



Université ABBES LAGHROUR Khenchela
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Industriel
جامعة عباس لغرور خنشلة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الصناعية



N° Série :

Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commande Electrique

Présenté par

Melle. MIHOUBI Noussaiba

Melle. BARBACHE Widad

THEME

Commande par mode de glissement de la machine synchrone à aimants permanents

Soutenu le 20/06/2018 devant la commission d'examen composée de :

Mr. MAALEM Ali

M.A.A à l'Université de Khenchela

Président

Mr. CHAIBA Azeddine

M.C.A à l'Université de Khenchela

Encadreur

Mr. BEDDIAF Yassine

M.C.B à l'Université de Khenchela

Examineur

Promotion 2017/2018



Remerciements

Nous remercions ALLAH qui nous a donné la force et la patience Pour terminer ce travail.

***Nous exprimons nos sincères remerciements :
A nos parents pour leur contribution pour chaque travail que nous avons effectué.***

A notre promoteur Dr. Chaiba- Azzedine pour son aide et son dévouement.

A l'ensemble des enseignants du département de Gène électrique et spécialement ceux de l'option Commende éclectique.

Et à l'ensemble du personnel de INFRARAIL sans oublier ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail et ceux qui nous font l'honneur de juger ce mémoire.

***Barbache –Widad
Mihoubi - Noussaiba***



Dédicaces



Je dédie ce modeste travail qui est le fruit de plusieurs années d'étude à :

***Ma mère,** puisse dieu l'accueillir dans son infinie miséricorde*

***Mon père,** qui peut être fier et trouver ici le résultat de longues années de sacrifices et de privation pour m'aider à avancer dans la vie,*

***Mes chers frères et ma sœur** pour leurs encouragements permanents*

A mes chères amies :


Ouidad, Maryam, Assia, Wassila, layla, Amel et binôme

******Barbache widad******

Pour les efforts qu'elle a fournis

*A toute **ma famille** pour leur soutien tout au long de mon parcours universitaire.*

Merci d'être toujours là pour moi.



Mihoubi _ Noussaiba





Dédicaces

Je dédie ce mémoire à :
Tous ceux qui se sont donné toutes les peines
et les sacrifices,
Pour me voir réussir dans la vie.
Les deux personnes les plus chères à mon
cœur, mon père et ma mère, qui m'ont apporté
soutien et confort tout au long de mes études.



Mon frères et Ma sœurs Tous mes amis
Maryeme .Amel .Ouidad. Wassila. Layla
.Assia

A ma chérie binôme
****Noussaiba****

Mes amis du groupe MGE.
Sans exception Tous mes amis sans
exception.

Et sans oublier mes enseignants qui m'ont
soutenu durant Toutes mes années d'études.

Barbache_ Widad



Sommaire

Sommaire

INTRODUCTION GÉNÉRALE.....	1
Chapitre I : Modélisation de la MSAP	
I.1 Introduction.....	3
I.2 Présentation de la machine synchrone à aimants Permanents.....	3
I.3 Principe des machines synchrones à aimants permanents	5
I.4 Structure	6
I.4.1 Types des rotors d'une MSAP	7
I.4.2 Aimants permanents.....	7
I.5 Domaines d'application des moteurs synchrones	7
I.6 Différents modes d'alimentation des MSAP	8
I.7 Hypothèses simplificatrices	9
I.8 Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent	10
I.9 Équations électriques d'une machine synchrone à aimant	10
I.9.1 Équations des tensions	10
I.9.2 Équations de flux.....	11
I.10 Modèle de la machine synchrone à aimant permanent dans le repère de Park .	12
I.10.1 Application de la transformation de Park	12
I.10.2 Application de la transformation de Park à la MSAP	13
I.11 Expression de la puissance et du couple électromagnétique	14
I.11.1 Équation mécanique de la MSAP	15
I.11.2 Schéma fonctionnelle de la MSAP	16
I.12 Mise sous forme d'équation d'état	16
I.13 Simulations numérique	18
I.13.1 Modélisation de la génératrice à vide	18
I.13.2 Résultats de simulation	19
I.13.3 Modélisation de la génératrice en charge	19
I.13.4 Résultats de simulation du la MSAP en charge avec $C_r=10$ N.m.....	20
I.14 Interprétation des résultats.....	20
I.15 Modélisation de l'alimentation de la machine	21

Sommaire

I.15.1 Définition de l'onduleur	21
I.15.2 Les différents types d'onduleurs.....	21
I.16 Modélisation des onduleurs de tension.....	22
I.17 Modulation de Largeur d'Impulsion Sinus-Triangle	23
I.18 Alimentation par l'onduleur de tension	25
I.18.1 Résultats de simulation du modèle de la machine associé avec l'onduleur ..	26
I.19 Interprétation des résultats.....	27
I.20 Conclusion.....	28
 Chapitre II : Commande vectorielle de la MSAP	
II.1 Introduction	29
II.2 Principe de la commande vectorielle.....	29
II.3 Commande vectorielle de la MSAP	32
II.4 Technique de découplage	32
II.4.1 Contrôle vectoriel direct	33
II.4.2 Principe du contrôle vectoriel indirect	33
II.5 Description du système global	34
II.6 Bloc de défluxage.....	34
II.7 Découplage par compensation.....	35
II.8 Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension	37
II.9 Avantages et inconvénients de la commande vectorielle	37
II.10 Conception des Régulation	38
II.10.1.1 Action Proportionnelle (K_p).....	39
II.10.1.2 Action Intégrale (K_i)	39
II.10.2 Dimensionnement des régulateurs	39
II.10.2.1 Régulation du courant i_q	40
II.10.2.2 Régulateur des Courants i_d	42
II.10.2.3 Calcul du Régulateur de vitesse	43
II.11 Commande vectorielle avec découplage de la régulation des courants par compensation	44

Sommaire

II.12 Commande vectorielle avec découplage de la régulation des vitesses par compensation	45
II.13 Simulation de la commande vectorielle du MSAP	45
II.14 Résultat des simulations et discussion	46
II.14.1 Simulation à vide	46
II.14.2 Interprétation des résultats.....	48
II.14.3 Essai à vide et en charge.....	48
II.14.4 Changement de la référence de vitesse	49
II.14.5 Essai du démarrage de défluxage	50
II.15 Conclusion.....	51
Chapitre II : Commande par mode glissant de la MSAP	
III.1 Introduction	52
III.2 Systèmes à Structures Variables en Mode Glissant.....	52
III.3 Théorie de la commande par modes glissants.....	53
III.3.1 Les modes de la trajectoire dans le plan de phase	54
III.3.2 Fonction de commutation.....	54
III.3.3 Hyperplan de commutation.....	54
III.3.4 Régime glissant.....	55
III.3.4.1 Régime glissant idéal.....	55
III.3.4.2 Régime glissant réel.....	55
III.4 types de commutation des systèmes a structure variable	55
III.5 Description du mode glissant	56
III.5.1 définition du mode glissant.....	56
III.5.2 Explication du phénomène du glissement.....	57
III.6 Conception de la commande par mode glissant.....	58
III.6.1 Choix de la surface de glissement	58
III.6.2 Conditions d'existence de la convergence.....	60
III.6.2.1 Fonction directe de commutation.....	60
III.6.2.2 Fonction de Lyapunov.....	60

Sommaire

III.6.3 Détermination de loi de commande.	61
III.6.3.1 La commande équivalente	61
III.6.3.2 La commande discontinue de base	62
III.7 Avantage et inconvénients de la commande par mode glissant	67
III.8 Application de la commande par mode de glissement à la msap	68
III.8.1 Stratégie de réglage à trois surfaces	68
III.8.1.1 Surface de régulation de la vitesse	69
III.8.1.2 Surface de régulation du courant direct (id)	70
III.8.1.3 Surface de régulation de la courante quadrature (I_q).....	70
III.9 Résultats de Simulation	71
III.10 Interprétation des résultats	73
III.11 Conclusion	74
CONCLUSION GÉNÉRALE	75
ANNEXE	
ANNEXE A	
ANNEXE B	
BIBLIOGRAPHI	

Liste des figures

Liste des figures

➤ *Chapitre I : Modélisation de la MSAP*

Figure I.1 : Représentation de la machine synchrone à aimants permanents

Figure I.2 : Machine synchrone : représentation symbolique

Figure I.3 : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d ; q)

Figure I.4 : Les différents couples qui agissent sur le rotor.

Figure I.5 : Schéma fonctionnelle de la MSAP.

Figure I.6 : Modélisation de MSAP.

Figure I.7 : Caractéristiques dynamiques de la MSAP à vide.

Figure I.8 : Caractéristiques dynamiques de la MSAP en charge.

Figure I.9 : Schéma de l'onduleur triphasé.

Figure I.10 : Schéma bloc du MSAP alimenté par un onduleur MLI.

Figure I.11 : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un onduleur MLI en appliquant un couple à vide.

Figure I.12 : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un onduleur MLI en appliquant un couple de charge $C_r=5N.m$ à $t=1s$.

➤ *Chapitre II : Commande vectorielle de la MSAP*

Figure II.1 : Schéma bloc de régulation (commande en courant)

Figure II.2 : Description des couplages

Figure II.3 : Schéma global de la commande vectorielle de la Machine Synchrone à aimants permanents.

Figure II.4 : Bloc de défluxage.

Figure II.5 : Découplage par compensation

Figure II.6 : Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par 'orientation du flux'.

Figure II.7 : Représentation de la commande par PI.

Figure II.8 : Régulateur PI

Figure II.9 : Boucle de régulation du courant i_q

Figure II.10 : Boucle de régulation du courant i_d

Figure II.11 : Boucle de régulation de vitesse.

Figure II.12 : Résultats de simulation du démarrage à vide

Figure II.13 : Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 5 N.m à $t = 1$ s.

Figure II.14 : Réponse de la commande pour une inversion de la vitesse de référence.

Figure II.15 : Résultats de simulation du démarrage de défluxage.

➤ *Chapitre III : Commande par mode glissant de la MSAP*

Figure III.1 : Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.

Figure III.2 : Glissement idéal.

Figure III.3 : Glissement réel.

Figure III.4 : Démonstration du mode de glissement.

Figure III.5 : Linéarisation exacte de l'écart.

Figure III.6 : Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface.

Figure III.7 : Commande équivalente U_{eq}

Figure III.8 : Fonction sign.

Figure III.9 : Fonction sign de la commande avec un seul seuil.

Figure III.10 : Fonction sign de la commande adoucie.

Figure III.11 : Commande rendue continue.

Figure III.12 : Illustration du phénomène de broutement.

Figure III.13 : Schéma global de réglage par mode glissant, stratégie à trois surfaces.

Figure III.14 : Résultats de simulation de R.MGO1 de la MSAP lors d'un démarrage à vide.

Figure III.15 : Résultats de simulation de R.MGO1 de la MSAP lors d'un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 5 N.m à $t = 1$ s.

Figure III.16 : Résultats de simulation de R.MGO1 de la MSAP pour une inversion du sens de rotation à $t=1s$

Figure III.17 : Résultats de simulation de R.MGO1 de la MSAP pour défluxage

Liste des notations et symboles

<i>Liste des notations et symboles</i>		
Sigles utilisés :		
<i>MS</i>	Machine Synchrone	
<i>MSAP</i>	Machine Synchrone à Aimants Permanents	
<i>FOC</i>	Commande vectorielle	
<i>CSV</i>	Commande à structure variable	
<i>RMGO1</i>	Réglage par mode glissant	
<i>OMG</i>	Observateur à Mode Glissant	
<i>MLI</i>	Modulation de Largeur d'Impulsion	
<i>PI</i>	Régulateur Proportionnel et Intégrale	
<i>P</i>	Opérateur de Laplace ($d/d t$)	
<i>p</i>	Nombre de paires de pôles	
Repère :		
<i>a, b, c</i>	Axes liés aux enroulements triphasés	
<i>d, q</i>	Axes du référentiel de Park	
θ	Position angulaire du rotor par rapport au stator	
$P [(\theta)]$	Matrice de Park	
Grandeurs électriques au stator :		Unité
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	Tension statorique de la phase a, b, ou c	V
V_s	Tension stator	V
V_d, V_q	Tension statorique sur l'axe d et l'axe q	V

Liste des notations et symboles

$V_{s\alpha}, V_{s\beta}$	Tension statorique sur l'axe α et l'axe β	V
I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}	Courant statorique de la phase a, b, ou c	A
I_s	Courant statorique	A
I_d, I_q	Courant statorique sur l'axe d et l'axe q	A
$I_{s\alpha}, I_{s\beta}$	Courant statorique sur l'axe α et l'axe β	A
E	Tension d'entrée de l'onduleur	V
Grandeurs magnétiques au stator :		
$\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$	Flux statorique de la phase a, b, ou c	Wb
φ_d, φ_q	Flux statorique sur l'axe d et l'axe q	Wb
$\varphi_{sa}, \varphi_{sb}$	Flux statorique sur l'axe α et β	Wb
φ_s	Flux statorique	Wb
Grandeurs magnétiques au rotor :		
φ_f	Flux magnétique du rotor	Wb
Grandeurs mécaniques :		
Ω	Vitesse mécanique de rotor	rad/s
$\hat{\Omega}$	Vitesse mécanique estimé	rad/s
Ω_{ref}	Vitesse de référence	rad/s
J	Moment d'inertie du moteur	Kg.m^2
f_r	Coefficient de frottement visqueux	N. m. s/rad
C_e	Couple électromagnétique délivré par le moteur	N.m

C_r	Couple résistant, ou de charge	N.m
ω	Vitesse de rotation électrique	rad/s
W	Pulsation électrique	rad/s
<i>Paramètres de la machine :</i>		
R_s	Résistance d'une phase statorique	Omhs
L_d	Inductance sur l'axe d	H
L_q	Inductance sur l'axe q	H
L_s	Inductance d'une phase statorique	H
L_{s0}	Inductance propre d'une phase statorique	H
M_{s0}	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques	
K_p, K_i	Actions proportionnelle et intégrale	
T_d, T_q	Constante de temps électrique relative à l'axe d et à l'axe q	
X	Vecteur d'état	
U	Vecteur de commande	
U_q	Commande équivalente	
U_n	Commande discontinue	
$S(\Omega)$	Surface de glissement de la vitesse	
$S(I_d)$	Surface de glissement du courant I_d	
$S(I_q)$	Surface de glissement du courant I_q	
K_v, K_d, K_q	Gains (les paramètres de la commande par mode glissant)	
$V(x)$	Fonction de Lyapunov	

ξ	Erreur de suivi	
\hat{X}	Estimation de x	
t	Temps	Sec
θ	Angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé	

Introduction

Générale

Introduction générale

Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) sont recommandés dans le monde industriel. Ceci est dû au fait qu'ils sont simples, fiables et moins encombrants que les moteurs à courant continu. Ainsi, leur construction est plus simple puisque ils n'ont pas de commutateurs mécaniques. Par conséquent, ceci augmente leur durée de vie et évite un entretien permanent. Ils peuvent être utilisés dans un environnement explosif car aucune étincelle n'est produite. Ils peuvent aussi fournir des puissances importantes par rapport à leur masse contrairement aux machines à courant continu qui demandent plus de sources d'alimentation et ont une puissance massique plus faible [2].

Grâce aux qualités techniques précédentes, on s'est intéressé beaucoup au MSAP en robotique, système de traction, technologie spatiale et dans des applications domestiques [5].

L'absence de découplage naturel entre l'inducteur et l'induit rend la commande du MSAP plus difficile, en dépit de sa simplicité structurelle. Le MSAP peut être décrit par trois équations différentielles non linéaires, avec les grandeurs électriques (courants et flux) et une Grandeur mécanique (vitesse). Les entrées physiques du système sont les tensions statoriques. Ce modèle dépend des résistances statoriques qui varient considérablement avec La température de la machine.

Les nouvelles applications industrielles nécessitent des variateurs de vitesse ayant des hautes performances dynamiques, une bonne précision en régime permanent, une haute capacité de surcharge sur toute la plage de vitesse et une robustesse aux différentes perturbations. Ces dernières années plusieurs techniques ont été développées pour permettre au variateur d'atteindre ces performances [2].

La commande vectorielle permet d'avoir une dynamique proche de celle de la machine à courant continu, autrement dit, une dynamique asymptotiquement linéaire et découplée. Cependant, cette structure de commande en utilisant des régulateurs classiques de type PI nécessite que les paramètres de la machine soient précis (les variations paramétriques internes et externes du système dues à la température, l'humidité, et aux surcharge occasionnelles, engendrent la perte de la stabilité des régulateurs classiques considérés). Ceci exige une bonne identification des paramètres. En conséquence, le recours à des régulateurs de commande robuste, pour maintenir un niveau de découplage et de performance acceptable, est nécessaire [2-3].

La commande à structure variable (CSV) qui, par sa nature est une commande non linéaire, possède cette robustesse. Le réglage par mode de glissement est fondamentalement une méthode qui force la réponse à glisser le long d'une trajectoire prédéfinie. Cependant, cette technique de commande a un inconvénient de commutation aux hautes fréquences (chattering) [8].

L'objectif principal de ce travail, est l'évaluation par simulation sous Matlab des performances de la commande vectorielle par orientation du flux de la MSAP associée à un régulateur proportionnel intégrale (PI) et un régulateur par le mode de glissement (MG).

Ce mémoire est structuré en trois chapitres,

Dans le premier chapitre, nous modélisons le moteur synchrone à aimants permanents en utilisant la transformation de Park, et l'association avec un onduleur de tension. Des résultats de simulation seront présentés.

Le deuxième chapitre, sera consacré à la synthèse de la commande vectorielle indirecte de la machine à induction par orientation du flux rotorique et l'implantation des régulateurs PI pour sa commande. Des résultats de simulation seront présentés.

Dans le troisième chapitre, nous allons ici adopter la technique de réglage par modes glissant, celle-ci repose sur la théorie des systèmes à structure variable. A la fin de ce chapitre, nous exposons des résultats de simulation pour voir la validité des PI comparativement avec les régulateur mode glissant.

Nous terminons le présent mémoire par une conclusion générale.

Chapitre I

Modélisation de la

MSAP

I.1 Introduction

La machine synchrone est modélisée par des équations non linéaires. Cette non linéarité est due aux inductances et aux coefficients des équations dynamiques qui dépendent de la position rotorique, donc du temps. Un changement de variable est souvent utilisé afin de diminuer la complexité de ce modèle dynamique, par la réduction du nombre de variables et l'élimination de la position du rotor dans les coefficients des équations différentielles [1].

Dans ce cas, les conditions du régime permanent peuvent être déterminées beaucoup plus facilement et l'analyse de stabilité fait plus aisément, ainsi que la synthèse de la commande. [3]

Dans ce chapitre on va essayer de donner des généralités sur les machines synchrones classiques à aimants permanents (MSAP), et par la suite la modélisation de la génératrice synchrone à aimants permanents pour différents modes de fonctionnement (à vide, en charge et d'une charge réelle sur une source parfaite) ainsi que les résultats de simulation et leurs interprétations [2].

I.2 Présentation de la machine synchrone à aimants Permanents

Historiquement, les premiers aimants permanents ont été utilisés au début du 19^{ème} siècle. De performances très modestes à leurs débuts, les progrès réalisés depuis plus d'un siècle ont contribué au développement des machines à aimants. L'évolution des aimants permanents modernes, qu'ils soient à base d'alliage métalliques ou à terres rares (par exemple du type manico, samarium cobalt, néodyme fer bore ...) leur a permis d'être utilisés comme inducteurs dans les machines synchrones offrant ainsi beaucoup d'avantages: induction de saturation élevée, faible désaimantation, densité de puissance massique élevée, énergie maximale stockée plus grande par rapport aux autres types de machine [9].



Figure I.1 : Représentation de la machine synchrone à aimants permanents

Cette machine comporte comme toutes les autres machines triphasées un stator bobiné. Mais, dans ce cas-là (MSAP) le rotor est remplacé par des aimants, et ceci présente l'avantage d'éliminer le système balais bague, les pertes rotoriques ainsi que la présence d'une source d'alimentation afin de fournir le courant d'excitation [9].

➤ **Avantage des MSAP :**

Lors de la construction des machines synchrones à aimants permanents (MSAP), à la place des bobinages d'excitation offrent beaucoup d'avantages [15] :

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

Le choix des aimants permanents dépend des facteurs suivants :

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

➤ **Inconvénients des machines synchrones à aimants permanents :**

Comme inconvénients de la MSAP on cite :

- Commutateur mécanique remplacé par un autre électronique, ce qui a pour effet de rendre le contrôle du moteur plus complexe et coûteux que celui d'un moteur à courant continu,
- Prix des aimants le rend plus cher,
- La présence de pulsation de couple,
- Risque de désaimantation, ce qui limite l'utilisation par les dés contraintes comme la température max, courant max...etc,
- Pertes par courant de Foucault dans les aimants [15].

I.3 Principe des machines synchrones à aimants permanents

La machine synchrone est appelée :

- Alternateur (mono ou triphasé) lorsqu'elle fonctionne en générateur électrique
- Moteur synchrone lorsqu'elle fonctionne en moteur Électrique

On s'intéresse ici au fonctionnement en moteur de la machine synchrone alimentée par un réseau triphasé.

Lors de la machine en moteur synchrone, une phase de la machines peut être représentée par le même schéma équivalent que pour un fonctionnement en alternateur .toutefois, on choisit alors un convecteur récepteur pour les enroulements statorique dans l'hypothèse machine non saturée.

Si le rotor est entraîné par une autre machine (turbine dans les centrales) le champ tournant qu'il crée induit un système triphasé de forces électromotrices au stator. La machine fonctionne alors en génératrice synchrone ou alternateur,

Les f. é.m. Induites seront de pulsation $\omega = 2.\pi. f = \Omega.P$ (I.1)

Ω étant la vitesse de rotation du moteur et P le nombre de paires de pôles.

Si le stator est alimenté par un système triphasé équilibré de tensions de pulsation ω , il génère dans l'entrefer de la machine un champ tournant à la vitesse :

$$\Omega = \omega / P = 2.\pi. f / P \quad (I.2)$$

Si le rotor a été préalablement lancé à la même vitesse Ω , l'interaction entre les deux champs tournants va maintenir la rotation du rotor.la machine fonctionne alors en moteur.la vitesse de ce moteur est rigoureusement constante pour une fréquence d'alimentation donnée, d'où l'appellation moteur synchrone.

L'avantage principal des machines synchrones à aimants permanents réside dans la haute vitesse et génèrent des puissances très élevée [17].

I.4 Structure

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

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

Il est généralement construit en tôle à base d'alliage fer silicium qui permet l'obtention d'une induction élevée. Au rotor, les enroulements parcourus par un courant continu (dans le cas de la machine à rotor bobiné) sont remplacés par des aimants permanents alternant pôles nord et pôles sud. Le flux inducteur balaye les enroulements statorique et y induit des forces électromotrices (f.é.m.) alternatives. L'interaction des champs statorique et rotorique donne naissance à un couple sur l'arbre du moteur et entraîne le moteur à vitesse de rotation synchrone [16].

a. Le stator :

Les machines synchrones triphasées, qu'elles soient à pôles saillants ou à pôles lisses, ont électriques dans un stator composé de trois enroulements identiques, décalés de 120° dans l'espace. Lorsqu'on alimente les enroulements statoriques par un système triphasé équilibré de tensions, il y a création d'un champ tournant le long de l'entrefer. La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques. On note :

ω : La pulsation des courants statoriques [rad / s].

p : Le nombre de paire de pôles de la machine.

Ω : La vitesse de rotation de la machine [rad / s].

Soit :

$$\Omega = \frac{\omega}{p} \tag{I.3}$$

b. Le rotor :

Le rotor de ces machines peut être à pôles lisses ou à pôles saillants. Puisque l'entrefer est plus faible sur l'axe direct de la machine, alors l'inductance directe L_d dans la machine à pôles saillants, est plus grande que celle de l'axe indirect (quadratique) L_q .

