

**DEPARTEMENT DE GENIE
ELECTRIQUE**



DOMAINE : Science et Technologies
FILIERE : Automatique et systèmes

**Mémoire présenté pour l'obtention du diplôme
De master en Automatique et Systèmes**

Présenté par:
Oussama DJAIDJA

Thème

**CONCEPTION D'UNE COMMANDE FTC A BASE DE
PROJECTION POUR LES MACHINES SYNCHRONES A
AIMANTS PERMANENTS**

Soutenu devant le jury composé de:

Dr A. BOUGUERRA	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Président
Dr H. MEKKI	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Rapporteur
Dr A. DJERIOUI	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Rapporteur
Dr K. LOUKAL	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Examineur
Dr O. BELOUNIS	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Examineur

Promotion : Juin 2018

Année universitaire : 2017 /2018

Dédicace :

*À mes parents avec toute ma gratitude pour toutes ces
années de sacrifices et d'encouragement*

À mes frères

À mes sœurs

À toute ma famille.

À tous mes amis

À tous ceux que j'aime

Je dédie ce travail.

Oussama djaidja ...

Remerciements :

Je tiens à remercier dieu, le tout puissant, de nous avoir donné la sante et la volonté pour compléter ce modeste travail.

Je tiens à remercier mes encadreur, pour leurs disponibilités, ses orientations et ses soutiens moraux tout au long de mon travail.

Mes profondes gratitude aux membres du jury qui vont me donner l'honneur d'évaluer ce travail de fin d'études.

Tous mes infinis remerciements vont à tous les enseignants qui ont contribué à notre formation durant notre cursus universitaire.

Mes remerciements les plus chaleureux vont à nos chers parents pour leurs encouragements, leur patience et leur grand soutien durant toutes ces années d'études.

Enfin, je remercie tous ceux qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ce mémoire.

Notations et symboles

MSAP	Moteur synchrone à aimants permanents
MCC	Moteur à courant continu
U	Vecteur de commande
U_{eq}	La commande équivalente [V]
U_n	La commande discontinue [V]
RMG	Réglage par mode glissant
CMG	Commande par Mode Glissant
$V(x)$	Fonction de Lyapunov
$S(w_r)$	La surface de glissement de la vitesse [rad / s]
$S(i_d)$	La surface de glissement du courant I_d [A]
$S(i_q)$	La surface de glissement du courant I_q [A]
$i_{d\ ref}$	Le courant de référence suivant l'axe d [A]
i_s	Le courant de référence suivant l'axe q [A]
i_{qn}, i_{dn}	Les courants de commande discontinue suivant l'axe d,q [A]
V_{qeq}, V_{deq}	Les tensions de commande équivalente suivant l'axe d et q [V]
V_{qn}, V_{dn}	Les tensions de commande discontinue suivant l'axe d et q [V]
K_v, K_d, K_q	Les paramètres de la commande par mode de glissement
d, q	Composantes de Park (lié au rotor) directe et quadrature
f.m.m	Force magnétomotrice
CSV	Commande à structure variable
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
t	Temps [s]
V_s	Tension instantanés des phases statoriques [V]
i_s	Courant instantanés des phases statoriques [A]
i_a, i_b, i_c	Courants des phases statoriques [A]
L_a, L_b, L_c	Inductances propres des phases a,b,c, respectivement, [H]
V_a, V_b, V_c	Tensions des phases statoriques [V]

M_{ab}, M_{bc}, M_{ac}	Mutuelle inductance entre phases (a et b),(a et c), (b et c), respectivement [H]
ω	Pulsation électrique
ϕ_s	Flux statoriques [Wb]
R_s	Résistance statorique [Ω]
f	Coefficient de frottement visqueux [Nm / rad / s]
J	Inertie de l'entraînement [kg.m]
p	Nombre de paire de pôles
ω_r	Vitesse de rotation mécanique [rad / s]
ω_{ref}	La vitesse de référence [rad / s]
T	Matrice de Park normalisé
C_e	Couple électromagnétique [Nm]
C_r	Couple mécanique résistant [Nm]
V_d, V_q	Tensions statoriques du repère de <i>Park</i> [V]
i_d, i_q	Courants statoriques du repère de <i>Park</i> [A]
ϕ_d, ϕ_q	Flux du stator selon les axes d,q [Wb]
L_d, L_q	Inductance du stator des axes d,q [H]
ϕ_{sf}	Flux des aimants [Wb]

Table des matières

Remerciement	I
Dédicace	II
Notations et symboles	III
Table des matières	V
Liste des Figures	IX
Liste des Tableaux	XII
Introduction générale	1
Chapitre I : Modèles de La MSAP sain et avec perturbations	
I.1. INTRODUCTION	3
I.2. PRESENTATION DE LA MSAP	3
I.3. DIFFERENTS TYPES DE MACHINES A AIMANTS PERMANENTS	5
I.3.1. Moteur à rotor intérieur	5
I.3.2. Moteur a rotor extérieurs	6
I.3.3. Moteurs a entre fer axial	6
I.4. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA MSAP	7
I.5. DOMAINES D'APPLICATION	7
I.6. MODELISATION DE LA MSAP EN ETAT SAIN ET EN PRESENCE DE PERTURBATION PARAMETRIQUE	8
I.6.1. Modèle de la MSAP en état sain	8
I.6.1.1. Hypothèses simplificatrices	8
I.6.1.2. Mises en équations de la machine dans le repère (abc)	9
a. Equations électriques	9
b. Equations magnétiques	9
c. Equation mécanique	10
I.6.1.3. Transformation de Park.....	10
I.6.1.4. Application de la transformation de Park a la MSAP	12
I.6.1.5 Equations d'état de la MSAP	13

I.6.2. Modélisation de l'association convertisseur–MSAP	15
I.6.2.1. Définition de l'onduleur	15
I.6.2.2. Modélisation de l'onduleur de tension	15
I.6.2.3. Onduleur de Tension à MLI	18
I.6.3. Modèle de la MSAP en présence de perturbation	20
I.6.3.1 Paramètres du modèle	21
1.6.3.2. Perturbations paramétriques	22
I.7. RÉSULTATS DE SIMULATION	24
I.7.1. Simulations du moteur synchrone à aimants permanents sans onduleur	24
I.7.2 Simulations du moteur synchrone à aimants permanents avec onduleur	25
I.7.3. Simulations du moteur synchrone à aimants permanents avec onduleur par application de $C_r=0.05\text{N.m}$ a $t=1\text{s}$:	25
I.8. CONCLUSION	26
 Chapitre II Commande vectorielle de la MSAP	
II.1. INTRODUCTION	27
II.2. COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP ALIMENTEE EN TENSION	27
II.2.1. Principe de la commande vectorielle.....	27
II.2.2. Découplage	28
II.2.3. Découplage par compensation	28
II.2.4. Description du système global	30
II.2.5. Calcul des régulateurs	30
II.2.5.1. Régulation du courant i_q	32
II.2.5.2. Régulation du courant i_d	33
II.2.5.3. Régulation de vitesse	34
II.2.6. Résultats de simulation	36
II.2.6.1. Essai à vide et en charge	36
II.2.6.2. Essai avec perturbation	38

II.3.CONCLUSION	38
Chapitre III Commande par mode glissant	
III.1. INTRODUCTION	39
III.2. GÉNÉRALITÉS SUR LA THÉORIE DU CONTRÔLE PAR MODE DE GLISSEMENT	40
III.2.1. Les modes de la trajectoire dans le plan de phase	40
III.2.2. Principe de la commande par mode de glissement	41
III.3 CONCEPTION DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT	41
III.3.1 Choix de la surface de glissement	41
III.3.2. Condition d'existence et de convergence	42
III.3.2.1. Fonction directe de commutation	42
III.3.2.2. Fonction de Lyapunov	42
III.3.3. Détermination de la loi de commande	43
III.4. AVANTAGE ET INCONVÉNIENTS DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT	44
III.5. APPLICATION DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT À LA MSAP	45
III.5.1. Stratégie de réglage à trois surfaces	46
III.6. RÉSULTATS DE SIMULATION	48
III.7.CONCLUSION	50
Chapitre IV Commande FTC	
IV.1. INTRODUCTION	51
IV.2 SYSTEMES TOLERANTS AUX DEFAUTS (FAULT TOLERANT CONTROL)	51
IV.2.1 Définitions des systèmes FTC	51
IV.2.2 Classification des systèmes FTC	51
IV.3 STRUCTURE ET PRINCIPE D'UN OBSERVATEUR	55
IV.3.1 L'observateur de la technique MRAS	57
IV.3.2 Synthèse d'un observateur par la méthode de MRAS basée sur la résistance statoriques du MSAP	57
IV.4. APPLICATION DE LA FTC A BASE DE PROJECTION A LA MSAP	59

IV.5. RÉSULTAT DE SIMULATION	59
IV.6. CONCLUSION	62
Conclusion Générale	63
Annexe	64

Liste des figure :

Chapitre I

Figure I.1 Représentation de la machine synchrone à aimants permanents.....	3
Figure I.2 Différents types de rotors d'une MSAP.....	4
Figure I.3 Moteur à rotor intérieur.....	5
Figure I.4 Moteur à rotor extérieur.....	6
Figure I.5 Moteur à entre fer axial.....	6
Figure I.6 Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d,q).....	11
Figure I.7 Bloc diagramme de la MSAP dans le référentiel dq.....	14
Figure I.8 Schéma de simulation de la MSAP alimentée en tension.....	14
Figure I.9 Schéma de l'association MSAP – Onduleur triphasé de tension.....	15
Figure I.10 Schéma de l'onduleur triphasé.....	16
Figure I.11 Génération des Signaux de commande de l'onduleur MLI.....	19
Figure I.12 Principe de la commande MLI.....	19
Figure I.13 Schéma équivalent de l'onduleur à MLI.....	20
Figure I.14 Résultats de Simulation du démarrage à vide sans onduleur.....	24
Figure I.15 Résultats de Simulation du démarrage à vide avec onduleur.....	25
Figure I.16 Résultats de Simulation du démarrage avec onduleur par l'application de $C_r=0.05N.m$ a $t=1s$	25

Chapitre II

Figure II.1 Découplage par compensation.....	29
Figure II.2 Commande découplée.....	29
Figure II.3 Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.....	30
Figure II.4 Régulateur PI.....	31
Figure II.5 Boucle de régulation du courant i_q	32

