frac{I_{sq}}{I_{sq}^*} = \frac{\frac{K_{piq}}{s} \left(s + \frac{K_{iiq}}{K_{piq}} \right) \frac{1/L_q}{s + R_s/L_q}}{\frac{K_{piq}}{s} \left(s + \frac{K_{iiq}}{K_{piq}} \right) \frac{1/L_q}{s + R_s/L_q} + 1} \quad (\text{II.8})$$

Après calcul on aura :

$$\frac{I_{sq}}{I_{sq}^*} = \frac{K_{piq} / L_d}{s + K_{piq} / L_d} \quad (\text{II.9})$$

$$\tau_{BO} = \frac{L_q}{R_s} \quad (\text{II.10})$$

$$\tau_{Bf} = \frac{\tau_{BO}}{h} \quad (\text{II.11})$$

Par compensation on aura :

$$\frac{K_{iiq}}{K_{piq}} = \frac{R_s}{L_q} \quad (\text{II.12})$$

$$\tau_{BF} = \frac{L_q}{K_{piq}} \quad (\text{II.13})$$

II.5.3 Contrôle de vitesse par le régulateur PI

Le schéma de réglage de vitesse est présenté par la figure suivante :

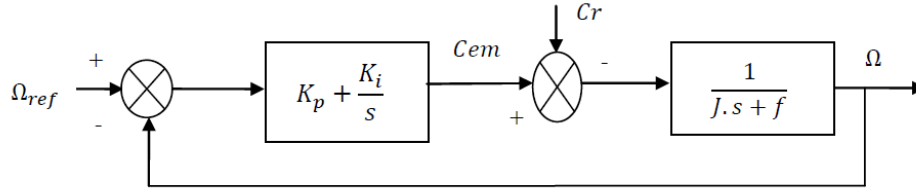


Figure II.5 : Boucle de régulation de la vitesse par PI

En boucle fermée nous aurons :

$$G_{BF}(s) = \frac{\frac{K_{pw}}{s} (s + \frac{K_{iw}}{K_{pw}}) P\phi_f \frac{1}{f_c + Js}}{\frac{K_{pw}}{s} (s + \frac{K_{iw}}{K_{pw}}) P\phi_f \frac{1}{f_c + Js} + 1} \quad (\text{II.14})$$

$$G_{BF}(s) = \frac{P\phi_f K_p s + P\phi_f K_p}{Js^2 + fs + P\phi_f K_p s + P\phi_f K_p} \quad (\text{II.15})$$

$$G_{BF}(s) = \frac{1}{\frac{Js^2}{(P\phi_f)(K_p s + K_i)} + \frac{fs}{(P\phi_f)(K_p s + K_i)} + 1} \quad (\text{II.16})$$

Par identification au système du second ordre on aura :

$$\frac{(P\phi_f)(K_p s + K_i) / J}{s^2 + \frac{f_c + K_p + P\phi_f}{J} s + \frac{K_i + P\phi_f}{J}} = \frac{Kw_n}{s^2 + 2\xi w_n s + w_n^2} \quad (\text{II.17})$$

$$\begin{cases} K_{piq} = \frac{2\xi w_n J - f_c}{P\phi_f} \\ K_{iiq} = \frac{Jw_n^2}{P\phi_f} \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

Avec :

$$K_i = P\phi_f \text{ et on impose } \xi \text{ et } w_n .$$

II.5.4 Contrôle de vitesse par régulateur IP

Le correcteur Intégral proportionnel IP est essentiellement différent du correcteur PI par le fait qu'il ne présente pas de zéro dans la fonction de transfert en boucle fermée, ainsi sa sortie ne

représentera pas de discontinuité lors de l'application d'une consigne de type échelon. Le schéma bloc de la régulation de courant incluant le correcteur IP est illustre par la figure suivante :

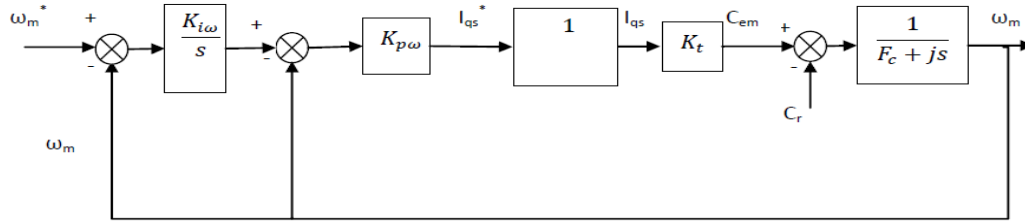


Figure II.6: Boucle de régulation de vitesse par IP

La première équation en boucle interne $G_{IBF}(s)$:

$$G_{IBF}(s) = \frac{K_{pw} \cdot P\phi_f \frac{1}{Js + f_c}}{K_{pw} \cdot P\phi_f \frac{1}{Js + f_c} + 1} \quad (\text{II.19})$$

$$G_{IBF}(s) = \frac{K_{pw} s P\phi_f}{K_{pw} P\phi_f + Js + f_c} \quad (\text{II.20})$$

La deuxième équation en boucle ouverte est :

$$G_{OB}(s) = \frac{K_{iw}}{s} G_{IBF}(s) \quad (\text{II.21})$$

Et en boucle fermée la fonction de transfert est $G_{BF}(s)$:

$$G_{BF}(s) = \frac{\frac{K_{pw} K_{iw} P\phi_f}{(K_{pw} 1.5 P\phi_f + f_c)s + Js^2}}{\frac{K_{pw} K_{iw} P\phi_f}{(K_{pw} P\phi_f + f_c)s + Js^2} + 1} \quad (\text{II.22})$$

Et par identification nous obtenons :

$$G_{BF}(s) = \frac{K_{pw} K_{iw} P\phi_f / J}{(K_{pw} K_{iw} P\phi_f) / J + (K_{pw} P\phi_f + f_c)s / J + s^2} = \frac{K\omega_n}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{II.23})$$

En imposant le coefficient d'amortissement ξ et la pulsation ω_n alors on peut calculer les gains du régulateur comme suit :

$$\begin{cases} K_{pw} = \frac{2\xi\omega_n J - f_c}{P\phi_f} \\ K_{iw} = \frac{J\omega_n^2}{K_{pw}P\phi_f} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

II.5.5. Contrôle de la vitesse par le régulateur PI-P

La fonction de transfert du premier bloc en boucle fermée est $G_{BF}(s)$:

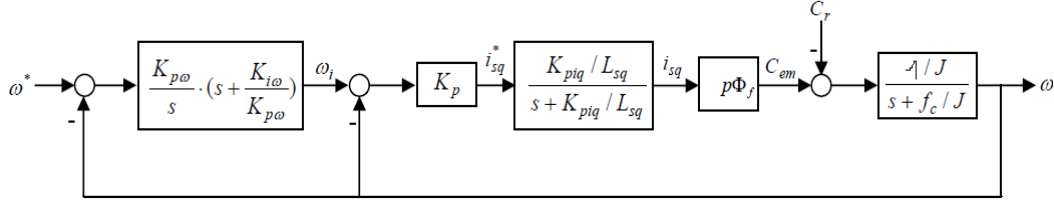


Figure II.7 : Boucle de régulation de vitesse par PI_P

$$G_{BF}(s) = \frac{K_p \frac{K_{piq} / L_q}{(K_{piq} / L_q + s)} \frac{P\phi_f / J}{s + K_{piq} / L_q}}{K_p \frac{K_{piq} / L_q}{(K_{piq} / L_q + s)} \frac{P\phi_f / J}{s + K_{piq} / L_q} + 1} \quad (\text{II.25})$$

En examinant le dénominateur de l'expression précédente, nous pouvons porter les approximations suivantes:

le terme K_{piq} / L_q peut largement dominer l'inverse de la constante de temps mécanique du moteur f_c / J .

Nous négligeons également le coefficient de frottement visqueux devant le terme défini par $P^2\phi_f K_p K_{piq} / JL_q$.

En se basant sur les approximations précédentes, la fonction de transfert en boucle fermée :

$$\frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{P^2\phi_f K_p K_{piq} / JL_q}{s^2 + (K_{piq} / L_q)s + P^2\phi_f K_p K_{piq} / JL_q}$$

Donc par identification à l'équation du second degré on aura :

$$K_p = \frac{L_q J \omega_n^2}{P\phi_f K_{piq}} \quad (\text{II.26})$$

$$G_{BF_w}(s) = \frac{\frac{K_{pw}}{s} \left(s + \frac{K_{iw}}{K_{pw}} \right) \frac{P^2 \phi_f K_p K_{piq} / JL_q}{s^2 + (K_{piq} / L_q) s + P^2 \phi_f K_p K_{piq} / JL_q}}{\frac{K_{pw}}{s} \left(s + \frac{K_{iw}}{K_{pw}} \right) \frac{P^2 \phi_f K_p K_{piq} / JL_q}{s^2 + (K_{piq} / L_q) s + P^2 \phi_f K_p K_{piq} / JL_q} + 1} \quad (II.27)$$

Après un long calcul et après identification avec l'équation du second degré, on aura les gains du régulateur suivants :

$$\begin{cases} K_{pw} = \frac{L_q J \omega_n^2}{K_p P \phi_f K_{piq}} \\ K_{iw} = \frac{K_{pw} K_{piq}}{L_q} \end{cases} \quad (II.28)$$

II.6. Résultats de simulation :

Les simulations sont appliquées sur une MSAP de Leroy somer de 1,2 Kw et 2000 tr/min, les paramètres de cette machina sont présentés en Annexe.

Les résultats de simulation de la commande vectorielle avec réglage de la vitesse par IP et contrôle des courants par PI sont présentés par les figures (II.8).

Les paramètres des régulateurs sont : $K_{p\omega} = 0,4643$, $K_{i\omega} = 114$, $K_{pid} = 39,10$, $K_{iid} = 9560$, $K_{piq} = 20,70$.

Dans cette partie nous allons présenter le comportement des allures de la vitesse, des courants et le couple. Le moteur démarre a une référence de vitesse de 100 rd/s suivi d'une application d'un couple de charge de 5 Nm.

Interprétation des résultats

On constate que l'allure de la vitesse suit intégralement sa référence et très rapidement et sans dépassement, Le rejet de perturbation est bien effectué lors de l'application du couple à l'instant $t = 1s$ et lors de son annulation à $t = 2s$. La valeur de courant direct est pratiquement nul. La forme du couple électromagnétique est identique à celle du courant en quadrature i_{sq} , ce qui montre bien l'effet de découplage et qui nous démontre que la commande vectorielle est bien réalisée.

Parmi tous les essais effectués entre les différents types de régulateurs talque IP, PI et PI-P on a remarqué belle et bien que Le régulateur IP a amélioré la dynamique de la vitesse et a rejeté les perturbations, c'est-à-dire l'absence du dépassement, ce qui nous a poussé a utilisé ce type de régulateur dans notre essai.

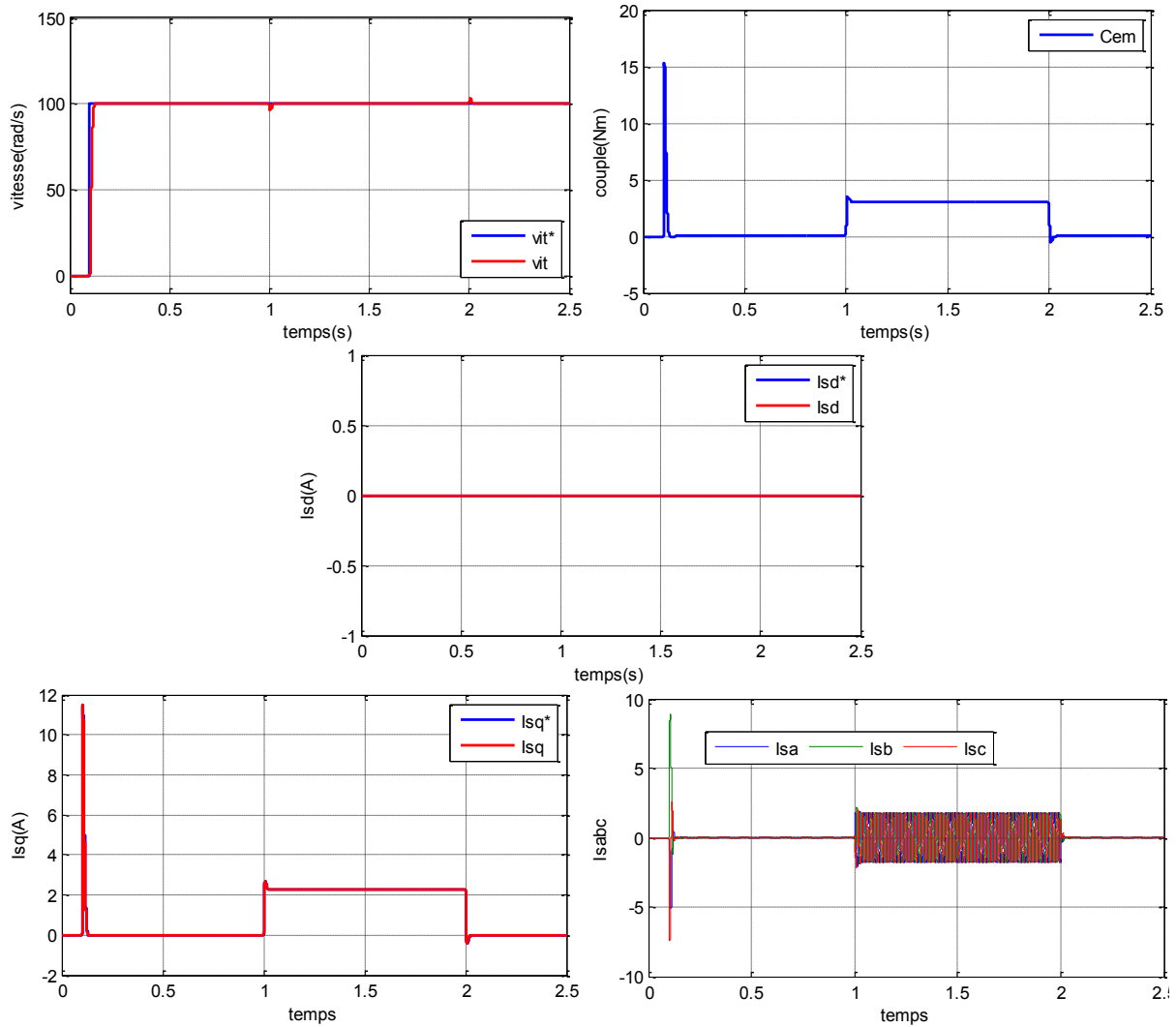


Figure II.8 : Grandeurs de la MSAP piloté par la CV avec réglage de la vitesse par IP et du courant par PI

II.7. Résultats expérimentaux de la CV

II.7.1. Banc d'essai

L'alimentation de la machine est effectuée par un autotransformateur variable par l'intermédiaire d'un onduleur MLI. L'application de la charge à la machine est assurée par un variateur numérique de charge. La carte de commande dSPACE permet d'amplifier et d'adapter les signaux de commande et réalise en temps réel le contrôle de la vitesse et des courants de la MSAP.

Ainsi tous les essais effectués seront visualiser sur un micro-ordinateur qui est mis en place pour effectuer la programmation sur Matlab et traiter par le Control desk de logiciel de DSPACE afin d'assurer la commande des interrupteurs et de voir le comportement des grandeurs essentielles en temps réel.