I.4.1 Types des rotors d'une MSAP :

Les moteurs synchrones sont classés en trois types d'après l'arrangement des aimants dans le rotor).

- ❖ Le moteur synchrone à aimants collés (SPMSM, Surface Permanent Magnet Synchronous Motors).
- ❖ Le moteur synchrone à aimants enterrés (IPMSM, Interior Permanent Magnet Synchronous Motors).
- ❖ Le moteur synchrone à concentration du flux (SynRM Synchronous Reluctance Motors) [18].

I.4.2 Aimants permanents :

Le choix des aimants permanents est essentiel puisqu'ils interviennent pour beaucoup dans le couple massique d'un actionneur. Les aimants sont principalement caractérisés par leurs cycles d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan B-H [16].

Cette courbe est caractérisée par :

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

On peut classer les différents types d'aimants en fonction de ces paramètres.

I.5 Domaines d'application des moteurs synchrones

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance allant de quelques centaines de watts (servomoteurs) à plusieurs MEGA watts (systèmes de propulsion des navires). Dans des applications aussi diverse que le positionnement, la synchronisation, l'entraînement à vitesse variable, et la traction [16].

C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme [18] :

- 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 propulsions des véhicules électriques et la propulsion des sous marins
- les machines-outils,
- les applications de l'énergie de l'éolienne.
- Il fonctionne comme compensateur synchrone,
- Il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges.

I.6 Différents modes d'alimentation des MSAP

D'une manière générale, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP), alimentées par des onduleurs de tension régulés en courant, fonctionnent en mode sinusoïdal ou rectangulaire .Le choix d'un mode d'alimentation repose sur des critères techniques et économiques, des critères de performances et de sûreté de fonctionnement.

Afin d'évaluer ces deux modes d'alimentation, nous allons voir, dans ce paragraphe, les différentes structures de commande utilisant ces deux technique leurs avantages, leurs inconvénients, ainsi que l'état de l'art dans ce domaine [10].

➤ Alimentation par un Commutateur de Courant

Dans le cas d'une alimentation en courant, le courant doit alors être en avance sur la tension. Pour faciliter ce mode de fonctionnement, la machine doit être surexcitée. En même temps, la commutation peut être aussi forcée, par exemple, au démarrage, les f.é.m. ne sont pas suffisantes pour permettre l'extinction des thyristors.

L'alimentation de la machine doit être adaptée aux caractéristiques de celle-ci. Ainsi, il sera préféré une alimentation en créneaux de courant dans le cas d'une machine qui, lorsque deux

de ses phases sont alimentées en série par un courant constant, possède une courbe de couple électromagnétique $C_e(\theta_m)$ de forme trapézoïdale (moteur synchrone à aimants sans pièces polaires). Cette alimentation minimise les ondulations de couple (la superposition des courbes de $C_e(\theta_m)$ lors des différentes séquences de fonctionnement donne une courbe de couple pratiquement constant) [10].

➤ Alimentation par un Onduleur de Tension

La commande d'un moteur synchrone peut se faire aussi à partir d'un convertisseur statique alimenté par une source de tension continue constante. Les onduleurs de tension permettent d'imposer aux enroulements statorique de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglables en agissant sur la commande des interrupteurs du convertisseur statique (GTO, transistors bipolaire, MOSFET, IGBT, etc.). Dans les années 90, le transistor IGBT a complètement relancé la construction des onduleurs nécessaires à l'alimentation des moteurs à courant alternatif asynchrones et synchrones. Facile à commander, sa grille étant assimilable à un circuit de charge d'un condensateur, il présente les principaux avantages d'un transistor bipolaire, et il se prête aussi particulièrement bien à la mise en parallèle [10].

I.7 Hypothèses simplificatrices

Le modèle de la MSAP est beaucoup plus complexe que celui de la machine à courant continu, il nécessite l'utilisation des lois de commande de plus en plus performantes et par voie de conséquence, leur commande est plus compliquée du fait que :

- ✓ Les grandeurs sont alternatives, à fréquences fixes ou variables.
- ✓ Le système est non linéaire à coefficients variables à entrées et sorties multiples.

Le modèle établi en système lors de son fonctionnement est basé sur des phénomènes physiques qui peuvent être partiellement ou totalement pris en compte, le modèle sera simple pour un nombre d'hypothèses plus grand.

Dans ce cas, la modélisation est dépendante des hypothèses simplificatrices suivantes :

- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligeable.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- Le circuit magnétique est supposé non saturé.

- Le circuit magnétique est supposé parfaitement feuilleté [13].

I.8 Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent

La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAP est nécessaire pour l'étude de sa commande dans les différents régimes de fonctionnements transitoire et permanent. Avant d'établir le modèle mathématique nous devons nous imposer quelques hypothèses :

- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé,
- Les f. e. m sont à répartition sinusoïdale,
- L'effet de la température sur les résistances est négligeable,
- L'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables,
- L'effet de peau qui augmente les résistances et réduit les Inductances est négligeable,
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme [3].

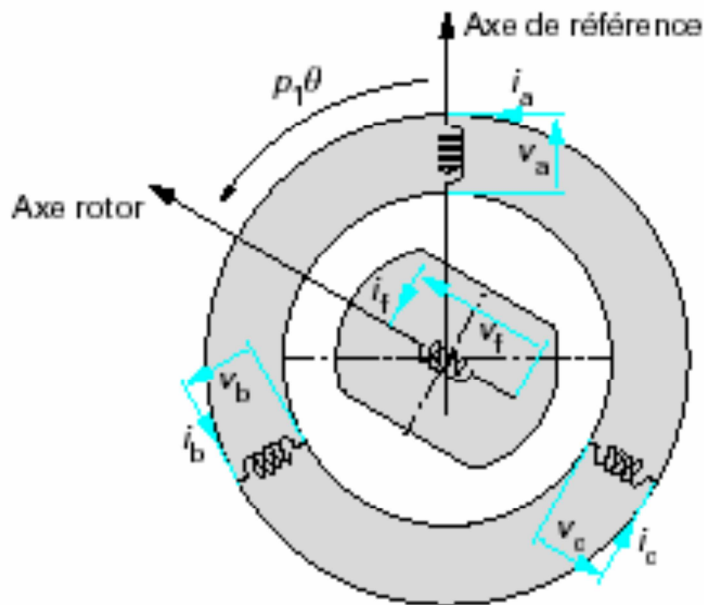


Figure I.2 : Machine synchrone : représentation symbolique.

I.9 Équations électriques d'une machine synchrone à aimant

I.9.1 Équations des tensions [9] :

Du stator :

$$\begin{cases} U_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega L_q I_q \\ U_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega (L_d I_d + \varphi_f) R_s \end{cases} \quad (\text{I.4})$$

Du rotor :

$$\begin{cases} U_d = R_S I_d + \frac{d\varphi_d}{dt} \\ U_q = R_S I_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega\varphi_d \end{cases} \quad (\text{I.5})$$

Mise sous forme matricielle :

Du stator :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

Avec

R_s : La résistance des phases statoriques,

$[V_a V_b V_c]$: Les tensions des phases statoriques ;

$[I_a I_b I_c]$: Les courants des phases statoriques ;

$[\varphi_a \varphi_b \varphi_c]$: Les flux totaux à travers les bobines statoriques ;

Du rotor :

$$[V_f] = [R_f][I_f] + \frac{d}{dt} [\varphi_f] \quad (\text{I.7})$$

$$[I_f] = \begin{bmatrix} I_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad [R_f] = \begin{bmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad [V_f] = \begin{bmatrix} V_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

I.9.2 Équations de flux :

Flux statorique :

$$[\varphi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sf}][I_f] \quad (\text{I.9})$$

Flux rotorique :

$$[\varphi_f] = [L_f][I_f] + [M_{sf}][I_s] \quad (\text{I.10})$$

La matrice $[L_s]$ est une matrice carrée et d'ordre 3, elle contient des termes constants que nous regroupons dans $[L_{s0}]$ et les termes variables dépendent de θ , que nous regroupons dans $[L_s(\theta)]$ [19].

Posons :

$$[L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}] \quad (\text{I.11})$$

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

Les flux peuvent être formulés par les équations suivantes :

$$\text{Sur l'axe d : } \quad \varphi_d = L_d I_d + \varphi_f \quad (\text{I.13})$$

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

$$\text{Sur l'axe q : } \quad \varphi_q = L_q I_q \quad (\text{I.14})$$

Mise sous forme matricielle : [1]

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -L_d & 0 \\ 0 & -L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -L_d & 0 \\ 0 & -L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -R_s & -\omega L_d \\ \omega L_d & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \varphi_f \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

I.10 Modèle de la machine synchrone à aimant permanent dans le repère de Park

Le modèle de la machine synchrone le plus utilisé est basé sur la théorie unifiée des machines électriques. Cette théorie est basée sur la transformation de Park et elle permet d'obtenir un système équivalent formé de deux enroulements orthogonaux qui sont situés dans le même plan que les enroulements a, b et c. Avec cette transformation, nous pouvons passer d'une représentation dans le repère triphasé (a,b,c) à une représentation dans le repère cartésien (d, q) [12].

I.10.1 Application de la transformation de Park :

La transformation de Park est souvent appelée transformation à deux axes. Physiquement, l'application de cette transformation à la MSAP correspond à une transformation des trois bobines (statoriques) à deux bobines équivalentes reprenant les mêmes considérations ou aspects en termes de f. m. m, de flux, de couple ou du moins une image qui leur sera parfaitement proportionnelle. On définit une matrice unique de transformation pour les courants, les tensions et les flux. Elle conserve l'invariance de la puissance et est orthogonale. De plus, on fait l'hypothèse que toutes les grandeurs homopolaires sont nulles. La transformation qui traduit ce passage du système triphasé (a, b, c) au système biphasé (d, q) est donnée par [3] :

$$\begin{aligned} [V_{dq0}] &= [T][V_{abc}] \\ [I_{dq0}] &= [T][I_{abc}] \\ [\varphi_{dq0}] &= [T][\varphi_{abc}] \end{aligned} \quad (\text{I.16})$$

[T] : est la matrice de Park normalisée, et [p] sont la matrice de passage directe et inverse, elles sont données par :

$$[T] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

I.10.2 Application de la transformation de Park à la MSAP :

En appliquant la transformation de Park au système d'équations, on peut exprimer tous les vecteurs dans un repère lié au rotor. Après développement des équations, on obtient un système d'équation simplifiée de la machine synchrone, où les équations de tension sont données par [14] :

$$\begin{cases} U_d = R_s I_s + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega \varphi_q \\ U_q = R_s I_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega \varphi_d \end{cases} \quad (\text{I.19})$$

Et les flux étant données par :

$$\text{Sur l'axe d : } \varphi_d = L_d I_d + \varphi_f \quad (\text{I.20})$$

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

$$\text{Sur l'axe q : } \varphi_q = L_q I_q \quad (\text{I.21})$$

En remplaçant les expressions des flux φ_d et φ_q dans le système nous obtenons :

$$\begin{cases} U_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega L_q I_q \\ U_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega (L_d I_q + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{I.22})$$

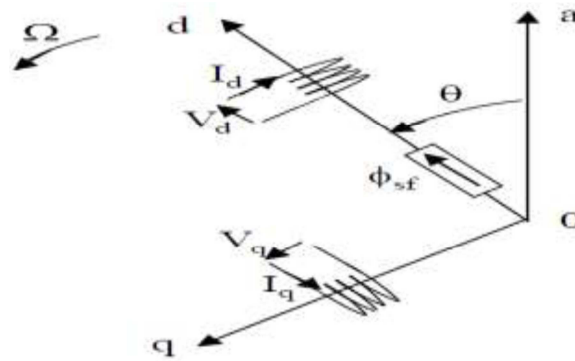


Figure I.3 : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d ; q).

I.11 Expression de la puissance et du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique développé par la MSAP s'écrit dans le repère (d, q) de Park précédemment défini selon [4] :

$$C_{em} = \frac{3}{2} [(L_d - L_q)I_d I_q + \varphi_f I_q] \quad (\text{I.23})$$

Il est possible d'établir une première expression du couple en réalisant un bilan des puissances au niveau de la machine. Si l'on néglige toutes les pertes, on peut écrire :

$$P \text{ électrique} = P \text{ mécanique} = C \cdot \Omega_s = 3 \cdot V \cdot I \cdot \cos(\varphi) = 3 \cdot E \cdot I \cdot \cos(\varphi) \quad (\text{I.24})$$

Nous avons vu précédemment que :

$$e(t) = n_s * \frac{d\varphi_r}{dt} \quad (\text{I.25})$$

D'où :

$$e(t) = n_s * \frac{d\varphi_r}{dt} * \frac{d\varphi_r}{dt} \quad (\text{I.26})$$

Il est possible d'en déduire que la f. e. m. est de la forme :

$$E = K_e \cdot \varphi_r \cdot \Omega_s \quad (\text{I.27})$$

Il apparaît alors que le couple est directement proportionnel au courant dans les phases de la Machine ainsi qu'au cosinus de l'angle :

$$C \cdot \Omega_s = 3 \cdot E \cdot I \cdot \cos(\varphi) = 3 \cdot K_e \cdot \varphi_r \cdot \Omega_s \cdot I \cdot \cos(\varphi) \quad (\text{I.28})$$

Un bon contrôle du couple lors de la commande d'une machine synchrone passera donc par un contrôle de l'angle [6].

La machine étant à pôles lisses, cette équation devient

$$C_{em} = \frac{3}{2} P_1 \varphi_f I_f \quad (\text{I.29})$$

Selon Park, l'expression de la puissance s'écrit comme suit [5] :

$$P(t) = V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs} \quad (\text{I.30})$$

En remplaçant V_{ds} et V_{qs} par leur expressions il vient :

$$P(t) = \frac{3}{2} \left[R_s (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) - \left(I_{ds} * \frac{d\varphi}{dt} + I_{qs} \frac{d\varphi}{dt} \right) + \frac{d}{dt} + (\varphi_I + \varphi_{II}) \right] \quad (\text{I.31})$$

D'où :

Le 1^{er} terme représente la chute de tension Ohmiques (pertes par effet joule).

Le 2^{ème} terme représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée.

Le 3^{ème} terme représente la puissance transférée du stator au rotor à travers l'entrefer (puissance électromagnétique).

$$\text{Sachant que : } P = C_e \Omega \quad (\text{I.32})$$

$$\text{D'où : } C_e = \frac{3}{2} + P [\varphi_{ds} I_{qs} - \varphi_{qs} I_{ds}] \quad (\text{I.33})$$

Avec P : nombre de paire de pôles.

I.11.1 Équation mécanique de la MSAP :

La conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique dans les machines synchrones est régie par la relation suivante [8] :

$$C_e - C_r - F\Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{I.34})$$

Avec

J : Le couple d'inertie des masses tournantes

C_r : Couple résistant (ou statique) imposé par la charge mécanique

C_e : Couple électromagnétique

Ω : vitesse mécanique de rotation

F : Coefficients des frottements visqueux.

φ_f : Flux des aimants permanents.

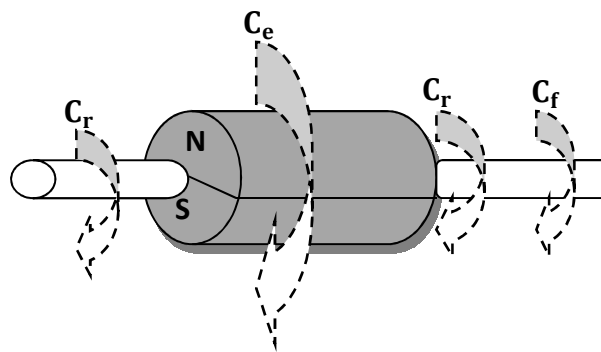


Figure I.4 : Les différents couples qui agissent sur le rotor.

I.11.2 Schéma fonctionnelle de la MSAP :

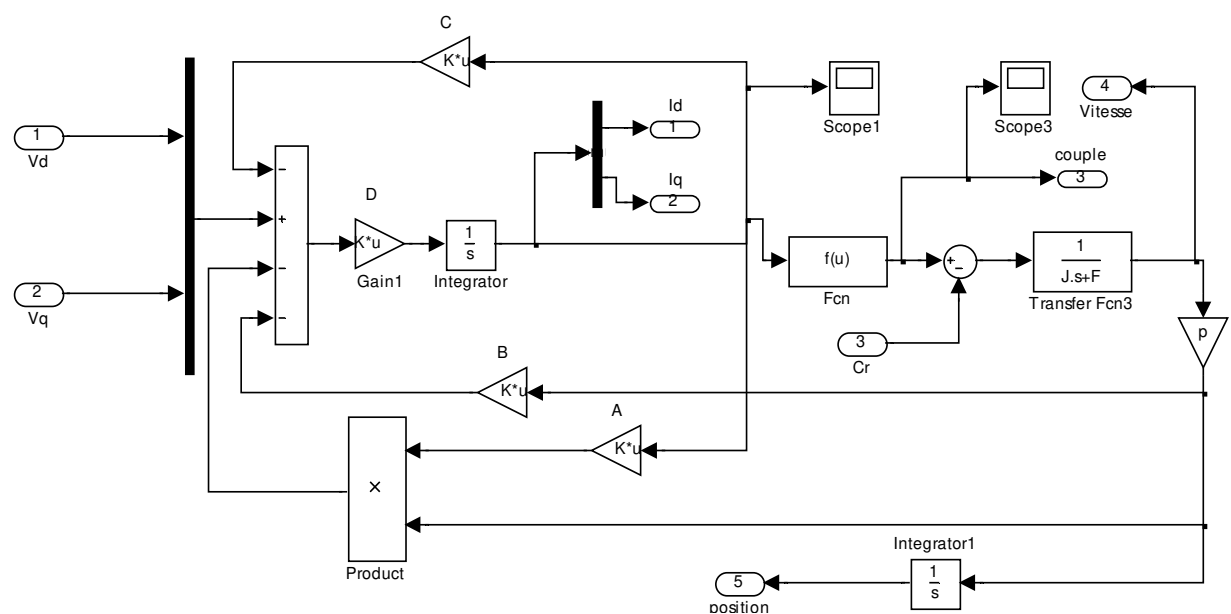


Figure I.5 : Schéma fonctionnelle de la MSAP

I.12 Mise sous forme d'équation d'état

Le modèle général d'entrée-sortie de la machine synchrone à aimants permanent, est lié au choix du vecteur d'état. Dans le cas des équations électriques du MSAP, dans le repère lié au rotor, les composantes du vecteur d'entrée de la machine sont les tensions et les courants statoriques sont les composantes du vecteur de sortie. Notre objectif dans ce qui suit est de mettre les équations sous la forme d'équation d'état.

Vecteur des variables d'état (x) et le vecteur des tensions d'entrée (u) de la manière suivante [3] :

$$\left\{ \frac{dx}{dt} = [A] [X] + [B][U] \right. \quad (\text{I.33})$$

$$\{ Y = [C][X] + [D][U] \quad (\text{I.34})$$

[A]: Matrice fondamentale qui caractérise le système.

[B]: Matrice d'entrée.

[U]: Vecteur de commande.

[C]: Vecteur d'état (posons, $[X] = [I_d \quad I_q]^T$

[D]: La matrice de commande de la sortie.

Les équations électriques de la MSAP peuvent être modélisées par une représentation d'état sous la forme suivante [8] :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_q} & p\omega_r * \frac{L_q}{L_q} \\ -p\omega_r * \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_d}{V_q} \\ V_q - \omega * \phi_{sf} \end{bmatrix} \quad (\text{I.35})$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \phi_f \end{bmatrix} \quad (\text{I.36})$$

A partir des équations (I.35) et (I.36) on peut déterminer les matrices de tout le système.

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \frac{p\omega_r L_q}{L_q} \\ -\frac{p\omega_r L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} ; \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & \frac{p\omega_r}{L_q} \end{bmatrix} \quad (\text{I.37})$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad D = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.38})$$

Les équations d'état que nous venons d'établir peuvent être schématisées sous une forme en bloc introduisant la transformation de Park afin d'avoir les grandeurs de phases comme grandeurs d'entrée et sortie. Cette modélisation sous schéma bloc, présentés sur se prête bien à une résolution numérique sous un environnement Matlab Simulink.