Figure II.6 Boucle de régulation du courant i_d	33
Figure II.7 Boucle de régulation de vitesse.....	34
Figure II.8 Boucle de régulation de vitesse.....	35
Figure II.9 Résultat de simulation de la commande vectorielle du MSAP pour un démarrage à vide.	37
Figure II.10 Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivie d'une application de Charge de 0.05 N.m à $t = 01$ s.	37
Figure II.11 Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivie d'une application de Charge égale 0.05N.m et de Perturbation a résistance de 50% à $t = 1.5$ s.....	38
Chapitre III	
Figure III.1 Les modes de trajectoire dans le plan de phase	40
Figure III.2 Représentation de la fonction « sign »	44
Figure. III.3 Illustration du phénomène de broutement	45
Figure III.4 Structure de commande de la vitesse pour la MSAP	46
Figure III.5 Réponses de la MSAP par mode de glissement en charge avec ($C_r=0.05$ N.m à $t=0.5$ s)	49
Figure III.6 L'effet des perturbations de 50% de R_s a $t=1.5$ s	49
Chapitre IV	
Figure IV.1. Taxonomie des méthodes FTC	52
Figure IV.2 Schéma de principe d'une loi de commande FTC passive	53
Figure IV.3 Schéma de principe d'une loi de commande AFTC	54
Figure IV.4 Bloc diagramme de la méthode AFTC à base de projection	55
Figure. IV.5 principe d'un observateur	56
Figure IV.6 Structure générale de MRAS pour l'estimation de la résistance.....	57
Figure IV.7 résultat de simulation de résistance de référence et de résistance estimé	60

Figure IV.8 résultat de simulation de résistance estimé filtrer	60
Figure IV.9 résultat de simulation d'un effet d'une charge avec application de perturbation de 50% de R_s a $t=1.5s$	61
Figure IV.10 résultat de simulation d'une commande FTC à base de projection en présence de perturbation de 50% de R_s a $t=2s$	61

Liste des Tableaux

Chapitre I

Tableau I.1 paramètres de la machines étudiée	22
---	----

Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE :

La régulation des processus de production ou certains engins de transport, se base sur la modélisation des systèmes par des représentations mathématique reflètent une image proche a leur comportement dans la réalité, ce qui conduit a une négligence de certains dynamique des systèmes et des erreurs de modélisation. A cause d'autres raison comme les perturbations exogènes et ces dernières, la régulation classique (en utilisant des régulations **PI** : Proportionnel-Intégrale) perd sa fiabilité qui se représente par le maintien des performances exigées par un cahier de charge et sans oublier que les systèmes sont souvent vulnérables aux défauts de différents types, ils sont répartis comme suit : le défaut système, défaut actionneur et le défaut capteur.

Le système choisi pour l'étudier est la machine synchrone a aimant permanent MSAP en fonctionnement moteur parce qu'elle est très utilisée dans plusieurs applications comme la traction électrique ,pulsation des navires et la propulsion électrique automobile ...etc. nous allons la gérer par une commande appelée : « la commande vectorielle » car elle dispose certains avantages comme :elle est basé sur le modèle transitoire (traiter les régimes transitoires ce que ne permettait pas faire le variateur classique) et elle est précise et rapide, mais l'inconvénient le plus gênant dans cette structure est qu'elle a une faible robustesse vis-à-vis les variations paramétriques surtout ses dispositifs sont aussi vénérables aux défauts.

Quant au notre sujet, nous allons choisir la perturbation (défaut système) qui se représente par la variation paramétrique des résistances statoriques, comme le problème qui très dominant dans notre cas, ça veut dire, nous allons élaborer un moyen pour détecter la présence de la perturbation (observateur MRAS) et concevoir une commande robuste , dans notre cas, nous avons préféré d'assurer la robustesse par une commande non linéaire qui est appelé « mode glissant » en espérant d'avoir des performances acceptables et améliorés malgré ce problème qui est précédemment dit surgira. Mais le plus essentiel est : parvenir une structure de commande robuste tolérante au défaut FTC, en générale ayant deux types mais on a uniquement choisi la FTC active qui est constitué de deux régulateurs, l'un n'est pas robuste qui fonctionne dans le cas sein et l'autre intervient dans le cas dégradé de la machine. Nous devons citer que la FTC est appliqué dans la boucle de régulation de la vitesse et la boucle de régulation du courant.

Introduction Générale

Notre mémoire va comprendre quatre chapitres, dans le premier chapitre nous allons étudier la modélisation de la machine MSAP, le deuxième chapitre comprend la procédure pour élaborer l'algorithme de la commande vectorielle qui comprend des régulateurs PI dans chaque boucle de régulation et le troisième chapitre cite la théorie de la commande non linéaire mode glissant. le dernier chapitre consiste à expliquer la philosophie de la FTC active, enfin le mémoire se clôture par une conclusion générale et perspective.

Chapitre I

Modèles de la MSAP sain et avec perturbations

I.1. INTRODUCTION

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile qui nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés [1].

Les moteurs à courant continu ont assuré pendant longtemps le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels (robots et machines outils). Cependant la présence du système balais collecteur a toujours été un grand inconvénient du moteur ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. C'est pour cette raison qu'on a eu intérêt à utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin d'écartier cet inconvénient [1], [2].

Parmi les moteurs à courant alternatif utilisés dans les entraînements à vitesse variable, le moteur synchrone à aimant permanent (MSAP) reste un bon candidat. Son choix devient attractif et concurrent de celui des moteurs asynchrones grâce à l'évolution des aimants permanents qu'ils soient à base d'alliage ou à terre rare. Cela leur a permis d'être utilisés comme inducteur dans les moteurs synchrones offrant ainsi, par rapport aux autres type de moteur, beaucoup davantage, entre autres, pas de pertes au rotor, une faible inertie et un couple massique élevé [1], [2].

I.2. PRESENTATION DE LA MSAP

Le moteur synchrone est constitué de deux parties, une partie mobile ou 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 [3].

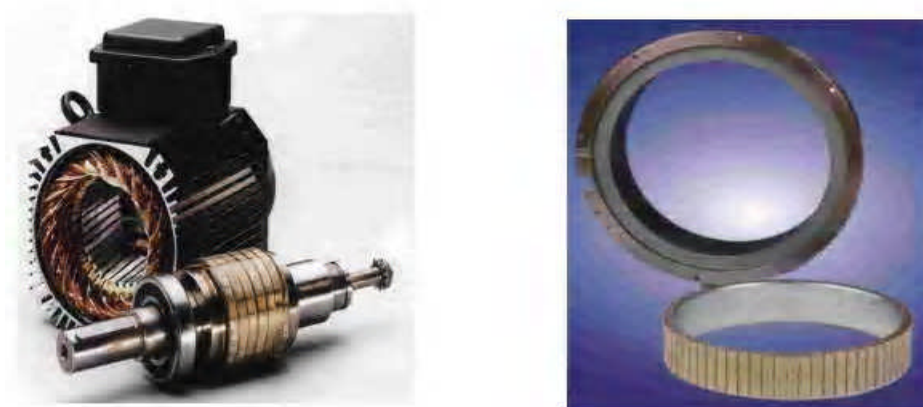


Figure I.1 Représentation de la machine synchrone à aimants permanents [4].

Le stator d'une machine synchrone triphasée est constitué de trois enroulements identiques décalés de 120° dans l'espace, logés dans les encoches du circuit magnétique fixe. Ce dernier est feuilleté afin de réduire les courants de Foucault et de limiter les pertes dans le fer. Il est généralement construit en tôle à base d'alliage fer-silicium qui permet l'obtention d'une induction élevée [4].

Au rotor, les enroulements parcourus par un courant continu (dans le cas de la machine à rotor bobiné) sont remplacés par des aimants permanents alternant pôles nord et pôles sud. Le flux inducteur balaye les enroulements statoriques et y induit des forces électromotrices (f.é.m) alternatives. L'interaction des champs statorique et rotorique donne naissance à un couple sur l'arbre du moteur et entraîne le moteur à vitesse de rotation synchrone [5]. L'aimant permanent peut être placé en trois différentes positions :

- La première possibilité Les aimants permanents sont magnétisés dans le sens radial est montrée à la figure (I.2.a).
- Une autre possibilité consiste à disposer les aimants permanents radialement (aimants noyés dans le rotor). Les aimants sont magnétisés tangentiellement comme le montre la figure (I.2.b).
- Enfin la figure (I.2.c) représente le cas où les aimants permanents sont distribués uniformément sur la surface cylindrique du rotor. L'aimantation des aimants est radiale. A cause de l'isotropie existante dans ce cas de machine, l'inductance L_d sur l'axe direct est égale à l'inductance L_q sur l'axe en quadrature. Par contre, elles sont différentes dans les autres cas [1].

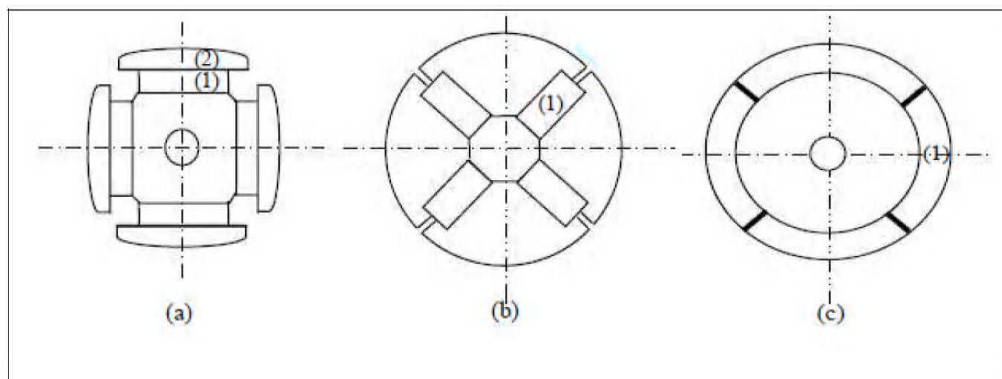


Figure I.2 Différents types de rotors d'une MSAP [1].

Les phases du stator sont alimentées par un réseau triphasé de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitude constantes ou par un onduleur de tension ou de courant à fréquence et amplitude réglables.

La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques [6].

On note :

$$w_r = \frac{w}{p} \quad (\text{I.1})$$

I.3. DIFFERENTS TYPES DE MACHINES A AIMANTS PERMANENTS

Il existe de nombreuses configurations du moteur synchrone à aimants permanents. La raison principale de cette diversité est que les utilisateurs ont des besoins spécifiques. Par exemple, pour la conception d'un servomoteur, l'inertie devra être la plus faible possible, afin de permettre une accélération et une décélération, la plus rapide possible.

Il sera donc préférable d'utiliser un moteur à rotor intérieur avec des aimants à hautes énergies. Tandis que, pour une application où la vitesse doit rester la plus constante possible, telle que la motorisation d'un disque magnétique, un moteur à rotor extérieur du fait de son inertie, est préférable [7].

Trois grandes familles existent : les moteurs à rotor intérieur, à rotor extérieur ou à entrefer axial.

I.3.1. Moteur à rotor intérieur

Le moteur à rotor intérieur a une configuration classique. Le rotor est constitué d'aimants assemblés sur une douille magnétique. Le stator est similaire à celui des machines triphasées à induction.

La figure (I.3) montre un exemple de moteur à rotor intérieur.