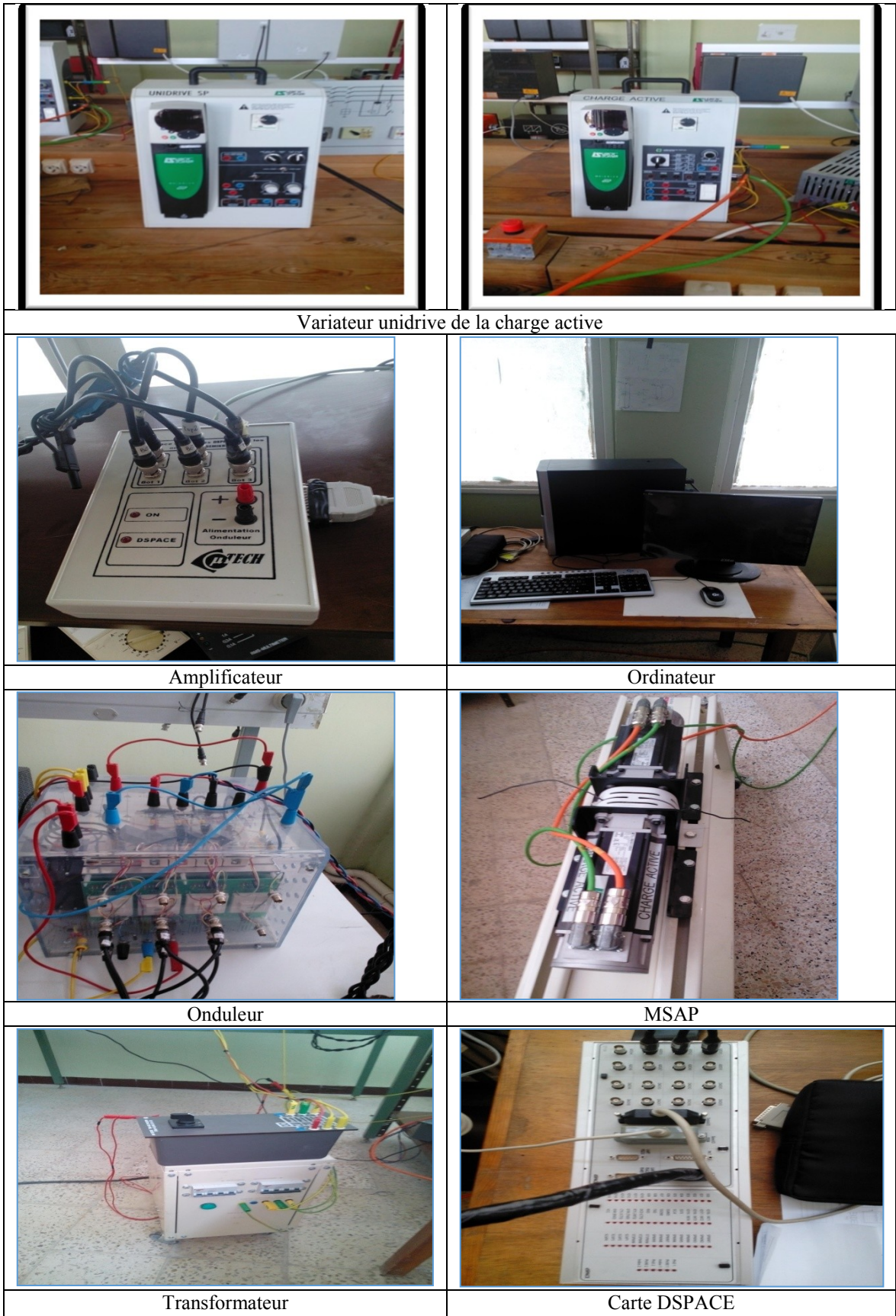


Figure II.9 : Banc d'essai expérimental

Instrumentation

La mesure de grandeurs analogiques telles que les courants statoriques du moteur synchrone et sont effectuées par des pinces ampère-métrique.

II.7.2. Résultats expérimentaux de la CV avec réglage de la vitesse par IP et des courants par PI

Les paramètres des régulateurs sont : $K_{p\omega} = 0,2161$, $K_{i\omega} = 40,5063$, $K_{pid} = 163,30$, $K_{iid} = 39956$, $K_{piq} = 20,70$ et $K_{iiq} = 5441,1$.

Les résultats sont présentés par la figure (II.10). En respectant les mêmes conditions des tests en simulation, nous remarquerons que l'essai de la commande vectorielle de la MSAP effectué présente une amélioration par régulateur IP de vitesse car l'allure de la vitesse décrit une rapidité intéressante et sans dépassement, mais pendant les instants d'application du couple, une erreur se présente, son effet est compensé par le régulateur. Au niveau des courants les allures suivent bien leurs références. On constate aussi que la position est parfaite sinon le fonctionnement sera totalement perdu en absence de la bonne mesure de la position.

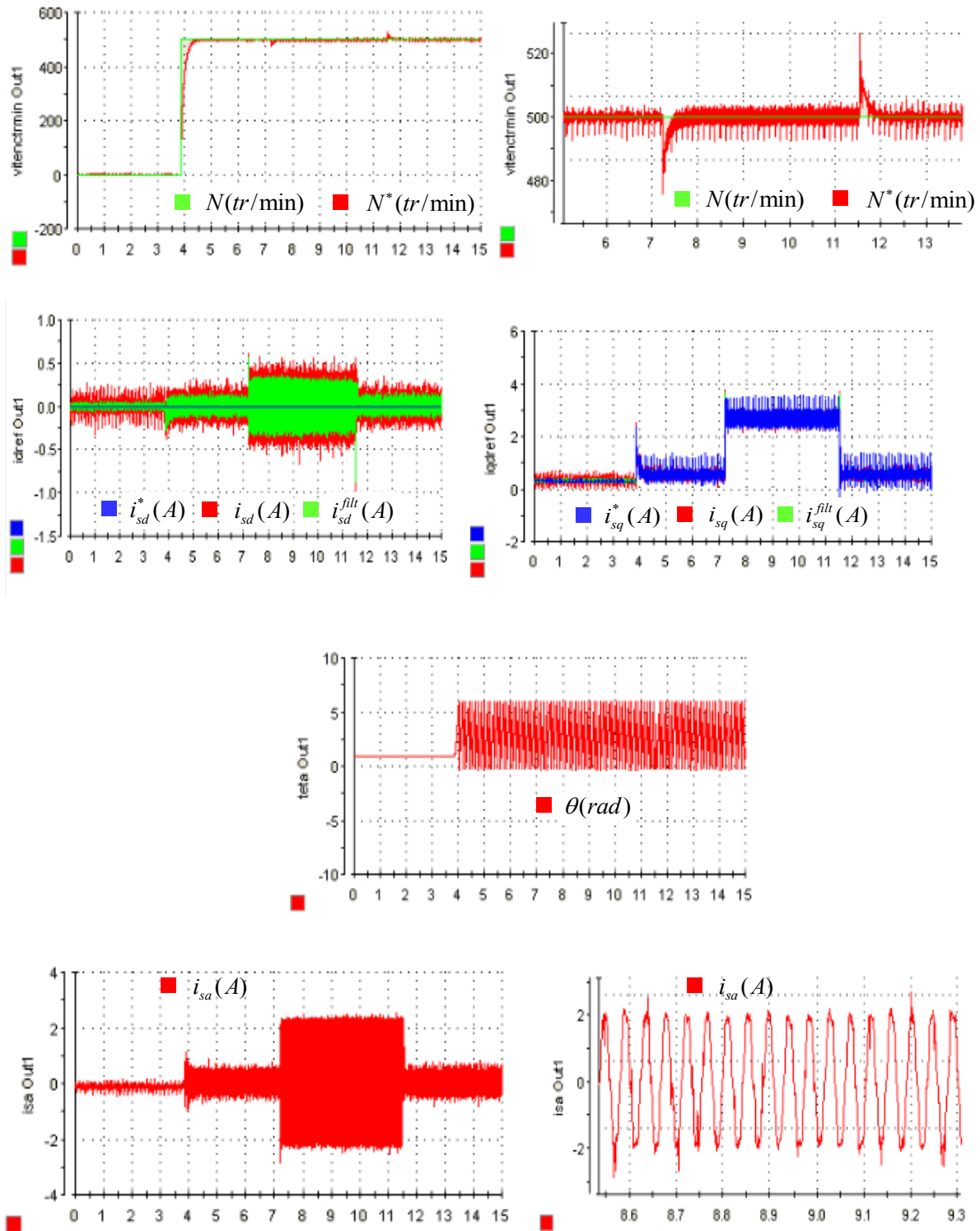


Figure II.10 : Résultats expérimentaux de la CV avec réglage de la vitesse par IP et du courant par PI

II.8. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre, le réglage de la vitesse et du courant de la MSAP modélisée dans le repère de Park. Un correcteur classique de type PI est employé pour régler le courant tandis que des correcteur IP est destiné pour réguler la vitesse. Le dimensionnement du

correcteur des courants est effectué par la technique de découplage par compensation. Les résultats de simulation des différents cas sont présentés et commentés.

Les résultats de simulation ont permis de conclure sur les performances de la commande vectorielle de la MSAP par régulateurs classiques. Ces résultats sont validés par des essais expérimentaux.

Dans le chapitre suivant, des nouvelles techniques seront adoptées pour l'amélioration des performances dynamiques de notre système tel que : la commande par mode de glissement et par régulateur RST analogique qui seront bien détaillées.

***CHAPITRE III : APPLICATION DU MODE DE
GLISSEMENT ET DES REGULATEURS RST A
LA COMMANDE DE LA MSAP***

III.1. Introduction

L'utilisation des régulateurs classiques telle que le PI, IP, PI-P et d'autres nous offrent des bons résultats plus précisément dans les cas des systèmes linéaires, et vu que les machines électriques présentent des perturbations et des non linéarités, la loi de commande pour ces types de régulateurs s'avère moins performantes et donc des méthodes plus efficaces et très robustes ont été mis en œuvre lorsque les exigences sur la précision et d'autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes [13].

La méthode appliquée ici est celle de réglage par mode glissant qui se base sur la théorie des systèmes à structure variable. La technique de commande par modes glissants comme toutes les autres techniques de commande non linéaire a été développée depuis le début des années 80. Cette commande consiste à définir une surface dite de glissement, et une loi de Commande par Mode Glissant (CMG) de manière à conduire et à contraindre le système à rester au voisinage de cette surface dite de "commutation". La CMG s'inscrit dans le cadre de la théorie des systèmes à structure variable qui a pour but l'obtention, en boucle fermée, d'une dynamique largement indépendante de celle du processus et surtout de ses variations paramétriques éventuelles [14].

Ce chapitre est consacré dans un premier temps à une présentation générale des concepts de base de la CMG, sur le contrôle par mode de glissement puis on applique cette commande à la MSAP pour l'asservissement en vitesse en utilisant la Synthèse de la commande par mode de glissement : 1^{ère} Approche et 2^{ème} Approche. On procédera par la suite, l'utilisation de la commande par régulateur RST. On présentera les allures obtenues des résultats de simulation pour chaque commande étudiée. Ces résultats seront validés expérimentalement sur un banc d'essai.

III.2 Systèmes à structure variables

La commande à structure variable (CSV) constitue une des commandes les plus performantes et robustes pour les systèmes non linéaires basée sur des commutations, cette commande force la dynamique du système à correspondre à une surface spécifiée et choisie dans l'espace d'état, dite surface de glissement, et maintient les trajectoires du système sur cette surface. La commande par mode de glissement (CMG) est un cas particulier de la commande à structure variable. Dans la CMG, le système est élaboré dans le but de contraindre les états du système à rester au voisinage d'une fonction de commutation. Il y a deux avantages principaux à cette approche. Le premier est que le comportement dynamique du système peut être réglé par un choix convenable de la

fonction de commutation (Switching function) et le second est que la réponse en boucle fermée devient quasi totalement insensible aux variations des paramètres ainsi qu'aux perturbations [12]. Ces caractéristiques rendent la méthodologie attractive et fait d'elle un bon candidat à la commande robuste. L'élaboration d'une commande par mode de glissement se fait en deux étapes :

- La première consiste à trouver une fonction de commutation telle que la surface de glissement satisfasse aux contraintes du cahier de charges,
- la deuxième est le choix de la loi de commande qui rendra la fonction de commutation attractive pour les états du système. Notons que cette loi de commande est forcément discontinue.

III.3 Fondement théorique de la commande par mode de glissement

La commande par mode de glissement consiste à concevoir une loi de commande qui puisse guider le vecteur d'état d'un système donné vers un hyperplan $S=0$, qu'on appelle surface de glissement. Une fois ce sous-espace d'état atteint, le vecteur d'état possédera alors une dynamique stable qui dépendra directement de la surface de glissement, et qui fera en sorte que le vecteur d'état convergera vers le point d'équilibre. Nous dirons alors que le vecteur d'état glisse sur l'hyperplan jusqu'à atteindre le point d'équilibre.

Soit le système suivant :

$$\frac{dX}{dt} = f(x) + B(x)u \quad (\text{III.1})$$

Où :

u est le vecteur d'entrée de dimension m ,

X est le vecteur d'état du système de dimension n ,

f est la fonction décrivant l'évolution du système au cours du temps,

B est une matrice de dimension $n*m$.

Pour la synthèse d'une structure de régulation par mode de glissement, il est indispensable de définir en premier lieux une fonction $S(x)$ de dimension m connue sous le nom de fonction de commutation.

$$S(x) = [S_1(x), S_2(x) \dots S_m(x)]^T \quad (\text{III.2})$$

Où $S_i(x)$ est la $i^{\text{ème}}$ fonction de commutation de $S(x)$.

Il y a plusieurs façons de définir la fonction de commutation $S(x)$. L'ensemble des points où cette fonction s'annule, c'est-à-dire où toutes les fonctions de commutation $S_i(x)$ ($i=1 : m$) sont nulles, est connu sous le nom de surface de commutation ou surface de glissement. La synthèse d'une commande par mode de glissement est ensuite élaborée suivant la fonction de commutation $S(x)$ bien définie.

III.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 :

III.4.1 Le choix de la surface

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre et la forme nécessaires. Ces deux facteurs sont en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état de l'expression (III.1) [15].

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. Slotine* propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée :

$$s(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda_x \right)^{r-1} . e(x) \quad (\text{III.3})$$

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.

III.4.2 L'établissement des conditions d'existence de la convergence

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

III.4.3 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 :

$$S(x)\dot{S}(x) = -\lambda S(x)^2 \quad (III.4)$$

III.4.3.1 Fonction de Lyapunov

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive pour les variables d'état du système. L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence [15]. Nous définissons la fonction de Lyapunov comme suit:

$$V(s) = \frac{1}{2} s^2(x) \quad (III.5)$$

Sa dérivée est :

$$\dot{V}(s) = s(x)\dot{s}(x) \quad (III.6)$$

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative.

D'où la condition de convergence est exprimée par l'équation (III.4) :

$$S(x)\dot{S}(x) = -\lambda S(x)^2$$

III.4.3.2 La détermination de la loi de 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. La structure d'un contrôleur comporte deux parties; une première concernant la linéarisation exacte u_{eq} et une deuxième stabilisante u_{att} [10]. Cette dernière est très importante dans la technique de commande par modes de glissement, car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures. Nous avons donc :

$$U = u_{eq} + u_{att} \quad (III.7)$$

III.5 Structure de base

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

III.5.1 Structure par commutation d'une contre réaction d'état

Dans cette structure de régulation, la grandeur de contrôle 'u' change suivant le signe de S(x). On a :

$$\begin{cases} u = -K_1(x) & \text{si } S(x) > 0 \\ u = -K_2(x) & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

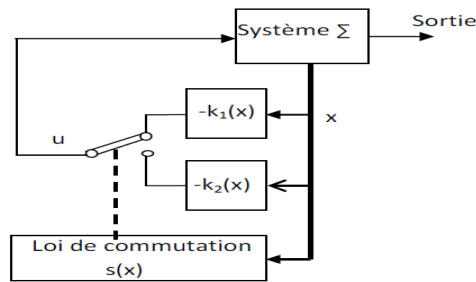


Figure III.1: Changement de structure par commutation d'une contre réaction d'état.

III.5.2 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande

Cette structure permet de varier la structure du système par simple commutation des interrupteurs; le cas des convertisseurs statiques. Cette structure de fonctionnement correspond au principe de fonctionnement binaire (un ou zéro). Seule l'information sur le signe de la fonction de commutation S(x) suffit pour décider de l'ouverture et de la fermeture des interrupteurs pilotant le convertisseur. Ce type de régulation est caractérisé par une commande directe du convertisseur. Deux états sont à définir :

$$\begin{cases} u_{\max} & S(x) > 0 \\ u_{\min} & S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

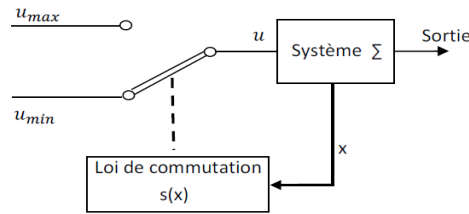


Figure III.2: Changement de structure par Commutation au niveau de l'organe de commande

III.5.3 Structure par Commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la commande équivalente

La commande équivalente est augmentée par un terme appelé action de la commande discontinue u_d , pour satisfaire les conditions d'atteinte de la surface $S(x)$.