I.13 Simulations numérique

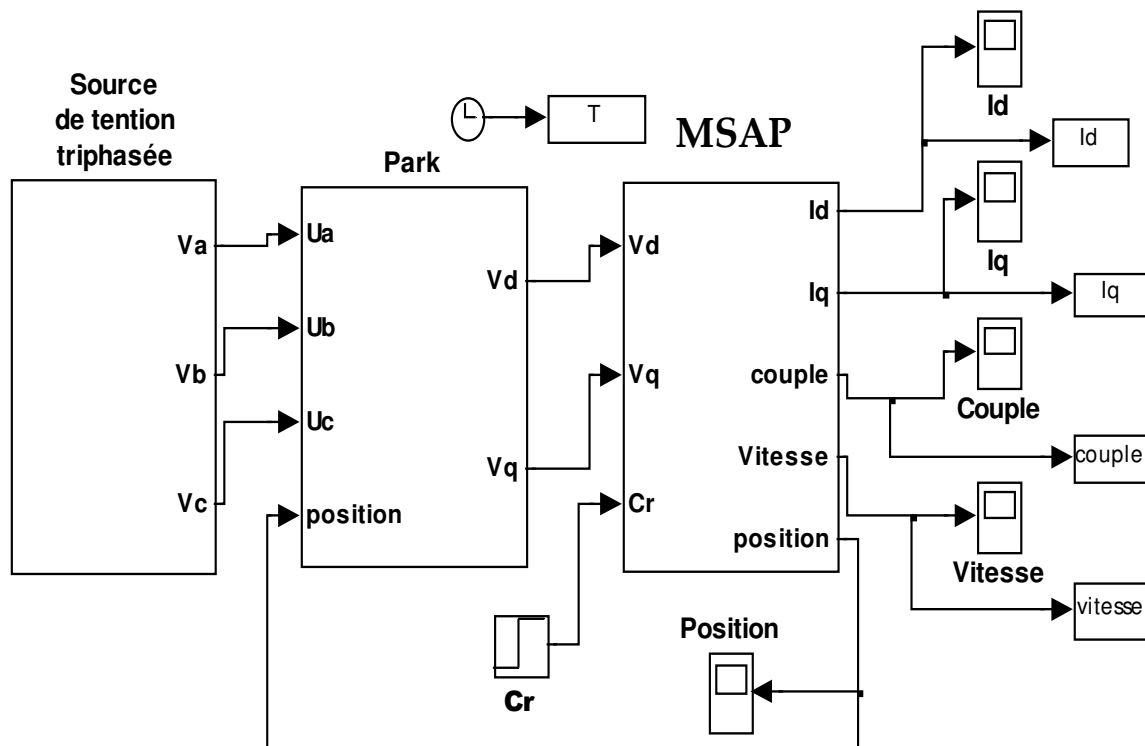


Figure I.6 : Modélisation de MSAP

I.13.1 Modélisation du moteur à vide :

Équation d'état [13] :

$$I_d = 0 \quad I_q = 0 \quad (I.38)$$

Les expressions des tensions et couple devient :

$$V_d = 0 \quad V_q = \omega \phi_f \quad C_{em} = 0 \quad (I.39)$$

I.13.2 Résultats de simulation

Pour vérifier le modèle mathématique de la machine, nous allons tester les programmes numériquement dans l'environnement MATLAB. Les paramètres sont donnés dans l'annexe. Caractéristique mécanique et électrique de la MSAP démarrage à vide puis application d'un $C_r=0N.m$ à 1s

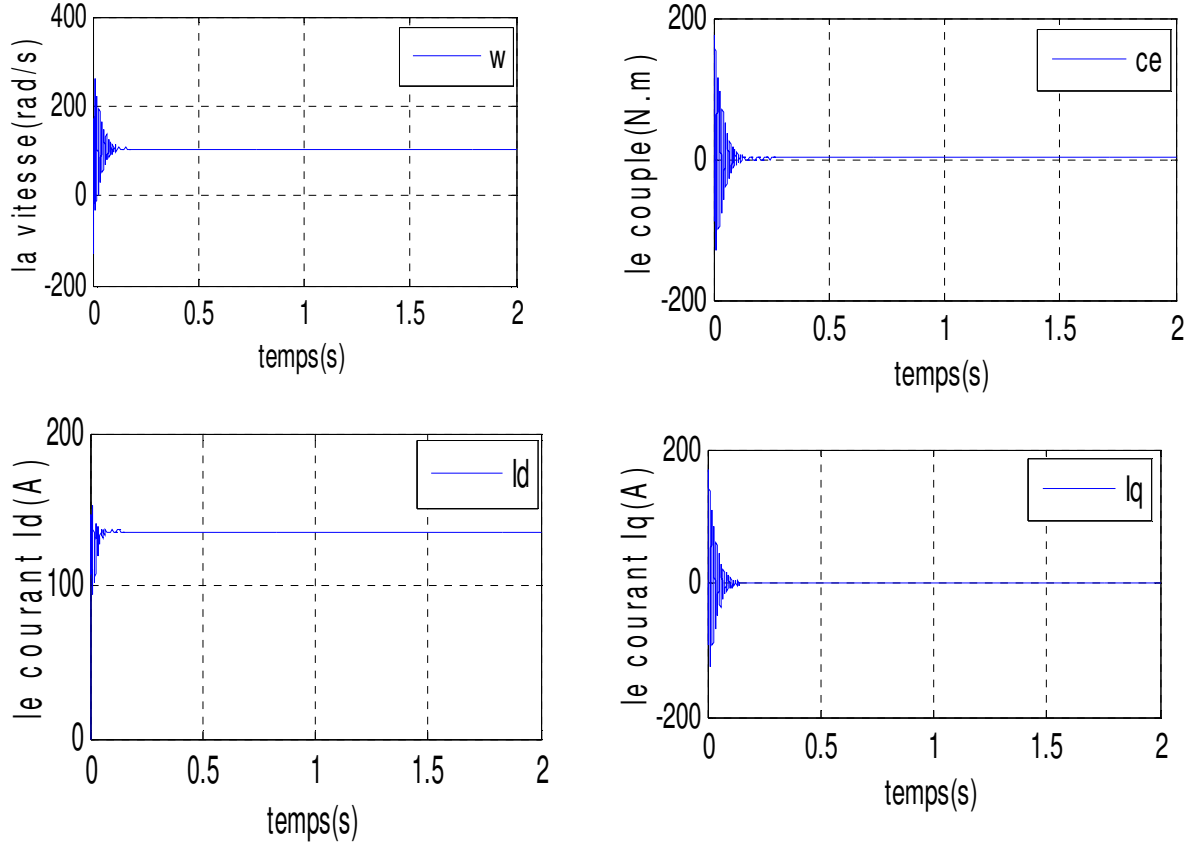


Figure I.7 : Caractéristiques dynamiques de la MSAP à vide

I.13.3 Modélisation du moteur en charge

La génératrice alimente une charge électrique ($R_{ch} - L_{ch}$). Pour avoir les tensions et les courants résultats de l'application de cette charge sur la génératrice, on applique d'une part, les équations données par, et d'autre part, l'application des tensions U_d et U_q sur la charge donne [13] :

$$\begin{cases} U_d = R_{ch}I_d + L_{ch}\frac{dI_d}{dt} - \omega L_{ch}I_q \\ U_q = R_{ch}I_q + L_{ch}\frac{dI_q}{dt} + \omega L_{ch}I_d \end{cases} \quad (\text{I.40})$$

En remplaçant les expressions de U_d et U_q dans (I.40), on aura le système suivant :

$$\begin{aligned} 0 &= (R_d + R_{ch})I_d - (L_d + L_{ch})\frac{dI_q}{dt} + \omega(L_q + L_{ch})I_q \\ 0 &= (R_q + R_{ch})I_q - (L_q + L_{ch})\frac{dI_d}{dt} + \omega(L_d + L_{ch})I_d + \varphi_f \end{aligned} \quad (\text{I.41})$$

En introduisant la transformée de LAPLACE dans les équations ci-dessus, elles Deviennent :

$$\begin{cases} S_{I_d} = \frac{1}{L_d + L_{ch}} [-(R_s + R_{ch})I_d + \omega(L_s + L_{ch})I_q] \\ S_{I_q} = \frac{1}{L_q + L_{ch}} [-(R_s + R_{ch})I_q + \omega(L_s + L_{ch})I_d + \omega\varphi_f] \end{cases} \quad (\text{I.42})$$

Considérons le flux d'excitation φ_f comme grandeur de commande, et les courants I_d , I_q comme variables d'états.

I.13.4 Résultats de simulation de la MSAP en charge avec $C_r=10$ N.m

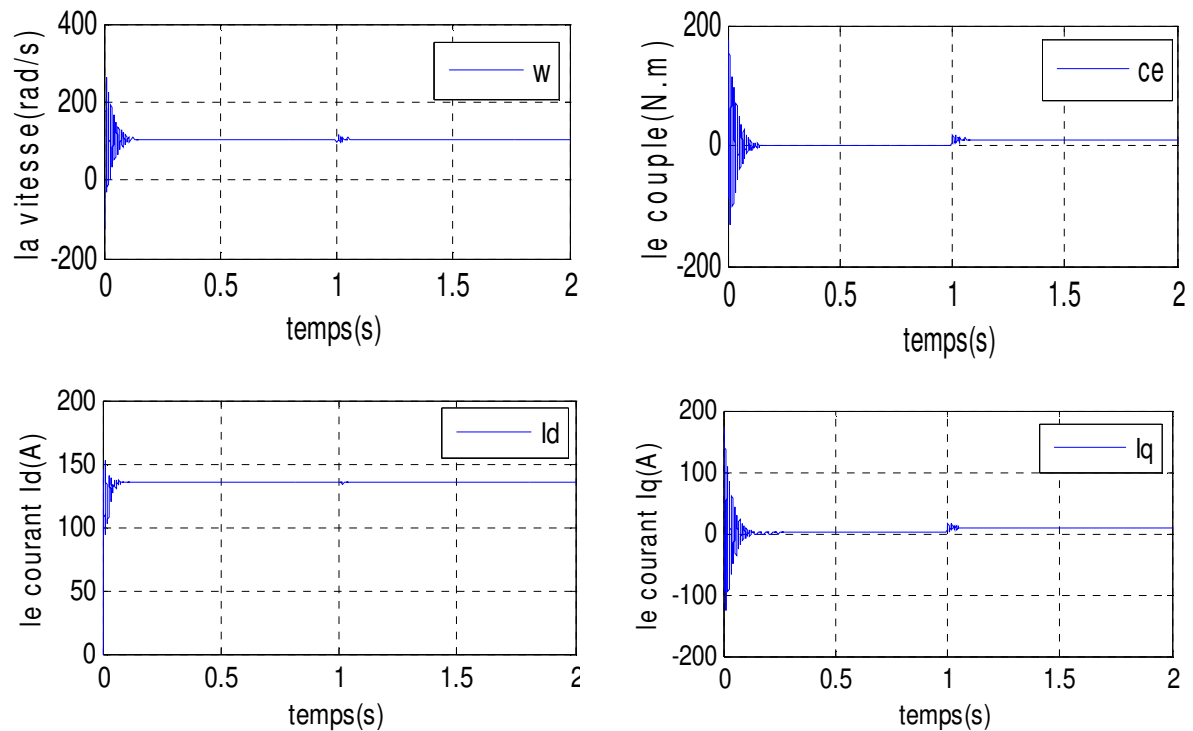


Figure I.8 : Caractéristiques dynamiques de la MSAP en charge.

I.14 Interprétation des résultats :

Nous avons présenté sur la figure I.7, figure I.8 la vitesse ω (rad/s), le couple électromagnétique, les deux composantes d'axe directe i_d et en quadrature i_q , de la MSAP, le courant statorique de la phase (a) et la tension statorique de la phase (a) V_a .

La machine alimentée par une source de tension triphasée avec une augmentation lente de la fréquence (autopilotage scalaire)

La figure I.6 présente les résultats de la simulation de la MSAP pour un fonctionnement à vide. Nous remarquons que la vitesse de rotation se stabilise à la valeur de (104 ,7) rad/sec après un démarrage très rapide avec des battements au régime transitoire.

Le couple électromagnétique présente une allure identique à celle du courant d'axe 'q' du fait de la linéarité existante entre ces deux grandeurs. Sa valeur de crête est de (2,80N.m) et se stabilise à une valeur de (0.010 N.m), qui compense les pertes par frottement (couple à vide).

Le courant i_d augmente rapidement puis se stabilise à sa valeur nominale après un temps assez court.

La figure I.7 montre l'évolution des grandeurs précédentes avec l'application d'un échelon du couple résistant ($C_r=10\text{N.m}$) à l'instant ($t =1\text{s}$), on remarque que les caractéristiques suivent cette variation puis se stabilisent au régime permanent.

I.15 Modélisation de l'alimentation de la machine

I.15.1 Définition de l'onduleur :

Onduleur de tension triphasé : Un onduleur de tension est un convertisseur statique assurant la conversion continu /alternatif.

Il est normalement alimenté à partir d'une source de tension continue E . La source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur. La puissance maximale transmise reste déterminée par les caractéristiques propres du récepteur, dans notre cas, la machine synchrone à aimants permanents. Nous pouvons trouver plusieurs structures d'onduleur de tension existantes, chacune est adaptée à une application ou à un cahier des charges spécifique. Dans notre étude, nous privilégions l'emploi d'un onduleur de tension triphasé classique à deux niveaux. Il est constitué de trois bras utilisant deux interrupteurs, bidirectionnels en courant et commandés à l'amorçage et au blocage. Les interrupteurs peuvent être réalisés, suivant la puissance à contrôler et la fréquence de commutation désirée, avec des transistors MOS, des I G B Ts ou des G T Os associés à une diode en antiparallèle pour obtenir la réversibilité en courant [7].

I.15.2 Les différents types d'onduleurs :

On distingue plusieurs types d'onduleurs [18] :

* Selon la source :

- onduleurs de tension.

- onduleurs de courant.

* Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé, etc.),

* Selon le nombre de niveaux (2,3, etc.)

I.16 Modélisation des onduleurs de tension :

Dans l'étude de l'ensemble commande – onduleur – machine – charge, nous nous intéresserons uniquement au comportement dynamique des variables électriques et mécaniques de la machine. On peut faciliter la modélisation et réduire le temps de simulation en modélisant l'onduleur par un ensemble d'interrupteurs idéaux : c'est-à-dire résistance nulle à l'état passant, résistance infinie à l'état bloqué, réaction instantanée aux signaux de commande. Cette méthode est la plus couramment utilisée dans l'étude de l'ensemble onduleur – machine

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Pour chaque bras, il y a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne [9].

Si $a, b, c = 1$: Interrupteur du demi- bras haut (a, b ou c) fermé.

Si $a, b, c = 0$: Interrupteur du demi- bras bas (a, b ou c) fermé [8].

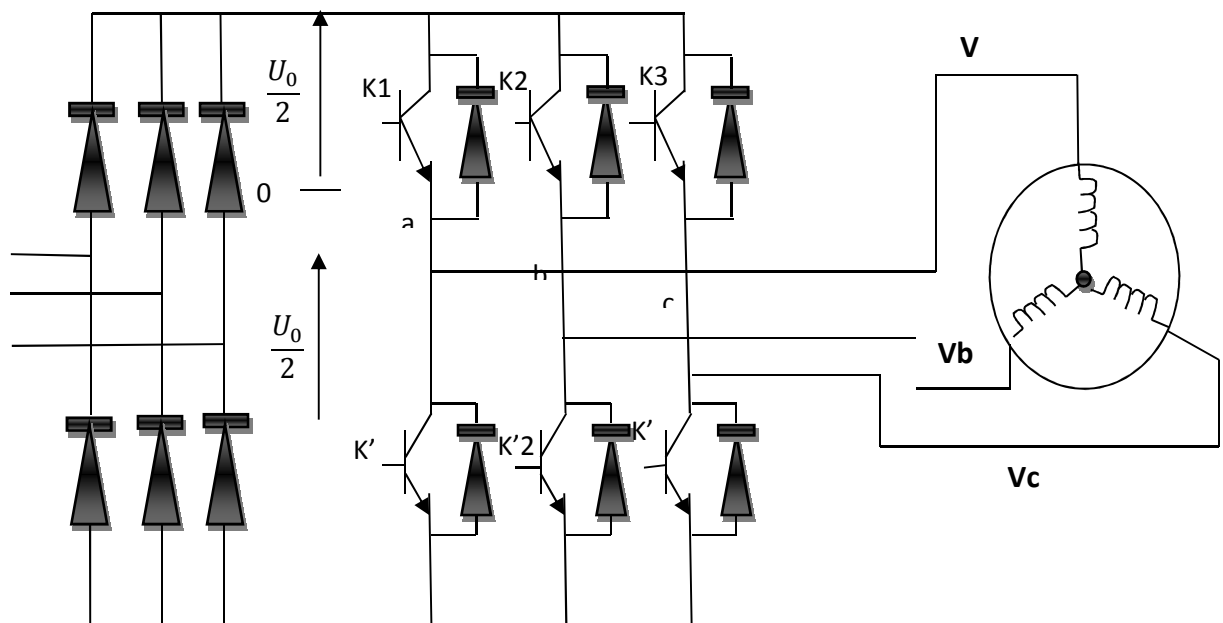


Figure I.9 : Schéma de l'onduleur triphasé

Plusieurs types de MLI se présentent pratiquement, dont on peut citer :

- Les modulations sinus-triangle effectuant la comparaison d'un signal de référence sinusoïdal à une porteuse en général triangulaire.
- Les modulations précalculées pour lesquelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre de la tension, et donner une certaine onde fondamentale.
- Les modulations postcalculées appelées encore MLI régulières symétriques ou MLI vectorielles dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.

On présentera dans ce qui suit la première stratégie qui est la plus utilisée, et la troisième technique qui est dédiée entre autres à la DTC à laquelle on s'intéresse.

I.17 Modulation de Largeur d'Impulsion Sinus-Triangle

Le principe général consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs, générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance) [7].

Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux :

- Le premier, appelé signal de référence, représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.
- Le second, appelé signal de la porteuse, définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence.

L'onde en impulsion est meilleure que l'onde rectangulaire si [8] :

$$f_{\text{porteuse}} = 20 \cdot f_{\text{référence}}$$

L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs.

La commande MLI est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- L'indice de modulation "m" égal au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence ($m = \frac{f_p}{f}$),
- Le coefficient de réglage en tension "r" égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation ($r = \frac{V_m}{V_{pm}}$).

La modulation sinus-triangle présente l'inconvénient de générer des impulsions dissymétriques par rapport à une période de la porteuse. Ainsi, les instants de commutation ne peuvent être exprimés sous forme analytique simple ; ce qui rend délicate sa mise en œuvre

dans les applications numériques. Pour modéliser l'onduleur de tension, on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être de deux générateurs de F.E.M égale a connectés entre eux par un point noté $\frac{n_2}{n_0}$. [8].

La machine a été modélisée à partir des tensions simples qui nous notons V_{an} ; V_{bn} et V_{cn} l'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_i et T_i' les transistors (supposée des interrupteurs idéaux), on a [10] :

Si $S_i = 1$, Alors T_i est passant et T_i' est ouvert

Si $S_i = 0$, Alors T_i est ouvert et T_i' est passant

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{AC} = V_{an0} - V_{cn0} \end{cases} \quad (\text{I.43})$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle, donc :

$$\begin{cases} \left(\frac{1}{3}\right) [U_{ab} - U_{ca}] \\ \left(\frac{1}{3}\right) [U_{bc} - U_{ab}] \\ \left(\frac{1}{3}\right) [U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (\text{I.44})$$

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence n_0 [10].

$$\begin{cases} V_{ab} + V_{nn0} = V_{an0} \\ V_{bn} + V_{nn0} = V_{bn0} \\ V_{cn} + V_{nn0} = V_{cn0} \end{cases} \quad (\text{I.45})$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{nn0} = \left(\frac{1}{3}\right) [V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}] \quad (\text{I.46})$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits \Leftrightarrow Si ($i = a ; b ; c$) on a :

$$V_{ino} = S_i U_0 - \frac{U_0}{2} \quad (\text{I.47})$$

On a donc :

$$\begin{cases} V_{an} = (S_a - 0.5)U_0 \\ V_{bn} = (S_b - 0.5)U_0 \\ V_{cn} = (S_c - 0.5)U_0 \end{cases} \quad (\text{I.48})$$

En remplaçant (I.44) dans (I.45), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = -\frac{2}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{an0} + \frac{2}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} + \frac{2}{3}V_{cn0} \end{cases} \quad (\text{I.49})$$

En remplaçant (I.46) dans (I.47), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.50})$$

I.18 Alimentation par l'onduleur de tension

Nous avons simulé l'association convertisseur statique-MSAP, pour un démarrage à vide puis on applique un couple résistant de 10 N.m à l'instant $t = 1s$. L'onduleur est commandé par [11] :

1-MLI sinus-triangle,

2-MLI vectorielle.

- Si on compare ces résultats (MSAP alimentée par un onduleur) avec ceux obtenus auparavant (MSAP alimentée par le réseau), on constate qu'ils sont similaires, sauf que la présence de l'onduleur engendre des ondulations.
- Le commandé par MLI vectorielle permet de diminuer les ondulations du couple et du Courant, d'obtenir un régime transitoire court.

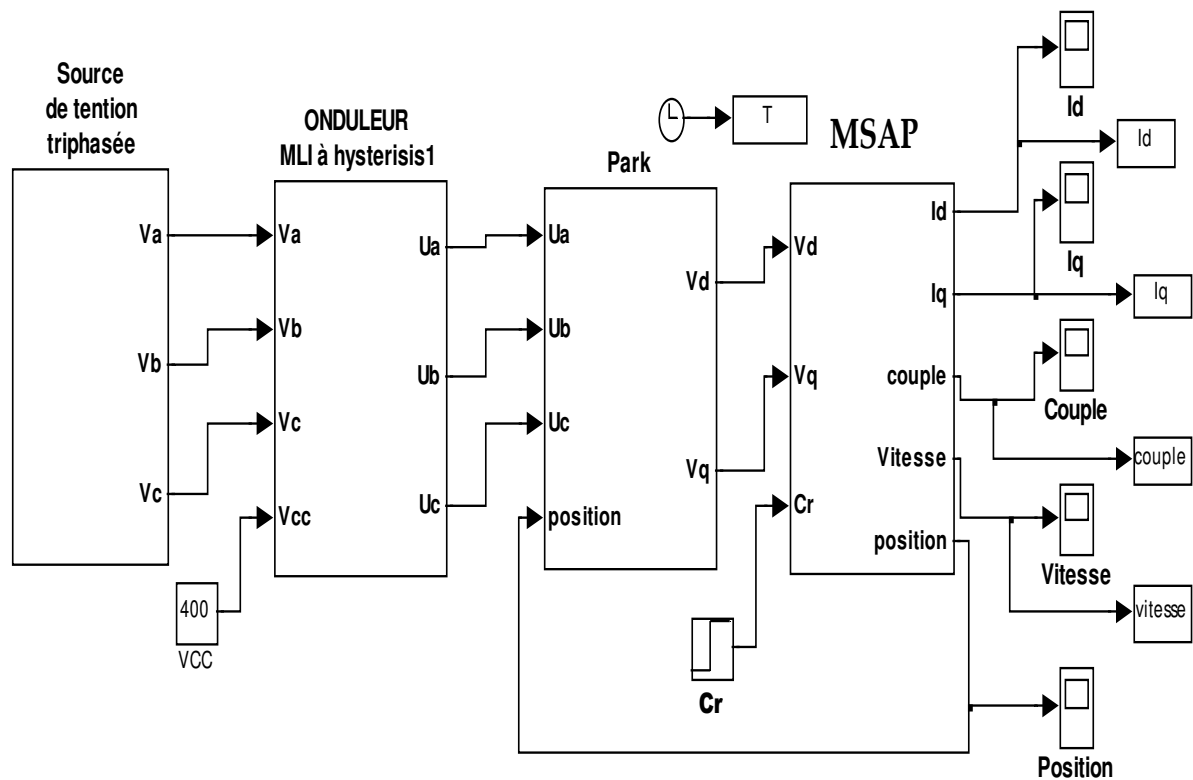


Figure I.10 : Schéma bloc du MSAP alimenté par un onduleur MLI

I.18.1 Résultats de simulation du modèle de la machine associé avec l'onduleur

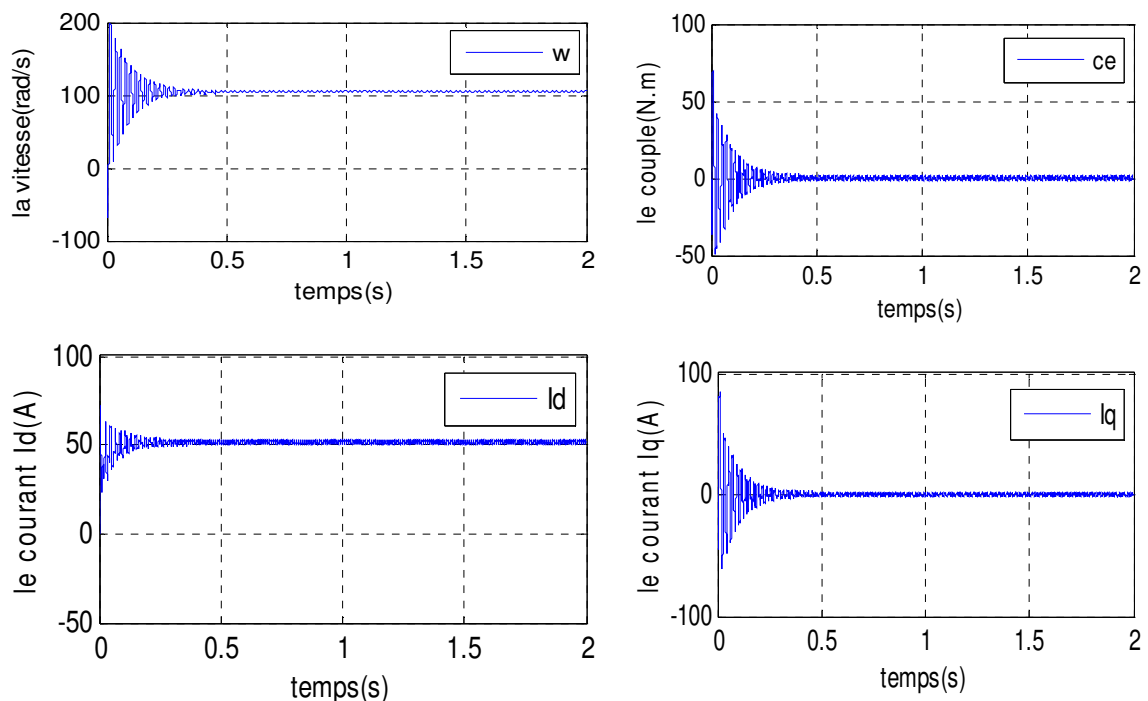


Figure I.11 : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un onduleur MLI en appliquant un couple à vide.