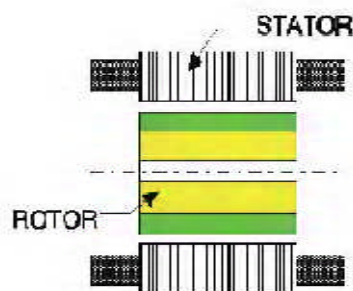


Figure I.3 Moteur à rotor intérieur [7]

L'avantage majeur de cette structure est le ratio couple/vitesse qui est élevé. Néanmoins une difficulté de construction existe, il faut être capable de maintenir les aimants, même à vitesse élevée. Le plus souvent ils sont collés et frétés.

I.3.2. Moteur à rotor extérieurs

La figure (I.4) présente la section d'un moteur à rotor extérieur. Les tôles utilisées au stator ressemblent à celle de l'induit de la machine à courant continu à balais.

Ce type de stator est simple à bobiner, car le fil se bobine directement sur le stator section par section.

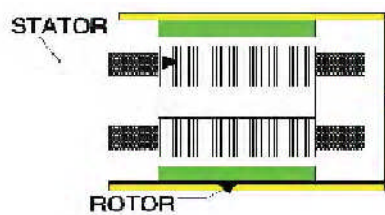


Figure I.4 Moteur à rotor extérieur [7]

Le rotor est constitué d'aimants montés dans une cloche magnétique permettant la continuité du champ. Dans cette configuration, il n'y a plus de problème pour maintenir les aimants, car ils sont plaqués sur la cloche par l'action de la force centrifuge.

Cette structure est fréquemment utilisée dans les applications de ventilation pour son faible coût et sa fragilité de fabrication, Cependant, les machines à rotor extérieur ne sont utilisées que pour des applications à vitesse constante.

I.3.3. Moteurs à entre fer axial

Dans certaines applications à encombrement réduit, les machines à entrefer axial ont fait leur apparition (moteur de disque dur d'ordinateur, table tournante, ventilateur). Les aimants sont montés sur un disque magnétique mobile. Les bobines sont fixées en général sur le circuit imprimé avec les composants électroniques. Sous le circuit, une plaque métallique permet au champ de se refermer. La figure (I.5) représente une coupe d'un moteur à entrefer axial.

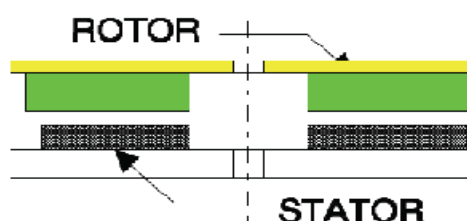


Figure I.5 Moteur à entre fer axial [7]

Ces machines ont en général un grand nombre de pôles et fonctionnent à basses vitesses (inférieure à 1000 tr/min) afin d'éviter un échauffement excessif dû aux courants de Foucault.

Les avantages du moteur à entrefer axial sont : un faible coût, sa forme plate et l'absence de couple réactant à faible vitesse [7].

I.4. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA MSAP

a. Avantages de la MSAP

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines : [6][8-11]

- Puissances massives importantes et élevées.
- Absence de contacts glissants.
- Pas des pertes résistives au rotor ; ce qui facilite l'évaluation de la chaleur due aux pertes dans la machine. Ainsi, il y a suppression d'équipement de refroidissement au rotor.
- Suppression des bagues et des ballait, ce qui réduit les problèmes de maintenance.
- Supporter des surcharges et un bon comportement en accélération et en freinage.
- Grande fiabilité.
- Fonctionnement en survitesse.

b. Inconvénients de la MSAP

Comme inconvénients de la MSAP on cite :

- Coût élevé des aimants.
- Interaction magnétique due au changement de structure.
- Influence des vibrations et des chocs sur la structure de la machine.
- Diminution de l'aimantation selon loi logarithmique en fonction du temps.

I.5. DOMAINES D'APPLICATION

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance, allant des centaines des watts (servomoteur) à plusieurs méga watts (système de propulsion des navires) [12], C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme [13] :

- 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,
- les propulsions des véhicules électriques et la propulsion des sous marins,
- les machines-outils,
- les applications de l'énergie de l'éolienne.

I.6. MODELISATION DE LA MSAP EN ETAT SAIN ET EN PRESENCE DE PERTURBATION PARAMETRIQUE

I.6.1. Modèle de la MSAP en état sain

Pour l'application de la commande en vitesse variable dans les différents régimes et mode de fonctionnements (transitoire ou permanent, normal ou défaillant), la modélisation de la MSAP repose sur les paramètres électriques et mécaniques (le moment d'inertie, le frottement visqueux, les résistances et inductances, le flux d'excitation des aimants...), qui décrivent les phénomènes électromagnétiques et électromécaniques, et sur les hypothèses simplificatrices citées ci-après.

I.6.1.1. Hypothèses simplificatrices

Afin de modéliser la MSAP, on adopte les hypothèses simplificatrices usuelles données dans la majorité des références [5]:

- La répartition des forces magnétomotrices est sinusoïdale,
- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé,
- Les irrégularités de l'entrefer dues aux encoches statoriques sont ignorées,
- Les phénomènes d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés,
- Les couplages capacitifs entre les enroulements sont négligés,
- La distribution du champ d'induction créé par l'aimant est purement sinusoïdale,
- Les trois phases de la machine sont connectées en étoile,
- Les trois phases sont symétriques, i.e. leurs résistances et inductances sont identiques,

- Le point neutre est flottant, i.e. non relié à la masse.

On néglige donc notamment les harmoniques générés par les enroulements (dont la distribution spatiale n'est, en réalité, pas parfaitement sinusoïdale) et les aimants.

I.6.1.2. Mises en équations de la machine dans le repère (abc)

I.6.1.2.1. Equations électriques

Les équations électriques du stator d'une machine synchrone triphasée à aimants permanents sans amortisseurs s'écrivent :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\phi_s] \quad (\text{I.2})$$

$$[V_s] = [V_a \quad V_b \quad V_c]^T \quad : \text{Vecteur de tension statoriques}$$

$$[I_s] = [I_a \quad I_b \quad I_c]^T \quad : \text{Vecteur de courant statoriques}$$

$$[\phi_s] = [\phi_a \quad \phi_b \quad \phi_c]^T \quad : \text{Vecteur de flux statoriques}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad : \text{Matrice de la résistance statorique}$$

I.6.1.2.2. Equations magnétiques

$$[\phi_s] = [L_s][i_s] + [\phi_{f abc}] \quad (\text{I.3})$$

$$[\phi_s] = [\phi_a \quad \phi_b \quad \phi_c]^T \quad : \text{Vecteur de flux statoriques}$$

$$[I_s] = [I_a \quad I_b \quad I_c]^T \quad : \text{Vecteur de courant statoriques}$$

$$[\phi_{f abc}] = [\phi_{f a} \quad \phi_{f b} \quad \phi_{f c}]^T \quad : \text{vecteur de flux créé par l'aimant à travers l'enroulement statorique .}$$

La matrice $[L_s]$ est une matrice carrée qui contient des termes constants regroupés dans $[L_{s0}]$ alors que les termes variables dépendant de (θ) sont regroupés dans $[L_s(\theta)]$. Dans le cas général, elle se met sous la forme :

$$[L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}(\theta)] \quad (\text{I.4})$$

$$[L_{s0}(\theta)] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix}$$

$$[L_{s2}(\theta)] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) \\ \cos\left(2\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) & \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

M_{s0} : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques,

L_{s0} : Inductance propre d'une phase statorique,

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

I.6.1.2.3. Equation mécanique

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

$$J \frac{dw_r}{dt} = C_{em} - C_r - f_c w_r \quad (I.5)$$

J : Et le moment d'inertie du moteur.

f_c : C'est le coefficient de frottement visqueux.

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

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

I.6.1.3. Transformation de Park

Le modèle diphasé de la MSAP s'effectue par une transformation du repère triphasé réel en un repère diphasé fictive, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux et courants), il conduit à des relations indépendantes de l'angle θ et à la réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de Park.

Le repère (dq) peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant. Selon l'objectif de l'application, La Figure (1.6) présente la MSAP en modèle de Park. Le repère (d,q) est fixe. Le repère (U,V) tourne avec la vitesse de synchronisme w [8].

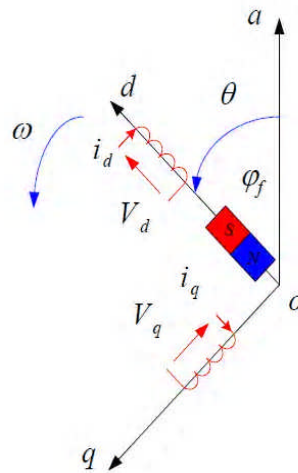


Figure I.6 Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d,q).

a) Passage direct : triphasé au diphasé :

L'équation qui traduit le passage du système triphasé au système biphasé (d, q) est donnée par :

$$[X_{dq0}] = [p(\theta)][X_{abc}] \quad (\text{I.6})$$

$[p(\theta)]$: La matrice de passage direct de Park,

X : Représente les variables considérées de la machine (tensions, courants ou flux),

X_0 : La composante homopolaire, ajoutée pour rendre la transformation réversible, elle est nulle lorsque le système est en équilibre.

$$[p(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

b) Passage inverse : diphasé au triphasé

La transformée de Park inverse est nécessaire pour revenir aux grandeurs triphasées, elle est définie par :

$$[X_{abc}] = [p(\theta)]^{(-1)} [X_{dq0}] \quad (\text{I.8})$$

Et la matrice de passage inverse de Park $[p(\theta)]^{-1}$ est donnée par :

$$[p(\theta)]^{(-1)} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

I.6.1.4. Application de la transformation de Park a 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 :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + \frac{d\phi_d}{dt} - w \phi_q \\ V_q = R_s i_q + \frac{d\phi_q}{dt} + w \phi_d \end{cases} \quad (\text{I.10})$$

Et les flux étant donnés par :

$$\begin{cases} \phi_d = L_d i_d + \phi_f \\ \phi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (\text{I.11})$$

En remplaçant les expressions des flux ϕ_d et ϕ_q dans le système (1.10) nous obtenons :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - w L_q i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + w (L_d i_d + \phi_f) \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

Le couple électromagnétique est exprimé par la dérivée partielle de l'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor comme suit :

$$C_{em} = \frac{dw_e}{d\theta_{geo}} = p \frac{dw_e}{d\theta} \quad (\text{I.14})$$

Selon Park, l'expression de la puissance transmise est la suivante :

$$P(t) = \frac{3}{2} (V_d i_d + V_q i_q) \quad (\text{I.15})$$

En remplaçant V_d , V_q par leurs expressions on aura :

$$P(t) = \frac{3}{2} R_s (i_d^2 + i_q^2) + \left(\frac{d\phi_d}{dt} i_d + \frac{d\phi_q}{dt} i_q \right) + \frac{d\theta}{dt} (\phi_d i_q - \phi_q i_d) \quad (\text{I.16})$$

$R_s (i_d^2 + i_q^2)$: la puissance dissipée en pertes Joules dans les enroulements du stator,

$\left(\frac{d\phi_d}{dt} i_d + \frac{d\phi_q}{dt} i_q \right)$: la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator,

$(\phi_d i_q - \phi_q i_d)$: la puissance électromagnétique.