Dans cette structure de régulation, un vecteur contrôle équivalent est introduit. Ce vecteur n'est d'autre que la valeur désirée du vecteur d'entrée ' u ' en régime permanent. Au vecteur contrôle est additionné au vecteur contrôle attractif dont le rôle est de contrôler le système en régime transitoire de telle sorte que les grandeurs contrôlées tendent vers leurs références. Ce type de régulation est caractérisé par une commande indirecte du convertisseur. Dans ce cas, le vecteur de contrôle total ' u ' est égal à la somme des deux vecteurs.

$$U = u_{eq} + u_{att} \tag{III.10}$$

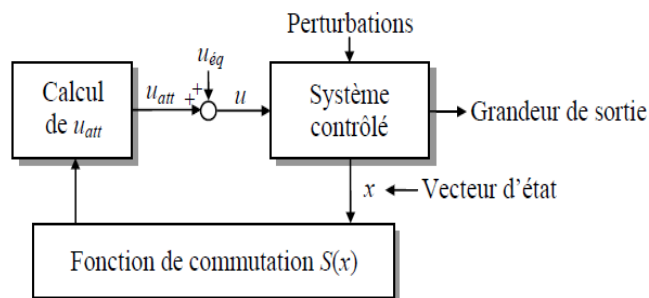


Figure III.3 : Structure de régulation par ajout du vecteur contrôle équivalent

Nous avons adopté dans notre travail, la dernière structure de régulation par ajout du vecteur contrôle équivalent dont les deux contrôles (contrôle équivalent et contrôle attractif) seront détaillés par la suite.

III.5.3.1 .La méthode de contrôle équivalent

Plusieurs méthodes ont été utilisées pour décrire le mode de glissement lorsque la trajectoire atteint la surface de glissement ($S(x)=0$). Dans ce paragraphe, la méthode adaptée, est celle connue sous le nom de contrôle équivalent. Cette méthode décrit la dynamique du système sur la surface de glissement. Elle permet de garder la variable contrôlée sur cette surface en imposant la valeur désirée en régime permanent de la grandeur d'entrée. Pour un système contrôlé donné, la première étape pour la réalisation d'une structure de régulation par ajout de la commande équivalent consiste à trouver un vecteur d'entrée équivalent u_{eq} de sorte que la trajectoire d'état du système à contrôler reste sur la surface de glissement prédéfinie. Une fois le vecteur de contrôle équivalent déterminé, la dynamique du système peut être décrite par la substitution de u_{eq} dans l'équation d'état (III.1). Le calcul du vecteur équivalent s'effectue en prenant en considération les conditions d'invariance suivantes.

$$\begin{cases} S(x) = 0 \\ \dot{S}(x) = 0 \end{cases} \quad (III.10)$$

Ainsi, le vecteur contrôlé équivalent est déduit à partir des conditions d'invariances données par (III.10). Il permet maintenir la trajectoire de la grandeur contrôlée sur la surface de glissement. Cependant, ce vecteur n'assure pas le contrôle en dehors de la surface de glissement. C'est ainsi qu'il faut qu'on ajoute une autre condition pour que le système tende et atteigne la surface de glissement. La condition d'attractivité est ajoutée pour remédier à ce problème.

III.5.3.2 La méthode du contrôle attractive

La fonction de commutation $S(x)$ doit vérifier la relation suivante :

$$\begin{cases} \dot{S}(x) < 0 & \text{si } S(x) > 0 \\ \dot{S}(x) > 0 & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (III.11)$$

La figure illustre ces deux cas d'expression.

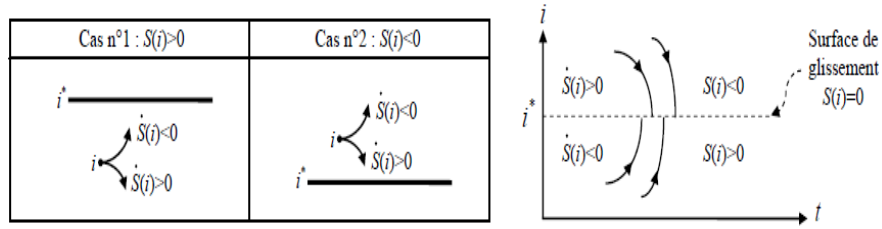


Figure III.4 : Evolution du courant i selon le signe de i^* , $S(i)$ et $\dot{S}(i)$

Afin de mieux contrôler la dynamique d'un système contrôlé donné durant le mode d'attractivité (la transition de la trajectoire d'état à partir d'un point initiale jusqu'au début de la phase du mode de glissement), il est judicieux de recourir à la méthode du contrôle attractif. Cette méthode consiste à définir la dérivée de la fonction de commutation $S(x)$ comme suit :

$$\dot{S}(x) = -Q \text{sign}(S(x)) - K.g(S(x)) \quad (\text{III.12})$$

Q et K sont des matrices diagonales de dimension m et dont les éléments sont positifs. La fonction définie est :

$$\text{Sgn}(S(x)) = [\text{Sgn}(S_1(x)) \dots \text{Sgn}(S_m(x))]^T \quad (\text{III.13})$$

La fonction $g(x)$ est définie comme :

$$g(S(x)) = [g_1(S_1(x)) \dots g_m(S_m(x))]^T \quad (\text{III.14})$$

Les fonctions scalaires doivent satisfaire les conditions suivantes :

$$S_i(x)g_i(S_i(x)) > 0 \quad \text{si } S_i \neq 0 \quad (\text{III.15})$$

Pour une fonction de $g(x)$ donnée, il est possible d'intégrer son expression pour déduire la trajectoire de la fonction de commutation $S(x)$. En effet, le choix de la fonction g permet de spécifier la dynamique du mode d'attractivité pour se déplacer d'un point initial donné vers la surface de glissement. Par ailleurs, le choix des coefficients K et Q détermine les différentes vitesses pour la fonction de commutation $S(x)$. Plusieurs structures de fonctions $g(s)$ sont proposées dans différents ouvrages, parmi ces structures, nous pouvons donner les structures suivantes :

- attractivité à vitesse constante ($g(S(x)) = 0$) :

$$\dot{S}(\dots) = -Q \text{Sgn}(S(x)) \quad (\text{III.16})$$

Cette loi force la trajectoire d'état à atteindre la surface de glissement à vitesse constante qui dépend de la valeur de Q . le choix de Q doit éviter à la fois un temps d'attractivité long (les

termes de la matrice Q sont très petits) et la production de grandes oscillations (les termes de la matrice Q sont très grands).

- Attractivité à vitesse constante et à action proportionnelle ($g(S(x)) = S(x)$)

$$\dot{S}(x) = -QSgn(S(x)) - KS(x) \quad (III.17)$$

L'ajout du terme $-KS(x)$ fait que la trajectoire d'état est forcée de s'approcher de la surface de glissement plus vite lorsque $S(x)$ est grand. Plus la constante K est grand, plus le temps d'attractivité est court, tandis qu'une valeur de Q plus petit diminue les oscillations.

- Attractivité à coefficient Q nul $g(s) = |S^\alpha| Sgn(s) \quad 0 < \alpha < 1$

$$\dot{S} = -K|S(x)|^\alpha Sgn(s) \quad (III.18)$$

Avec cette telle structure, la vitesse d'attractivité augmente lorsque la trajectoire d'état est loin de la surface de glissement. Par contre au voisinage de la surface de glissement, la vitesse ralentit considérablement. Par ailleurs, l'absence du terme $QSgn(S(x))$ fait que les oscillations soient quasiment éliminées une fois que la surface de glissement est atteinte.

Le choix d'une structure d'attractivité permet de déterminer un vecteur d'entrée attractif u_{att} . Ce vecteur sera particulièrement actif pendant le régime transitoire et imposera la dynamique du système.

La loi de commande par mode de glissement doit satisfaire simultanément les conditions d'invariance et d'attractivité. Pour ce faire, il faut que la fonction de commutation $S(x)$ vérifie les conditions données par la relation (III.19) qui est la combinaison entre les conditions (III.10) et (III.11).

$$\begin{cases} \dot{S}_i(x) = 0 & si \quad S_i(x) = 0 \\ \dot{S}_i(x) < 0 & si \quad S_i(x) = 0 \\ \dot{S}_i(x) > 0 & si \quad S_i(x) = 0 \end{cases} \quad (III.19)$$

Avec : $i = 1 : m$.

Ainsi, les conditions (III.14) nous conduisent à la détermination d'un nouveau vecteur de contrôle. Tenant compte des conditions d'invariances et d'attractivités, l'expression de ce vecteur est donnée par la relation suivante :

$$u^* = u_{eq} + u_{att} \quad (III.20)$$

u_{eq} est Le vecteur contrôle équivalent spécifiant le contrôle nécessaire au système pour rester sur la surface de glissement.

u_{att} est Le vecteur contrôle attractif assurant le contrôle du système en dehors de la surface de glissement. Il impose aussi la dynamique du système partant du point initial jusqu'à atteindre la surface de glissement.

III.6 Avantages et inconvénients de la commande par mode glissant

Il y'a plusieurs avantages pour la commande par mode glissant : la précision, stabilité, simplicité, faible temps de réponse et la robustesse. Ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour traiter les systèmes qui ont des modèles mal connus, soit à cause de problèmes d'identifications des paramètres, soit à cause de la simplification sur modèle des systèmes. Néanmoins, elle présente aussi des inconvénients car cette technique fait appel à un grand effort de commande, chose qui peut détériorer les organes de commande. De plus, en réalité, on n'a pas le glissement idéal sur la surface mais des zigzags autour de celle-ci. Ce phénomène est appelé 'broutement' ou encore 'chattering', il engendre plusieurs effets indésirables sur la qualité et la réalisation de la commande et sur le système comme il est représenté par la figure cidessous.

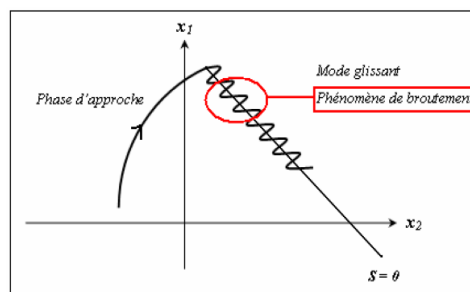


Figure III.5 : Illustration du phénomène de broutement.

Le phénomène de broutement est considéré comme un obstacle réel pour l'application de la commande par mode glissant, pour y remédier, plusieurs solutions ont été proposées. On peut citer alors:

- La première c'est l'utilisation d'un observateur d'état asymptotique pour limiter la réticence.
- La deuxième c'est l'utilisation d'algorithmes de commande par mode de glissement d'ordre supérieur, cette dernière solution a permis la réduction ou même l'atténuation du

phénomène de chattering tout en gardant les propriétés de robustesse et la convergence en temps fini.

III.7 Application de la commande par mode de glissement à la MSAP

Cette partie est consacrée à la commande par mode de glissement du vecteur courant statorique et de l'asservissement de la vitesse d'une MSAP dans le repère tournant dq . Nous commençons tout d'abord par rappeler les relations mathématiques de la MSAP (I.13) et (I.14) :

$$\begin{cases} \dot{I}_d = \frac{R_s}{L_d} I_d + \frac{L_q}{L_d} P \omega_r I_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \dot{I}_q = \frac{R_s}{L_d} I_q - \frac{L_d}{L_q} P \omega_r I_d - \frac{P \phi_f}{L_q} \omega_r + \frac{1}{L_q} u_q \\ \dot{\omega}_r = \frac{P(L_d - L_q) I_d + P \phi_f I_q}{J} - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} \omega_r \end{cases}$$

Dans notre travail, on a appliqué le mode de glissement pour le contrôle des courants de Park et pour le réglage de la vitesse de rotation.

III.7.1 Stratégie de réglage par mode de glissement

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

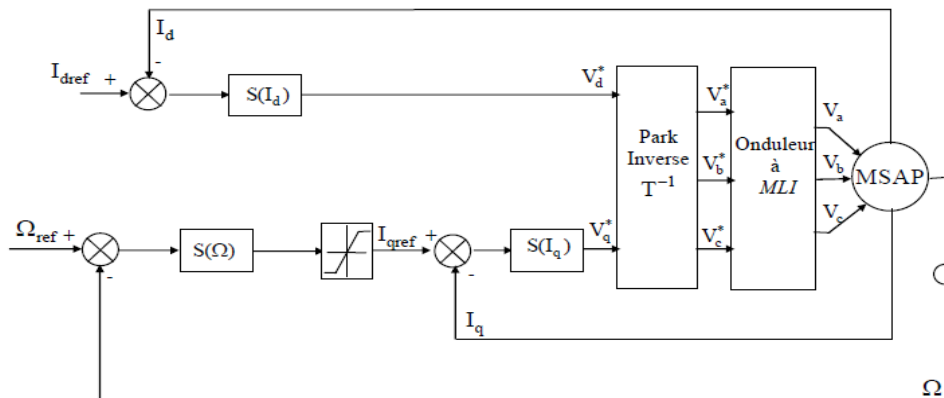


Figure III.6: Structure de commande de la vitesse pour la MSAP.

III.7.1.1 Synthèse de la commande par mode de glissement : 1^{ère} Approche

Nous définissons les trois surfaces par :

La première surface, celle de la vitesse, est d'écrite par : $s(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega$

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

$$\begin{cases} s(\Omega) = 0 \\ \dot{s}(\Omega) = 0 \end{cases} \quad (III.20)$$

D'où nous en déduisons que $I_{att} = 0$.

$$\dot{s}(\Omega) = 0 \Rightarrow I_{sreq} = \frac{f_c \Omega + c_r}{P[\phi_f - (L_d - L_q)I_{sd}]} \quad (III.21)$$

Durant le mode de glissement, le produit de la surface par sa dérivée doit être inférieur à zéro. Cela exige de vérifier la condition de Lyapunov suivant :

$$\lim_{s \rightarrow 0} s(\Omega) \dot{s}(\Omega) < 0$$

En substituant l'expression de la commande équivalente (III.20) dans (III.21), la dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{s}(\Omega) = \frac{P}{J} [\phi_f - (L_d - L_q)I_{sd}] I_{sqatt} \quad (III.22)$$

Avec :

$$I_{sqatt} = K_v \text{sign}(s(\Omega)) \quad (III.23)$$

Ainsi, la commande I_{qref} représente la somme des grandeurs I_{sreq} et I_{sqatt} :

$$I_{sqref} = I_{sreq} + I_{sqatt} \quad (III.24)$$

La deuxième surface de la boucle interne, responsable du contrôle du courant I_{sq} , est décrite par :

$$s(I_{sq}) = I_{sqref} - I_{sq} \quad (III.25)$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\text{Étant donné que : } V_{sqref} = V_{sreq} + V_{sqatt}$$

On aura alors :

$$\dot{s}(I_{sq}) = \frac{L_d \Omega P}{L_q} I_{sd} + \frac{R_s}{L_q} I_{sq} + \frac{P \Omega \phi_f}{L_q} + \frac{V_{sreq}}{L_q} + \frac{V_{sqatt}}{L_q} \quad (\text{III.26})$$

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

$$\begin{cases} s(I_{sq}) = 0 \\ \dot{s}(I_{sq}) = 0 \end{cases} \quad (\text{III.27})$$

Et on obtient alors :

$$\begin{cases} V_{sreq} = R_s I_{sq} + P \Omega [\phi_f + L_d I_{sd}] \\ V_{sqatt} = K_{sq} \text{sign}(s(I_{sq})) \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

D'où l'expression de V_{sq} est :

$$V_{sqref} = V_{sreq} + V_{sqatt} \quad (\text{III.29})$$

La troisième surface est celle du contrôle du courant I_{sd} . Elle est décrite par :

$$s(I_{sd}) = I_{sdref} - I_{sdatt} \quad (\text{III.30})$$

Dans ce cas nous donnons juste les expressions de :

$$\begin{cases} V_{sdeq} = R_s I_{sq} - P \Omega L_q I_{sd} \\ V_{sdatt} = K_d \text{sign}(s(I_{sd})) \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

Et on a :

$$V_{sdref} = V_{sdeq} + V_{sdatt} \quad (\text{III.32})$$

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

Ces paramètres sont choisis de façon à :

- assurer la rapidité de la convergence,
- imposer la dynamique en mode de convergence et de glissement,
- limiter le courant à une valeur admissible pour un couple maximal.