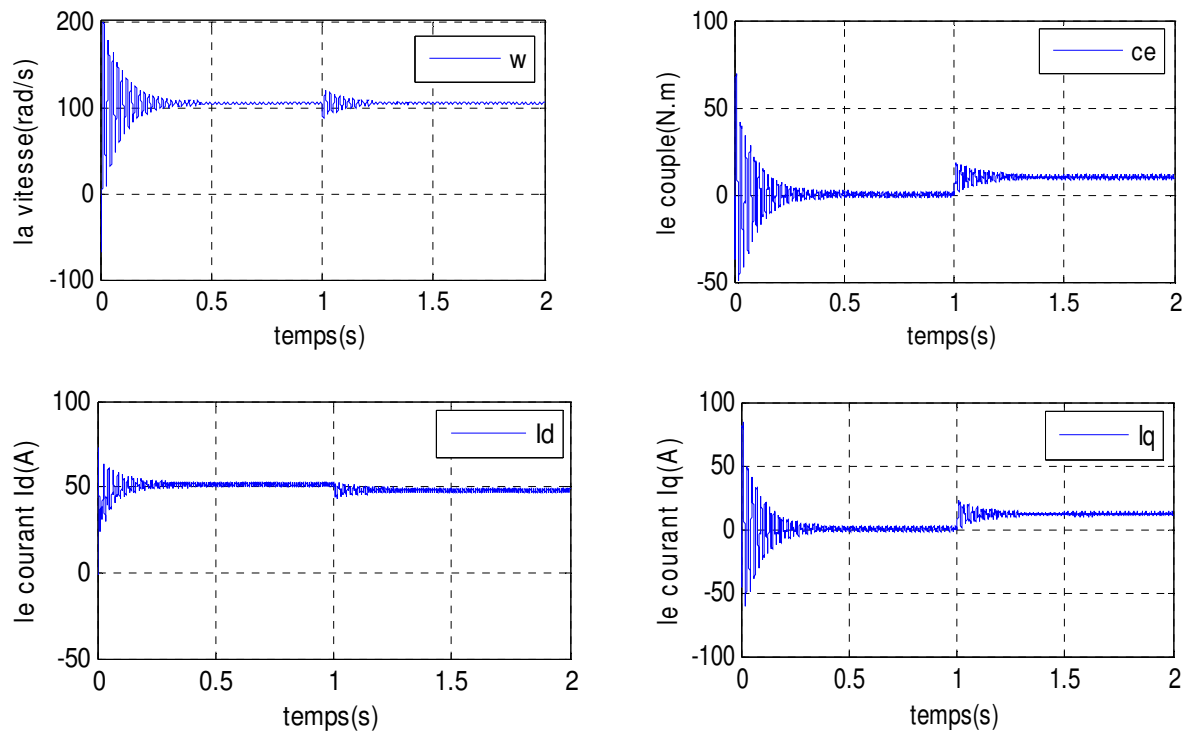


Figure I.12 : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un onduleur MLI en appliquant un couple de charge $C_r=10\text{N.m}$ à $t=1\text{s}$

I.19 Interprétation des résultats

On Remarque que la vitesse de rotation se stabilise à la valeur de synchronisme bout d'un temps de (0.3s) environ, qui est un temps de réponse assez élevé pour certaines applications (dynamique lente).

Le couple électromagnétique présente une allure identique à celle du courant d'axe 'q' du fait de la linéarité existante entre ces deux grandeurs. Sa valeur de se stabilise à une valeur de (10 N.m),

I.20 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons modélisé la machine synchrone à aimants permanents avec un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et en utilisant le modèle de Park. Le modèle devient plus simple et les non linéarités sont réduits. Nous avons modélisé par la suite le convertisseur statique.

Les résultats obtenus après simulation numérique sous MTLAB nous ont permis d'analyser le comportement dynamique de la MSAP à vide et en charge Tenant compte des interprétations faites ci-dessus.

D'après les résultats de simulation qu'on a pu avoir, les repenses sont très rapides et stables mais on remarque que les performances ne sont pas bons sur tout au démarrage et lors de l'application de perturbation du couple de charge.

Donc, pour obtenir des performances statiques et dynamiques élevées on applique la commande vectorielle qui sera développée dans le chapitre suivant.

Chapitre II

Commande vectorielle

de la MSAP

II.1 Introduction

La commande vectorielle basée sur une régulation classique Proportionnel-Intégrale (PI), associe dans sa structure des termes de compensation qui permette de découpler l'axe d (qui sera utilisé pour réglage du flux), de l'axe q (qui sera utilisé pour réglage du couple). Cette configuration permet de réaliser des systèmes d'actionneurs électriques ayant les performances exigées par les domaines d'application. Cette commande a été rendue possible grâce au développement des technologies de semi-conducteurs dans les convertisseurs statiques (diminution des temps de commutation) et dans les unités de calcul (DSP) [26].

La difficulté de la commande de machine synchrone réside dans la non linéarité du modèle et le fort couplage entre les grandeurs statoriques et les grandeurs rotoriques [23].

Il est fortement couplé du fait de l'existence d'un couplage complexe entre les deux armatures rotorique et statorique [25].

A cette fin, les équations électriques de la MSAP sont projetées dans un repère biphasé lié au rotor en deux étapes : transformation de Clarke permettant le passage d'un système triphasé à un système biphasé, puis rotation de Park, permettant d'obtenir des grandeurs biphasées continues [20].

II.2 Principe de la commande vectorielle

Quel que soit le but de la commande (régulation de couple, de vitesse ou de position), le contrôle du couple de moteur est nécessaire. Celui-ci, dépendant des deux variables I_d et I_q selon la relation.

L'objectif principal de la commande vectorielle des MSAP est donc de contrôler le couple de manière optimale selon un critère choisi. Compte tenu de l'importance de la contrainte thermique dans les machines électriques, le critère choisi correspond souvent à la minimisation des pertes Joule à couple donné.

Mais ce critère demande la solution d'un problème d'optimisation qui impose le contrôle simultané de I_d et I_q . Pour simplifier la commande, on fixe souvent le courant I_d de manière que le couple soit proportionnel à I_q relation dans une plage de vitesse donnée.

Dans les machines à rotor lisse, où le couple ne dépend que de la composante en quadrature du courant selon, la valeur optimale du courant I_d soit évidemment.

La technique de la commande vectorielle est utilisée pour établir un modèle linéaire et transformer la machine synchrone à aimant en une structure équivalente à la machine à courant continu à excitation séparée du point de vue couple, pour permettre un découplage du couple et du flux. Si le courant I_d est forcé à zéro [24].

$$i_d = 0 \Rightarrow i_q = i_s \quad (\text{II.1})$$

La composante φ_d du flux statorique devient : $\varphi_d = \varphi_f$ (II.2)

Et la forme du couple électromagnétique sera :

$$C_e = \frac{3}{2} P \varphi_f I_d \quad (\text{II.3})$$

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

$$C_e = K_t I_q \quad (\text{II.4})$$

Avec :

$$K_t = \frac{3}{2} P \varphi_f \quad (\text{II.5})$$

Mous constatons que l'équation du couple est analogue à celle du couple de la machine à courant continu à excitation séparée et qu'un contrôle indépendant du couple et du flux est établi (découplage) [24].

Un schéma bloc de commande d'un système d'entraînement de vitesse à machine synchrone à aimants permanents, basé sur la technique de la commande vectorielle, est représenté par la (Figure II.1)

- Commande vectorielle directe.
- Commande vectorielle indirecte.
- Commande vectorielle simplifiée.

II.3 Commande vectorielle de la MSAP

Il existe deux méthodes distinctes pour contrôler le courant [26] :

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

II.4 Technique de découplage

Les lois de commande vectorielle des machines alimentée en tensions présente des couplages entre les actions sur les axes (d) et (q) .dans un repère (d) et (q) avec l'axe (d) aligné sur le flux rotorique, on a les équations suivantes [27] :

$$\begin{cases} V_d = (L_s \frac{di_d}{dt} + R_s I_s) - \omega_r L_s I_s \\ V_q = (L_s \frac{di_q}{dt} + R_s I_s) + \omega_r (L_s I_s + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Pour découpler l'évolution des courant i_d, i_q par rapport aux commandes, on va définir des termes de compensation e_d, e_q telle que [26] :

$$\begin{cases} e_d = -\omega_r L_s I_s \\ e_q = \omega_r (L_s I_s + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Le couplage entre les axes d et q est représentée par la figure(II.2)

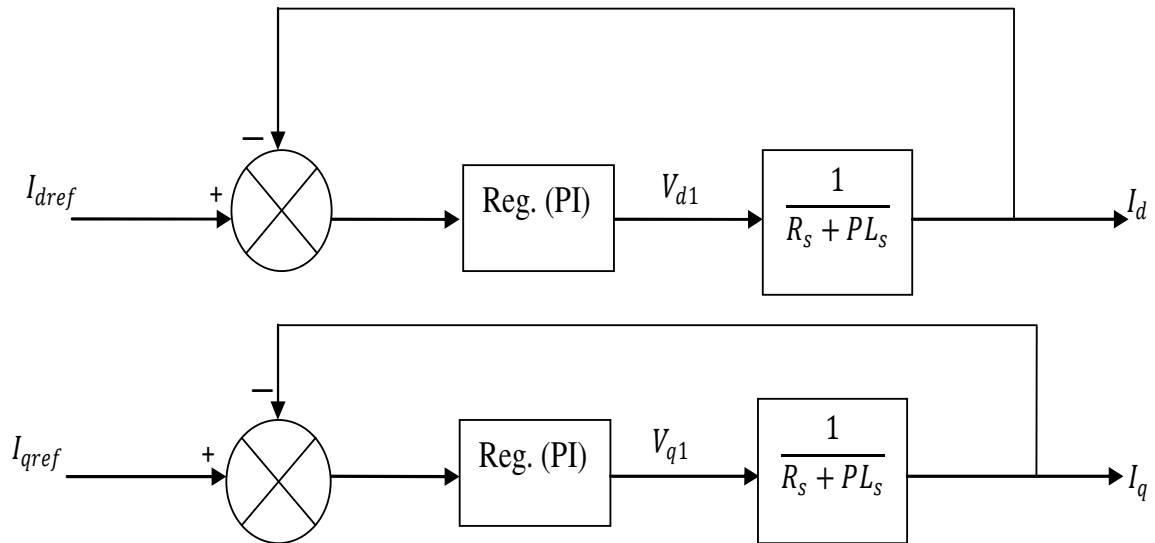


Figure II.2 : Description des couplages

Ce couplage est éliminé par une méthode de compensation, cette dernière méthode consiste à faire ajouter des termes afin de rendre les axes d et q complètement indépendants.

II.4.1 Contrôle vectoriel direct :

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase et celle-ci doit être vérifiée quelque soit le régime transitoire effectué. Une première possibilité est de mettre des capteurs de flux dans l'entrefer et de mesurer directement les composantes $\varphi_{r\beta}$ et $\varphi_{r\alpha}$ de manière à en déduire l'amplitude et la phase.

Les capteurs, mécaniquement fragiles, sont soumis à des conditions sévères dues aux vibrations et aux échauffements. La précision de la définition du flux dépend des paramètres inductifs affectés par la saturation du circuit magnétique. D'autre part, les signaux captés sont entachés de bruits engendrés par les encoches et nécessitent des filtres ajustables. La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement.

Toutefois il nécessite l'utilisation d'un moteur équipé de capteurs de flux, ce qui augmente considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation [31].

II.4.2 Principe du contrôle vectoriel indirect :

Dans cette méthode, on ne régule pas le flux rotorique, on a donc besoin ni de capteur, ni d'estimation ou d'observateur de flux. Si l'amplitude du flux rotorique réel n'est pas

utilisée, sa position doit être connue pour effectuer les changements de coordonnées. Ceci exige la présence d'un capteur de position du rotor/vitesse.

Une mauvaise information sur la vitesse peut nuire à la détermination de la position du flux dans la commande indirecte. En plus, cette commande est très sensible aux variations paramétriques et en particulier la constante de temps rotorique c'est-à-dire R_r qui intervient sur la définition de ω_s [31].

II .5 Description du système global

La machine étant découplée selon deux axes (d, q), la régulation sur l'axe d est faite par une seule boucle, tandis que la régulation sur l'axe q est faite par deux boucles en cascades l'une interne pour réguler le courant et l'autre externe pour réguler la vitesse.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe, la sortie de son régulateur est permet de générer le courant de référence i_{dref} qui est comparé à la valeur du courant issue de la mesure des courants réels et leur erreur appliqué à l'entrée du régulateur du courant i_q . En parallèle avec cette boucle, on trouve une boucle de régulation du courant i_d qui est maintenu à zéro.

Les sorties des régulateurs de courant i_d et i_q sont appliquées à un bloc de découplage qui permet de générer les tensions de référence V_{dref} , V_{qref} et par passage du repère (d, q) au repère (a, b, c) qui nous donne les deux tensions de référence V_a , V_b , V_c de la commande MLI de l'onduleur de tension .

II.6 Bloc de défluxage

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétiques de la machine, il permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part ; ce bloc permet, en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale. Il est défini par la fonction non linéaire suivante [29] :

$$\begin{aligned} \checkmark \text{ Sous-vitesse : } & \quad \varphi_{ref} = \Omega_{rnom} & \quad \text{pour } |\Omega| \leq \Omega_{nom} \\ \checkmark \text{ Sur- vitesse : } & \quad \varphi_{ref} = \frac{\Omega_{nom}}{|\Omega|} \Omega_{nom} & \quad \text{pour } |\Omega| > \Omega_{nom} \end{aligned}$$

Avec :

Ω_{nom} : La vitesse de rotation nominale,

Ω_{rnom} : Le flux rotorique nominale,

φ_{ref} : Le flux rotorique de référence.

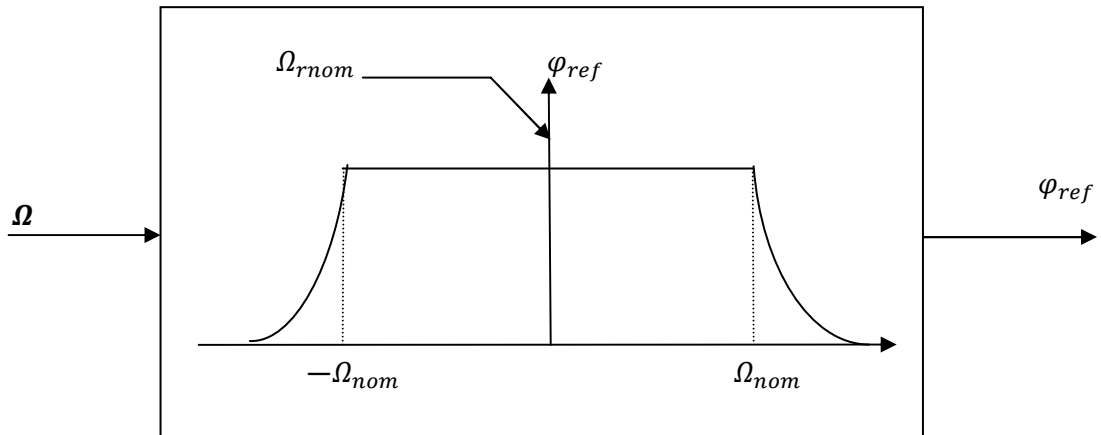


Figure II.3 : Bloc de défluxage.

Pour ce type d'alimentation, la commande devient plus compliquée du fait qu'on doit considérer la dynamique du stator en plus de celle du rotor. En faisant appel aux équations électriques et magnétiques, on obtient les équations suivantes faisant apparaître les variables de commande.

$$\begin{cases} R_s I_d + L_s \frac{dI_d}{dt} = V_d + p\Omega L_s I_q \\ R_s I_q + L_s \frac{dI_q}{dt} = V_q - p\Omega L_s I_d - p\Omega \varphi_f \end{cases} \quad (II.8)$$

Les équations statoriques comprennent, en effet, des termes qui font intervenir des courants de l'autre axe. Ces équations s'écrivent :

$$\begin{cases} V_d = (R_s + L_s p)I_d - \omega L_s I_q \\ V_q = (R_s + L_s p)I_q + \omega(L_s I_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (II.9)$$

Avec :

$$\omega = p\Omega \quad (II.10)$$

Ces équations donnent la structure de commande en tension

II.7 Découplage par compensation

L'alimentation en tension est obtenue en imposant les tensions de référence à l'entrée de la commande de l'onduleur. Ces tensions permettent de définir les rapports cycliques sur les bras de l'onduleur de manière à ce que les tensions délivrées par cet onduleur aux bornes du stator de la machine soient les plus proches possibles des tensions de référence. Mais, il faut définir des termes de compensation, car, dans les équations statoriques, il y a des termes de couplage entre les axes 'd'et 'q' [23].

La compensation a pour but de découpler les axes d et q. Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs [22].

il est possible de définir les termes de découplage qui sont Considérés, dans la suite, comme des perturbations vis-à-vis des régulations. Pour ne pas compliquer cette étude, nous considérons le cas de décomposition des tensions .Dans la première équation, on sépare la tension selon l'axe en deux parties [25] :

$$V_d = V_{d1} + e_d \quad \Rightarrow \quad e_d = -\omega L_s I_q \quad (\text{II.11})$$

Alors :

$$I_{d1} = \frac{V_d}{R_s + pL_s} \quad (\text{II.12})$$

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

$$V_{d1} = V_{q1} + e_q \quad \Rightarrow \quad e_q = \omega L_s I_d + \omega \varphi_f \quad (\text{II.13})$$

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

$$I_{q1} = \frac{v_q}{R_s + pL_s} \quad (\text{II.14})$$

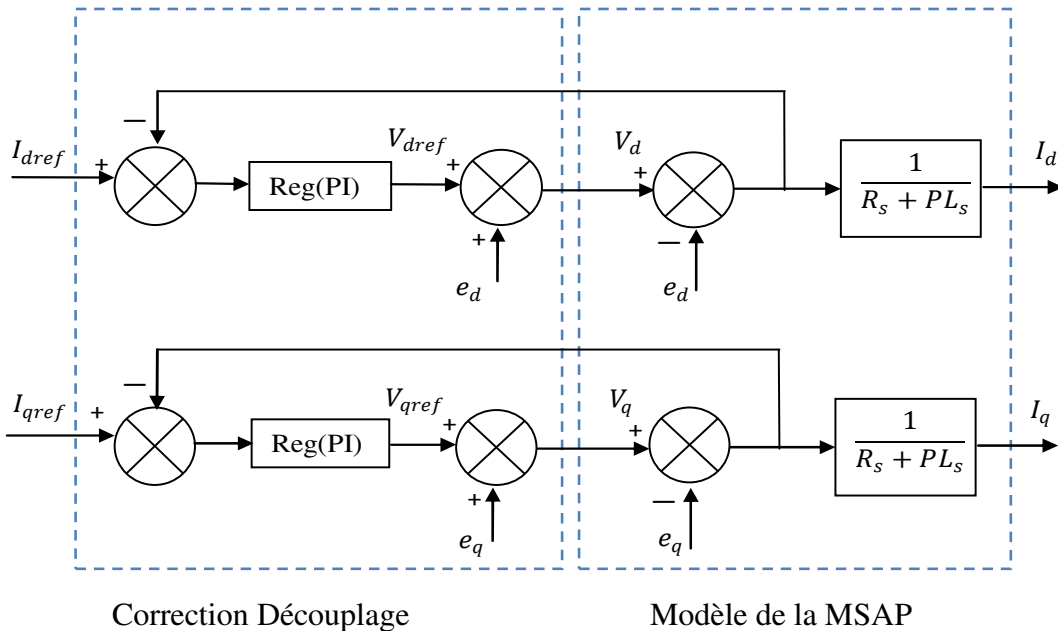


Figure II.4 : Découplage par compensation.

II.8 Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension

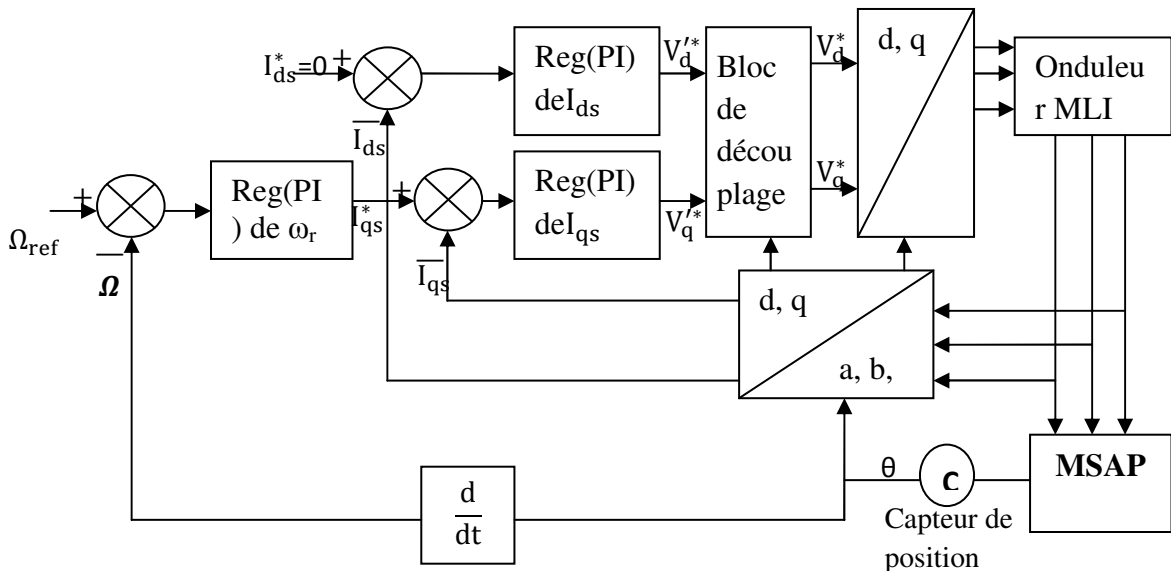


Figure II.5 : Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée

Les principaux constituants dans la commande vectorielle sont la boucle de régulation de vitesse, celle des courants I_{ds} et I_{qs} et transformation de Park directe et inverse.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc, la sortie de son régulateur permet de générer le courant de référence I_{qref} qui est comparé à la valeur du courant I_d issue de la mesure des courants réels et leur erreur appliqué à l'entrée du régulateur du courant I_q .

En parallèle avec cette boucle, on trouve une boucle de régulation du courant I_d qui est maintenue à zéro. Les sorties des régulateurs de courant I_d et I_q sont appliquées à un bloc de découplage qui permet de générer les tensions de références V_{dr} et V_{qr} par la transformation de PARK inverse on obtient les tensions qui sont les tensions $V_a V_b V_c$ de la commande de l'onduleur à commande MLI.

II.9 Avantages et inconvénients de la commande vectorielle

➤ Avantages de la commande vectorielle :

- Elle est basée sur le modèle transitoire (traiter les régimes transitoires ce que ne permettait pas de faire le variateur classique)
- Elle est précise et rapide.
- Il y a un contrôle du couple à l'arrêt.

- Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase [31].

➤ **Inconvénients de la commande vectorielle Le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique présente un certain nombre d'inconvénients :**

- Très chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP).
- Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.
- Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance). Ces retards sont responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple, ce qui pénalise les variateurs utilisés en traction.
- Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle 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 [31].

II.10 Conception des Régulateurs

Soit $Y^*(t)$ le signal à poursuivre, et $Y(t)$ le signal de sortie du système à contrôler [31].

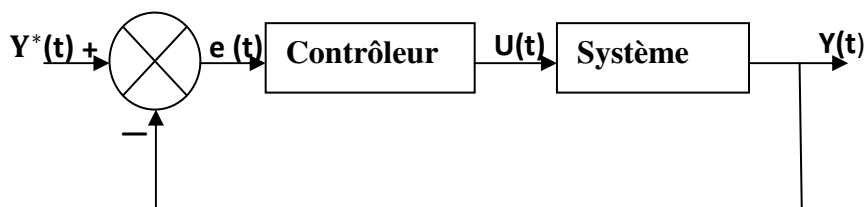


Figure II.6: Représentation de la commande par PI.