Sachant que :

$$P_e = C_{em} \omega_r \quad (\text{I.17})$$

Il vient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P (\phi_d i_q - \phi_q i_d) \quad (\text{I.18})$$

L'expression du couple électromagnétique en fonction des courants est comme suit :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P (L_d - L_q) i_d i_q + i_q \phi_f \quad (\text{I.19})$$

I.6.1.5 Equations d'état de la MSAP

La représentation d'état du système :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q \omega_r}{L_d} i_q + \frac{1}{L_d} V_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d \omega_r}{L_q} i_d + \frac{1}{L_q} V_q - \frac{\omega_r}{L_q} \phi_f \\ J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f_c \omega_r \end{cases} \quad (\text{I.20})$$

A partir des équations (I.20) on peut représenter la MSAP par un bloc diagramme illustré par la figure (I.7). On remarque que le bloc diagramme est composé de plusieurs blocs linéaires illustrant la relation qui existe entre les entrées (commandes), les états et les sorties. Les trois types de non linéarités $\omega_r i_d$, $\omega_r i_q$, et $i_d i_q$ sont représentées par les trois blocs de multiplication. De plus, les dynamiques du système sont représentées par trois

fonctions de transfert. Deux fonctions de transfert donnant la dynamique rapide (courants) et une fonction qui définit la dynamique lente (vitesse) [9] .

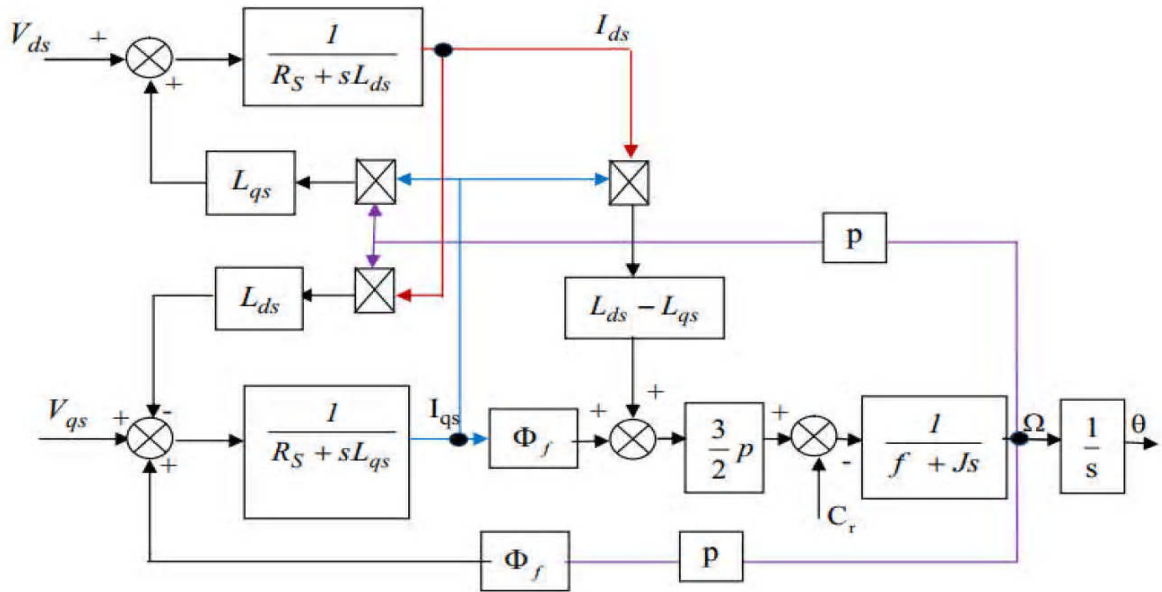


Figure I.7 Bloc diagramme de la MSAP dans le référentiel dq

La simulation a été effectuée par le logiciel MATLAB/simulink, la structure en schéma-bloc de cette simulation est présentée par la figure suivante :

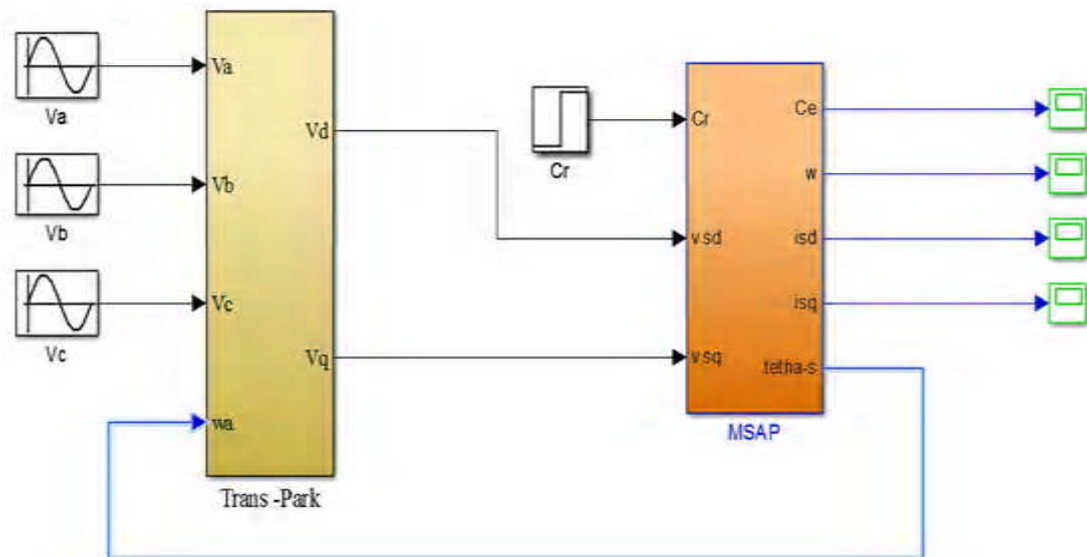


Figure I.8 Schéma de simulation de la MSAP alimentée en tension

I.6.2. Modélisation de l'association convertisseur-MSAP

Après avoir présenté le modèle de la machine, on présentera le système d'entraînement complet où la machine synchrone est associée avec un onduleur de tension triphasé.

La figure 1.11 illustre le schéma de principe de cette association convertisseur-MSAP :

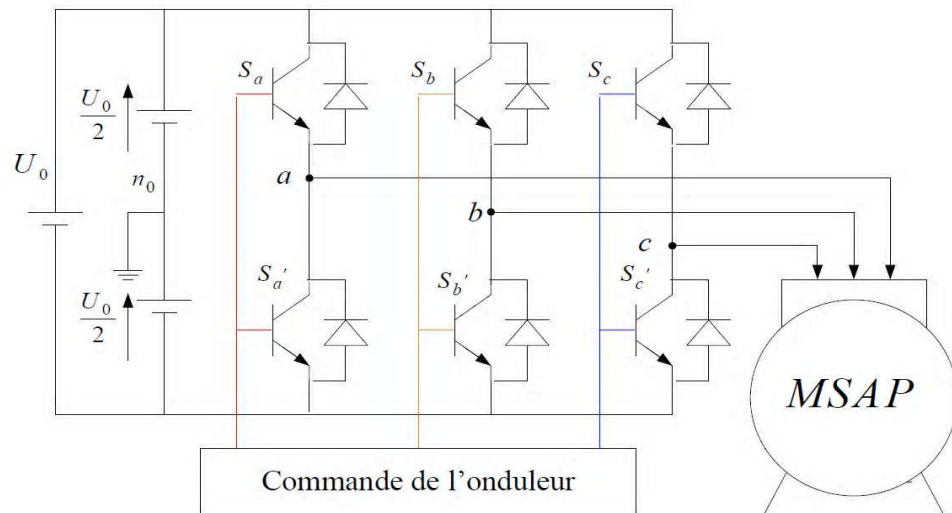


Figure I.9 Schéma de l'association MSAP – Onduleur triphasé de tension

I.6.2.1. Définition de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif. Si on dispose à l'entrée d'une tension continue, grâce à des semi-conducteurs, on relie chacune des bornes du récepteur une tension tantôt positive, tantôt négative [10].

Par une séquence adéquate de commande des semi-conducteurs, il est donc possible de produire à la sortie de l'onduleur une tension alternative de valeur moyenne nulle. Cette tension peut comporter un ou plusieurs créneaux par alternance suivant qu'il s'agit d'une commande à un créneau par alternance ou d'une commande par Modulation de Largeur d'Impulsions (Pulse Width Modulation, en anglo-saxon) [10].

On distingue plusieurs types d'onduleurs :

- 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.6.2.2. Modélisation de l'onduleur 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.

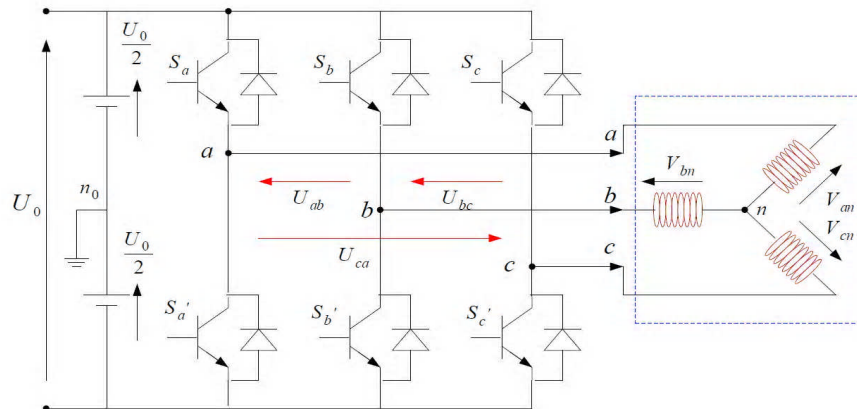


Figure I.10 Schéma de l'onduleur triphasé

Pour modéliser l'onduleur de tension Figure(I.10) : on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être de deux générateurs de f.e.m égale à $\frac{U_0}{2}$ connectés entre eux par un point noté n_0 .