Une autre méthode de calcul pour le contrôle des courants peut s'avérer utile dans le but de déterminer les deux tensions de référence à travers les deux composantes des courants statoriques dans le repère de Park. Le but de cette commande est de contrôler les deux composants I_{sd} et I_{sq} du

vecteur courant suivant respectivement l'axe d et q, deux fonctions de commutation S_{isd} et S_{isq} sont définies comme suit :

$$\begin{cases} S_{isd} = I_{sd}^* - I_{sd} \\ S_{isq} = I_{sq}^* - I_{sq} \end{cases} \quad (III.33)$$

Où I_{sd}^* et I_{sq}^* sont les courants statoriques de référence sur les axes respectivement d et q. ces deux fonctions de commutation définissent deux surfaces de glissement ($S_{isd} = 0$) et ($S_{isq} = 0$). Lorsque les trajectoires des courants I_{sd} et I_{sq} atteignent leurs surfaces de glissement, nous avons les relations suivantes :

$$\begin{cases} S_{isd} = 0 \Rightarrow I_{sd}^* = I_{sd} \\ S_{isq} = 0 \Rightarrow I_{sq}^* = I_{sq} \end{cases} \quad (III.34)$$

Avec les courants de référence I_{sd}^* et I_{sq}^* constants, les dérivées des fonctions de commutation S_{isd} et S_{isq} par rapport aux temps permettent d'analyser les règles d'évolution des composants I_{sd} et I_{sq} . La dérivée de la fonction de commutation S_{isd} par rapport au temps est donnée par la relation suivante :

$$\frac{d}{dt} S_{isd} = -\frac{d}{dt} I_{sd} \quad (III.35)$$

Or, à partir de la relation (I.15) on déduit l'expression suivante :

$$I_{sd} = \frac{\phi_{sd} - M_{sr}}{L_{sd}} \quad (III.36)$$

la composante I_{sd} s'exprime comme suit :

$$\frac{d}{dt} I_{sd} = \frac{1}{L_{sd}} \frac{d}{dt} \phi_{sd} \quad (III.37)$$

À partir des relations (I.13), (III.35) et (III.37), l'expression de la dérivée de fonction de commutation S_{isd} par rapport au temps devient :

$$\frac{d}{dt} S_{isd} = -\frac{1}{L_{sd}} \frac{d}{dt} \phi_{sd} = -\frac{1}{L_{sd}} (V_{sd} - R_s I_{sd} + \omega_{dq} \phi_{sq}) \quad (III.38)$$

Pour ce qui est de l'évolution de la composante I_{sq} , elle est obtenue en dérivant la fonction de commutation S_{isq} par rapport au temps. Comme I_{sq} est supposé constant, la dérivée de S_{isq} s'exprime comme suit :

$$\frac{d}{dt} S_{isq} = -\frac{d}{dt} I_{sq} \quad (III.39)$$

À partir de l'équation (I.14), l'expression de I_{sq} s'écrit comme suit :

$$I_{sq} = \frac{\phi_{sq}}{L_{sq}}$$

La dérivée de la composante I_{sq} par rapport au temps s'écrit comme suit :

$$\frac{d}{dt} I_{sq} = \frac{1}{L_{sq}} \frac{d}{dt} \phi_{sq} \quad (III.40)$$

A partir des relations (I.13), (III.40) et (III.39) la dérivée de la fonction de commutation S_{isq} peut être exprimée par la relation suivante :

$$\frac{d}{dt} S_{isq} = -\frac{1}{L_{sq}} \frac{d}{dt} \phi_{sq} = -\frac{1}{L_{sq}} (V_{sq} - R_s I_{sq} + \omega_{dq} \phi_{sq}) \quad (III.41)$$

Les équations des relations (III.38) et (III.41) donnent l'évolution du vecteur courant statorique selon les axes d et q . Elle dépend (l'évolution) :

- de la vitesse de rotation de la machine ;
- de la vectrice tension appliquée ;
- des courants et ainsi que des flux et de la résistance et de l'inductance cyclique et transverse de la machine.

Dans la partie suivante de ce chapitre, nous allons présenter la synthèse de la commande par mode de glissement du vecteur courant statorique dans le plan dq d'une MSAP, qui sera caractérisée par une commande indirecte de l'onduleur de tension.

III.7.1.2 Synthèse de la commande par mode de glissement : 2^{ème} Approche

Le contrôle indirect par mode de glissement du vecteur courant statorique d'une machine synchrone assure le calcul des composants directs et transverse de la vectrice tension de référence exprimé dans le repère dq qui sont ensuite appliquées aux bornes des phases statoriques de la machine synchrone par le biais de modulation de largeur d'impulsion (MLI). Dans ce mode de commande, les conditions d'invariance et d'attractivité doivent être satisfaites. Les composantes et du vecteur tension dans le plan dq est composé de deux termes ; le premier terme correspond au vecteur tension équivalent (V_{sdeq} pour la composante V_{sd}^* et V_{sqeq} pour la composante V_{sq}^*) qui est

actif en régime permanent, alors que le deuxième terme correspond au vecteur de tension attractif (V_{sdatt} pour la composante V_{sd}^* et V_{sqatt} pour la composante V_{sq}^*) qui est actif en régime transitoire.

Nous avons donc les expressions suivantes :

$$\begin{cases} V_{sd}^* = V_{sdeq} + V_{sdatt} \\ V_{sq}^* = V_{sqeq} + V_{sqatt} \end{cases} \quad (III.42)$$

Dans le but de garder les trajectoires des courants I_{sd} et I_{sq} sur leurs surface de glissement respectives ($S_{isd}=0$) et ($S_{isq}=0$), il faut appliquer les vecteurs tensions V_{sd} et V_{sq} sur respectivement l'axe d et l'axe q . ces vecteurs peuvent être calculés en respectant les conditions d'invariance suivantes :

$$\begin{cases} S_{isd} = 0 \quad \text{et} \quad \dot{S}_{isd} = -\frac{d}{dt} S_{isd} = 0 \\ S_{isq} = 0 \quad \text{et} \quad \dot{S}_{isq} = -\frac{d}{dt} S_{isq} = 0 \end{cases} \quad (III.43)$$

Par application des conditions d'invariance ci-dessus, nous pouvons déterminer les composantes V_{sd} et V_{sq} comme suit

$$\begin{cases} S_{isd} = (I_{sd}^* - I_{sd}) = 0 \quad \text{et} \quad \dot{S} = 0 \Rightarrow \begin{cases} I_{sd}^* = I_{sd} \\ \frac{dI_{sd}}{dt} = -\frac{1}{L_{sd}} (V_{sd} - R_s I_{sd} + \omega_{dq} \phi_{sq}) \\ \Rightarrow V_{sdeq} = R_s I_{sd} - \omega_{dq} \phi_{sq} = R_s I_{sd}^* - \omega_{dq} \phi_{sq} \end{cases} \end{cases} \quad (III.44)$$

$$\begin{cases} S_{isq} = (I_{sq}^* - I_{sq}) = 0 \quad \text{et} \quad \dot{S} = 0 \Rightarrow \begin{cases} I_{sq}^* = I_{sq} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = -\frac{1}{L_{sq}} (V_{sq} - R_s I_{sq} + \omega_{dq} \phi_{sd}) \\ \Rightarrow V_{sqeq} = R_s I_{sq} - \omega_{dq} \phi_{sd} = R_s I_{sq}^* - \omega_{dq} \phi_{sd} \end{cases} \end{cases} \quad (III.45)$$

En tenant compte des dérivées des fonctions de commutation, dans les formules de contrôle, les nouvelles composantes V_{sd}^* et V_{sq}^* , en se basant sur les équations (III.38) et (III.41) peuvent être exprimées de cette façon :

$$\begin{cases} V_{sd}^* = R_s I_{sd}^* - \omega_{dq} \phi_{sd} - L_{sd} \frac{d}{dt} S_{isd} \Rightarrow V_{sd}^* = V_{sdeq} + V_{sdatt} \\ V_{sq}^* = R_s I_{sq}^* - \omega_{dq} \phi_{sq} - L_{sq} \frac{d}{dt} S_{isq} \Rightarrow V_{sq}^* = V_{sdeq} + V_{sqatt} \end{cases} \quad (III.46)$$

A partir des relations (II.30), la vectrice tension attractif V_{sdatt} et V_{sqatt} respectivement de la composante directe V_{sd}^* et transverse V_{sq}^* de la vectrice tension de référence fait intervenir la dérivée de la fonction de commutation \dot{S}_{isd} (respectivement \dot{S}_{isq}). En choisissant une structure d'attractivité à vitesse constante et à action proportionnelle comme celle donnée par la relation (III.16), les expressions de des composantes V_{sdatt} et V_{sqatt} deviennent :

$$\begin{cases} V_{sdatt} = -L_{sd} (-Q_d \text{Sgn}(S_{isd}) - K_d S_{isd}) \\ V_{sqatt} = -L_{sq} (-Q_q \text{Sgn}(S_{isq}) - K_q S_{isq}) \end{cases} \quad (III.47)$$

Où Q_d , Q_q , K_d et K_q sont des réels positifs.

Nous pouvons présenter les relations (III.44), (III.45), (III.46) et (III.47) en deux équations et nous en déduisons :

$$\begin{cases} S_{isd} \dot{S}_{isd} = -\frac{R_s}{L_{sd}} S^2 - Q_d S_{isd} \text{Sgn}(S_{isd}) - K_d S_{isd}^2 \\ S_{isq} \dot{S}_{isq} = -\frac{R_s}{L_{sq}} S^2 - Q_q S_{isq} \text{Sgn}(S_{isq}) - K_q S_{isq}^2 \end{cases} \quad (III.48)$$

On constate que chacun des produits $S_{isd} \dot{S}_{isd}$ et $S_{isq} \dot{S}_{isq}$ est constitué de la somme de trois terme négatifs. Ces produits sont donc négatifs ce qui vérifie la condition d'attractivité donnée par la relation (III.15) quel que soit le signe des fonctions de commutation S_{isd} et S_{isq} . Donc les courants I_{sd} et I_{sq} tendent vers leurs surfaces de glissement ($S_{isd} = 0$) et ($S_{isq} = 0$).

La structure générale de la commande indirecte par mode de glissement du vecteur courant statorique dans le plan dq d'une machine synchrone est donnée par la figure III.6.

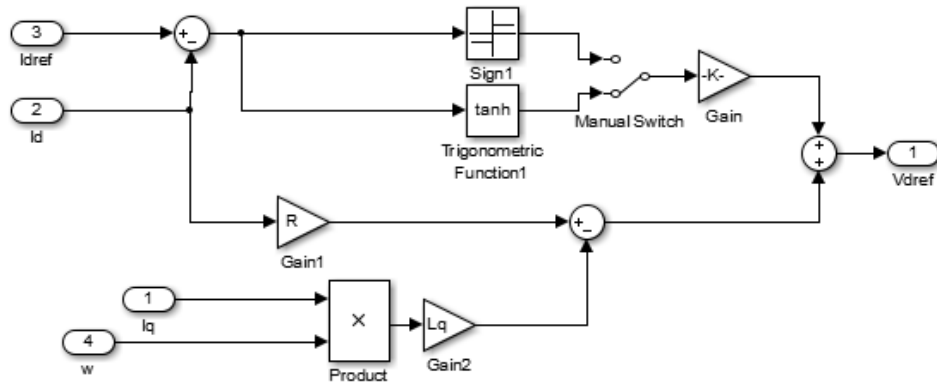


Figure III.7 : Bloc du contrôle du courant I_{sd} par MG

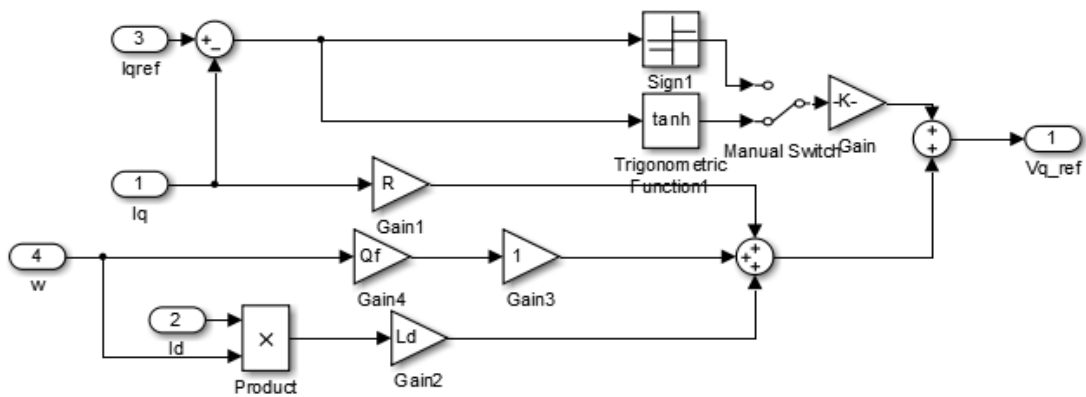


Figure III.8: Bloc du contrôle du courant I_{sq} par MG

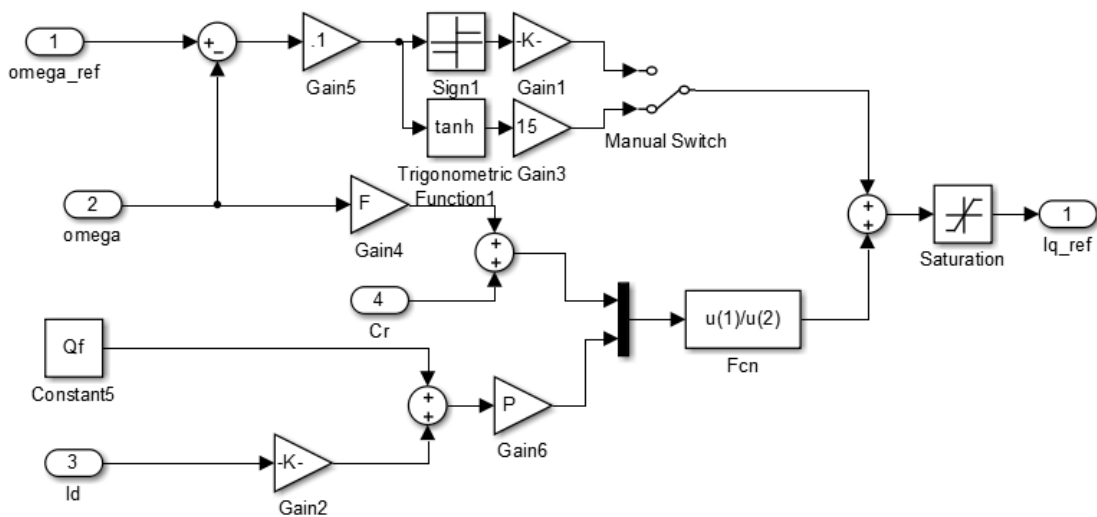


Figure III.9 : Bloc du contrôle de la vitesse par MG

III.7.2 Résultat de simulation de la commande par mode de glissement de la MSAP

Nous avons utilisé, un contrôle de vitesse et des courants par mode de glissement utilisant la première approche de synthèse des régulateurs. Les des régulateurs sont choisis comme suit :

$K_d=0.08$, $K_q=100$, $K_v = 15$. La figure (III.10) présente le comportement des courants de Park et de la vitesse contrôlés par des régulateur à mode de de glissement pour une vitesse de référence de 100rad/s avec un couple de charge de 5Nm qui s'applique à l'instant $t = 1s$ et et s'annule à $t=2s$.

Interprétation des résultats de simulation

Lorsque le machine se démarre à une vitesse 100rad/s, nous remarquons un très grand pic qui est dû à un très fort appel du courant et revient à prendre des valeur faible. A l'instant $t= 1s$ qui correspond à l'application du couple résistant, un phénomène de fluctuation s'apparait avec effet de perturbation mais ne s'attarde pas à se disparaître vue l'effet de correction important du mode glissant qui oblige les grandeurs mesurées à suivre leur référence. L'allure de la vitesse nous explique cela car elle suit parfaitement sa référence.