II.10.1 Calcul des Régulateurs :

Pour calculer les paramètres des régulateurs, on adopte des modèles linéaires continus. Les méthodes classiques de l'automatique sont utilisables. Ces méthodes ont l'avantage d'être simples et faciles à mettre en œuvre. Les éléments fondamentaux pour la réalisation des régulateurs sont les actions P.I.D (proportionnelle, intégrale, dérivée). Les algorithmes, même les plus performants, sont toujours une combinaison de ces actions.

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

Nous nous contentons de régulateurs classiques de type PI dans une structure par boucle imbriquée. Dans ce cas, nous pouvons distinguer deux modes :

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

Pour chacune des boucles de courant, nous proposons de commander la machine par des régulateurs classiques Proportionnel Intégrateur (PI) pour compenser la perturbation du couple résistant au niveau de la réponse de la vitesse de rotation, c'est-à-dire; ils comportent une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de consigne [31].

Le régulateur (PI) (action proportionnelle-intégrale) est une combinaison d'un régulateur P et d'un régulateur I.

Le régulateur (PI) est la mise en parallèle des actions proportionnelle et intégrale, comme montre la Figure II.8

La relation entre la sortie $U_r(t)$ et le signal d'erreur $e(t)$ est donné par la relation suivante :

$$U_r(t) = k_p e(t) + k_i \int_0^t e(t) dt \quad (\text{II.15})$$

C'est à dire :
$$\frac{U_r(s)}{e(s)} = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (\text{II.16})$$

Avec :

K_p : Gain proportionnel

K_i : Gain intégral

T_i : Constante de temps d'intégration ; talque : $T_i = \frac{1}{K_i}$

Le régulateur PI est donné par la figure suivante :

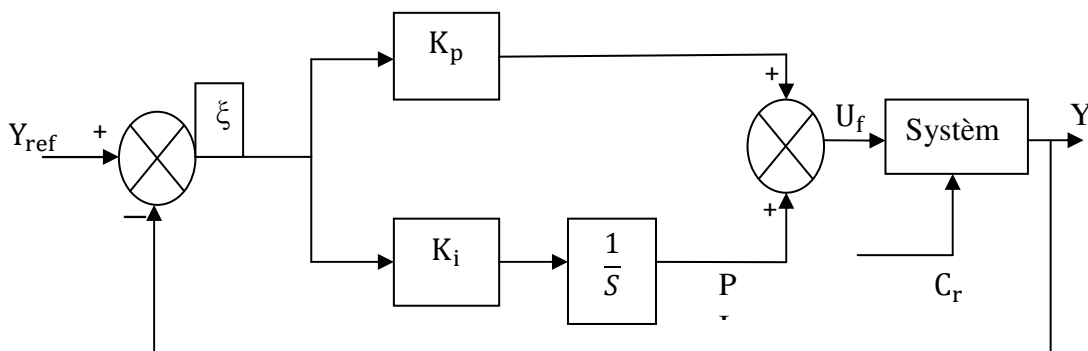


Figure II.7 : Régulateur PI

La fonction de transfert sera :

$$U_r = (K_p + \frac{K_t}{s})\xi \quad (\text{II.17})$$

On peut aussi écrire le régulateur sous la forme suivante :

$$PI \longrightarrow \frac{U_r}{\xi} = \frac{1+ST_1}{ST_2} \tag{II.18}$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} K_p = \frac{T_1}{T_2} \\ K_i = \frac{1}{T_2} \end{cases} \tag{II.19}$$

II.10.1.1 Action Proportionnelle (K_p) :

- Si K_p est grand, la correction est rapide. Le risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît.
- Si K_p est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations.

II.10.1.2 Action Intégrale (K_i) :

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

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

II.10. 2Dimensionnement des régulateurs

La machine étant découplée selon deux axes (d, q), la régulation sur l'axe "d" est faite par une seule boucle, tandis que la régulation sur l'axe "q" est faite par deux boucles en cascades l'une interne pour réguler le courant et l'autre externe pour réguler la vitesse [21].

II.10.2.1 Régulateur des Courants i_q :

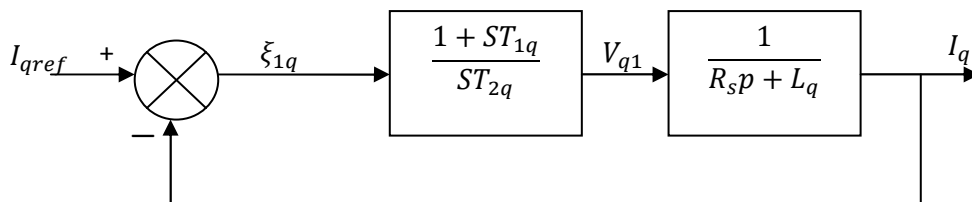


Figure II.8 : Boucle de régulation du courant i_q

La fonction de Transfer en boucle ouvert (FTBO) de la Figure (II.8) est :

$$FTBO = \frac{1+ST_{1q}}{ST_{2q}(R_s+SL_q)} = \frac{1+ST_{1q}}{ST_{2q}R_s(1+S\frac{L_q}{R_s})} \tag{II.20}$$

Par l'utilisation de la méthode de compensation des pôles, on aura :

$$1 + ST_{1q} = 1 + S \frac{L_q}{R_s} \quad (\text{II.21})$$

Ce qui se traduit par la condition :

$$T_q = \frac{L_q}{R_s} \quad (\text{II.22})$$

Avec :

$$\tau_q = \frac{L_q}{R_s} \quad \text{Constante de temps électrique de l'axe } q.$$

Après compensation l'équation (II.36), se réduit à

$$FTBO = \frac{1}{SR_s T_{2q}} \quad (\text{II.23})$$

La fonction de Transfer en boucle fermé (FTBF) est donnée par

$$FTBF = \frac{FTBO}{1 + FTBO} \quad (\text{II.24})$$

$$FTBF = \frac{1}{1 + SR_s L_q} \quad (\text{II.25})$$

L'équation (II.41) peut être imposée de la forme $\left(\frac{1}{1 + S\tau_q}\right)$ par identifications on trouve :

$$\tau_q = R_s T_{2q} \Rightarrow T_{2q} = \frac{\tau_q}{R_s} \quad (\text{II.26})$$

En imposant le temps de réponse :

$$T_r = 3\tau_q \quad (\text{Critère de } \pm 5\%) \quad (\text{II.27})$$

Donc :

$$T_{2q} = \frac{T_r}{3R_s} \quad (\text{II.28})$$

T_r : Temps de réponse imposé. En remplace l'équation (II.42) dans (II.19), On obtient

$$K_{ip} = \frac{R_s}{\tau_q} \quad (\text{II.29})$$

Si on remplace l'équation (II.43) dans (II.21), on obtient finalement :

$$\begin{cases} K_{pq} = \frac{3L_q}{T_r} \\ K_{iq} = \frac{3R_s}{T_r} \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

II.10.2.2 Régulation du courant i_d :

La boucle de régulation sur l'axe d est présentée par la figure suivant :

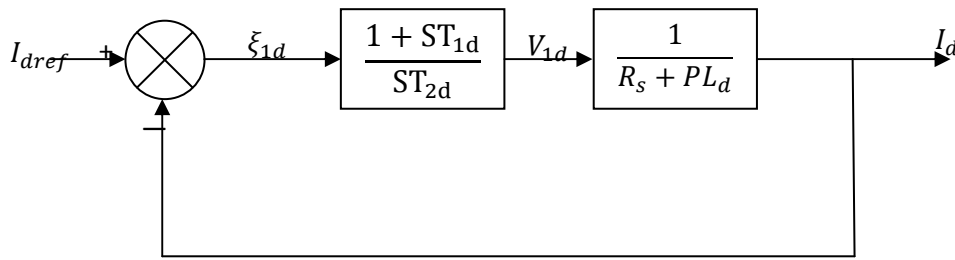


Figure II.9 : Boucle de régulation du courant i_d

Pour la régulation du courant i_d , on suit la même procédure utilisée pour la régulation du courant i_q . La FTBO est exprimée par :

$$FTBO = \frac{1 + ST_{1d}}{ST_{2d}(1 + SL_d)} = \frac{1 + ST_{1d}}{ST_{2d}R_s(1 + S\frac{L_d}{R_d})} \quad (\text{II.31})$$

$$T_{1d} = \frac{L_d}{R_s} \quad (\text{II.32})$$

On remplace l'équation (II.24) dans (II.23). La FTBF devient :

$$FTBF = \frac{1}{1 + SR_sT_{2d}} = \frac{1}{1 + S\tau_d} \quad (\text{II.33})$$

Par identifications on trouve :

$$\tau_d = R_s T_{2d} \Rightarrow T_{2d} = \frac{\tau_d}{R_s} \quad (\text{II.34})$$

En imposant le temps de réponse en boucle fermée $T_r = 3\tau_d$ il vient :

$$T_{2d} = \frac{T_r}{3R_s} \quad (\text{II.35})$$

$\tau_d = \frac{L_d}{R_s}$: Constante de temps électrique de l'axe d de la machine

II.10.2.3 Calcul du Régulateur de vitesse :

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante. La dynamique de la vitesse est donnée par l'équation mécanique suivante : [21]

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \cdot \Omega = C_e - C_r \quad \Rightarrow \quad \Omega = \frac{C_e - C_r}{Jp + f_r} \quad (\text{II.36})$$

Le schéma fonctionnel du contrôle de vitesse est donné par :

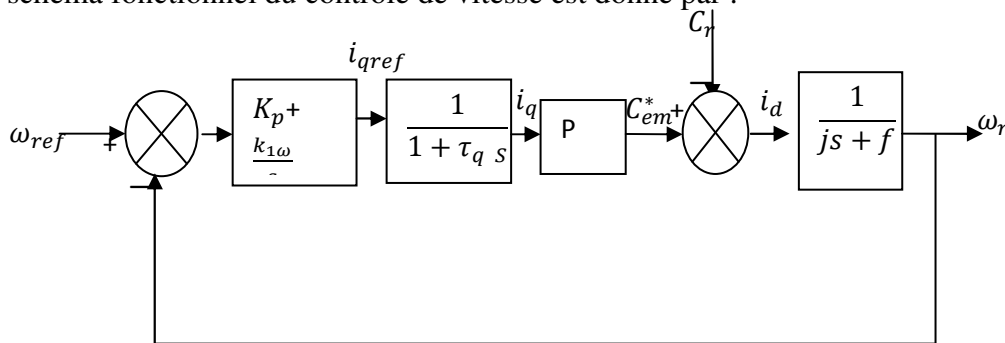


Figure II.10 : Boucle de régulation de vitesse.

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

$$K_p + \frac{k_i}{p} = \frac{k_p(p + \frac{k_i}{k_p})}{p} \quad (\text{II.37})$$

La fonction de transfert du système précédent en boucle ouverte pour $C_r=0$ est donnée par :

$$FTBO = \frac{K_p(p + \frac{K_i}{K_p})}{p} \frac{1}{JP + f_r} \quad (\text{II.38})$$

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

$$FTBO_{\Omega} = \frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{k_p(p + \frac{K_i}{K_p})}{JP^2 + (f_r + K_p)p + K_i} \quad (\text{II.39})$$

La $FTBE_{\Omega}$ possède une dynamique de 2^{ème} ordre, par identification à la forme canonique du 2^{ème} ordre dont l'équation caractéristique est représentée comme suit :

$$\frac{1}{\omega^2} P^2 + \left(\frac{2\xi}{\omega_0}\right) p + 1 = 0 \quad (\text{II.40})$$

Alors :

$$\frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_0^2} \quad \text{et} \quad \frac{k_p + f_r}{K_i} = \left(\frac{2\xi}{\omega_0}\right) \quad (\text{II.41})$$

Avec :

ξ : Coefficient d'amortissement.

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

Avec :

$$\begin{cases} K_i = J\omega_0^2 \\ K_p = \frac{2\xi K_i}{\omega_0} - f_r \end{cases} \quad \text{Si on pose : } \xi=1 \text{ et } f_r=0 \quad (\text{II.42})$$

On obtient :

$$\begin{cases} K_i = \frac{4J}{\tau^2} \\ K_p = K_i \cdot \tau \end{cases} \quad \text{Avec :} \quad \tau = \frac{L_s}{R_s} \quad (\text{II.43})$$

II.11 Commande vectorielle avec découplage de la régulation des courants par compensation

Afin de justifier le recours à la commande vectorielle avec découplage de la régulation des courants par compensation, examinons d'abord le modèle de la machine synchrone dans le plan de Park qui est donné par les équations [22] :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_s \frac{dI_d}{dt} - \omega_r \varphi_q \\ V_q = R_s I_q + L_s \frac{dI_q}{dt} - \omega_r \varphi_d \end{cases} \quad (\text{II.44})$$

$e_d = \omega_r \cdot \varphi_q$: F.é.m. de la machine sur l'axe q

$e_q = \omega_r \cdot \varphi_d$: F.é.m. de la machine sur l'axe d

La commande vectorielle avec découplage de la régulation des courants par compensation permet de découpler les courants i_d et i_q de permettre de faire la régulation adéquate à chacun des deux séparément. Cette commande nous mène à un modèle de la machine synchrone similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée.

Les termes de couplage en $E_{dq} \pm \omega_r \cdot \varphi_{dq}$ considérés comme des perturbations mesurables.

Ainsi la machine peut être représentée par la fonction de transfert suivante :

$$G_S(P) = \frac{1}{R_s + L_s P} = \frac{1}{R_s} + \frac{1}{1 + T_e P} \quad (\text{II.45})$$

Avec :

$T_e = \frac{L_s}{R_s}$: la constante de temps électrique

Si on tient compte de la perturbation $G_s(p)$, sera sous la forme donnée en vertu du théorème de superposition

$$G_s(p) = \frac{I_{dq}(p)}{V_{dq}(p) + E_{dq}(p)} \quad (\text{II.46})$$

II.12 Commande vectorielle avec découplage de la régulation des vitesses par compensation [27]

$$\begin{cases} G_s = \frac{K_t}{Js+f} \\ G_s = \frac{K_p \cdot S k_i}{s} \end{cases} \quad \text{Avec : } C_e = P I_{\text{ref}} \varphi_f \quad (\text{II.47})$$

$$E_q(s) = S^2 + \left(\frac{fC + K_t \cdot K_p}{J} \right) S + \frac{K_t \cdot K_i}{J} \quad (\text{II.48})$$

$$\Rightarrow E_q = S^2 + 2\xi\omega_n \cdot S + \omega_n^2 \quad (\text{II.49})$$

$$\begin{cases} k_p = \frac{2\xi\omega_n - f}{K_t} \\ K_i = \frac{J \cdot \omega_n^2}{K_t} \end{cases} \quad (\text{II.50})$$

$$BF = \frac{\omega_0^2}{p^2 + 2\xi\omega_0 \cdot p + \omega_0^2} \quad (\text{II.51})$$

$$\text{Donc : } \omega_0 = \sqrt{\frac{K_p \cdot K_t \cdot K_i}{J}} \quad \text{et} \quad 2\xi\omega_0 = \frac{f}{J} + \frac{K_p + K_i}{J} \quad (\text{II.52})$$

II.13 Simulation de la commande vectorielle du MSAP

La technique appliqué à la MSAP consiste à maintenir $i_d = 0$, pour produire un couple maximal et utilisé la composante du courant i_q , pour réaliser un réglage afin d'assurer les performances de poursuite en vitesse. L'onduleur utilisé pour cette commande est du type de tension à MLI, alimentation du MSAP en tension et contrôle en courant.

On peut simuler le fonctionnement de la MSAP pendant les quatre régimes :

- Simulation à vide
- Simulation avec l'introduction du couple de charge
- Teste de robustesse avec l'inversion du sens de rotation du MSAP, et changement des paramètres du moteur (R_s , L_d et L_q et le moment d'inertie).

II.14 Résultat des simulations et discussion

Après réalisation du découplage et synthèse des régulateurs, nous effectuons la simulation de la commande en vitesse par régulateur PI de la MSAP. Le système est simulé sous Matlab-Simulink.

Les simulations sont effectuées en temps discret pour une période d'échantillonnage de 10 (μ s) (ce choix influe nettement les ondulations de flux et de couple et la fréquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur, donc on doit utiliser une période d'échantillonnage compromise).

Les paramètres de la machine utilisée dans les simulations, sont récapitulés dans une annexe placée à la fin de ce mémoire. Les caractéristiques de la commande sont imposées par les conditions de fonctionnement de la machine.

II.14.1 Simulation à vide :

On simule le fonctionnement de la MSAP avec $C_r = 0$, avec une consigne de Vitesse $w = 100$ rad/s et $i_d = 0$.

Les résultats de simulation présentent la nature linéaire et découplée du système en boucle fermée avec une poursuite des consignes satisfaisante.

La vitesse elle suit bien sa référence, avec l'absence de l'instabilité et un bon temps de réponse.

Le courant $i_d = 0$, ceci implique le découplage entre les deux boucle de courant, et le courant i_q devient l'image du couple électromagnétique.

Pour l'allure du couple électromagnétique on remarque l'absence des ondulations est l'erreur statique nulle à cause de correcteur PI, le couple se stabilise dans un temps très court.

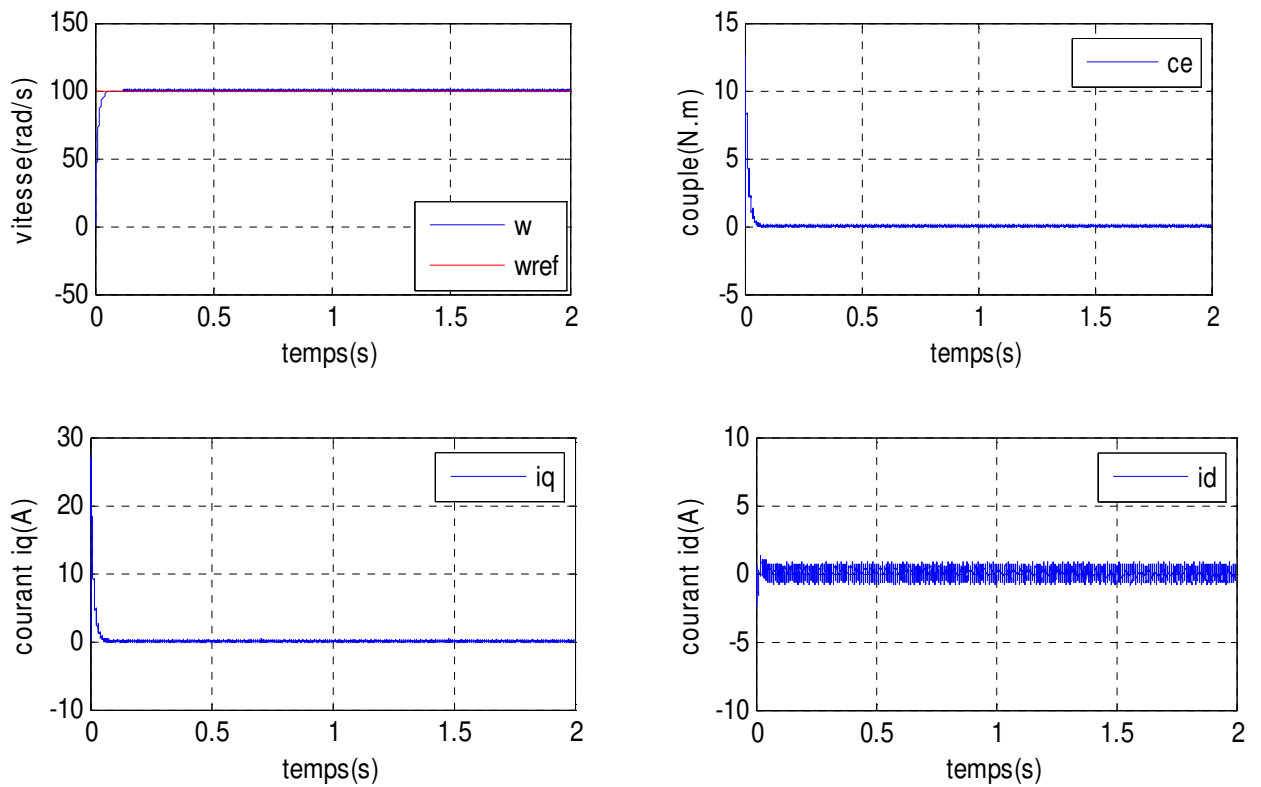


Figure II.11 : Résultats de simulation du démarrage à vide

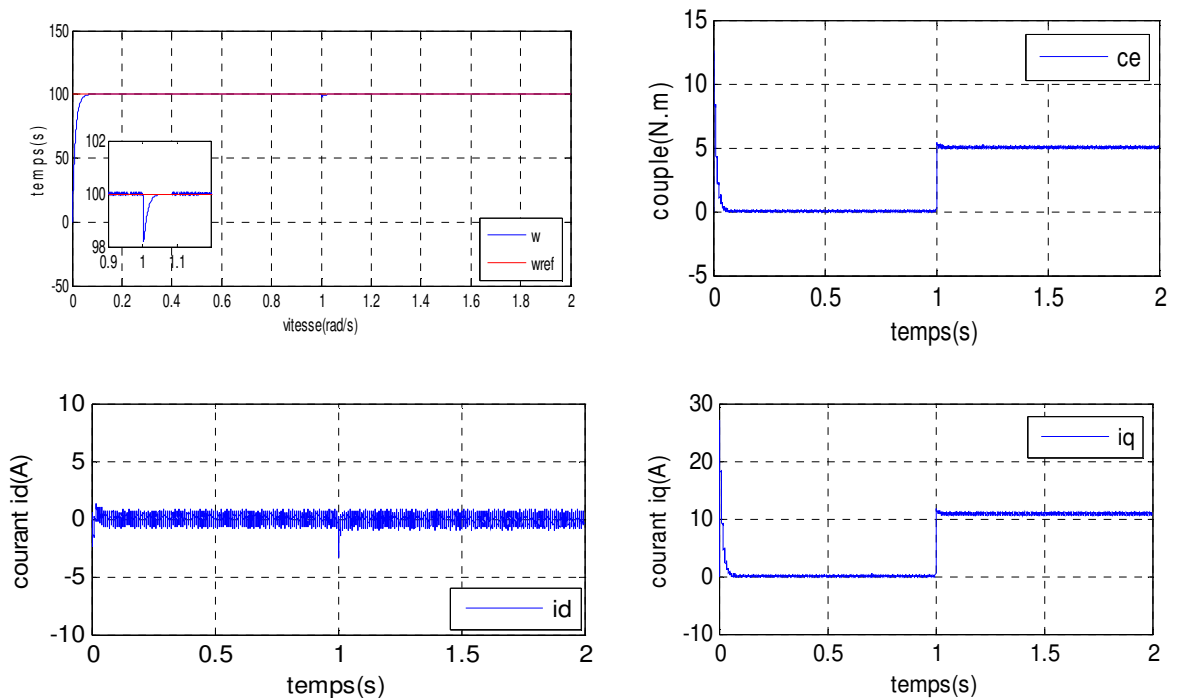


Figure II.12 : Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivie d'une application en Charge de 5 N.m à t = 1s.

II.14.2 Interprétation des résultats

II.14.3 Essai à vide et en charge :

On applique à l'entrée de commande un échelon de consigne de 100(rad/s). La (figure II.11), et (figure II.12) représentent les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge. On remarque que dans le fonctionnement à vide, l'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable. A près l'application de la charge à l'instant $t=1s$ ($C_r = 5N.m$), on remarque que la vitesse présente une petite chute qui est rejetée rapidement, puis rejoint sa valeur de référence. L'allure du courant statorique présente un pic lors du démarrage puis suit la variation de la charge.

Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge.

La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la machine, ($i_d=0$) avec le couple électromagnétique qui dépend seulement de la composante i_q . Comme la machine est entraînée à une vitesse inférieure à la vitesse nominale ($\Omega_{nom}=104,67$), le flux d'entrefer est égal au flux rotorique ce qui donne un courant i_d nul ($\varphi_d = \varphi_f$).

Et afin de tester les performances de la commande vectorielle, différents tests ont été effectués, changement de la référence de vitesse, variation de la charge, l'inversion du sens de rotation et variation du couple de charge, variation 'de la résistance statorique et du couple de charge'.

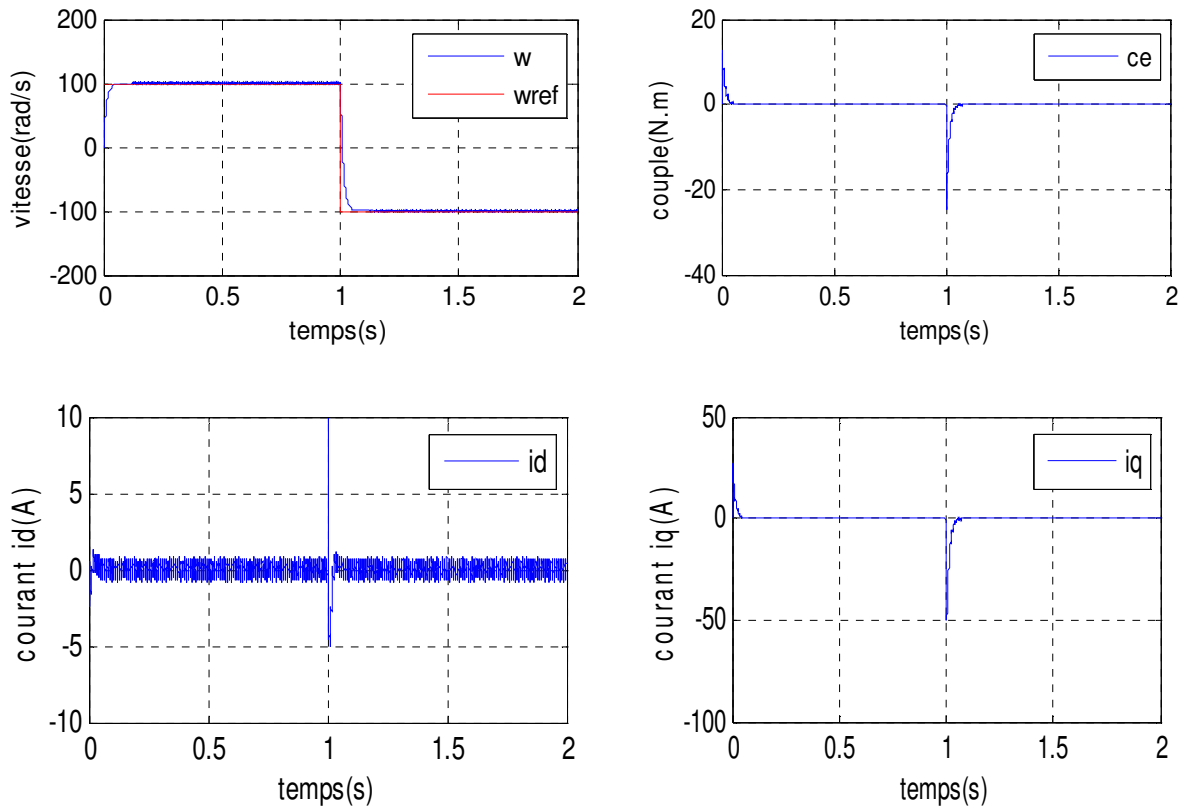


Figure II.13 : Réponse de la commande pour une inversion de la vitesse de référence.

II.14.4 Changement de la référence de vitesse :

Les résultats de simulation obtenus pour le changement de la référence de vitesse de 100 (rad/s) à $\Omega_{ref} = 150$ (rad/s) à l'instant $t=1s$. La (figure II.10) montre que la variation de la vitesse entraîne une variation de la fréquence statorique ω_e qui influe sur les courants, les flux et le couple électromagnétique.

On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit sa nouvelle référence sans erreur statique, le couple subit un pic lors du passage d'une référence à l'autre, puis rejoint sa valeur de référence, le courant i_q est toujours l'image du couple τ_e qui justifie le découplage entre le flux et le couple.

Aussi, on remarque une diminution en valeur du flux ψ_d et du courant i_d à cause du fonctionnement en mode de défluxage de la machine, donc la régulation est robuste de point de vue contrôle de vitesse.

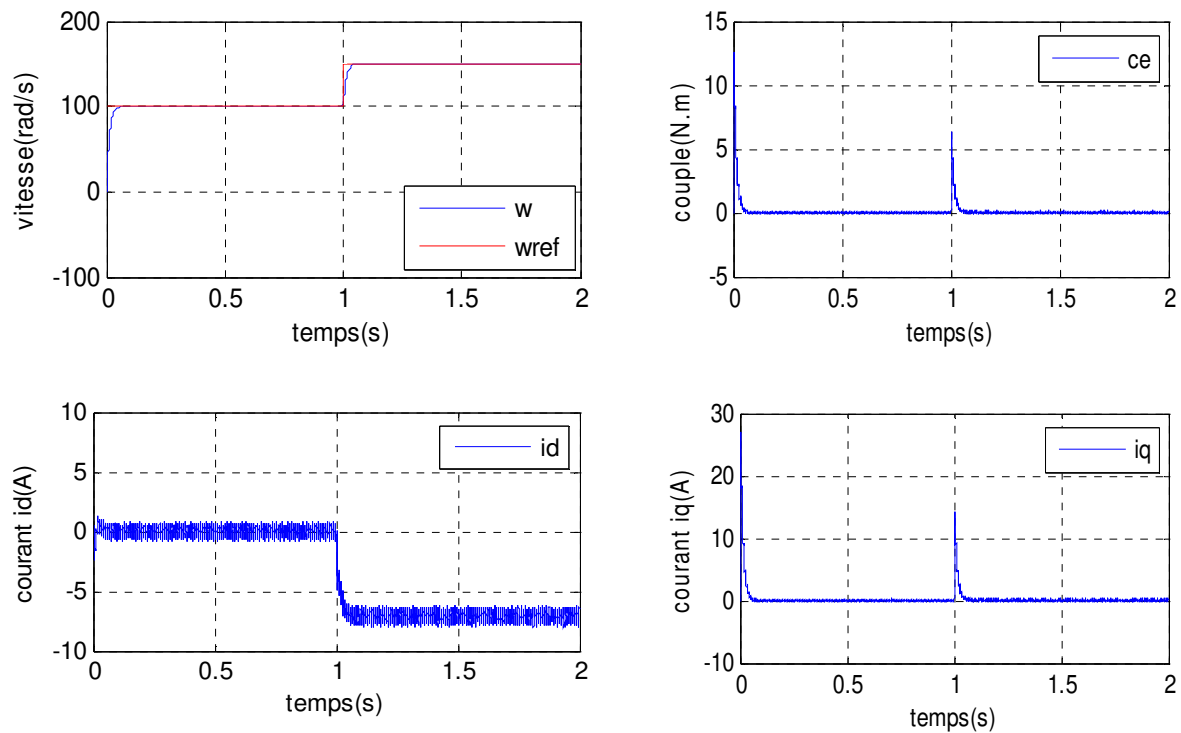


Figure II.14 : Résultats de simulation du démarrage de défluxage.

II.14.5 Essai du démarrage de défluxage :

La réponse des deux composantes du courant statorique montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la machine ($I_d = 0$) avec le couple électromagnétique qui dépend seulement de la composante I_q .

Comme la machine est entraînée à une vitesse inférieure à la vitesse nominale ($\Omega_0 = 100$ rad/s), le flux d'entrefer est égal au flux rotorique ce qui donne un courant i_d nul.

Nous avons examiné également le fonctionnement en mode défluxé Figure (II.10) pour lequel nous constatons, à une vitesse de référence $\Omega_{ref} = 150$ rad/s que le système répond pratiquement sans dépassement avec un temps de réponse plus important que dans le cas du mode normal

II.15 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons établi la technique de la commande vectorielle appliquée à la MSAP, cette stratégie permet le découplage entre le couple électromagnétique et le flux de la machine afin d'assurer une commande souple de sa vitesse. Avec cette commande, nous avons obtenu un modèle découplé de la machine et nous avons utilisé un réglage conventionnel à base du régulateur proportionnel intégrateur PI.

D'après les résultats obtenus on constate que la commande vectorielle dans le plan de Park de la MSAP alimentée en tension donne des caractéristiques par des faible temps de réponse, un rejet de perturbation rapide, une erreur statique nulle en régime permanent et un petit dépassement ou oscillations transitoires.

Les régulateurs PI dépendent fortement des paramètres de la machine et de la charge, ceci nécessite une identification paramétrique correcte en vue d'une régulation performante, il est donc nécessaire de recourir à une commande robuste telle que la commande par mode glissant qui est le sujet du chapitre suivant

Chapitre III

Commande

Par mode glissant

III.1 Introduction

Les commutations de la commande s'effectuent en fonction des variables d'état, utilisées pour créer une "variété" ou "hypersurface" dite de glissement dont le but est de forcer la dynamique du système de correspondre avec celle définie par l'équation de l'hyper surface. Quand l'état est maintenu sur cette hyper surface, le système est dit en régime glissant. Ainsi, tant que les conditions de glissement sont assurées, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, aux erreurs de modélisation (dans une gamme qui reste plus large par rapport à celle des approches classiques de l'automatique), et à certaines perturbations [35].

La technique de commande à structure variable (CSV) par mode glissant en anglais Sliding Mode Control, est très connue par sa robustesse envers les incertitudes internes (variations des paramètres de la machine), et externes (perturbations due à la charge), et aux phénomènes ayant été omis dans la modélisation, tout en ayant une très bonne réponse dynamique [37].

La commande des systèmes à structures variables par le mode de glissement n'est devenue très intéressante et attractive qu'à partir du début des années 80, elle est considérée comme une des approches les plus simples pour la commande des systèmes ayant un modèle imprécis. Ceci est dû à la bonne connaissance et à l'appréciation de la robustesse, propriété très importante caractérisant cette commande [39].

Dans ce chapitre nous présentons des notions générales sur les systèmes à structures variables et la conception de la commande non linéaire par mode glissant traité dans le plan de phase. On présente son application pour la commande de la vitesse de la machine synchrone à aimants permanents, en considérant les modèles linéaires et non linéaire. Les résultats de la simulation permettront de valider les performances de cette commande [34].

III.2 Systèmes à Structures Variables en Mode Glissant

Un système à structure variable (SSV) est un système dont la structure change pendant le fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation. Ce choix permet de commuter à tout instant entre chaque structure, en combinant les propriétés utiles de chacune d'elles, afin d'avoir un comportement désiré du système. De plus, un système à structures variables peut avoir de nouvelles propriétés qui ne sont dans aucune de ses structures utilisées.

Dans Les systèmes à structures variables avec mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface (hyperplan). Puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est dite surface de glissement et le mouvement le long de laquelle se produit, est dit mouvement de glissement.

Dans la littérature de l'automatique, il a été convenu que le terme surface de glissement représente la fonction de commutation quel que soit l'ordre du système à régler.

En général, les dynamiques du système peuvent suivre plusieurs surfaces [32].

Le système à structure variable admet une représentation par des équations différentielles du type :

$$\dot{X} = \begin{cases} f_1(X) & \text{Si la condition 1 est vérifiée} \\ f_n(X) & \text{Si la condition n est vérifiée} \end{cases}$$

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

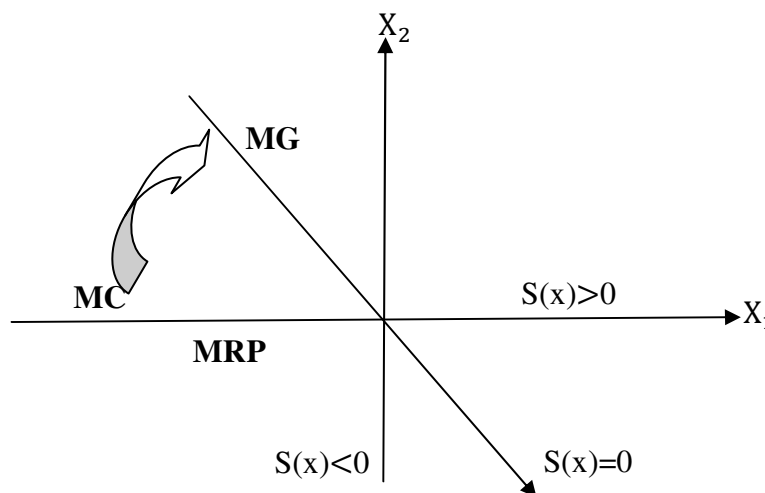


Figure III.1 : Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase

III.3 Théorie de la commande par modes glissants

La commande à structure variable par régime glissant est apparue depuis le début des années 60. Elle a été étudiée et développée exclusivement en union soviétique dans les années soixante. Par la suite, de nombreuses recherches ont été menées partout ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour l'appliquer aux systèmes physiques. La CSV qui, par sa nature, est une commande non linéaire.

Elle est basée sur la commutation de fonctions de variables d'état, utilisées pour créer une variété ou hypersurface de glissement, dont le but est de forcer la dynamique du système à correspondre avec celle définie par l'équation de l'hypersurface. Quand l'état est maintenu sur cette hypersurface, le système se trouve en régime glissant. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et paramétriques tant que les conditions du régime glissant sont assurées [33].

III.3.1 Les modes de la trajectoire dans le plan de phase :

- ❖ **Mode de convergence (MC)** : c'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de Commutation $S(x)=0$, et l'atteint dans un temps fini. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et Le critère de convergence.
- ❖ **Mode de glissement (MG)** : c'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de Glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique dans ce mode est Caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x)=0$.
- ❖ **Mode de régime permanent (MRP)** : Ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour du point d'équilibre (origine du plan de phase), il caractérise par la qualité et les performances de la commande. Il est utilisé spécialement pour l'étude des systèmes non Linéaires [36].

III.3.2 Fonction de commutation :

La structure de commande est caractérisée par le signe d'une fonction vectorielle $S(x)=0$ Appelée fonction de commutation. Dans le cas des modèles linéaires, la fonction de Commutation est choisie comme une fonction linéaire de l'état [41] :

$$S(x) = [S_1(x), S_2(x), \dots, S_m(x)] = C_x \text{ Où } C = [C_1, C_2, \dots, C_m]$$

Chaque fonction scalaire de commutation $S_j(x)$ décrit une surface linéaire $S_j(x)$

III.3.3 Hyperplan de commutation :

La surface de commutation associée au système de commande à structure variable défini précédemment : $S_j = \{x \in \mathbb{R}^n : S_j(x) = 0\}$ $j=1 \dots m$ est appelée hyper surface de glissement [41].

III.3.4 Régime glissant :

Si pour tout vecteur d'état initial $x(t_0) \in S$ la trajectoire d'état reste dans l'hypersurface $x(t) \in S \forall t > t_0$ alors $x(t)$ est un mode glissant pour le système [33].

III.3.4.1 Régime glissant idéal [33] :

En théorie, l'organe de commutation est supposé insensible aux bruits, et la trajectoire en régime glissant décrit parfaitement l'équation $S(x)=0$. Le régime glissant idéal correspond à une oscillation de fréquence infinie et d'amplitude nulle, le point représentatif de l'évolution du système glisse parfaitement sur l'hyper surface de commutation Fig.2.

III.3.4.2 Régime glissant réel [33] :

En pratique l'organe de commutation est réalisé à partir de relais qui présentent des imperfections comme les retards de commutations, dans ce cas la trajectoire de phase du régime glissant reste au voisinage de la surface de commutation donnant naissance à des oscillations indésirables qui éliminent la précision du système et néanmoins sa stabilité Fig.3.

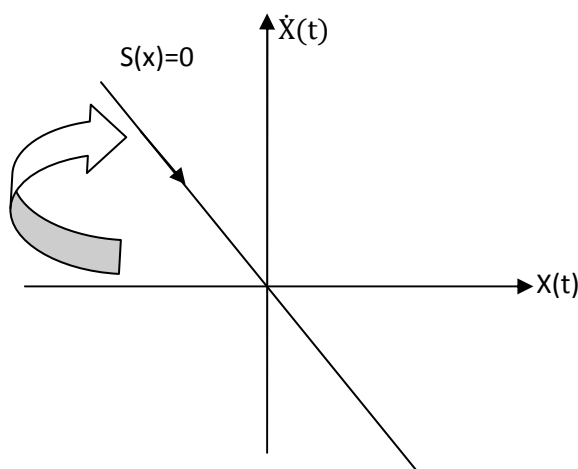


Figure III.2 : Glissement idéal

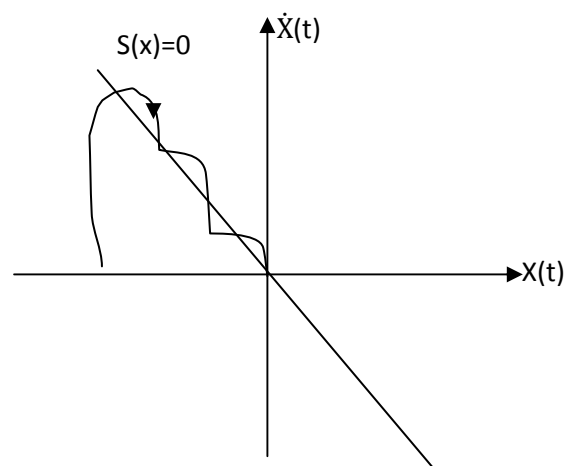


Figure III.3 : Glissement réel

III.4 types de commutation des systèmes a structure variable

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par mode de glissement, on peut trouver trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple ou la commutation a lieu au niveau de l'organe de commande lui même. On l'appellera, structure par commutation au

niveau de l'organe de commande. La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état. Et enfin, la dernière structure est une structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la "commande équivalente".

Cette dernière structure est retenue pour la suite de notre étude

- ✓ structure par commutation au niveau de l'organe de commande
- ✓ structure par commutation au niveau d'une contre-réaction d'état
- ✓ structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec commande équivalente [43].

III.5 Description du mode glissant

III.5.1 définition du mode glissant :

La technologie des modes glissants consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement [43].

III.5.2 Explication du phénomène du glissement :

Le mode de glissement existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre U_{max} et U_{min} . Ce phénomène est démontré à l'aide de la figure(III.4).

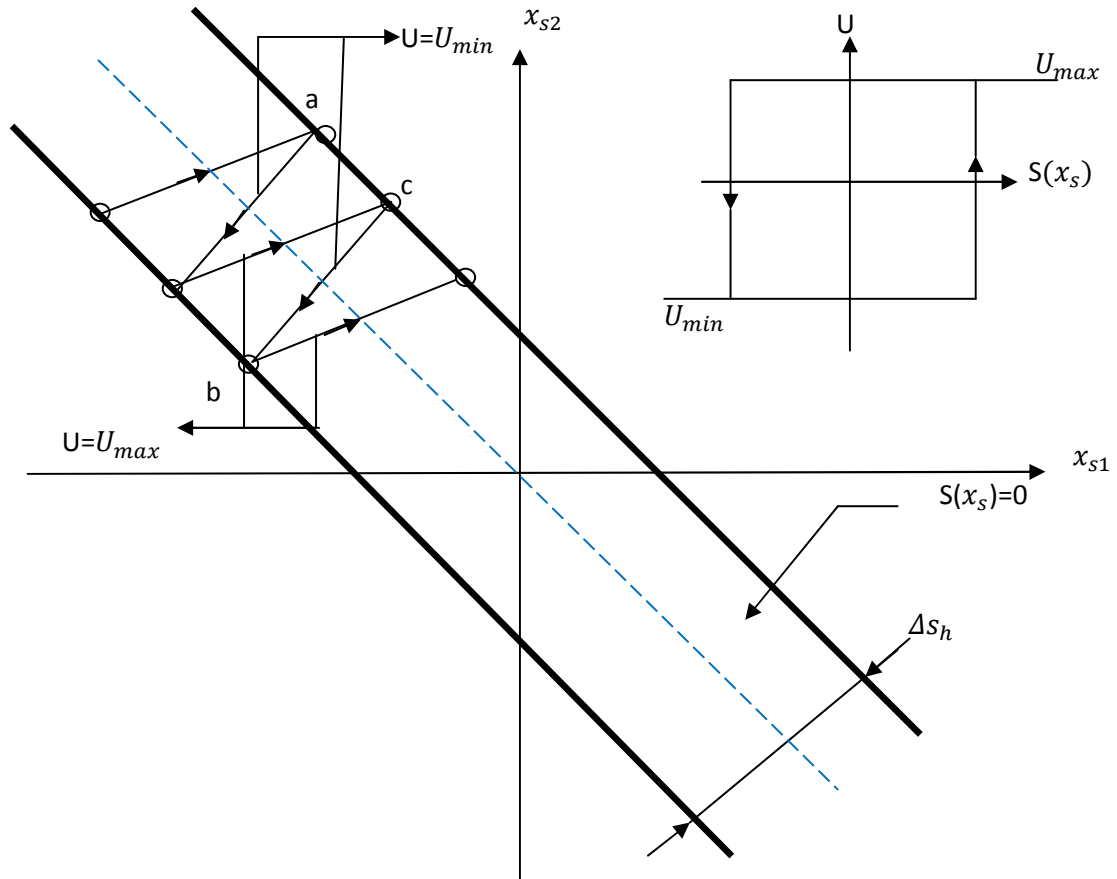


Figure III.4 Démonstration du mode de glissement.

Pour un système à régler du deuxième ordre avec les deux grandeurs d'état x_{s1} et x_{s2} , on admet d'abord une hystérèse sur la loi de commutation $S(x_s) = 0$ (droite en trait mixte), par conséquent, les commutations ont lieu sur les droites décalées parallèlement de $\pm \Delta s_h$. Une trajectoire avec $U=U_{max}$ touche au point 'a' le seuil de basculement inférieur si avec, $U=U_{min}$ la trajectoire est orientée vers l'intérieur de la zone de l'hystérèse, elle touche au point 'b' le seuil de basculement supérieur où a lieu une commutation sur $U=U_{max}$. Si la trajectoire est de nouveau orientée vers l'intérieur, elle touchera le point 'c' le seuil de basculement inférieure et ainsi de suit. Il y a donc un mouvement continu à l'intérieur de la zone de l'hystérèse. Ce mouvement s'approche de régime stationnaire dans une certaine zone, où des commutations continues existent, la fréquence de commutation est finie [43].

Le réglage du mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variables.

La théorie donc des systèmes à structures variables et les modes glissants associés (en anglais sliding mode), est une technique de commande non linéaire, elle est caractérisée par une discontinuité de la commande aux passages par une surface de communication appelée surface de glissement [44].

III.6 Conception de la commande par mode glissant

La conception des contrôleurs par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui est divisée en trois étapes principales [34].

- 1- choix des surfaces ;
- 2- l'établissement des conditions d'existence et de convergence ;
- 3- détermination de loi de commande.

III.6.1 Choix de la surface de glissement :

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leurs formes, en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivante [32].

$$\dot{X}(t) = f(x, t) + B(x, t)U(t) \quad (\text{III.1})$$

Avec :

$x(t)$ vecteur d'état, $U(t)$ vecteur d'entrée, et $f(x,t)$ et $B(x,t)$ des fonctions non linéaires. Un nombre de " m " surfaces de glissement pour un vecteur U de dimension "m". En ce qui concerne la forme de la surface, deux possibilités se présentent, soit dans l'espace d'état ou dans le plan de phase [38].