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons V_{an} , V_{bn} et V_{cn} , l'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques (Si les transistors supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

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 :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \quad (I.21)$$

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

$$\begin{cases} V_{an} = \left(\frac{1}{3}\right)(U_{ab} - U_{ca}) \\ V_{bn} = \left(\frac{1}{3}\right)(U_{bc} - U_{ab}) \\ V_{cn} = \left(\frac{1}{3}\right)(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (\text{I.22})$$

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 .

$$\begin{cases} V_{an} + V_{m0} = V_{an0} \\ V_{bn} + V_{m0} = V_{bn0} \\ V_{cn} + V_{m0} = V_{cn0} \end{cases} \quad (\text{I.23})$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{m0} = \left(\frac{1}{3}\right)[V_{an0} + U_{bn0} + U_{cn0}] \quad (\text{I.24})$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits Si (i=a,b,c) on a :

$$V_{in0} = S_i U_0 - \frac{U_0}{2}$$

On a donc :

$$\begin{cases} V_{an0} = (S_a - 0.5)U_0 \\ V_{bn0} = (S_b - 0.5)U_0 \\ V_{cn0} = (S_c - 0.5)U_0 \end{cases} \quad (\text{I.25})$$

En remplaçant (1.25) dans (1.24), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} + \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{an0} + \frac{2}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} + \frac{2}{3}V_{cn0} \end{cases} \quad (\text{I.26})$$

En remplaçant (1.25) dans (1.26), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

I.6.2.3. Onduleur de Tension à MLI

Plusieurs types de MLI se présentent pratiquement, dont on peut citer [13]:

- Les modulations sinus-triangle effectuant la comparaison d'un signal de référence sinusoïdal à une porteuse en général triangulaire.
- Les modulations pré calculées 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 post calculées 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.

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).

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'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs [12]

* Caractéristique de la MLI

Deux paramètres caractérisent cette commande :

$$m = \frac{f_p}{f_r} \quad (I.28)$$

$$r = \frac{V_r}{V_p} \quad (I.29)$$

m : L'indice de modulation qui définit le rapport entre la fréquence f_p de la porteuse et la fréquence f_r de la référence.

r : Le taux de modulation (ou coefficient de réglage) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante V_r à la valeur crête V_p de la porteuse.

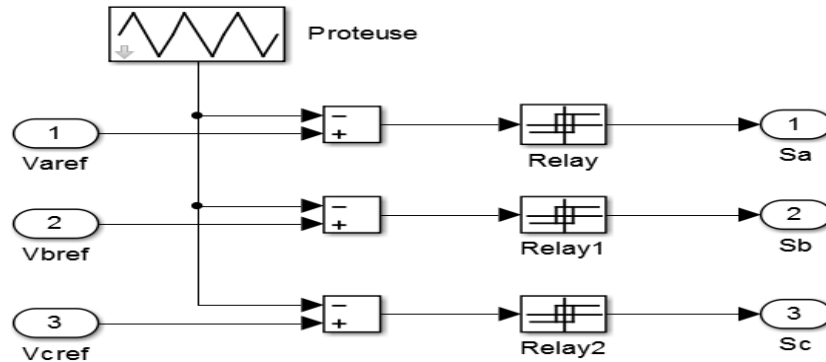


Figure. I.11 Génération des Signaux de commande de l'onduleur MLI

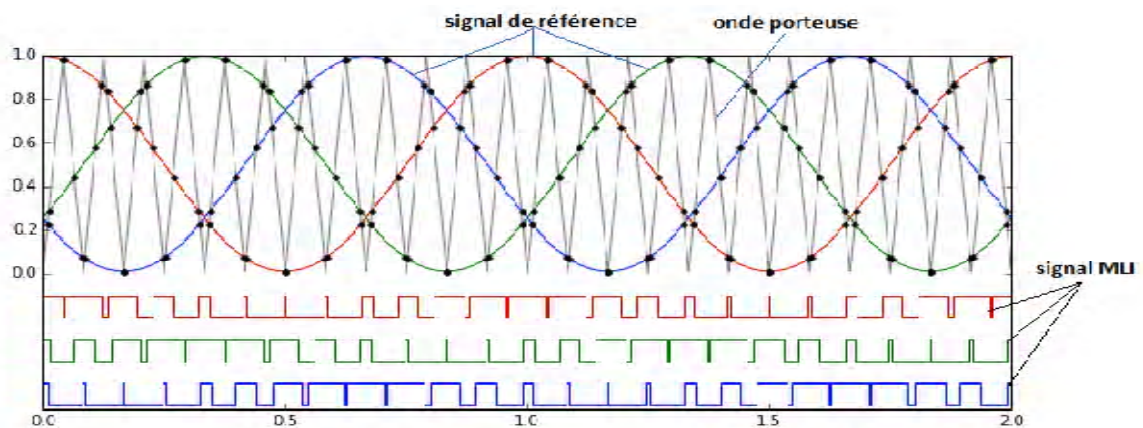


Figure I.12 Principe de la commande MLI

On considère l'alimentation de l'onduleur comme une source parfaite, supposée être constituée par deux générateurs de f.e.m. égale à $\frac{E}{2}$ connectés entre eux par un point commun (0).

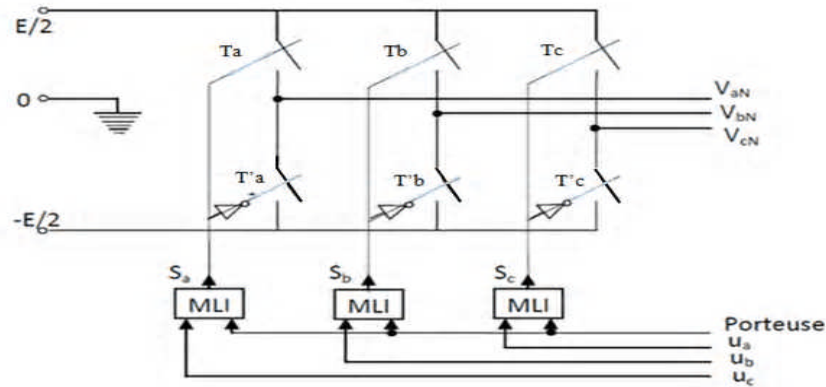


Figure I.13 Schéma équivalent de l'onduleur à MLI

I.6.3. Modèle de la MSAP en présence de perturbation

D'après l'équation d'état de la MSAP (I.20) on a

$$\dot{x} = f(x) + Bu + d.C_r \tag{I.30}$$

x : vecteur d'état choisi pour la modélisation formé de courant direct, courant en quadrature et la vitesse électrique du rotor.

$$x = [x_1 \quad x_2 \quad x_3]^T = [i_d \quad i_q \quad w_r]^T \tag{I.31}$$

$f(x)$: Champs de vecteur définissant la dynamique non linéaire de la machine.

B : matrice d'entrée

$$B = \begin{bmatrix} b_1 & 0 \\ 0 & b_2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{I.32}$$

u : Vecteur de commande composé des tensions exprimées dans le repère de Park.

$$u = \begin{bmatrix} u_1 = V_d \\ u_2 = V_q \end{bmatrix} \tag{I.33}$$

C_r : étant le couple de charge inconnu et le vecteur d est donné par :

$$d = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ d_1 \end{bmatrix} \tag{I.34}$$

Le modèle (1.30) peut être réécrit d'une façon plus détaillée :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x) + b_1 u_1 \\ \dot{x}_2 = f_2(x) + b_2 u_2 \\ \dot{x}_3 = f_3(x) + d_1 C_r \end{cases} \quad (I.35)$$

Avec l'expression des champs de vecteur $f(x)$ suivante:

$$\begin{cases} f_1(x) = a_1 x_1 + a_2 x_2 x_3 \\ f_2(x) = a_3 x_2 + a_4 x_3 + a_5 x_1 x_3 \\ f_3(x) = a_6 x_2 + a_7 x_3 + a_8 x_1 x_2 \end{cases} \quad (I.36)$$

I.6.3.1 Paramètres du modèle

Soit le vecteur \mathcal{G} composé des coefficients a_i , b_i et d_i du modèle de la machine

$$\mathcal{G} = [a_1 \ a_2 \ a_3 \ a_4 \ a_5 \ a_6 \ a_7 \ a_8 \ b_1 \ b_2 \ d_1] \quad (I.37)$$

Les composantes de ce vecteur s'expriment en fonction des paramètres mécaniques et électriques de la MSAP comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} a_1 = -\frac{R_s}{L_d}; \quad a_2 = \frac{L_q}{L_d}; \quad b_1 = \frac{1}{L_d} \\ a_3 = -\frac{R_s}{L_q}; \quad a_4 = -\frac{\phi_f}{L_d}; \quad a_5 = -\frac{L_d}{L_q}; \quad b_2 = -\frac{1}{L_q} \\ a_6 = \frac{p^2 \phi_f}{j}; \quad a_7 = -\frac{f}{j}; \quad a_8 = \frac{p^2 \phi_f}{j} \cdot (L_d - L_q); \quad d_1 = -\frac{p}{j} \end{array} \right\} \quad (I.38)$$

R_s : résistance d'une phase du stator,

f : coefficient de frottement,

L_d : inductance dans l'axe directe,

J : moment d'inertie du rotor,

L_q : inductance dans l'axe en quadrature,

P : nombre de paires de pôles,

ϕ_f : flux créé par les aimants au rotor.

Dans ce travail nous étudions une machine à pôles lisses ce qui se traduit par $L_q = L_d = L$ et simplifie relativement le modèle (I.35) ainsi que l'expression du couple électromagnétique car $a_8 = 0$. Le couple électromagnétique C_{em} s'exprimant par [14] :

$$C_{em} = P.(\phi_f + (L_d - L_q).i_d).i_q = P.\phi_f.i_q \quad (I.39)$$

Le tableau suivant contient les valeurs numériques nominales des paramètres de la machine étudiée :

Tableau I.1 paramètres de la machines étudiée

R_s^0	L^0	f^0	j^0	Φ_f^0	P	$C_{r\ nom}$
3.4	0.0121	0.00005	0.0001	0.013	2	0.05
Ω	H	Nm/radS ⁻¹	Kg.m ²	Wb	/	Nm

C_{rnom} : le couple de charge nominal.

1.6.3.2. Perturbations paramétriques

En régime normal, c'est-à-dire en l'absence de perturbations paramétriques, les paramètres de la MSAP prennent les valeurs nominales données dans le tableau I.1. Ainsi, le vecteur \mathcal{G} et ses composantes a_i , b_i et d_i prennent des valeurs nominales \mathcal{G}^0 , a_i^0 , b_i^0 et d_i^0 respectivement et on écrit :

$$\mathcal{G}^0 = \begin{bmatrix} 1 & a_1^0 & a_2^0 & a_3^0 & a_4^0 & a_5^0 & a_6^0 & a_7^0 & a_8^0 & b_1^0 & b_2^0 & d_1^0 \end{bmatrix} \quad (I.40)$$

Les paramètres de la machine sont sujets à des variations inconnues résultant des différentes situations dans lesquelles elle évolue. La variation de la résistance statorique R_s par exemple, est directement liée aux fluctuations de la température de la machine; alors que les variations de L_q sont liées au phénomène de saturation magnétique[16]. Ce type de perturbations est appelé incertitude structurée [16]. Un terme $\Delta(x, \Delta a_i)$ inconnu mais tout le temps borné s'ajoute dans le modèle (I.35) qui prend alors la forme :

$$\dot{x} = f(x) + B u + d.C_r + \Delta(x, \Delta a_i) \quad (I.41)$$

Une façon de simuler l'effet des variations paramétriques sur le comportement de la machine [16] est de provoquer à un instant donné, un changement aléatoire dans les coefficients du système (I.30). Ceci est clair d'après (I.35 à I.38).