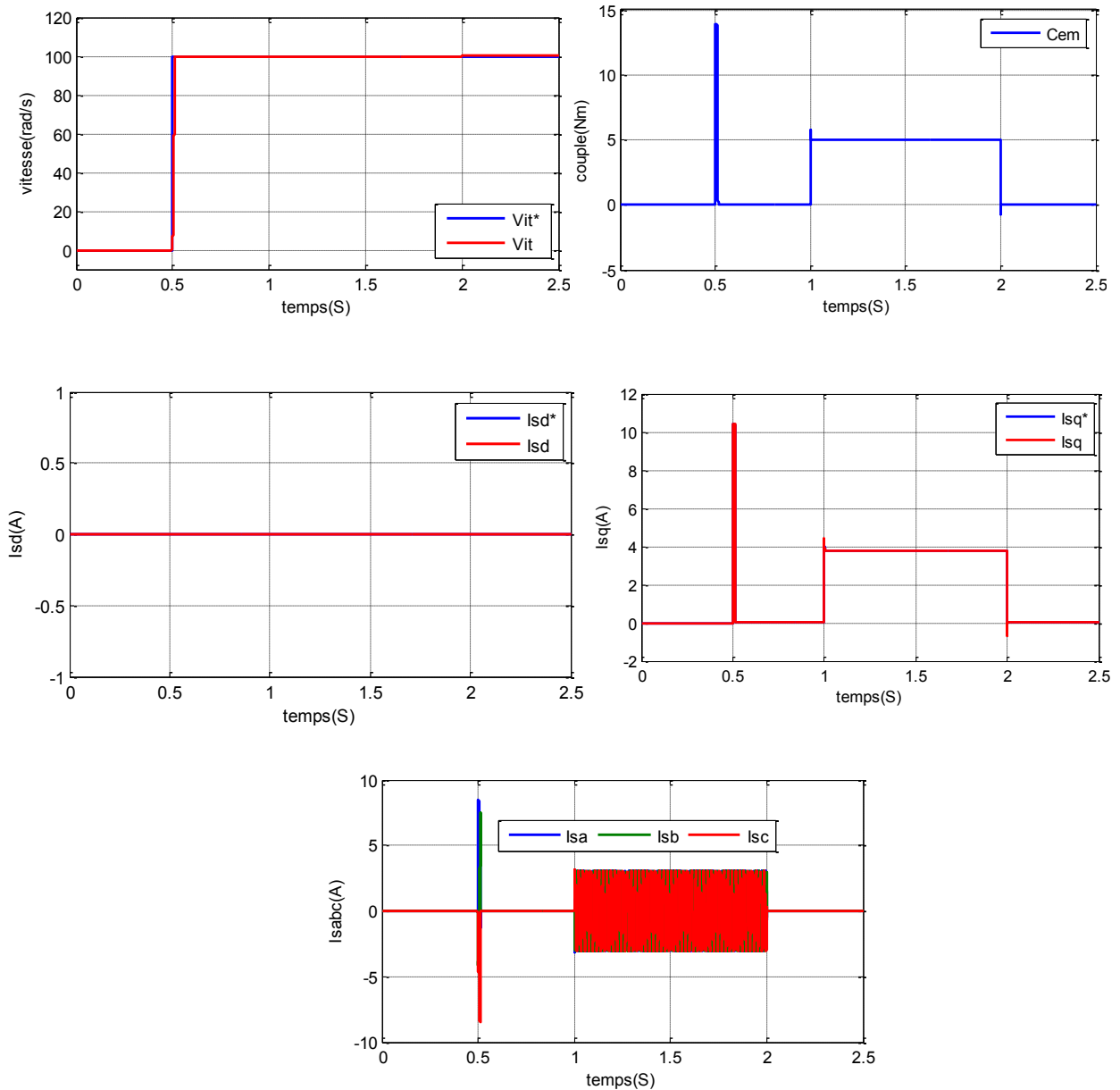


Figure III.10 : grandeur de MSAP piloté par la commande MG

III.7.3 Résultats expérimentaux de la commande vectorielle

La figure (III.11) présente les résultats expérimentaux avec réglage vitesse par mode de glissement et le contrôle des courants par des PI. En respectant les mêmes conditions qu'auparavant, nous remarquerons que cet essai effectué présente une amélioration par rapport au régulateur IP de vitesse car l'allure de la vitesse décrit une rapidité absolue et sans dépassement, mais pendant les instants d'application du couple, une erreur se présente, qui vérifie un problème au niveau du régulateur qui est dû aussi au manque d'estimation du couple de charge. Au niveau des courants les allures suivent bien leurs références avec moins de perturbations que le PI. On constate ainsi que la position est bien mesurée mais seulement pour les faibles tensions.

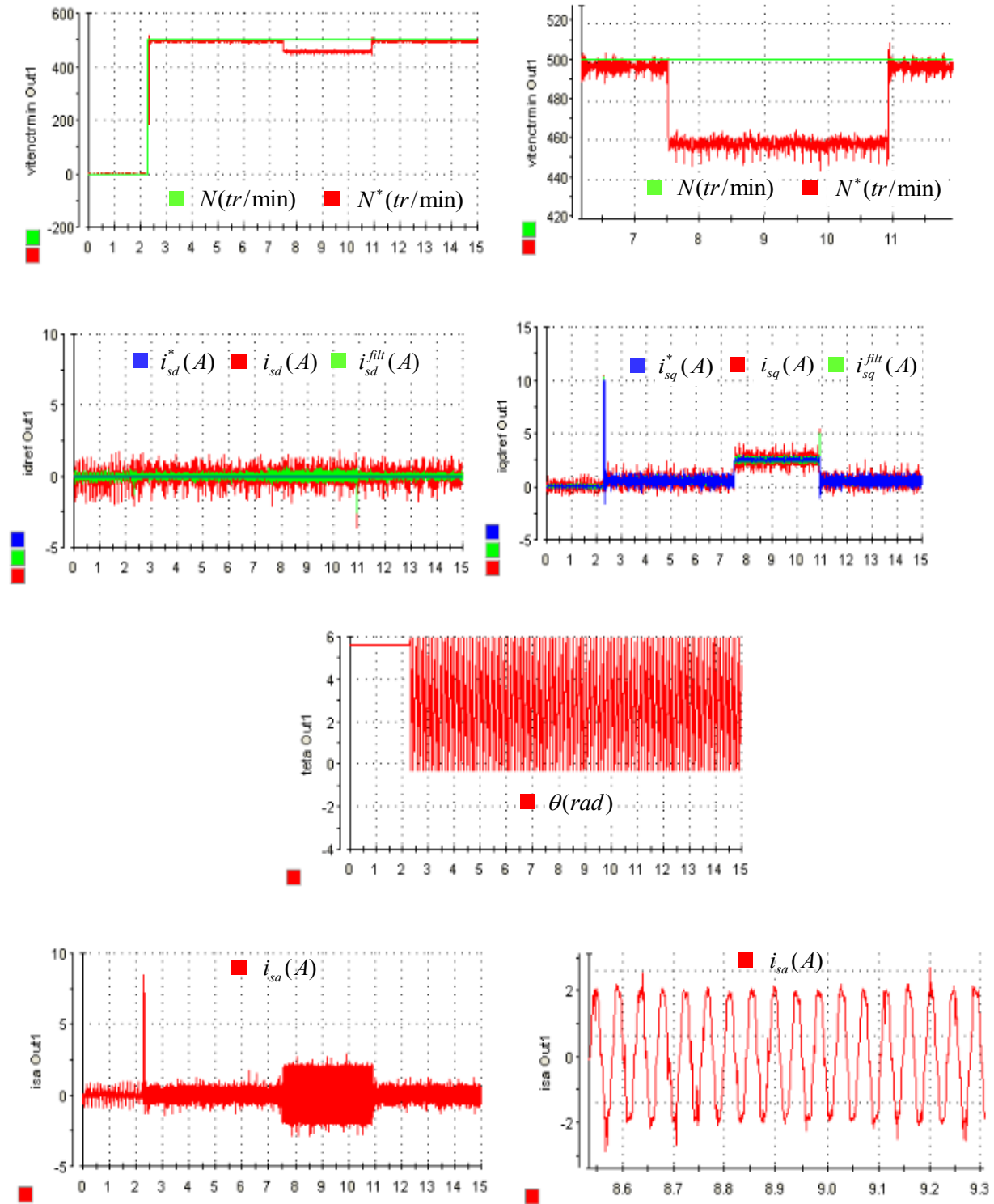


Figure (III.11) : Grandeur de la MSAP pilotée par la CV avec réglage de vitesse par MG et un régulateur PI pour le contrôle des courants.

Après l'estimation du couple de charge, les résultats sont présentés par la figure (III.12). On remarque une bonne amélioration de toutes les grandeurs prélevées au cours de l'essai, ce qu'est justifié par la correction de la vitesse lors de l'application du couple de charge.

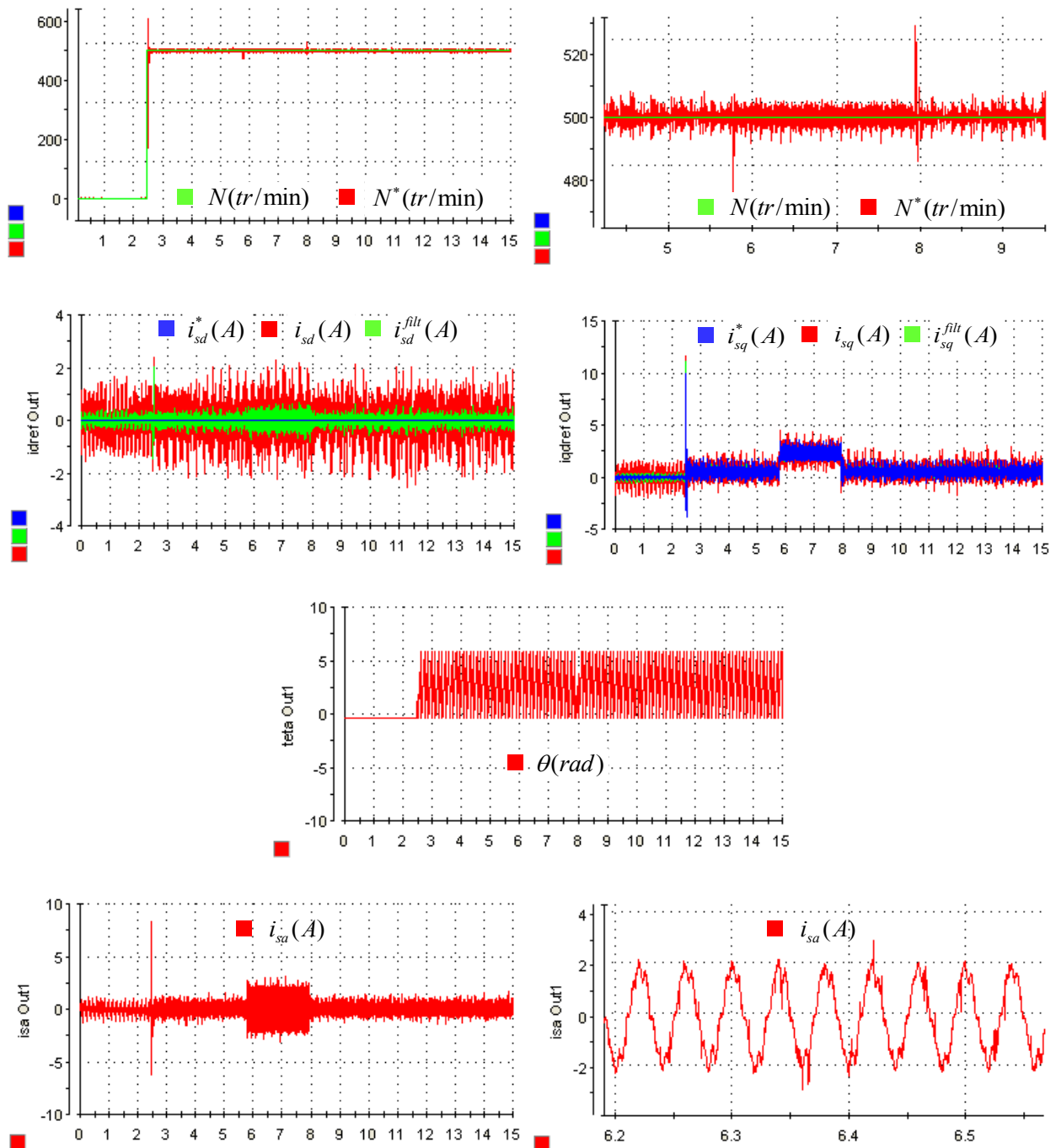


Figure (III.12) : Grandeur de la MSAP pilotée par la CV avec réglage de vitesse par MG associé à l'estimation du couple de charge et régulateurs PI pour le contrôle des courants.

III.8 Le régulateur RST

Un régulateur RST est un organe de contrôle permettant d'effectuer une régulation en boucle fermée d'un système industriel. C'est un correcteur couramment utilisé dans les systèmes de commande numérique.

Le terme RST vient du nom des 3 polynômes (Fig.III.13) devant être déterminés afin d'obtenir une commande efficace. La synthèse de ce type de correcteur s'effectue par placement de pôles. La résolution du système met en œuvre un polynôme de poursuite et un polynôme de filtrage [16].

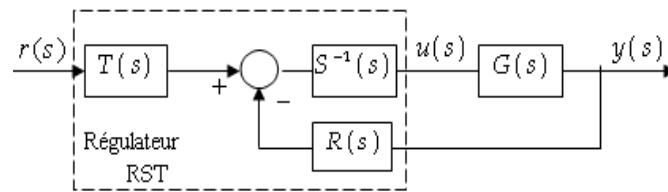


Figure III.13 Schéma bloc d'un régulateur de type RST

Le signal de commande est donné par l'expression suivante :

$$u(s) = \frac{T(s)}{R(s)} r(s) - \frac{R(s)}{S(s)} y(s) \quad (\text{III.49})$$

Avec:

$r(s)$: Le signal d'entrée.

$y(s)$: Le signal de sortie.

$u(s)$: Le signal de commande.

$T(s)$, $R(s)$ et $S(s)$ définissent les polynômes du régulateur RST

III.8.1 Commande vectorielle utilisant les régulateur RST

En général, l'objectif de la commande est d'imposer une fonction de transfert en boucle fermée désirée entre $y(s)$ et $r(s)$: [17]

$$y(s) = \frac{B_d(s)}{A_d(s)} r(s) \quad (\text{III.50})$$

La fonction de transfert désiré en boucle fermée est :

$$G_{BF}^d(s) = \frac{B_d(s)}{A_d(s)} \quad (III.51)$$

Soit la fonction de transfert du système à régler :

$$G(s) = \frac{B(s)}{A(s)} \quad (III.52)$$

Soit la fonction de transfert en boucle fermée du schéma bloc de la figure (III.13) :

$$G_{BF}(s) = \frac{y(s)}{r(s)} = \frac{B(s) T(s)}{A(s) S(s) + B(s) R(s)} \quad (III.53)$$

Il faut que cette fonction de transfert soit égale à $G_{BF}^d(s)$ de sorte que :

$$\frac{B(s) T(s)}{A(s) S(s) + B(s) R(s)} = \frac{B_d(s)}{A_d(s)} \quad (III.54)$$

Il faut résoudre alors:

$$\begin{aligned} A(s) S(s) + B(s) R(s) &= A_d(s) \\ B(s) T(s) &= B_d(s) \end{aligned} \quad (III.55)$$

On peut faire la transformation suivante :

$$\begin{aligned} A(s) S(s) + B(s) R(s) &= B(s) A_d(s) \\ T(s) &= B_d(s) \end{aligned} \quad (III.56)$$

Pour déterminer $R(s)$ et $S(s)$, il faut résoudre l'équation de BEZOUT :

$$A(s) S(s) + B(s) R(s) = B(s) A_d(s) \quad (III.57)$$

On applique la commande par RST si le système à régler soit à zéros stable (doit être un système à minimum de phase).

III.8.2 Application sur la MSAP :

III.8.2.1 Commande du courant statorique I_{sd} par le régulateur RST (1^{er} ordre)

La boucle de contrôle du courant direct i_{sd} est présentée par la (fig III.14).

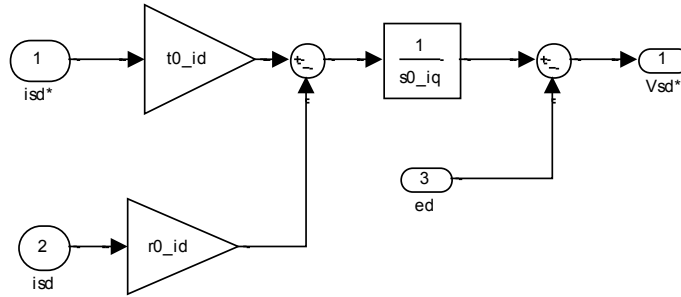


Figure III.14 Boucle de régulation de courant par un RST (1er ordre).