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 à sa valeur de consigne [39], [38] :

L'équation est donnée par :

$$S(x) = \left(\frac{\partial y}{\partial x} + \lambda_x\right)^{r-1} e(t) \tag{III.2}$$

Où :

$$e(x) = X_{\text{ref}} - X \tag{III.3}$$

$e(x)$: L'écart de la variable à réguler

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

r : Degré relatif, représentant le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande.

Pour:

$$r=1, \quad s(x) = e(x)$$

$$r=2, \quad s(x) = \lambda_x e(x) \dot{e}(x)$$

$$r=3, \quad s(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$$

$S(x)=0$ est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x)=0$. En d'autre terme, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder $S(x)$ à zéro. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart. La figure (4), a pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence – sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre « r » [34].

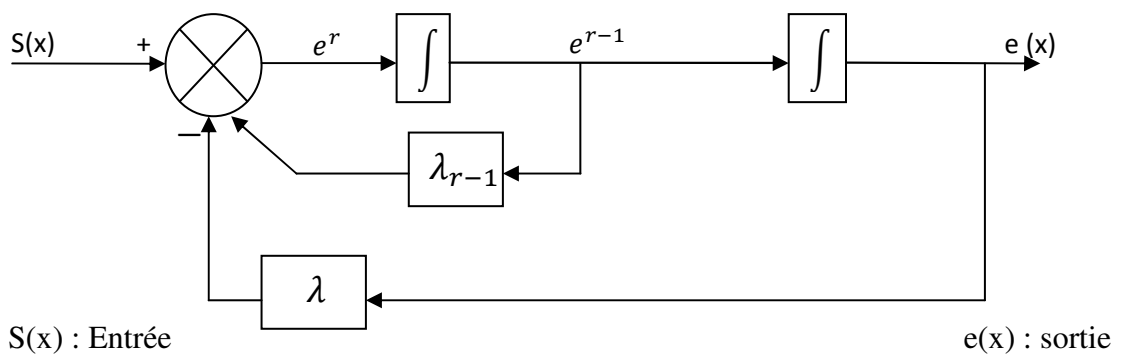


Figure III.5 : Linéarisation exacte de l'écart.

III.6.2 Conditions d'existence de la convergence :

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement. Nous retenons de la littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système [34].

III.6.2.1 Fonction directe de commutation :

C'est la première condition de convergence, proposée par Emilyanov et Utkin. Elle est sous la forme : $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$ (III.4)

Dans cette condition, il faut introduire pour $S(x)$ et sa dérivée $\dot{S}(x)$, les valeurs justes à gauche et à droite de la surface de commutation. Puisque $S(x)$ change de signe aux deux côtés de la surface de commutation. La condition (III.3) est équivalente à exiger que la dérivée de $S(x)$ doit aussi changer de signe lorsqu'on passe d'un côté à l'autre de la surface de commutation [39].

III.6.2.2 Fonction de Lyapunov :

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commande qui fera décroître cette fonction. Donc déterminer une loi de commande, afin de garantir que la dérivée d'une certaine fonction scalaire, de Lyapunov définie positive, et bien choisie, soit négative. Cette propriété doit être vérifiée le long de toutes les trajectoires possibles du système en boucle fermée. Le problème consiste, alors, à trouver une fonction de Lyapunov et une loi de commande qui répond aux spécifications.

Pour des raisons de stabilité, ces méthodes conviennent mieux aux systèmes non linéaires. Les solutions proposées sont spécialement conçues pour ce type de système [39].

$$\dot{V}(x) < 0 \quad \text{et} \quad V(x) > 0 \quad \text{(III.5)}$$

En déduisant la fonction de Lyapunov et sa dérivée par :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad \text{(III.6)}$$

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad \text{(III.7)}$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroît, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative, ceci est vérifié si :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (\text{III.8})$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par $S^2(x)$, diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux côtés figure (III.6). Cette condition suppose un régime glissant idéal.

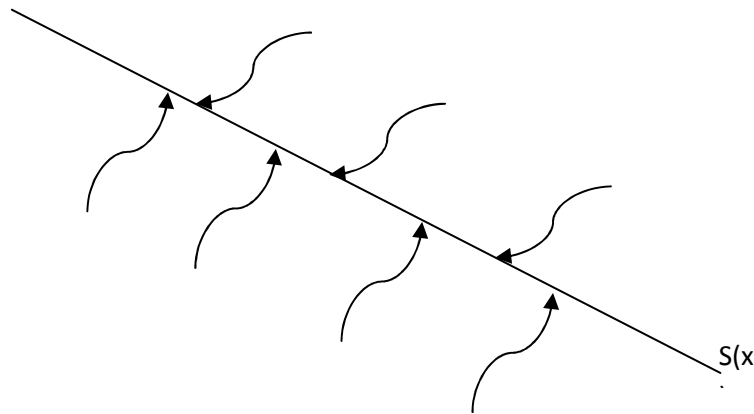


Figure III.6 : Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface

III.6.3 Détermination de loi de commande :

III.6.3.1 La commande équivalente :

Un vecteur de commande équivalente U_{eq} se définit comme étant les équations du régime glissant idéal. Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul de la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (III.1). Le vecteur U est composé de deux grandeurs U_{eq} et U_n soit [35] :

$$U(t) = U_{eq} + U_n \quad (\text{III.9})$$

L'utilisation de l'équation (III.1) et (III.9) permet d'obtenir la commande équivalente U_{eq} : Nous avons :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial t} + \frac{\partial S}{\partial x} \cdot \frac{dx}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} [f(x, t) + B(x, t) U_{eq}(t)] + \frac{\partial S}{\partial x} [B(x, t) U_n] \quad (\text{III.10})$$

En mode de glissement et en régime permanent, La surface $S(x)$ est nulle par conséquent sa dérivée et la composante discontinue U_n sont aussi nulles. D'où, nous déduisons l'expression de la commande équivalente :

$$U_{eq} = - \left[\frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) \right]^{-1} \left(\frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right); \quad U_n = 0 \quad (\text{III.11})$$

En portant U_{eq} dans l'équation (III.1), on obtient l'équation du régime glissant idéal :

$$\dot{x}(t) = f(x, t) - B(x, t) \left[\frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) \right]^{-1} \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \quad (\text{III.12})$$

Cette équation représente la dynamique du système équivalent dans la surface de glissement.

La commande équivalente U_{eq} peut être interprétée comme la valeur moyenne modulée ou grandeur continue que prend la commande lors de la commutation rapide entre U_+ (U_{max}) et U_- (U_{min}) [40].

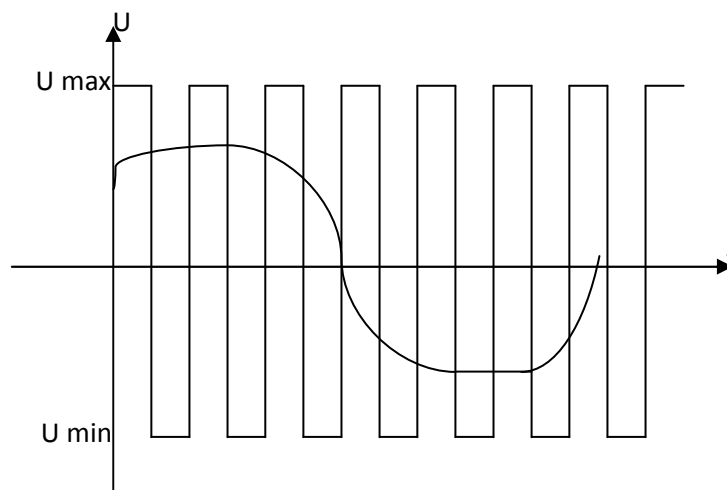


Figure III.7 : Commande équivalente U_{eq}

Tant que le régime glissant est assuré [condition (III.8) vérifiée], le système décrit par l'équation (III.1) est robuste, indépendant des variations des paramètres de la partie commandée et des perturbations qui agissent sur lui.

III.6.3.2 La commande discontinue de base :

L'addition du terme U_n à la loi de commande permet d'assurer l'attractivité de la surface de glissement $S(x)$. Celle-ci est attractive si seulement si $\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x)$.

Cette condition permet de définir la région dans laquelle le mode de glissement existe [35].

Durant le mode de convergence, on remplace le terme U_{eq} par sa valeur donnée par (III.11) dans l'équation (III.10).

Nous obtenons donc une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} [B(x, t)U_n] \quad (\text{III.13})$$

Le problème revient à trouver U_n tel que :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} [B(x, t)U_n] < 0 \quad (\text{III.14})$$

La solution la plus simple est de choisir U_n sous la forme de relais. Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$U_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) = K \cdot \frac{S(x)}{|S(x)|} \quad (\text{III.15})$$

En remplaçant l'expression (III.15) dans (III.14) on obtient :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) \cdot K \frac{S(x)}{|S(x)|} < 0 \quad (\text{III.16})$$

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

Le gain K doit être positif afin de vérifier les conditions de l'attractivité et de la stabilité. Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long et, s'il est choisi très grand, nous aurons des fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de Chattering), ou même détériorer l'organe de commande [35].

- **Commande signe**

Plusieurs choix pour la commande discontinue (U_n) peuvent être faits. Le plus simple consiste à exprimer la commande discontinue $U_n = [U_1, U_2, \dots, U_m]$ avec la fonction 'sign' par rapport à $S = [S_1, S_2, \dots, S_m]$.

$$\begin{cases} \text{sign}(S(x)) = +1 & \text{pour } S(x) > 0 \\ \text{sign}(S(x)) = -1 & \text{pour } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

Ce premier choix de la fonction discontinue est représenté sur la figure(III.7). U_n s'exprime donc comme :

$$U_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (\text{III.18})$$

Où K est un gain positif.

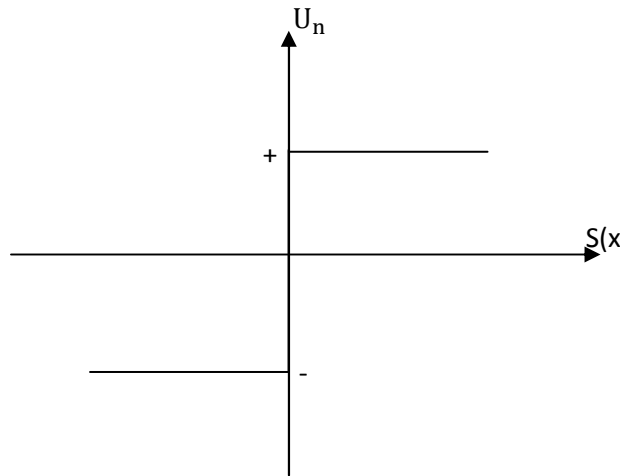


Figure III.8 : Fonction sign.

- **Commande avec un seul seuil**

Cette commande est caractérisée par un seuil et la commande discontinue est donnée par l'expression :

$$\begin{cases} U_n = 0 & \text{si } |S(x)| < e \\ U_n = K \text{sign}(S(x)) & \text{si } |S(x)| > e \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

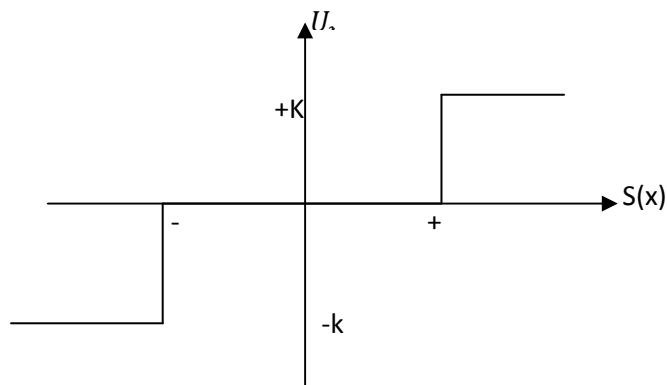


Figure III.9 : Fonction sign de la commande avec un seul seuil.

- **Commande adoucie**

Dans le but de diminuer progressivement la valeur de la commande U_n en fonction de la distance entre la trajectoire de la variation à régler, et la surface de glissement, donc il s'agit d'encadrer la surface par une bande avec un ou deux seuils. On peut distinguer trois zones qui dépendent de la distance du point à la surface de glissement. Si la distance est supérieure au seuil e_2 , alors la fonction sign est activée. Si la distance est inférieure au seuil e_1 alors U_n est nulle (zone morte). Si le point est dans la bande (e_1, e_2) , alors U_n est une fonction linéaire de la distance (droite de pente $\frac{K}{e_1+e_2}$).

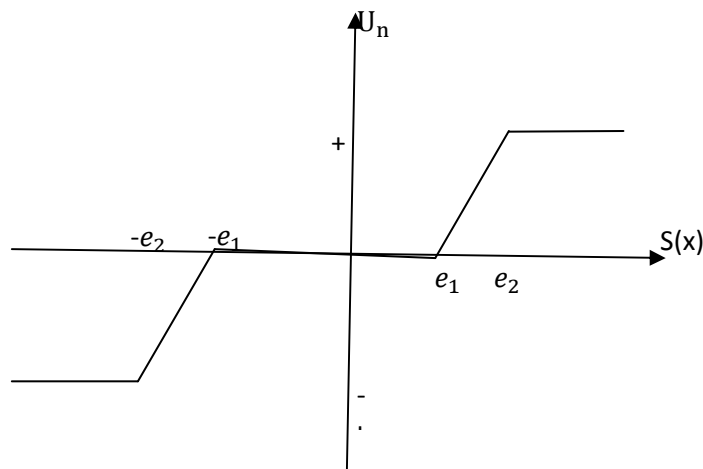


Figure III.10 : Fonction sign de la commande adoucie.

- **Commande continue avec composante intégrale**

Les oscillations de hautes fréquences qui apparaissent sur les réponses en régime glissant peuvent être évitées en rendant continue la commande U_n et en remplaçant la fonction sign par la fonction continue suivante [34] :

$$U_n = K \cdot \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \quad (\text{III.20})$$

Où λ : est un paramètre définissant le degré d'atténuation des oscillations. Lorsque λ tend vers la commande $K \cdot \text{sign}(S(x))$.

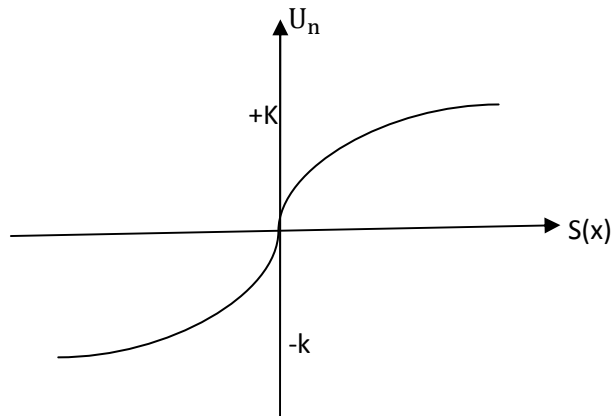


Figure III.11 : Commande rendue continue.

Afin d'augmenter la précision de la réponse du système, on peut utiliser une commande continue incluant une composante intégrale. La loi d'attractivité sera donc :

$$U_n = K \cdot \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} + \eta \quad (\text{III.21})$$

Tel que :

$$\lambda = \lambda_0 + |\gamma| \quad (\text{III.22})$$

Avec :

$$\begin{cases} \gamma = \gamma_0 \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| < e \\ \gamma = 0 & \text{si } |S(x)| > e \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

Et

$$\begin{cases} \eta = \eta_0 \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| < e \\ \eta = 0 & \text{si } |S(x)| > e \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

Où $\lambda_0; \gamma_0; \eta_0, e$ Sont des constantes ou paramètres adaptatifs en fonction des références.

L'utilisation de la commande rendue continue (intégrale), est l'une des meilleures solutions proposées. Elle diminue considérablement l'amplitude des oscillations de hautes fréquences. Pour cette raison, elle sera retenue comme loi d'attraction.

III.7 Avantage 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 effet indésirable sur la qualité et la réalisation de la commande et sur le système [34].

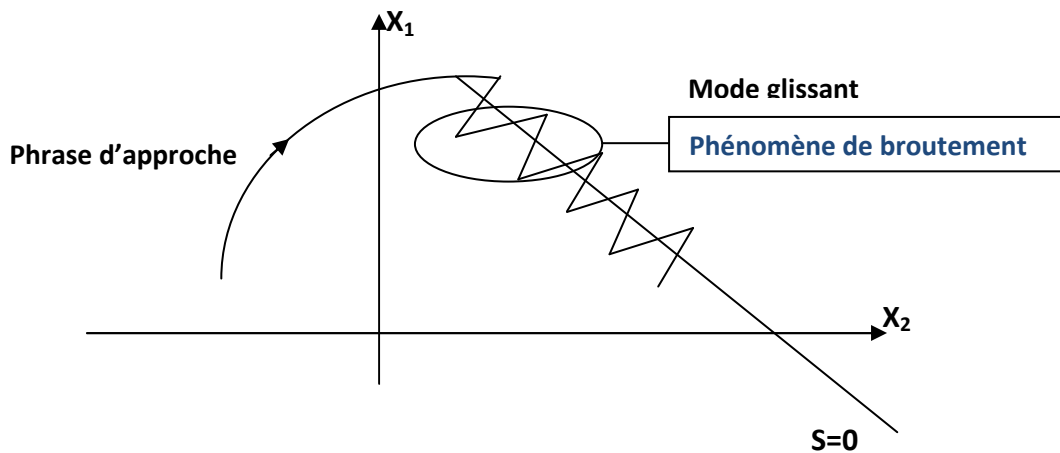


Figure III.12 : Illustration du phénomène de broutement.

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 : 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 [33].

III.8 Application de la commande par mode de glissement à la msap

Après avoir présenté la théorie de la commande à structure variable (CSV) avec les différentes structures de la commande non linéaire, nous allons analyser dans cette partie l'application de la commande par mode glissant à la régulation de la vitesse du moteur synchrone à aimants permanents afin de valider l'approche présentée, par des résultats de simulation. Nous rappelons également les équations d'ordre électrique, ainsi que celles d'ordre mécanique représentant la dynamique de la machine [34].

$$\begin{cases} \frac{dI_d}{dt} = \dot{I}_d = -\frac{R_s}{L_d} I_d + \frac{L_q}{L_d} P \omega_r I_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \frac{dI_q}{dt} = \dot{I}_q = -\frac{R_s}{L_q} I_q + \frac{L_d}{L_q} P \omega_r I_d - \frac{P \varphi_f}{L_q} \omega_r + \frac{1}{L_q} u_q \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \dot{\omega}_r = \frac{P(L_d - L_q) I_d + P \varphi_f I_q}{J} - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} \omega_r \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

III.8.1 Stratégie de réglage à trois surfaces :

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

La figure (III.11) représente la structure cascade de régulation de vitesse par mode glissant de la MSAP alimentée par un onduleur de tension [35].

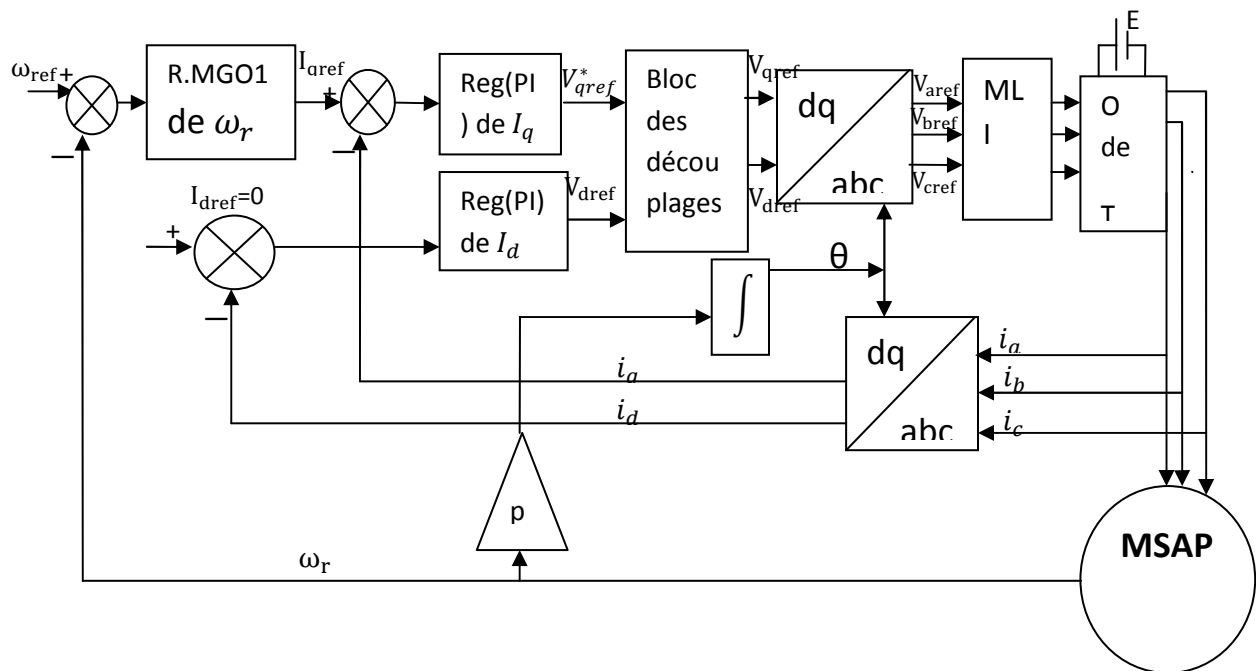


Figure III.13 : Schéma global de réglage par mode glissant, stratégie à trois surfaces.

III.8.1.1 Surface de régulation de la vitesse :

La structure de la commande de la vitesse contient deux boucles en cascade, l'une est extérieure concerne la vitesse Ω et l'autre est intérieure concerne le courant I_q .