On peut déterminer l'expression du terme $\Delta(x, \Delta a_i)$ par une autre méthode, basée sur l'utilisation de relations mathématiques exprimant les variations de \mathcal{G} en fonction des variations des paramètres R_s, L_d, L_q, ϕ_f, f et J . [15]

Exprimons d'abord les variations paramétriques :

$$\left\{ \begin{array}{l} R_s \rightarrow R_s^0 + \Delta R_s; \quad L_q \rightarrow L_q^0 + \Delta L_q; \quad L_d \rightarrow L_d^0 + \Delta L_d \\ \phi_f \rightarrow \phi_f^0 + \Delta \phi_f; \quad f \rightarrow f^0 + \Delta f; \quad j \rightarrow j^0 + \Delta j \end{array} \right\} \quad (\text{I.42})$$

Ce qui engendre les variations suivantes dans les coefficients du modèle (I.35)

$$\left\{ \begin{array}{l} a_1 \rightarrow a_1^0 + \Delta a_1; \quad a_2 \rightarrow a_2^0 + \Delta a_2; \quad b_1 \rightarrow b_1^0 + \Delta b_1 \\ a_3 \rightarrow a_3^0 + \Delta a_3; \quad a_4 \rightarrow a_4^0 + \Delta a_4; \quad a_5 \rightarrow a_5^0 + \Delta a_5; \quad b_2 \rightarrow b_2^0 + \Delta b_2 \\ a_6 \rightarrow a_6^0 + \Delta a_6; \quad a_7 \rightarrow a_7^0 + \Delta a_7; \quad a_8 \rightarrow a_8^0 + \Delta a_8; \quad d_1 \rightarrow d_1^0 + \Delta d_1 \end{array} \right\} \quad (\text{I.43})$$

L'expression des variations du vecteur \mathfrak{S} est obtenue par la formule de la différentielle totale exacte d'une fonction à plusieurs variables. Soit A une application de $R^2 \rightarrow R$, la différentielle totale exacte de $A(x,y)$ image de (x,y) est donnée par :

$$dA = \frac{\partial A}{\partial x} dx + \frac{\partial A}{\partial y} dy \quad (\text{I.44})$$

Ou en peut écrire :

$$\Delta A = \frac{\partial A}{\partial x} \cdot \Delta x + \frac{\partial A}{\partial y} \cdot \Delta y \quad (\text{I.45})$$

Ainsi nous obtenons les variations des composantes de \mathfrak{S} par application de la formule (I.45) aux coefficients exprimée dans (I.38) [15]

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta a_1 = \frac{R_s^0}{L_d^0} \cdot \left(\frac{\Delta L_d}{L_d^0} - \frac{\Delta R_s}{R_s^0} \right) \quad \Delta a_2 = \frac{L_q^0}{L_d^0} \cdot \left(\frac{\Delta L_q}{L_q^0} - \frac{\Delta L_d}{L_d^0} \right) \quad \Delta b_1 = -\frac{1}{L_d^0} \cdot \frac{\Delta L_d}{L_d^0} \\ \Delta a_3 = \frac{R_s^0}{L_q^0} \cdot \left(\frac{\Delta L_q}{L_q^0} - \frac{\Delta R_s}{R_s^0} \right) \quad \Delta a_4 = \frac{\phi_f^0}{L_q^0} \cdot \left(\frac{\Delta L_q}{L_q^0} - \frac{\Delta \phi_f}{\phi_f^0} \right) \quad \Delta a_5 = \frac{L_d^0}{L_q^0} \cdot \left(\frac{\Delta L_q}{L_q^0} - \frac{\Delta L_d}{L_d^0} \right) \\ \Delta a_6 = \frac{P^2 \phi_f^0}{L_q^0} \cdot \left(\frac{\Delta \phi_f}{\phi_f^0} - \frac{\Delta J}{J^0} \right) \quad \Delta a_7 = \frac{f^0}{J^0} \cdot \left(\frac{\Delta J}{J^0} - \frac{\Delta f}{f^0} \right) \quad \Delta b_2 = -\frac{1}{L_q^0} \cdot \frac{\Delta L_q}{L_q^0} \\ \Delta a_8 = \frac{P^2}{J^0} \cdot (\Delta L_d - \Delta L_q) \quad \Delta d_1 = \frac{P}{J^0} \cdot \frac{\Delta J}{J^0} \end{array} \right\} \quad (\text{I.46})$$

Se basant sur ce résultat, on injecte (I.43) dans (I.35) pour obtenir un système d'équations de la forme (I.41). Soit :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x) + b_1 u_1 + \Delta_1(x, \Delta a_i) \\ \dot{x}_2 = f_2(x) + b_2 u_2 + \Delta_2(x, \Delta a_i) \\ \dot{x}_3 = f_2(x) + d_1 C_r + \Delta_3(x, \Delta a_i) \end{cases} \quad (\text{I.47})$$

Les calculs mènent vers la forme suivante de $\Delta(x, \Delta a_i)$ [15]:

$$\Delta(x, \Delta a_i) = \begin{bmatrix} \Delta_1(x, \Delta a_i) \\ \Delta_2(x, \Delta a_i) \\ \Delta_3(x, \Delta a_i) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta a_1 x_1 + \Delta a_2 x_2 x_3 + \Delta b_1 u_1 \\ \Delta a_3 x_2 + \Delta a_4 x_3 + \Delta a_5 x_1 x_3 + \Delta b_2 u_2 \\ \Delta a_6 x_2 + \Delta a_7 x_3 + \Delta a_8 x_1 x_2 + \Delta d_1 C_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.48})$$

I.7. RESULTATS DE SIMULATION

Le but de cette simulation est de valider le modèle adopté de la machine synchrone à aimant permanent, et d'analyser le comportement lorsque la machine est alimentée directement par le réseau standard.

I.7.1. Simulations du moteur synchrone à aimants permanents sans onduleur

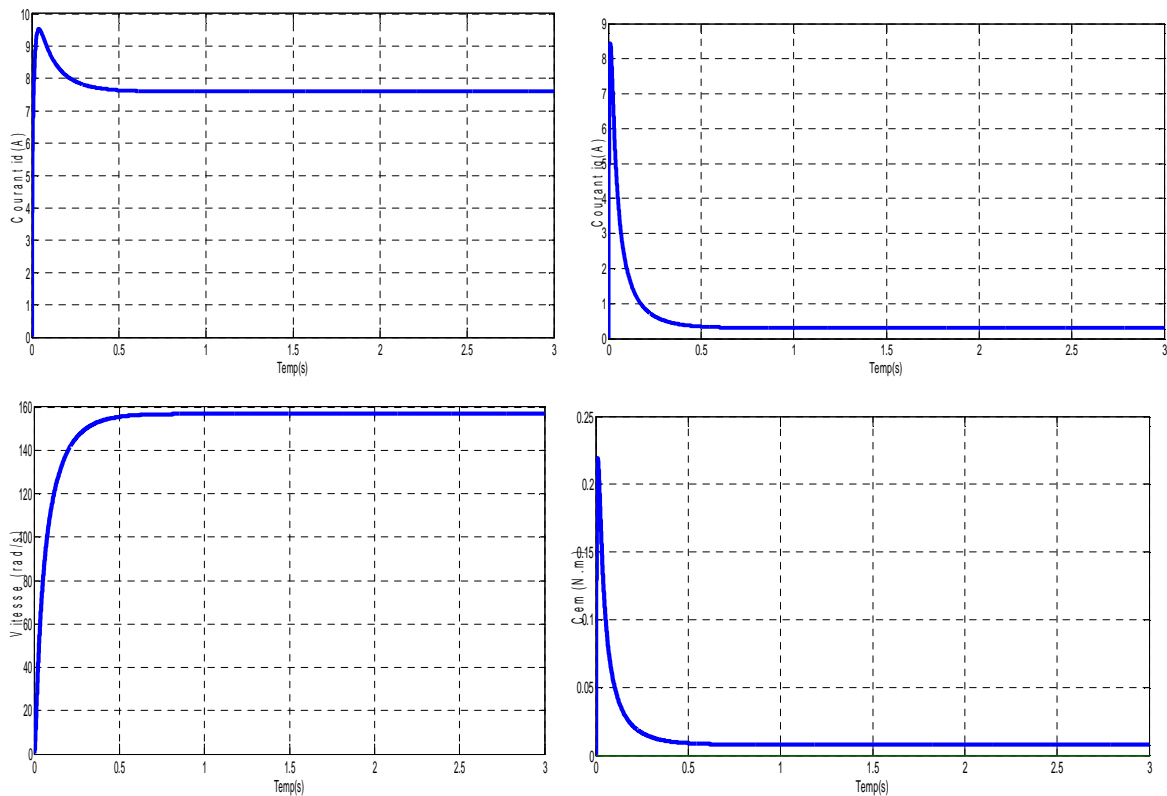


Figure I.14 Résultats de Simulation du démarrage à vide sans onduleur.

I.7.2 Simulations du moteur synchrone à aimants permanents avec onduleur

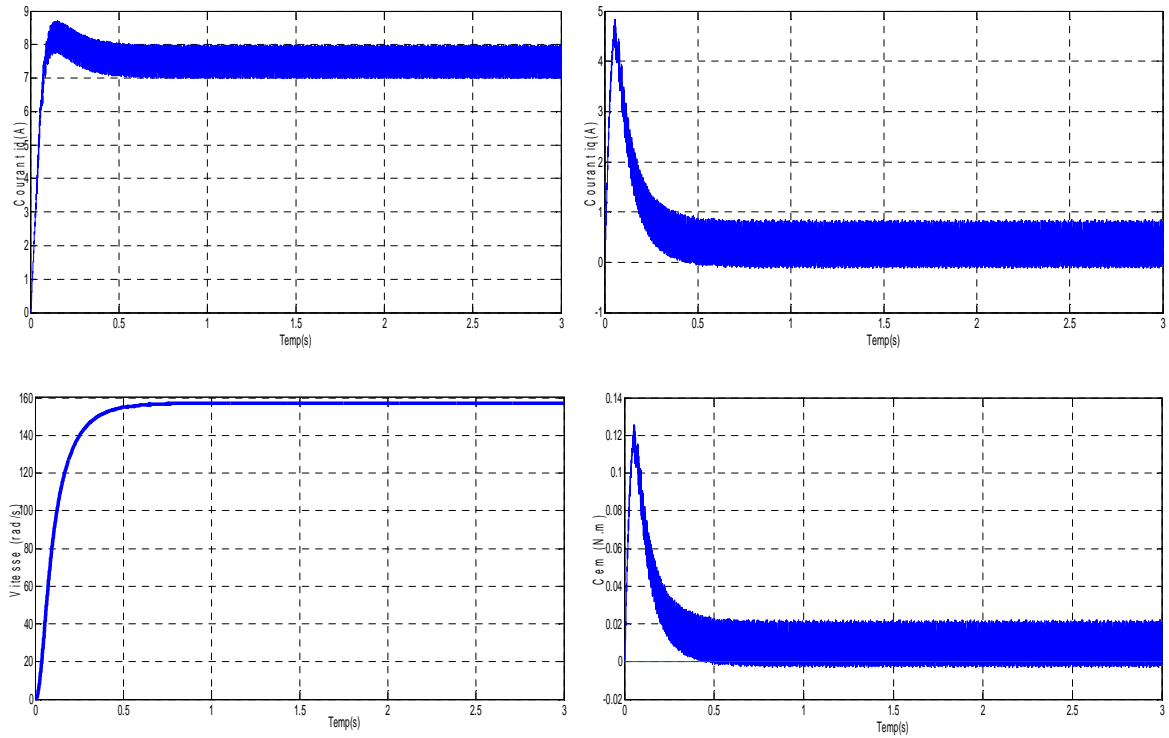


Figure I.15 Résultats de Simulation du démarrage à vide avec onduleur.