La fonction de transfert du courant est donnée par :

$$G_i(s) = \frac{1/L_q}{s + R_s/L_q} \quad (III.58)$$

$$\text{Avec : } T_o = \frac{L_q}{R_s} \quad (III.59)$$

T_o , La constante de temps électrique.

La fonction de transfert désirée étant donnée par :

$$G_{iBF}^d(s) = \frac{1/T_f}{s + 1/T_f} \quad (III.60)$$

Avec:

T_f La constante de temps de la fonction de transfert désirée.

Suivant (III.58) et (III.60), on déduit :

$$\left\{ \begin{array}{l} A(s) = s + \frac{R_s}{L_q} \\ B(s) = \frac{1}{L_q} \\ B_d(s) = \frac{1}{T_f} \\ A_d(s) = s + \frac{1}{T_f} \end{array} \right. \quad (III.61)$$

Les polynômes $A_d(s)$ et $B(s)$ permet de définir l'ordre de $R(s)$ et $S(s)$.

Suivant l'équation (III.49) donnant le signal de commande du système, l'ordre de $R(s)$ doit être inférieur ou égal à celui de $S(s)$.

Pour notre système, par identification on trouve :

$$\begin{cases} S(s) = s_0 = \frac{1}{L_q} \\ R(s) = r_0 = \frac{1}{T_f} - \frac{R_s}{L_q} \\ T(s) = t_0 = \frac{1}{T_f} \end{cases} \quad (\text{III.62})$$

On retrouve aussi les mêmes expressions du régulateur RST du courant I_{sq} .

III.8.2.2 Commande du courant statorique I_{sq} par le régulateur RST (1er ordre)

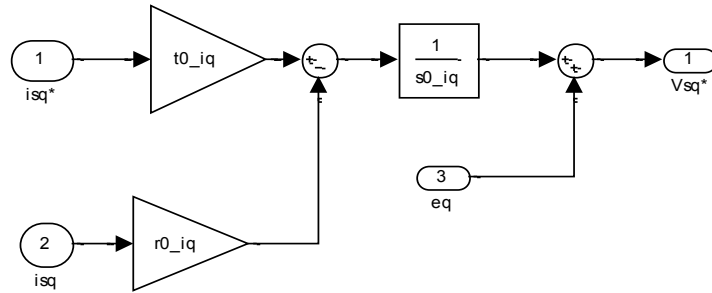


Figure III.15 Boucle de régulation de courant I_{sq} par un RST (1er ordre)

Les mêmes expressions de (III.62) trouvées pour I_{sd} et I_{sq} sont les mêmes :

$$\begin{cases} S(s) = s_0 = \frac{1}{L_q} \\ R(s) = r_0 = \frac{1}{T_f} - \frac{R_s}{L_q} \\ T(s) = t_0 = \frac{1}{T_f} \end{cases}$$

III.8.2.3 Commande des courants statoriques I_{sdq} par le régulateur RST (2ème^e ordre)

La fonction de transfert du courant est donnée par l'équation (III.58):

$$G_i(s) = \frac{1/L_q}{s + R_s/L_q}$$

La fonction de transfert du régulateur RST en second ordre s'écrit :

$$G(s) = \frac{a}{s+b} = \frac{B(s)}{A(s)} \quad (\text{III.63})$$

Soit :

$$\begin{cases} a = \frac{1}{L_d} \\ b = \frac{R_s}{L_d} \end{cases} \quad (III.64)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte désirée est donnée par :

$$G_{br}(s) = \frac{B_d(s)}{A_d(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$$

Nous avons a par la suite :

$$\begin{cases} T(s)B(s) = B_d(s) \\ S(s)A(s) + B(s)R(s) = A_d(s) \end{cases} \quad (III.65)$$

Après calcul et par identification avec l'équation désirée du second ordre, tout en imposant s_0 , on trouve:

$$\begin{cases} T(s) = t_1 = B_d(s) = \omega_n^2 \\ s_1 = a \\ r_1 = \frac{(2\xi\omega_n a - s_0 - bs_1)}{a} \\ r_0 = \frac{(\omega_n^2 a - bs_0)}{a} \end{cases} \quad (III.66)$$

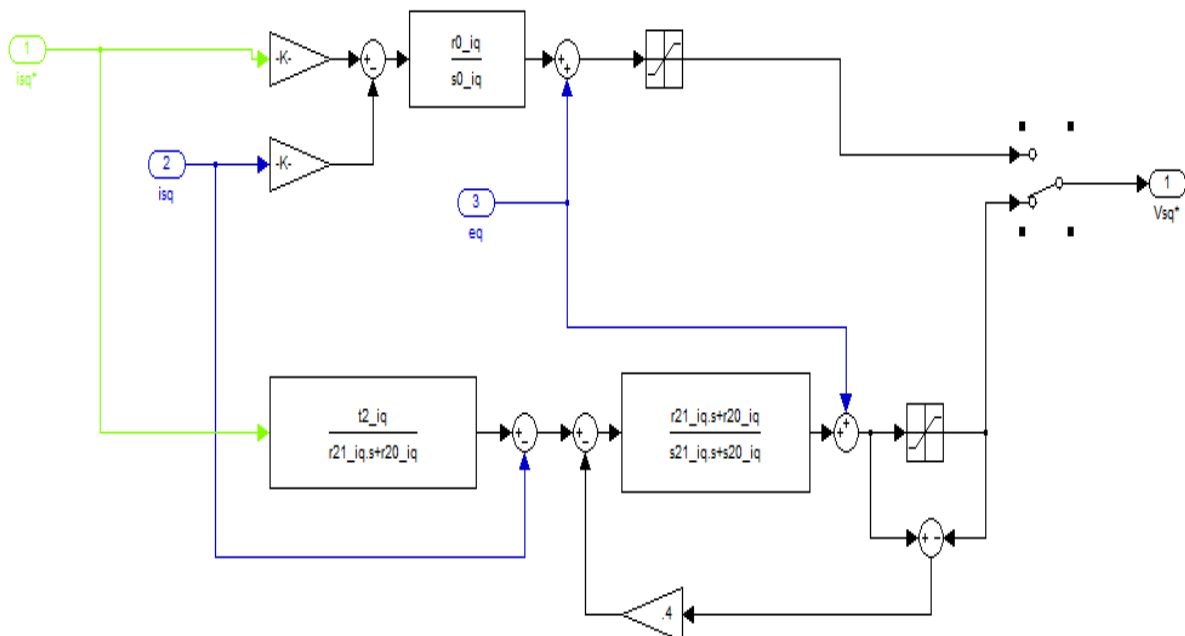


Figure. III.16 Boucle de régulation de courant I_{sq} par un RST (2ème ordre)

III.8.2.4 Commande de la vitesse par un RST

La boucle de contrôle de la vitesse de rotation est présentée par la figure (III.17).

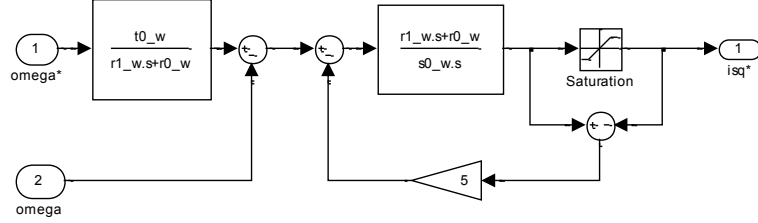


Figure III.17 : Boucle de régulation de la vitesse par un RST

Tout en négligeant le coefficient de frottement visqueux F , la fonction de transfert en boucle fermé est donnée par :

$$G_{\omega}(s) = \frac{pKt}{Js} \quad (\text{III.63})$$

La fonction de transfert désirée étant donnée par :

$$G_{BF}^d(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{III.64})$$

Après l'identification avec l'équation désirée les polynômes $S(s)$, $R(s)$ sont donnés par:

$$\begin{cases} S(s) = s_0 + s_1 s \\ R(s) = r_0 + r_1 s \end{cases}$$

Par identification et en imposant s_0 , on obtient :

$$\begin{cases} s_1 = \frac{pKt}{J} \\ r_0 = \omega_n^2 \\ r_1 = \frac{2\zeta\omega_n pKt - S_0 J}{pKt} \\ t_0 = \omega_n^2 \end{cases} \quad (\text{III.65})$$

III.8.3 Résultat de simulation de la commande de la MSAP utilisant les régulateur RST

Nous présentons maintenant les résultats de la commande vectorielle de la MSAP avec contrôle de vitesse et des courants par régulateur RST. La figure (III.18) présente le comportement des courants de Park et de la vitesse de rotation pour une référence de 100rad/s et d'une charge de 5Nm appliquée entre les instants $t = 1s$ et $t=2s$.

Les coefficients des régulateurs choisis sont :

$$\text{RST du courant direct : } r_{oid} = 4640 \quad , \quad s_{oid} = 106,38 \quad , \quad t_{oid} = 4890$$

$$\text{RST du courant en quadrature : } s_{oiq} = 114,28 \quad , \quad r_{oiq} = 3400 \quad , \quad t_{oiq} = 3670$$

$$\text{RST de la vitesse : } r_{o_\omega} = 22500 \quad , \quad r_{1_\omega} = 269,79 \quad , \quad s_{1_\omega} = 749,49 \quad , \quad t_{o_\omega} = 22500$$

III.8.4 Interprétation des résultats :

Les résultats de la figure montrent qu'il y a une amélioration de la vitesse par rapport à celle obtenue dans la commande vectorielle. Le dépassement devient nul avec une rapidité et précision, aussi le temps de rejet de perturbation diminue par rapport à ce obtenu par les régulateurs classiques.

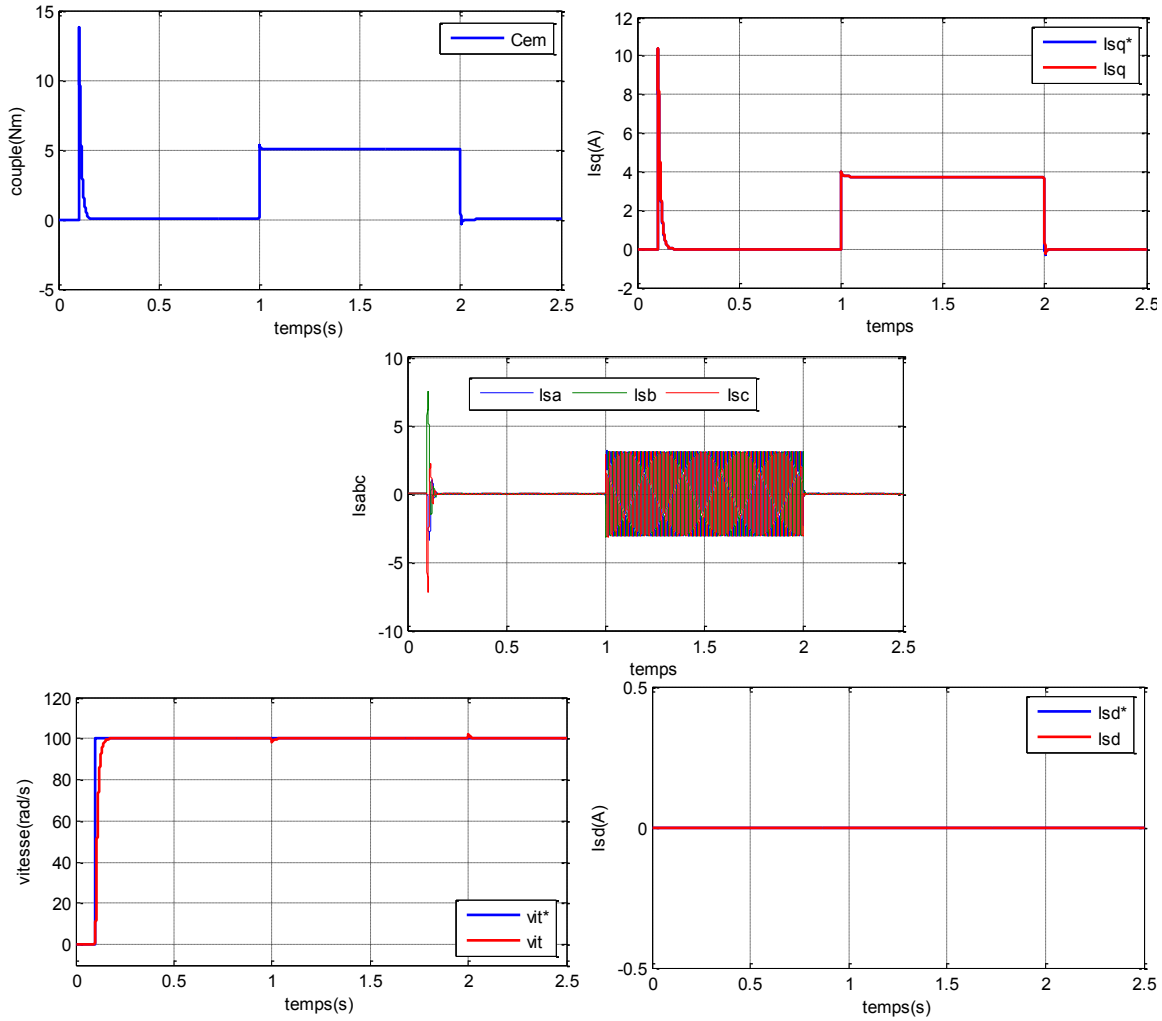


Figure (III.18) : Grandeur de la MSAP pilotée par la CV avec réglage de vitesse par RST (2^{ème} ordre) et régulateurs RST (1^{er} ordre) pour le contrôle des courants.

III.8.5 Résultats expérimentaux de la commande vectorielle utilisant un régulateur de vitesse RST (2^{ème} ordre) et régulateurs de courants RST (1^{er} ordre)

La figure (III.19) présente les résultats expérimentaux de la commande vectorielle de la MSAP avec contrôle de vitesse et des courants par régulateur RST.

La remarque primordiale faite ici, est tout d'abord le bon contrôle de la vitesse qui représente une rapidité parfaite pour atteindre le régime permanent. Les courants quant à eux, ne parviennent pas à bien suivre leurs références et présentent beaucoup des perturbations

Les coefficients des régulateurs choisis sont :

$$\text{RST du courant direct : } r_{oid} = 22021 \quad , \quad s_{oid} = 106.38 \quad , \quad t_{oid} = 22266$$

$$\text{RST du courant en quadrature : } s_{oiq} = 17109 \quad , \quad r_{oiq} = 114,28 \quad , \quad t_{oiq} = 17372$$

$$\text{RST de la vitesse : } r_{o_\omega} = 625 \quad , \quad r'_{1_\omega} = 39,926 \quad , \quad s_{0_\omega} = 55 \quad , \quad s_{1_\omega} = 749,4944 \quad , \quad t_{o_\omega} = 625$$

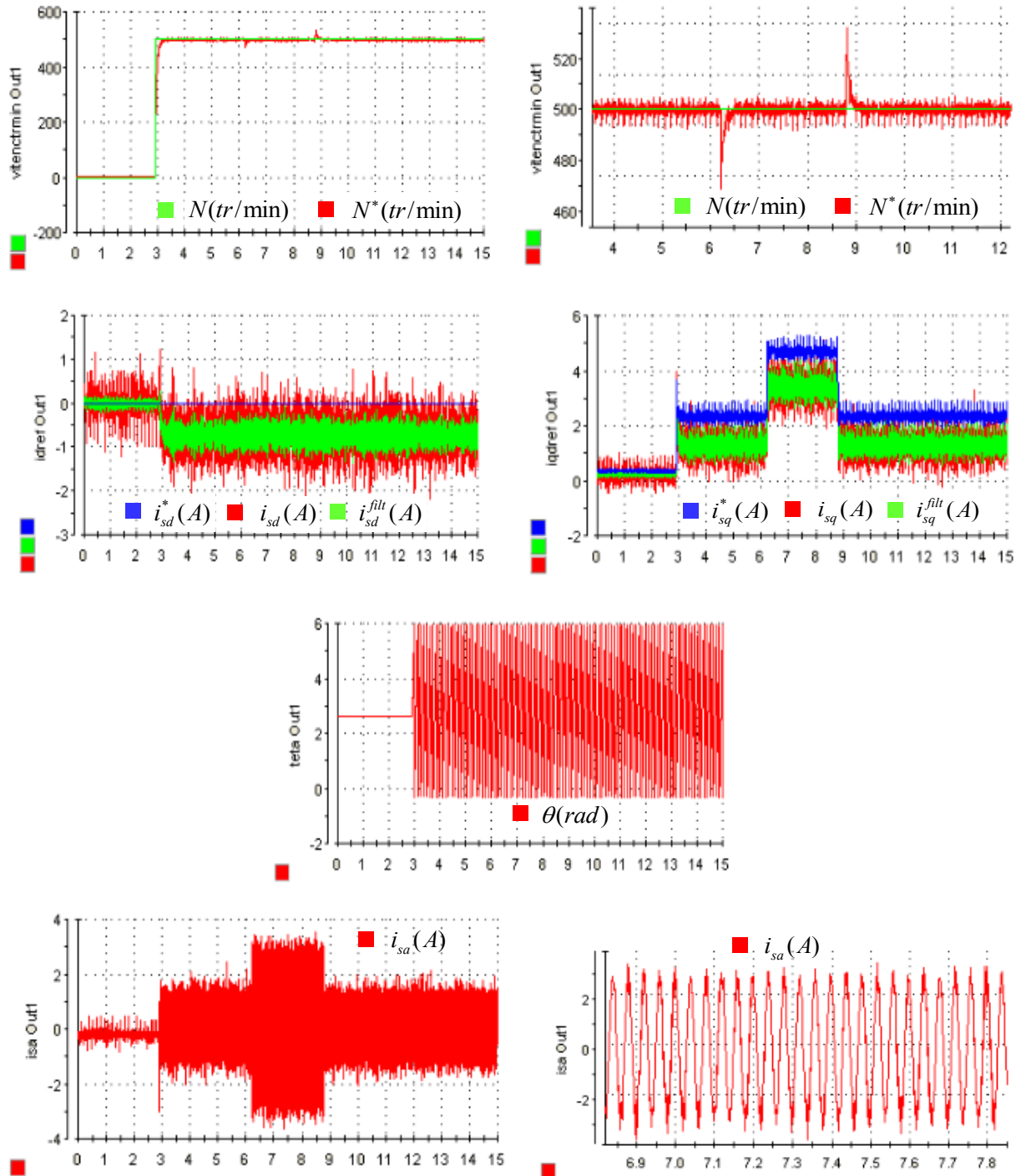


Figure III.19: Contrôle de vitesse par RST (2^{ème} ordre) et des courants par RST (1^{er} ordre) à vitesse constante.