❖ Commande de la vitesse (S(Ω))

La surface de glissement pour un degré relatif égal à 1 est donnée par :

$$S(\Omega) = \Omega_{r\text{réf}} - \Omega \tag{III.26}$$

$$\begin{cases} \dot{S}(\Omega_r) = \Omega_{rr\text{réf}} - \frac{P(L_d - L_q)I_d + P\phi_f}{J} I_q + \frac{1}{J} c_r + \frac{f}{J} \Omega_r \\ I_q = I_{q\text{eq}} + I_{qn} \end{cases}$$

Durant le régime permanent, la surface $S(\Omega)$ devient nulle de même que sa dérivée :

$$\dot{S}(\Omega) = 0 \Rightarrow I_{q\text{eq}} = \frac{\Omega_{rr\text{réf}} + \frac{f}{J} \Omega_r + \frac{1}{J} c_r}{\frac{P(L_d - L_q)I_d + P\phi_f}{J}} \tag{III.27}$$

et $I_{qn} = 0$

Durant le régime transitoire, la condition de convergence $S(\Omega)$. $\dot{S}(\Omega) < 0$, tel que :

$$I_{qn} = K_\Omega \cdot \text{sing}(s(I_q)) \tag{III.28}$$

III.8.1.2 Surface de régulation du courant direct (id) :

Le degré de la surface de glissement est égal à un, donc nous déduisons l'expression de la surface.

$$S(I_d) = I_{d\text{réf}} - I_d \quad (\text{III.29})$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(I_d) = \frac{R_s}{L_s} I_d - P\Omega I_q - \frac{V_d}{L_s} \quad (\text{III.30})$$

Durant le régime permanent, la surface (I_d) devient nulle, de même que sa dérivée, ce qui conduit à l'expression de la commande équivalente :

$$\dot{S}(I_d) = 0 \Rightarrow V_{d\text{eq}} = R_s I_d - P L_s I_q \Omega \quad (\text{III.31})$$

Et $V_{dn} = 0$

Où $V_{d\text{eq}}$ et V_{dn} sont les deux composantes de la tension de commande V_d . La condition $S(I_d) \cdot \dot{S}(I_d) < 0$ Est satisfaite par le choix suivant :

$$V_{dn} = K_d \cdot \text{sing}(s(I_d)) \quad (\text{III.32})$$

Par conséquent, la commande totale à la sortie du régulateur devient :

$$V_d = R_s I_d - P L_s I_q \Omega + k_d \cdot \text{sing}(s(I_d)) \quad (\text{III.33})$$

III.8.1.3 Surface de régulation de la courante quadrature (I_q) :

La valeur de $I_{q\text{réf}}$ la sortie du régulateur de vitesse est comparée à celle mesurée. L'erreur résultante sera corrigée par un régulateur fonctionnant en mode de glissement. L'expression de la surface est donnée par [35] :

$$S(I_q) = I_{q\text{réf}} - I_q \quad (\text{III.34})$$

Sa dérivée est définie par :

$$\dot{S}(I_q) = \frac{R_s}{L_s} I_q + P\Omega I_d + \frac{P\Omega\varphi_f}{L_s} - \frac{V_q}{L_s} \quad (\text{III.35})$$

Durant le mode de glissement la surface (i_q) devient nulle de même que sa dérivée :

$$\dot{S}(I_q) = 0 \Rightarrow V_{q\text{eq}} = R_s I_q + P\Omega(\varphi_f + L_s I_d) \quad (\text{III.36})$$

et $V_{qn} = 0$

La condition $S(I_q) \cdot \dot{S}(I_q) < 0$ est vérifiée afin d'assurer la convergence :

$$V_{qn} = K_q \cdot \text{sing}(s(I_q))$$

La commande V_q devient :

$$V_q = R_s I_q + P\Omega(\varphi_f + L_s I_d) + K_q \cdot \text{sing}(s(I_q)) \quad (\text{III.37})$$

III.9 Résultats de Simulation

Afin de tester la robustesse de la commande mode glissant, quatre tests Sont effectués de la manière suivante :

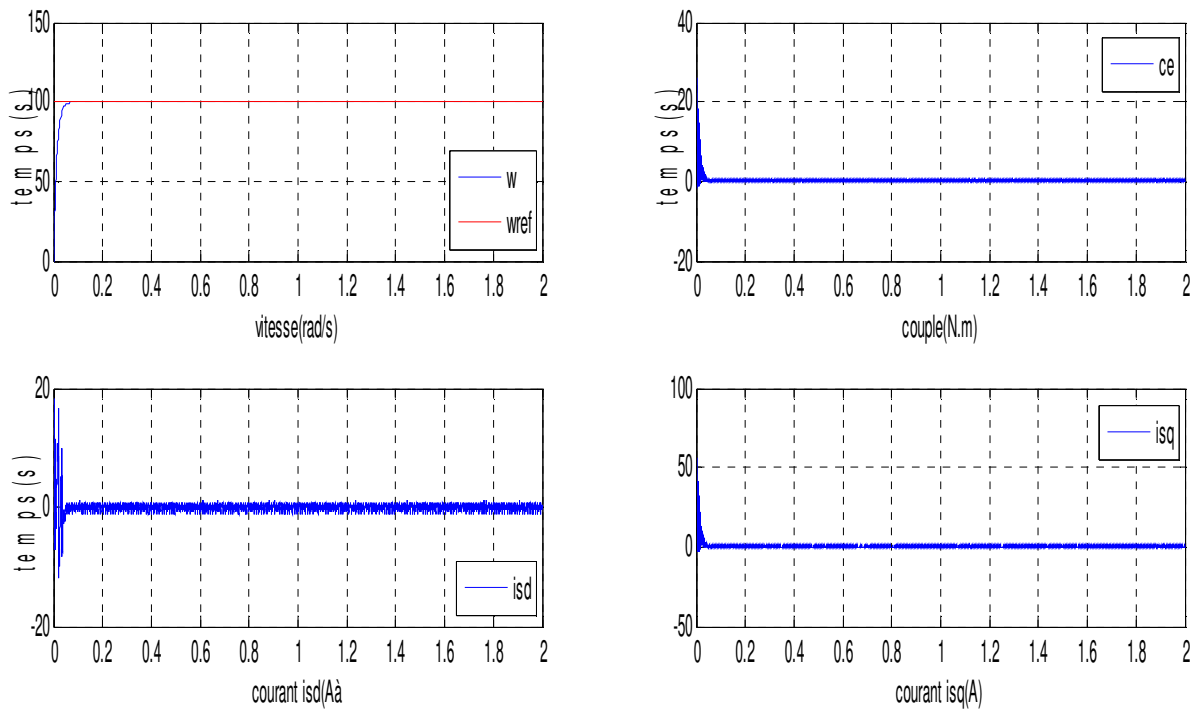


Figure III.14 : Résultats de simulation de R.MGO1 de la MSAP lors d'un démarrage à vide.

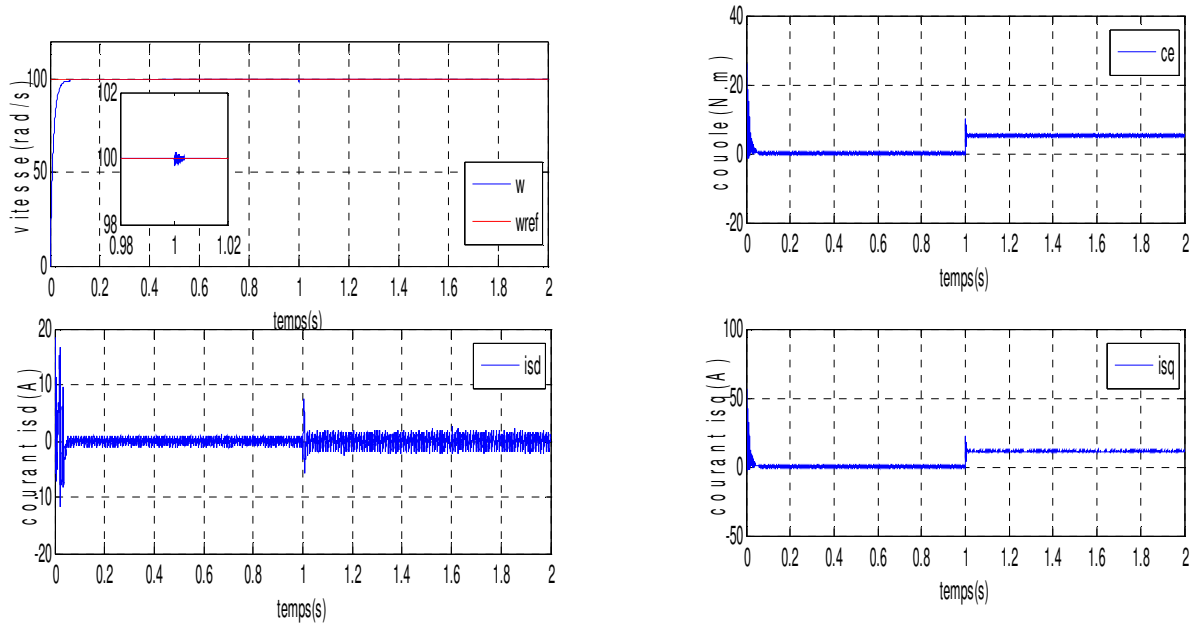


Figure III.15 : Résultats de simulation de R.MGO1 de la MSAP lors d'un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 5 N.m à $t = 1$ s.

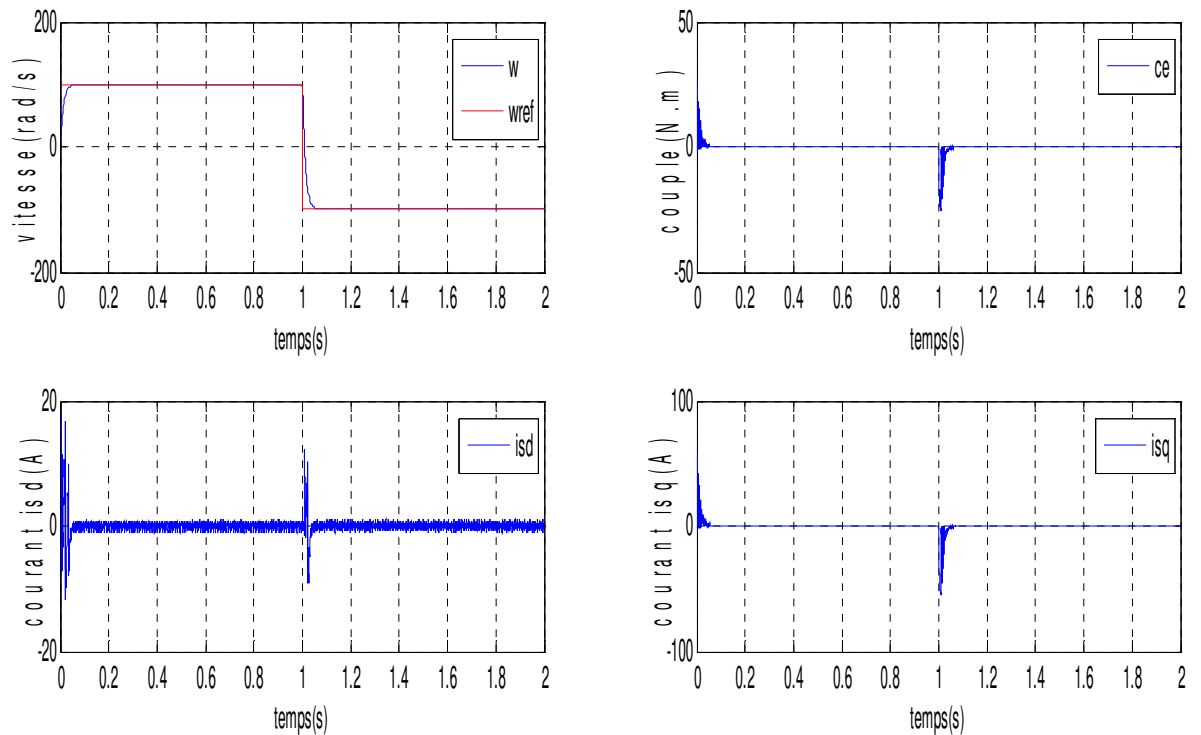


Figure III.16 : Résultats de simulation de R.MGO1 de la MSAP pour une inversion du sens de rotation à $t=1$ s

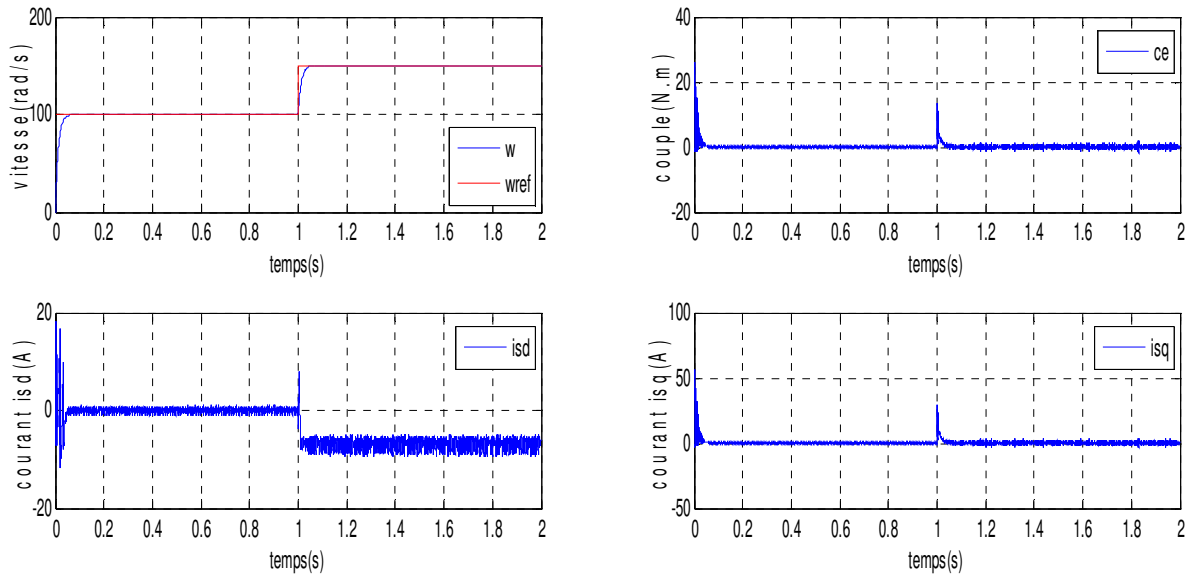


Figure III.17 : Résultats de simulation de R.MGO1 de la MSAP pour défluxage

III.10 Interprétation des résultats

Les différentes simulations faites nous permettent de constater que :

- Le rejet de perturbation est très rapide ;
- Un temps de réponse très faible ;
- Une erreur statique pratiquement nulle ;
- Un découplage réalisé avec succès par le maintien de I_d nul ;

Le système répond positivement à ce test, il est insensible aux perturbations internes et externes, cette commande présente une bonne robustesse qui donne des performances plus élevées que de la commande vectorielle.

III.11 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande à structure variable (CSV) fonctionnant en mode de glissement appliquée à la machine synchrone à aimants permanents, après la présentation de la théorie de base de cette commande et le calcul des lois de régulateurs, nous avons réalisé une simulation de la commande avec surface de commutation non linéaire.

La commande par mode glissant montre de bonnes performances en suivi et en régulation de la vitesse (rapidité de réponse sans dépassement, sans erreur statique et un rejet de perturbation instantané).

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

Conclusion

Générale

Conclusion Générale

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

Dans le premier chapitre, nous avons vu brièvement la modélisation de la MSAP. 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.

Dans le deuxième chapitre, on a donné un aperçu explicite d'une solution parmi les différentes solutions de découplage, qui est la commande vectorielle. La commande vectorielle permet d'imposer à la machine synchrone à aimants permanents un comportement semblable à celle de la machine à courant continu à excitation. En dernier lieu, nous avons simulé le système global onduleur-MSAP utilisant la technique de la commande vectorielle avec une régulation de vitesse. Les performances dynamiques obtenues par le réglage de la vitesse de la MSAP sont très satisfaisantes. La perturbation est rejetée en un temps très court, ce qui vérifie le comportement correct des régulateurs PI et le système possède un temps de réponse satisfaisant.

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

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

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

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE**➤ Chapitre I : Modélisation de la MSAP**

- [1] **Boussiala Boubakr et Idoughi Mohand Laid,** (Commande Vectorielle de la Machine Synchrone Autopilotée à Pôles Saillants par un Onduleur Trois Niveaux Commandé en Tension) ; École Nationale Polytechnique, juin 2006.
- [2] **Bouhedda Ali,** (Contribution à l'étude de systèmes de commande d'une Éolienne) diplôme de Magister, Université Mouloud Mammeri. Tizi-Ouzou, Soutenu le : 07/07/2011.
- [3] **KAROUI Abdelmounaim BRAHIMI Ammar,** (Détection De Défaut Statorique Par Suivi Paramétrique D'un Moteur Synchrone A Aimants Permanents). Université Kasdi Merbah Ouargla, 09/06/2014.
- [4] **Flavia Khatounian,** (contribution a la modélisation, l'identification et a la commande d'une interface haptique a un degré de liberté entraînée par une machine synchrone a aimants permanents) .thèse de doctorat, (soutenue à Cachan le 4 décembre 2006), Nom du laboratoire : SATIE.
- [5] **Bardadi Bendaha Mansour,** (Identification des paramètres d'une machine synchrone à aimant permanent en vue d'une intégration dans des simulateurs en temps réel) Thèse de Magister, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran, 04/02 /2015.
- [6] **LES MACHINES SYNCHRONES** (Technologies et différents modes d'alimentations des machines synchrones).net
- [7] **Hemmami Mohammed Ilyes,** (Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur à mode glissant), Université Mohamed Khider Biskra.
- [8] **Benchabane Fateh,** (commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering), thèse de magister, université Mohammed khider de Biskra, 2005.
- [9] **Merzoug Med Salah,** (Etude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP)), Université de Batna.
- [10] **Mr : BOUCHAHED Adel,** (Amélioration de la gamme de vitesse du moteur synchrone a vitesse variable). Université Badji Mokhtar-Annaba, diplôme de Magister ; 2009.

[11] **Mr. Nouredine BOUNASLA,** (Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents) diplôme de Magister, Université Ferhat ABBAS Sétif -1 (ALGERIE), 2014.

[12] **Toufik Zidelmal,** (modèle de prédiction et de commande de la machine synchrone à aimants permanents). Université du Québec MÉMOIRE, avril 2015.

[13] **Mazouz Farida,** (Commande d'un système éolien à base d'un générateur synchrone à aimants permanents). Thèse de Magister, université hadj lakhdar Batna, 27/06/2013.

[14] **Mr. Nouredine BOUNASLA ;** (Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants permanents) ; diplôme de Magister ; Université Ferhat ABBAS Sétif 51 (ALGERIE), 2014.

[15] **Amiri Mohammed Ali Dahmane Oussama ;** Commande vectorielle en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur mode glissant), diplôme Master, Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen – le 04 / 07 / 2017.

[16] **Boudjema Abde Raouf ;** (Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents MSAP), diplôme MASTER ; Université Mohamed Khider Biskra, Juin 2014.

[17] **Jean-Pierre PICHENY** [vade-mecum d'électrotechnique], (réseaux, production, machines, électronique de puissance, systèmes industriels), Jean-Pierre PICHENY, livre GE

[18] **AID Housseem 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 Belkaïd Tlemcen ; 2012 – 2013.

[19] **Taki Eddine Khediri -Brahim Salem Deidih,** (Commande Flou sans Capteur de Vitesse d'une Machine synchrone à Aiment Permanents) ; diplôme de Master ; Université Larbi Tebessi – Tebessa, 2015 / 2016.

➤ *Chapitre II : Commande vectorielle de la MSAP*

[20] **Flavia Khatounian,** (contribution a la modélisation, l'identification et a la commande d'une interface haptique a un degré de liberté entraînée par une machine synchrone a aimants permanents) .Thèse de doctorat, (soutenue à Cachan le 4 décembre 2006), Nom du laboratoire : SATIE.

- [21] **Bennour Cherif,** (Simulation de la commande vectorielle par régulateurs à mode glissant d'une chaîne éolienne à base d'une machine asynchrone à double alimentation), diplôme de Magister, Université Mohamed Khider – Biskra, 19/11/2012
- [22] **Mme Hamecha Samira, Ep. Bourekache,** (Etude et Commande d'une Éolienne à base d'une Machine Synchronne à Aimants Permanents), Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou.
- [23] **Boussiala Boubakr et Idoughi Mohand Laid,** (Commande Vectorielle de la Machine Synchronne Autopilotée à Pôles Saillants par un Onduleur Trois Niveaux Commandé en Tension) ; École Nationale Polytechnique, juin 2006
- [24] **Merzoug Med Salah,** (Étude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchronne à aimants permanents (MSAP)), Université de Batna
- [25] **Hemmami Mohammed Ilyes,** (Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchronne à aimants permanents(MSAP) par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant), Université Mohamed Khider – Biskra
- [26] **Zeghoudi Souhila,** (Commande par Passivité de la machine synchronne a aimants Permanent), Université Abou Bekr Belkaid –Tlemcen ; 2014-2015.
- [27] **Boudjema Abde Raouf,** (Commande vectorielle de la machine synchronne à aimants permanents MSAP) ; diplôme MASTER ; Université Mohamed Khider Biskra, Juin 2014.
- [28] **Mr : Bouchahed Adel,** (amélioration de la gamme de vitesse du moteur synchronne a vitesse variable) ; Université Badji Mokhtar-Annaba ; Magister 2009.
- [29] **L. Benalia,** (Commande en tension des moteurs à induction double alimentent), Thèse de doctorat, Université de Batna, 2010.
- [30] **Amiri Mohammed Ali Dahmane Oussama,** (Commande vectorielle en vitesse du moteur synchronne à aimants permanents dotée d'un observateur mode glissant) ; diplôme de MASTRE ; Université Aboubakr Belkaïd -Tlemcen ; 04 / 07 / 2017
- [31] **AID Housseem et AINA Wafaa,** (Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchronne à aimants permanents) ; Mémoire de Master ; Université Abou Bekr Belkaïd Tlemcen ; 2012 - 2013

➤ *Chapitre III : Commande par mode glissant de la MSAP*

[32] **Belmenaouar Walid,** (Commande dynamique en mode glissant de la machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension); diplôme de Master, Université M'Hamed Bougara-Boumerdes. Promotion 2017

[33] **Mr. Noureddine Bounasla,** (commande par mode de glissement d'ordre supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents); diplôme de Magister, Université Ferhat ABBAS Sétif -1 (ALGERIE/2014).

[34] **Hemmami Mohammed Ilyes,** (Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant); diplôme de Magister, Université Mohamed Khider – Biskra.

[35] **Nouadja Mohammed et Chacha Lokman,** (Commande par mode glissant appliquée à un système électro-énergétique); Mémoire Master Académique, Université DE Kasdi Merbah Ourgla, 2016/2017.

[36] **AID Housseem 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 Belkaïd Tlemcen, 2012 - 2013

[37] **S, E. Rezgui,** (Commande de machine électrique en environnement Matlab/Simulink et Temps Réel, Application à la machine asynchrone : Commande Vectorielle Sans Capteurs Mécaniques, SVPWM, Mode Glissant, Mrasà, Thèse de magistère; Université de Constantine, 2009.

[38] **L. Nezli, D. Boudana, M.S. Boucherit,** (Réglage par Mode de Glissement en Cascade d'une Machine Synchrone Autopilotée Alimentée en Courant), Conférence nationale SMAPDIMA'99 Annaba.

[39] **A. Boumediene,** (Recherche et Développement de Nouvelles Approches de Commandes d'une Machine Synchrone Autopilotée Alimentée en Tension); Thèse de doctorat, École nationale polytechnique, El-Harrach, 2007.

[40] **A. Kechich, B. Mazari, I. K. Bousserhane,** (Application of Nonlinear Sliding-Mode Control to Permanent Magnet Synchronous Machine), International Journal of Applied Engineering Research ISSN 0973-4562 Vol.2, No.1 (2007), pp. 125–138.

[41] : **A-Kerboua** ‘(Commande et observateur par mode de glissement : Application à un machine asynchrone alimentée en tension), Thèse de magistère, ENP, 1999.

[42] **Tomas Salgado Jimenez,** ‘(Contribution à la Commande d'un robot sous-marin autonome de type torpille), Thèse de doctorat, Université Montpellier II sciences et techniques de Langue doc, 21 décembre 2004.

[43] **J.J.Slotine,** ‘(Sliding controller design for non linéaire system).I.J.C, Vol 4, N:°2, pp,421-434, 1984

[44]**V.Utkin,** ‘(Variable structure systems with sliding mode), IEEE Trans. Auto. Control, Vol AC-22 N° 1, PP212-222, April 1977.

Annexe

Annexe.

- Paramètres du moteur synchrone à aimants permanents étudié

Table.1 Paramètres nominaux du MSAP :

Puissance nominale (P_n)	1.5 KW
Vitesse nominale (Ω_r)	104.67 rad/s
Tension nominale (V_n)	(220/380)V
Résistance statorique (R_s)	1.4 Ohms
Nombre de paires de pôles (P)	3 pôles
Flux des aimants (φ_{sf})	0.1546
Fréquence nominale (F)	50 Hz
Inertie du moteur (J)	0.00176 N.m.s ² /rad
Inductance statorique direct (L_d)	0.0066 mH
Inductance statorique quadratique (L_q)	0.0058 mH
Coefficient de frottement (f)	0.00038818
Couple résistant (C_r)	10 N.m