I.7.3. Simulations du moteur synchrone à aimants permanents avec onduleur par application de $C_r=0.05N.m$ a $t=1s$:

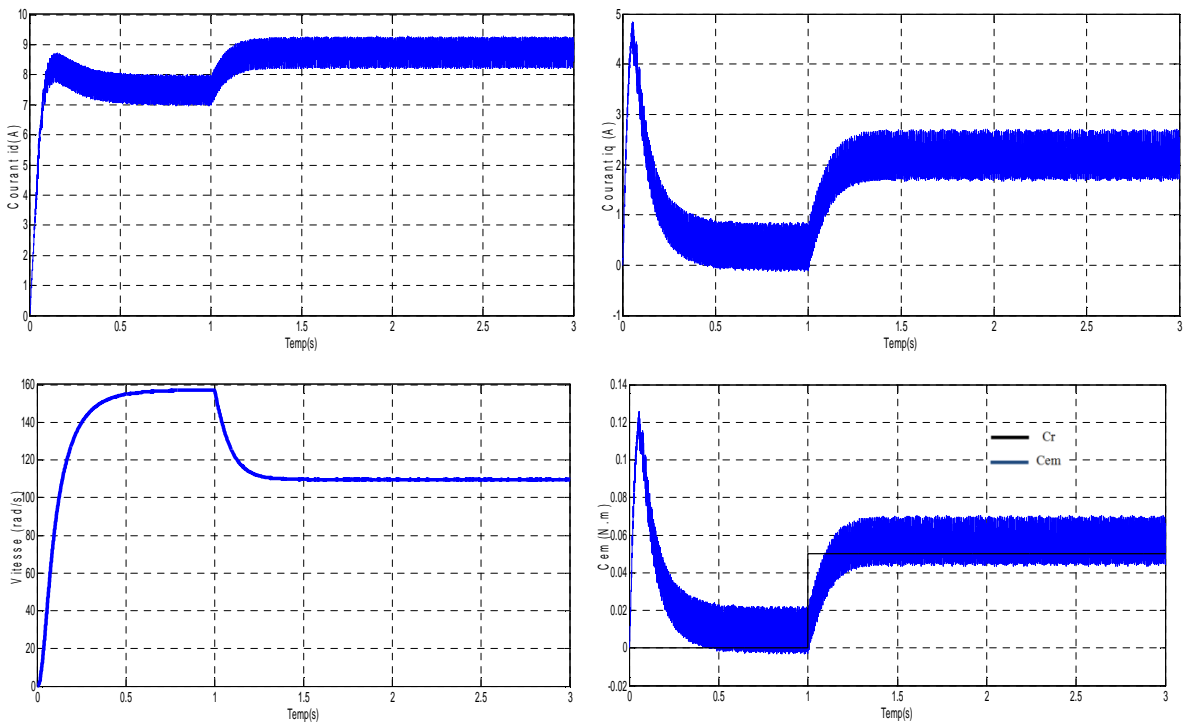


Figure I.16 Résultats de Simulation du démarrage a vide avec onduleur par l'application de $C_r=0.05N.m$ a $t=1s$.

✓ Discussions des résultats

Les figures I.14, I.15 et I.16 représentent les résultats de simulation du démarrage à vide d'une MSAP sans et avec onduleur

- La courbe de vitesse w a augmenté dans le régime transitoire puis stabiliser à une valeur constante dans le régime permanent jusqu'à l'application de couple de charge égale 0.05N.m à $t=1\text{s}$ on constate que la vitesse diminue.
- On note un couple de démarrage élevé de 0.11 N.m , ce dernier s'annule une fois le régime permanent est atteint. On remarque également que le couple électromagnétique répond rapidement à la demande de la charge.
- Si on compare ces résultats (MSAP alimentée par un onduleur) avec ceux obtenus auparavant (MSAP alimentée sans onduleur), on constate qu'ils sont similaires, sauf que la présence de l'onduleur engendre des ondulations.

I.8.CONCLUSION

Dans ce chapitre, on est arrivé à modéliser la machine synchrone MSAP à aimant permanent en utilisant la transformée de Park, elle a permis de simplifier les équations mathématiques de modèle ayant des paramètres des inductances propres et mutuelles constants.

On a contemplé la dynamique du système dans le fonctionnement en boucle ouverte, ce qui permet de constater l'efficacité de modèle qui donne un aperçu de la dynamique très proche au comportement réel de la machine synchrone à aimant permanent. On a conclu que le modèle élaboré dans le repère biphasé dq comprend une particularité non linéaire, pour cela on abordera une solution, c'est la commande vectorielle qui s'adapte avec cette particularité, qui va être citée dans le deuxième chapitre.

Chapitre II

Commande vectorielle de la MSAP

II.1. INTRODUCTION

La commande des machines à courant alternatif est difficile du fait qu'il existe un couplage complexe entre le flux et le couple. Cette difficulté a encouragé le développement de plusieurs techniques de commande afin que ces machines se comportent comme des machines à courant continu, caractérisées par un découplage naturel du flux et du couple. Parmi ces techniques de commande, la commande vectorielle est la plus connue [17].

Ce chapitre présente la commande vectorielle appliquée à la MSAP. La boucle du courant et la boucle de la vitesse sont régulées à l'aide de correcteurs Proportionnel Intégral (PI). Des résultats de simulation sont présentés pour montrer les performances de la stratégie de commande proposée [18].

II.2. COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP ALIMENTEE EN TENSION

II.2.1. Principe de la commande vectorielle

L'idée fondamentale de cette stratégie est d'assimiler le comportement de la machine synchrone à celui d'une machine à courant continu, c'est-à-dire un modèle découplé ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique [19].

L'équation (1.19), donnant le couple, montre que celui-ci dépend de deux variables i_d, i_q

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \left((L_d - L_q) i_d i_q + i_q \phi_f \right) \quad (\text{II.1})$$

Parmi les stratégies de commande vectorielle, on utilise souvent celle qui consiste à maintenir la composante i_d nulle. Cette stratégie permet de l'obtention d'une loi de commande simplifiée avec une relation linéaire entre le couple et le courant. On retrouve alors une caractéristique similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée [20].

L'expression du couple devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \phi_f i_q \quad (\text{II.2})$$

Comme le flux ϕ_f est constant, le couple est directement proportionnel à i_q , donc :

$$C_{em} = K_t i_q \quad (\text{II.3})$$

$$\text{Avec : } K_t = \frac{3}{2} p \phi_f$$

Nous 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.

II.2.2. Découplage

Le modèle de la machine synchrone dans le référentiel de Park conduit à un système d'équations différentielles où les courants i_d, i_q ne sont pas indépendants l'un de l'autre. Ils sont reliés par des termes non linéaires $L_q \omega i_q$ et $L_d \omega i_d$

$$\begin{cases} V_d = \left(R_s i_d + L \frac{di_d}{dt} \right) - \omega L_q i_q \\ V_q = \left(R_s i_q + L \frac{di_q}{dt} \right) + \omega (L_d i_d + \phi_f) \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Ce couplage est éliminé par une méthode de compensation [6]. Cette dernière méthode consiste à faire ajouter des termes afin de rendre les axes d et q complètement indépendants.

II.2.3. Découplage par compensation

La compensation donc, à 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.

Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande e_d, e_q représentée dans la Figure II.1 telle que [6]:

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} + e_q \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{d1} = R_s i_d + L \frac{di_d}{dt} \\ V_{q1} = R_s i_q + L \frac{di_q}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

$$\begin{cases} e_d = \omega L_q i_q \\ e_q = \omega (L_d i_d + \phi_f) \end{cases} \quad (II.7)$$

On a donc les courants i_d et i_q sont découplés. Le courant i_d ne dépend que de V_{d1} et i_q ne dépend que de V_{q1} , à partir de l'équation (II.6) les courant i_d et i_q s'écrivent de la façon suivante:

$$\begin{cases} i_d = \frac{V_{d1}}{R_s + pL_d} \\ i_q = \frac{V_{q1}}{R_s + pL_q} \end{cases} \quad (II.8)$$

P : Opérateur de Laplace.

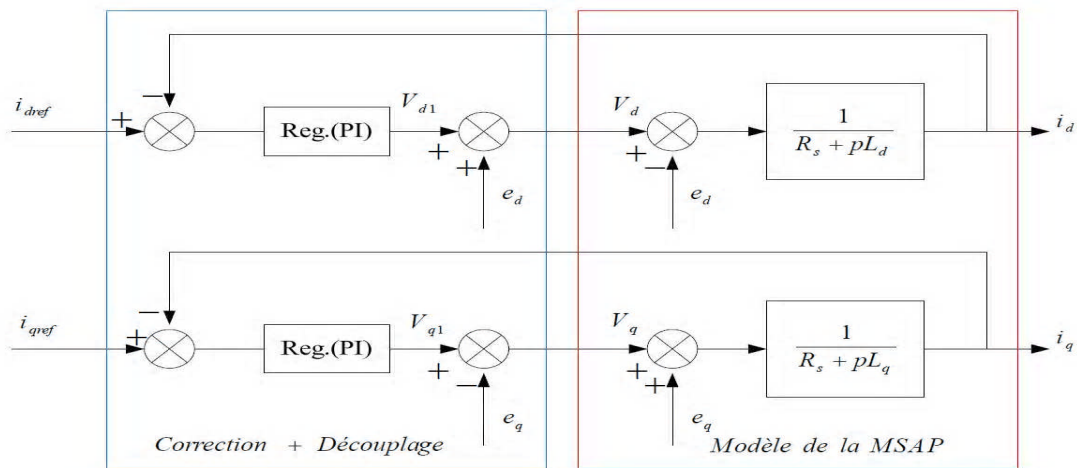


Figure II.1 Découplage par compensation.

Les actions sur les axes d et q sont donc découplés et représentées par la Figure II.2.