III.8.6 Résultats expérimentaux de la commande vectorielle avec réglage de vitesse par RST (2^{ème} ordre) et courant par PI

Les mêmes paramètres sont utilisés pour le contrôle des courants du Chapitre 2 sont utilisés ainsi que ceux du régulateur RST de la vitesse de section précédentes.

Dans cette partie, on présente les résultats expérimentaux de la commande vectorielle de la MSAP avec contrôle de vitesse par RST et des courants par régulateurs PI (Fig.III.20).

L'utilisation d'un régulateur avec RST présente des résultats meilleurs et performants car on remarque que lors du passage à la vitesse de 500 tr/mn la vitesse atteint intégralement sa référence avec un temps de réponse très réduit et même au moment de l'application des charge les pics sont réduits. Les allures des courants nous démontrent aussi cette performance car le régulateur corrige parfaitement les erreurs.

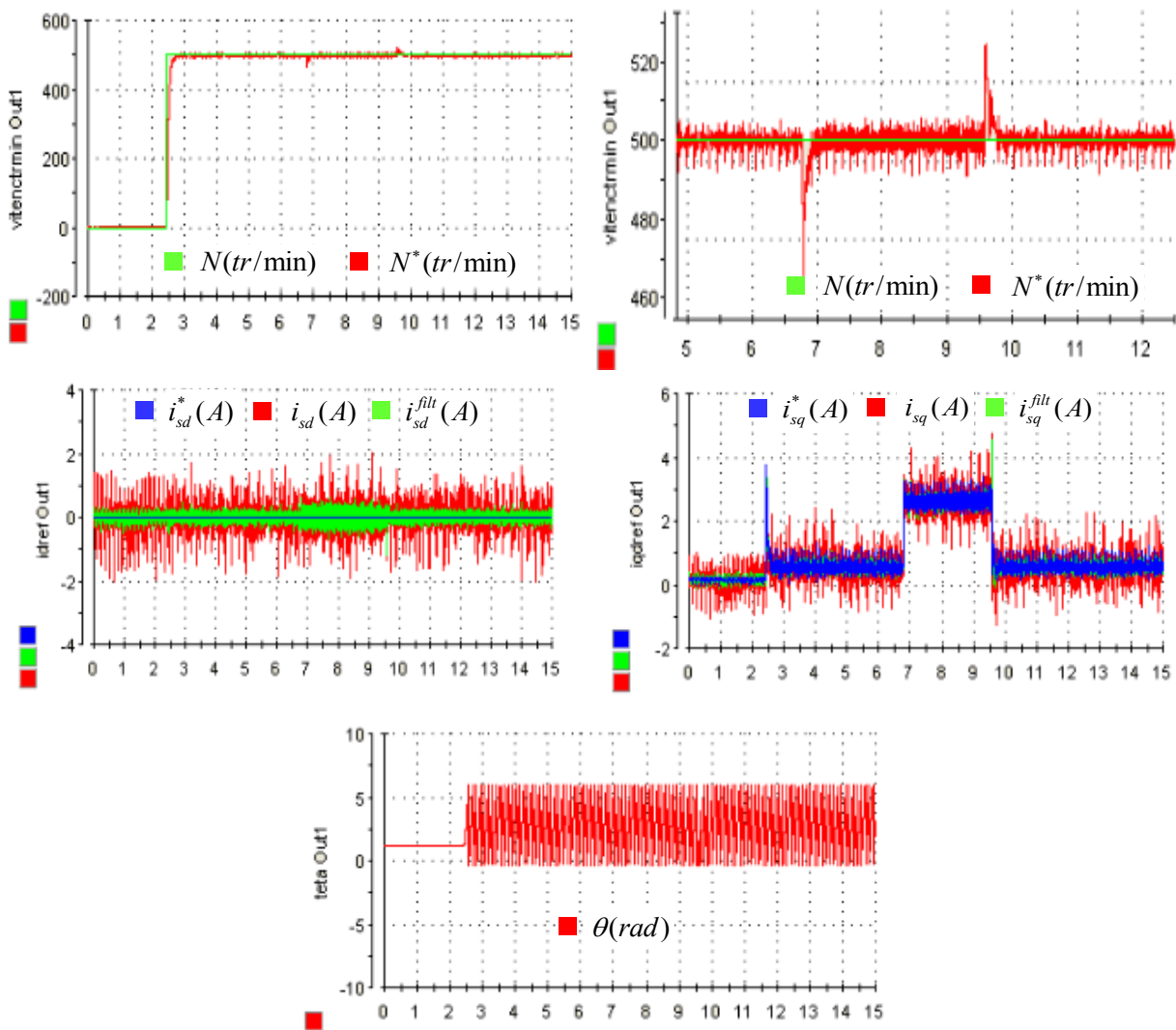


Figure III.20 : Contrôle de vitesse avec RST (2^{ème} ordre) et des courants par PI à vitesse constante.

III.8.7 Résultats expérimentaux de la commande vectorielle utilisant un régulateur de vitesse RST (2^{ème} ordre) et régulateurs de courants RST (2^{ème} ordre)

Les coefficients des régulateurs RST de 2^{ème} ordre des courants de Park sont :

RST du courant direct :

$$r_{oid} = 1.4967.10^6, r_{lid} = 4630,8, s_{oid} = 0, s_{lid} = 114.28, t_{oid} = 1,4967.10^6$$

RST du courant en quadrature :

$$r_{oiq} = 1.4967.10^6, r_{liq} = 4630,8, s_{oiq} = 0, s_{liq} = 114.28, t_{oiq} = 1,4967.10^6$$

Les résultats obtenus de la figure (III.21) présentent une parfaite amélioration de la dynamique de notre machine dû à l'utilisation d'un régulateur RST du second ordre appliqué au niveau du contrôle des courants i_{sdq} . Nous remarquons sans doute que toutes les allures suivent bien leurs références et même durant le moment d'application du couple de charge, le régulateur a joué son rôle de correcteur et rejette rapidement les perturbations. Ceci nous conclure sur l'effet précision du contrôle des courants par régulateurs RST de 2^{ème} ordre .

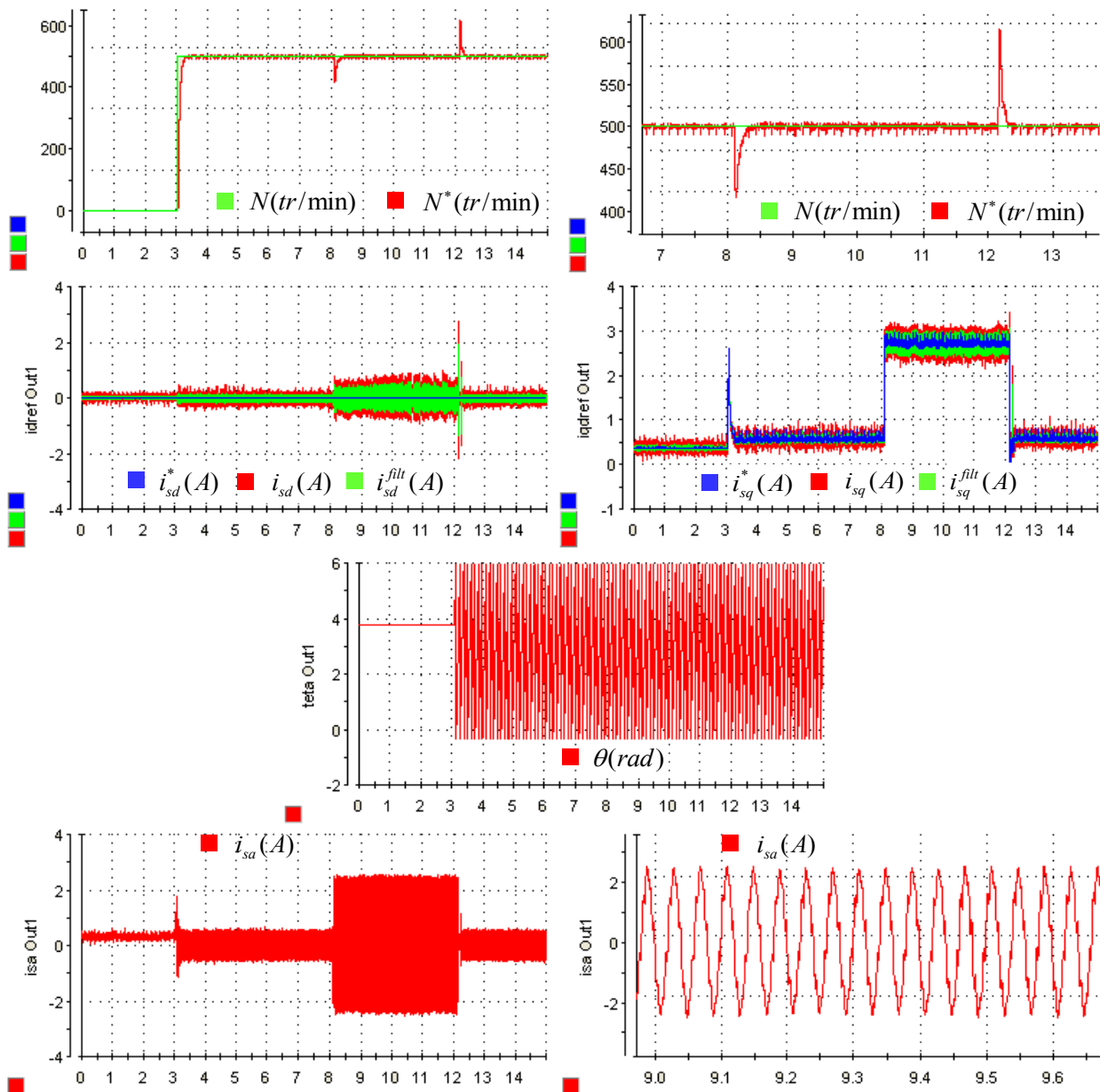


Figure III.21 : Contrôle de vitesse et des courants par RST (2ème) à vitesse constante.

III.9. Conclusion

D'après tout ce qui est présenté dans ce chapitre, nous avons fait une étude sur des différentes commandes vectorielles à savoir par mode de glissement et avec régulateur RST pour améliorer les performances dynamiques de notre machine et de mener des tests expérimentaux pour voir l'évolution des graphes en temps réel afin de comparer les résultats obtenus en simulation et ceux trouvés expérimentalement.

En fin, nous avons pu constater dans un premier temps l'importance de faire des essais expérimentaux et nous déduisons par la suite que les régulateurs RST et mode glissant présentent des meilleurs résultats que les régulateurs classiques.

CONCLUSION GENERALE

Les travaux réalisés dans ce mémoire nous ont permis de constater que la commande d'une MSAP peut se faire suivant plusieurs techniques, chacune d'elles offrent des performances dynamiques et statiques bien définies avec des limites d'application, dont l'objectif principale est d'avoir de bonnes performances dynamique du système par l'utilisation des régulateurs par mode de glissement et régulateurs RST.

Dans le premier chapitre, nous avons vu en général des informations concernant la MSAP et puis la mise en équation mathématique. Nous avons utilisé la transformation de Park pour présenter la machine triphasée dans un repère à deux axes afin de simplifier la résolution des équations électromagnétiques de la machine. Ensuite, nous avons modélisé l'onduleur de tension triphasé et sa commande à MLI sinus triangle.

Le deuxième chapitre a été consacré à la commande vectorielle de la MSAP pour son asservissement en vitesse. Les résultats de simulation de l'association (commande vectorielle, onduleur de tension et moteur) sont dans l'ensemble acceptables. Ils montrent bien les performances de la commande vectorielle: la perturbation est rejetée en un temps très court, la réponse est rapide et le dépassement est négligeable. Cependant l'inconvénient majeur de cette technique de commande se manifeste lors des variations paramétriques de la machine dues à l'utilisation des régulateurs classiques. En effet, cette structure de commande nécessite que les paramètres de la machine soient stables.

Dans le troisième chapitre, nous avons proposé pour résoudre ce problème et améliorer les performances de la commande, à travers l'utilisation de la technique de commande par mode de glissement et par régulateurs RST. Cependant, ces deux techniques de commande présentent aussi l'inconvénient des oscillations aux hautes fréquences. Dans notre travail nous nous sommes limités à des basses fréquences.

Une étude expérimentale est effectuée pour valider les résultats de simulation. Après l'identification des paramètres, des essais ont été effectués avec les différents types de commandes utilisées au cours de la simulation afin de les comparer. On note que les résultats obtenus valident dans leurs totalités ceux obtenus par simulation. Les résultats présentent des oscillations qui sont dues à l'onduleur et aux perturbations électromagnétiques. Sachant que la bonne mesure de la vitesse est nécessaire pour le fonctionnement de la commande vectorielle, On n'a pas pu arriver à des vitesses élevées à cause de la perte du signal de la position lors de l'augmentation la tension du bus continu.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

-
- [1] BENCHABANE Fateh, « Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants perma avec minimisation du chattring », Mémoire de magister Université Mohammed Khider de Biskra 2005.
- [2] A. Kaddouri, *Étude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents*. Université Laval, 2000.
- [3] J.-P. Louis et C. Bergmann, « Commande numérique des machines synchrones », *Tech. L'Ingénieur Traité Génie Électr. D*, vol. 3644, p. 1999, 1999.
- [4] B. Multon, *Les machines synchrones autopilotées*. ENS de Cachan, 1993.
- [5] T. Wildi et G. Sybille, *Electrotechnique*. De Boeck Supérieur, livre 2000.
- [6] Alain MAILFERT et François-Michel SARGOS, « Machines à réluctance variable (MRV) - Principes des MRV. Machines à commutation ». *technique de l'ingénieur* .10/05/2004
- [7] Daniel FODOREAN et Abdellatif MIRAOU, « Dimensionnement rapide des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) ». *technique de l'ingénieur* 10/11/2009 .
- [8] Amor KHLAIEF, « Contribution à la Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à Aimants Permanents ». Thèse de doctorat, Aix Marseille université 10/7/2012.
- [9] Gacem Amina, « Commande de vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents par mode de glissement ». Mémoire master, université IBN khaldoun Tiaret 2012 .
- [10] Mohamed Wissem NAOUAR, « commande numérique à base de composants FPGA de la machine synchrone ». Thèse de doctorat université de Cergy pontoise 6/11/2007 .
- [11] AID Houssein et AINA Wafaa, « Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents ». mémoire de master, université Abou Bekr Belkaid Tlemcen 01-oct-2013.
- [12] Noureddine BOUNASLA, « Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents ». Mémoire Magister, université Ferhat ABBAS Sétif 2014
- [13] A. G. Aissaoui, H. ABID, M. ABID, et A. TAHOUR, « Commande par la logique floue et mode Glissant d'une machine synchrone autopilotée », article
- [14] BOUNASLA, « Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents », Mémoire de master, université Ferhat ABBAS Sétif 2014.
- [15] A. Kechich et B. Mazari, « La commande par mode glissant: Application à la machine synchrone à aimants permanents (approche linéaire) », Article 2008
- [16] Laurent GASC, « 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 doctorat 15-nov-2004.
- [17] Mohamed Khanchoul, « Contribution au développement de la partie électromécanique d'un compresseur pour climatisation de véhicule électrique », Thèse de doctorat 01-févr-2013.
- [18] **Grellet, G., Clerc, G.** " Actionneurs Électriques, Principe/Modèle/Commande", Eyrolles, Deuxième Édition 2000.

ANNEXE

Paramètres et grandeurs de la MSAP de Leroy Somer :

Paramètres	Valeur (SI)
Model : 115U2C20BACAA115190	
Vitesse de rotation nominale	2000 tr/min
Vitesse maximale	3200 tr/min
Tension de fonctionnement avec variateur	de 380V à 480V
Tension nominale	380 V
Fréquence nominale	100 Hz
Courants statorique nominal	4 A
Couple nominal	8,7 Nm
Couple au calage	9,4 Nm
Constante du couple en courant efficace	2,4 Nm/A
Flux rotorique	0,4447 Wb
La puissance nominale	1,82 Kw
Nombre de pôles	6
Indice de Protecion (IP)	65
Codeur incrémental (CNS50 de SICK-STEGMANN)	4096 ppr 5Volts

Identification des paramètres de la MSAP**a/. Résistance statorique et rotorique**

La résistance rotorique et statorique sont directement mesurées à l'aide d'un appareil de mesure. Ainsi les valeurs de ces paramètres mesurés est :

$$R_s = 2.3\Omega$$

b/. La mutuelle inductance stator-rotor ϕ_f :

D'après la relation (I.12) qui nous montre que $\phi_f = M_{sr} I_f$, nous allons donc procéder à l'identification de La valeur de mutuelle rotor- stator qui dépend du courant d'excitation I_f appliqué aux bornes de l'inducteur de la machine synchrone. Les variations de la mutuelle M_{sr} en fonction du courant I_f sont obtenues à partir d'un fonctionnement en alternateur à vide de la machine synchrone. Lors d'un fonctionnement à vide, les courants I_{sd} et I_{sq} sont nuls. Ainsi, pour un courant d'excitation I_f constant, la dérivée $d\phi_{sd}/dt$ de l'équation (I.11)

est nulle. Par ailleurs la composante ϕ_{sq} des équations (I.11) et (I.12) sont nulles. Par conséquent, la tension V_{sd} donnée par l'équation (I.11) est nulle. L'expression de la tension V_{sq} quant à elle est donnée par cette relation :

$$V_{sq} = M_{sr} \cdot \omega \cdot I_f \quad (IV.1)$$

Le couplage effectué au stator de la machine synchrone étant un couplage étoile, l'amplitude de la *f.e.m.* sinusoïdale mesurée aux bornes de d'une phase statorique de la machine synchrone est égale à V_{sd} . En supposant E_m l'amplitude de la *f.e.m.* mesurée, la mutuelle inductance stator- rotor s'exprime comme suit :

$$M_{sr} = \frac{V_{sq}}{\omega I_r} = \frac{E_m}{\omega I_r} \quad (IV.2)$$

Et donc connaissons M_{sr} cela implique : $\phi_f = M_{sr} I_f$.

c/. Identification des inductances L_{sd} et L_{sq}

L'Identification des inductances statoriques directes et transversales L_{sd} et L_{sq} sera détaillée par deux méthodes analytiquement et graphiquement. Le principe de ces méthodes repose sur les équations caractérisant la machine dans un système de coordonnées communes dq (l'axe d est lié au rotor de la machine synchrone).). L'identification est réalisée en bloquant le rotor de la machine synchrone tout en la contrôlant à travers une stratégie de contrôle des courants triphasés par régulateurs à hystérésis et à fréquence de commutation limitée. En remplaçant dans la relation (I.11) les termes d/dt par le coefficient de Laplace S et en supposant que le courant d'excitation I_f est maintenu constant (de dérivée nulle), les courants I_{sd} et I_{sq} s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} I_{sd} = \frac{1}{R_s + L_{sd}S} (V_{sd} + \omega \phi_{sq}) \\ I_{sq} = \frac{1}{R_s + L_{sq}S} (V_{sq} - \omega \phi_{sd}) \end{cases} \quad (IV.3)$$

En bloquant le rotor de la machine, la vitesse de rotation est nulle et les équations précédentes deviennent comme suit :

$$\begin{cases} I_{sd} = \frac{1}{R_s + L_{sd}S} V_{sd} \\ I_{sq} = \frac{1}{R_s + L_{sq}S} V_{sq} \end{cases} \quad (IV.4)$$

Les tensions V_{sd} et V_{sq} sont fonction de θ et des tensions : V_{s1} , V_{s2} et V_{s3} selon les relations suivantes caractérisant une transformation de Park.

$$\begin{cases} V_{sd} = \frac{2}{3}[V_{s1} \cos(\theta) + V_{s2} \cos(\theta - 2\pi/3) + V_{s3} \cos(\theta + 2\pi/3)] \\ V_{sq} = \frac{2}{3}[V_{s1} \sin(\theta) + V_{s2} \sin(\theta - 2\pi/3) + V_{s3} \sin(\theta + 2\pi/3)] \end{cases} \quad (IV.5)$$

En bloquant le rotor de la machine synchrone de telle sorte que la position soit égale à zéro, l'expression de V_{sd} et V_{sq} deviennent alors :

$$\begin{cases} V_{sd} = \sqrt{\frac{2}{3}}(V_{s1} - \frac{V_{s2}}{2} - \frac{V_{s3}}{2}) \\ V_{sq} = -\frac{1}{\sqrt{2}}(V_{s3} - V_{s2}) \end{cases} \quad (IV.6)$$

Or, les tensions simples V_{s1} , V_{s2} et V_{s3} sont fonction des signaux de commande C_1 , C_2 et C_3 de la tension du bus continu E selon la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \quad (IV.7)$$

En remplaçant dans les équations (IV.5) et (IV.6) les tensions V_{s1} , V_{s2} et V_{s3} selon la relation (IV.7), les expressions des tensions V_{sd} et V_{sq} deviennent :

$$V_{sd} = \sqrt{\frac{2}{3}}E(C_1 - \frac{C_2}{2} - \frac{C_3}{2}) \quad (IV.8)$$

$$V_{sq} = -\frac{E}{\sqrt{2}}(C_3 - C_2) \quad (IV.9)$$

En appliquant un échelon de référence nominal à la référence I_{sd}^* tout en maintenant la référence I_{sq}^* nulle, les courants de référence I_{s1}^* , I_{s2}^* et I_{s3}^* résultant de la transformation de Park inverse prennent les valeurs suivantes :

$$\begin{cases} I_{s1}^* = I_{sd}^* = I_{sn} \\ I_{s2}^* = (-\frac{1}{2}I_{sd}^* + \frac{\sqrt{3}}{2}I_{sq}^*) = -\frac{I_{sn}}{2} \\ I_{s3}^* = (-\frac{1}{2}I_{sd}^* - \frac{\sqrt{3}}{2}I_{sq}^*) = -\frac{I_{sn}}{2} \end{cases} \quad (IV.10)$$

Les courants mesurés I_{s1} , I_{s2} et I_{s3} étant initialement nuls avant l'application de l'échelon sur I_{sd}^* et selon les valeurs de référence des courants statoriques I_{s1}^* , I_{s2}^* et I_{s3}^* , les signaux de commandes générés par le correcteur à hystérésis triphasé dans ce cas possèdent les niveaux logiques suivant :

$$[C_1 \ C_2 \ C_3] = [1 \ 0 \ 0] \quad (IV.11)$$

A noter que durant cet essai, avant que I_{sd} n'atteigne sa référence I_{sd}^* , le courant I_{s1} reste inférieur au courant de référence $I_{s1}^* = I_{sn}$, le courant I_{s2} reste supérieur au courant de référence $I_{s2}^* = I_{sn}/2$ et le courant I_{s3} reste supérieur au courant de référence $I_{s3}^* = -I_{sn}/2$. Les niveaux logiques des signaux de commande C_1 , C_2 et C_3 restent donc inchangés avant que le courant I_{sd} n'atteigne sa référence.

Ainsi lors de l'application d'un échelon de référence sur I_{sd}^* égal au courant nominal, la tension V_{sd} et la fonction de la tension du bus continu E comme le montre la relation (IV.12) déduite à partir des relations (IV.8) et (IV.11).

Selon la relation (IV.12) pour que le courant I_{sd} puisse atteindre, en régime permanent, sa référence de courant nominal, il faut que la tension du bus continu appliquée soit supérieure ou égale à E_{\min_isd} , donc l'expression soit donnée par la relation suivante :

$$V_{sd} = \sqrt{\frac{2}{3}} E \quad (IV.12)$$

Dans ce cas, l'équation (IV.4) devient :

$$I_{sd} = \frac{(1/R_s)}{1 + \frac{L_{sd}}{R_s} s} \left(\sqrt{\frac{2E}{3}} \right) \quad (IV.13)$$

Selon la relation (IV.13) pour que le courant I_{sd} puisse atteindre, en régime permanent, sa référence de courant nominal, il faut que la tension du bus continu appliquée soit supérieure ou égale à E_{\min_isd} , donc l'expression est donnée par la relation suivante :

$$E_{\min_isd} = \frac{3}{\sqrt{2}} R_s I_{sn} \quad (IV.14)$$

D'une autre côté, en appliquant un échelon de référence nominal à la référence I_{sq}^* tout en maintenant la référence I_{sd}^* nulle, les courants de référence I_{s1}^* , I_{s2}^* et I_{s3}^* résultant de la transformée de Park inverse prennent les valeurs suivantes :

$$\begin{cases} I_{s1}^* = I_{sd}^* = 0 \\ I_{s2}^* = \left(-\frac{1}{2}I_{sd}^* + \frac{\sqrt{3}}{2}I_{sq}^*\right) = \frac{\sqrt{3}}{2}I_{sn} \\ I_{s3}^* = \left(-\frac{1}{2}I_{sd}^* - \frac{\sqrt{3}}{2}I_{sq}^*\right) = -\frac{\sqrt{3}}{2}I_{sn} \end{cases} \quad (IV.15)$$

Les courants mesurés I_{s1} , I_{s2} et I_{s3} étant initialement nuls avant l'application de l'échelon sur I_{sq}^* et selon les valeurs de référence I_{s1}^* , I_{s2}^* et I_{s3}^* donnés par la relation (IV.15), les signaux de commande générés par le correcteur à hystérésis triphasé dans ce cas possèdent les niveaux logiques suivants :

$$[C_1 \ C_2 \ C_3] = [1/0 \ 1 \ 0] \quad (IV.16)$$

A noter durant cet essai que, avant que I_{sq} n'atteigne sa référence I_{sq}^* , le courant I_{s1} reste nul, le courant I_{s2} reste supérieur au courant de référence $I_{s2}^* = -\sqrt{3}I_{sn}/2$. Les niveaux logiques de signaux de commande $C1$, $C2$ et $C3$ reste donc inchangés avant que le courant I_{sq} atteigne sa référence. Ainsi lors de l'application de l'échelon de référence sur I_{sq}^* égal au courant nominal, la tension V_{sq} est la fonction dans ce cas de la tension du bus continu E comme le montre la relation suivante déduite des relations (IV.9) et (IV.16) :

$$V_{sq} = \frac{E}{\sqrt{2}} \quad (IV.17)$$

Dans ce cas l'équation (IV.6) devient :

$$I_{sq} = \frac{1/R_s}{1 + \frac{L_{sq}}{R_s}s} \frac{E}{\sqrt{2}} \quad (IV.18)$$

D'après l'équation (IV.26), pour que le courant I_{sq} atteigne sa référence de courant nominal, en régime permanent, il faut que la tension de bus continu appliquée soit supérieure ou égale E_{\min_isq} , donc l'expression est donnée par la relation ci-après :

$$E_{\min_isq} = \sqrt{6}R_s I_{sn} \quad (IV.19)$$

Première méthode d'identification des inductances L_{sd} et L_{sq}

Cette méthode d'identification consiste à appliquer un échelon de courant nominal sur l'axe d (respectivement l'axe q) tout en maintenant le courant de référence sur l'autre axe égal à zéro. La tension du bus continu doit être appliquée en respectant les conditions imposées. Par conséquent, les réponses des courants I_{sd} et I_{sq} seront des réponses d'un système du premier ordre. L'expression des inductances est donnée comme suit :

$$\begin{cases} L_{sq} = R_s \cdot T_{isq} \\ L_{sd} = R_s \cdot T_{isd} \end{cases} \quad (IV.20)$$

Deuxième méthode d'identification des inductances L_{sd} et L_{sq}

Pour cette méthode, la tension du bus continu à appliquer doit être supérieure à $E_{\min_{isd}}$ et $E_{\min_{isq}}$. On alors, à partir de l'équation (IV.6) et en utilisant la transformée de Laplace inverse, l'évolution du courant I_{sd} après l'application d'un échelon à la référence I_{sd}^* (la référence I_{sq}^* étant maintenue à zéro) est donnée par la relation (IV.20).

$$I_{sd}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{E}{R_s} (1 - e^{-t/T_{isd}}) \quad (IV.21)$$

En supposant que t_d est le temps nécessaire au courant I_{sd} pour atteindre sa référence, l'inductance L_{sd} peut être déduite de l'équation (IV.20) comme suit :

$$L_{sd} = \frac{-R_s t_d}{\log\left(1 + \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{R_s I_{sd}^*}{E}\right)} \quad (IV.22)$$

De même manière à partir de l'équation (IV.6), l'évolution du courant I_{sq} après l'application d'un échelon de courant à la référence I_{sq}^* (la référence I_{sd}^* est maintenue à zéro) est donnée par la relation suivante :

$$I_{sq}(t) = \frac{E}{\sqrt{2} \cdot R_s} (1 - e^{-t/T_{isq}}) \quad (IV.23)$$

En supposant que t_q est le temps nécessaire au courant I_{sq} pour atteindre sa référence, l'inductance transverse L_{sq} peut être déduite de l'équation précédente comme suit :

$$L_{sq} = \frac{-R_s t_q}{\log\left(1 + \frac{\sqrt{2} R_s \cdot I_{sq}^*}{E}\right)} \quad (IV.24)$$

Résumé

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents. Plusieurs types de régulateurs sont utilisés pour la contrôle de la vitesse de rotation et des courants de Park à savoir les régulateurs classiques de type IP et PI, mode de glissement et les régulateurs RST.

Une étude par simulation sous Matlab est effectuée accompagnée par une validation expérimentale. Les résultats obtenus sont encourageants.

Mots clés : Machine synchrone à aimants permanents (MSAP), commande vectorielle, mode glissant, régulateur RST.

Abstract :

The work presented in this thesis deals with vector control of permanent magnet synchronous machine. Several types of controllers are used to control the speed and Park currents ie IP and PI controllers, sliding mode and RST controllers.

A simulation study is conducted in Matlab accompanied by experimental validation. The obtained results are encouraging.

Keywords : permanent magnet synchronous machine (PMSM), vector control, sliding mode, RST controller.

ملخص :

العمل المقدم في هذه الأطروحة يتمحور حول التحكم الشعاعي في الآلة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم. تم استعمال الكثير من المنظمات للتحكم في السرعة و تيارات بارك منها المنظمات الكلاسيكية نوع IP و PI ، منظمات الوضع الانزلاقي و المنظمات متعددة الحدود RST.

وأجريت دراسة بالمحاكاة باستعمال البرنامج Matlab مرفقة بالتحقق التجريبي. تم التحصل على نتائج مشجعة.

الكلمات المفتاحية : الآلة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم، التحكم الشعاعي، الوضع الانزلاقي، منظمات متعددة

الحدود RST