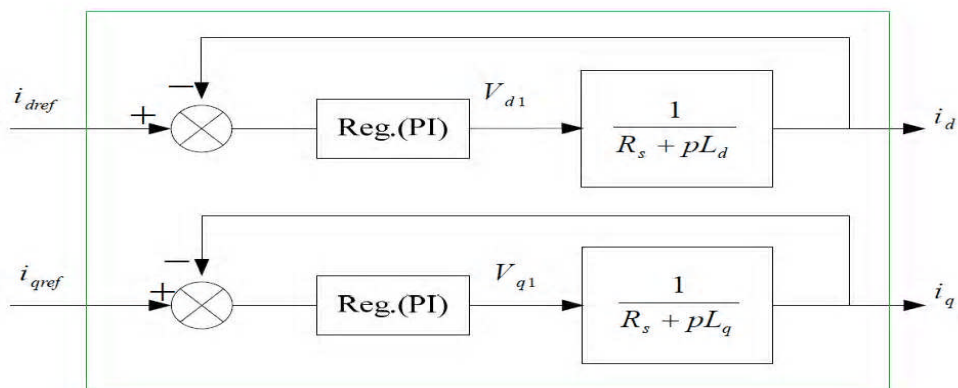


Figure II.2 Commande découplée

II.2.4. 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 $i_{q\ ref}$ qui est comparé à la valeur du courant i_q 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, $V_{d\ ref}$ $V_{q\ ref}$ et par passage du repère ($d q$) au repère (α, β) qui nous donne les deux tensions de référence, $V_{d\ ref}$ $V_{q\ ref}$ de la commande MLI vectorielle de l'onduleur de tension.

La Figure II.3 représente le schéma global de la commande vectorielle en vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère ($d q$).

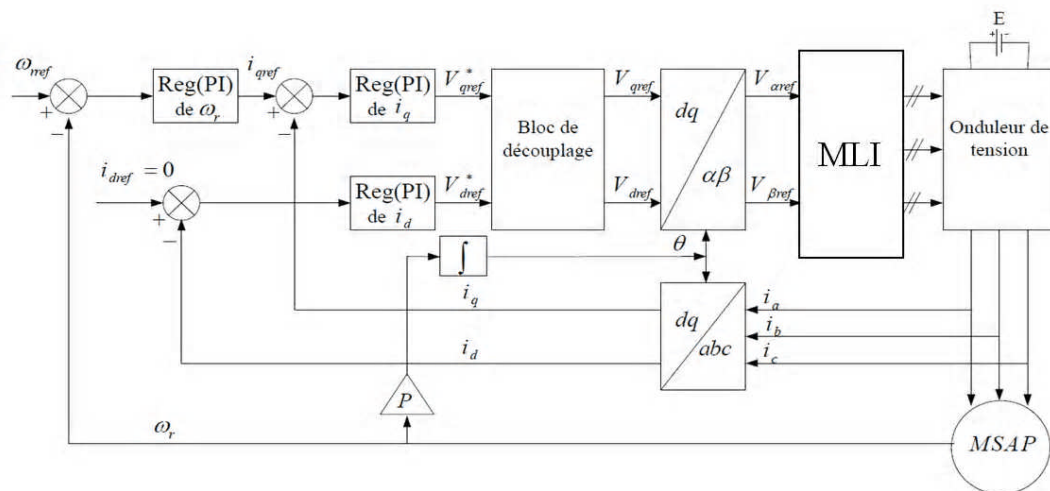


Figure II.3 Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP

II.2.5. Calcul des régulateurs

Le rôle des régulateurs est de maintenir une grandeur de sortie égale à la grandeur de référence impose malgré la présence des perturbations internes ou externes [21].

Lorsque le découplage entre l'axe d et l'axe q est réalisé, la régulation est effectuée à l'aide des régulateurs de type proportionnel – intégral (PI). L'action intégrale a pour effet de

réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée. L'action proportionnelle permet le réglage de la rapidité du système [6].

Le régulateur (PI) est la mise en parallèle des actions proportionnelle et intégrale, figure (2.4).

La relation entre la sortie $U_r(t)$ et le signal d'erreur $\varepsilon(t)$ est donnée par la relation suivante

$$u_r(t) = k_p \varepsilon(t) + k_i \int_0^t \varepsilon(t) dt \quad (\text{II.9})$$

C'est à dire :

$$\frac{u_r(p)}{\varepsilon(p)} = k_p + \frac{k_i}{p} \quad (\text{2.10})$$

k_p : Gain proportionnel,

k_i : Gain intégral.

Le régulateur PI est donné par la figure suivante :

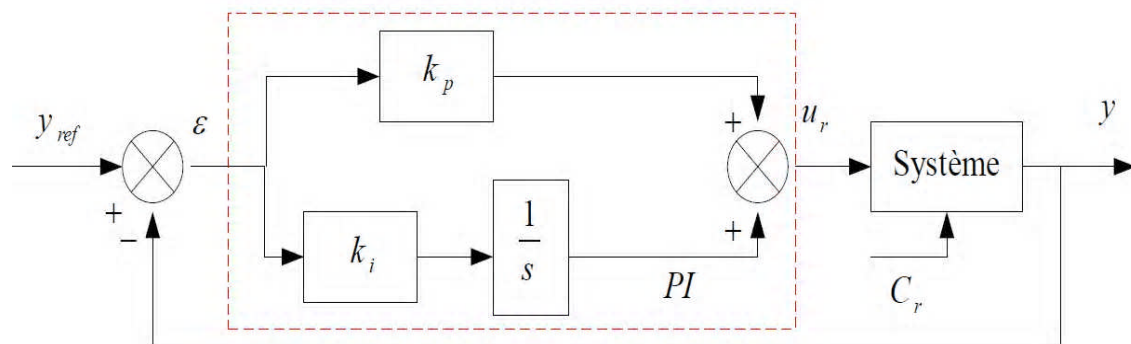


Figure II.4 Régulateur PI.

La fonction de transfert sera :

$$u_r = \left(k_p + \frac{k_i}{p} \right) \varepsilon \quad (\text{II.11})$$

On peut aussi écrire le régulateur sous la forme suivante :

$$PI \rightarrow \frac{u_r}{\varepsilon} = \frac{1 + sT_1}{sT_2} \quad (\text{II.12})$$

Avec :

$$\begin{cases} k_p = \frac{T_1}{T_2} \\ k_i = \frac{1}{T_2} \end{cases} \quad (2.13)$$

II.2.5.1. Régulation du courant i_q

Selon l'équation (II.8) et (II.12), on aboutit au schéma de la Figure (II.5).

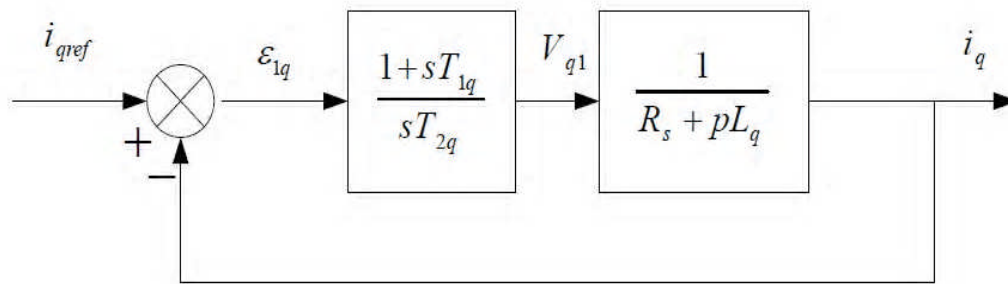


Figure II.5 Boucle de régulation du courant i_q .

La fonction de Transfer en boucle ouvert (FTBO) de la Figure (II.5) est :

$$FTBO = \frac{1 + sT_{1q}}{sT_{2q}(R_s + sL_q)} = \frac{1 + sT_{1q}}{sT_{2q}R_s \left(1 + s \frac{L_q}{R_s}\right)} \quad (II.14)$$

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

$$1 + sT_{1q} = 1 + s \frac{L_q}{R_s} \quad (II.15)$$

Ce qui se traduit par la condition

$$T_{1q} = \frac{L_q}{R_s} \quad (II.16)$$

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

Après compensation l'équation (II.14), se réduit à :

$$FTBO = \frac{1}{sT_{2q}R_s} \quad (II.17)$$

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

$$FTBF = \frac{FTBO}{1 + FTBO} \quad (\text{II.18})$$

$$FTBF = \frac{1}{1 + sT_{2q}R_s} \quad (\text{II.19})$$

L'équation (II.19) peut être imposée de la forme $\left(\frac{1}{1 + \tau_q}\right)$ Par identifications on trouve :

$$\tau_q = R_s T_{2q} \Rightarrow T_{2q} = \frac{\tau_q}{R_s} \quad (\text{II.20})$$

En imposant le temps de réponse :

$$T_r = 3\tau_q \quad (\text{critère de } \pm 5\%) \quad (\text{II.21})$$

Donc :

$$T_{2q} = \frac{T_r}{3R_s} \quad (\text{II.22})$$

En remplace l'équation (2.20) dans (2.13), On obtient :

$$k_{iq} = \frac{R_s}{\tau_q} \quad (\text{II.23})$$

Si on remplace l'équation (2.22) dans (2.24), on obtient finalement:

$$\begin{cases} k_{pq} = \frac{3L_q}{T_r} \\ k_{iq} = \frac{3R_s}{T_r} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

II.2.5.2. Régulation du courant i_d

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

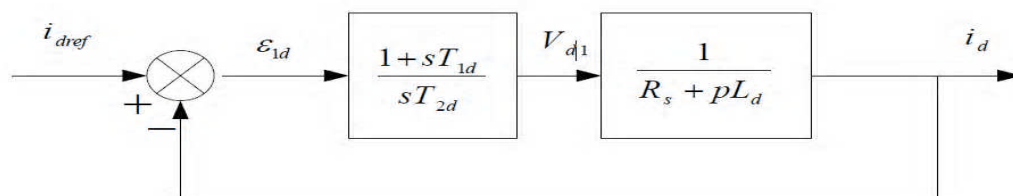


Figure II.6: Boucle de régulation du courant i_d .

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 :

$$FTBO = \frac{1 + sT_{1d}}{sT_{2d}(1 + sL_d)} = \frac{1 + sT_{1d}}{sT_{2d}R_s \left(1 + s \frac{L_d}{R_s}\right)} \quad (II.25)$$

$$T_{1d} = \frac{L_q}{R_s} \quad (II.26)$$

On remplace l'équation (2.27) dans (2.26). La FTBF devient :

$$FTBF = \frac{1}{1 + sR_sT_{2d}} = \frac{1}{1 + s\tau_d} \quad (II.27)$$

Par identifications on trouve :

$$\tau_d = R_sT_{2d} \Rightarrow T_{2d} = \frac{\tau_d}{R_s} \quad (II.28)$$

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

$$T_{2d} = \frac{T_r}{3R_s} \quad (II.29)$$

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

II.2.5.3. Régulation de vitesse

Le processus à commander est décomposé en deux sous système :

- Sous système du réglage de courant i_q donc du couple aussi
- Sous système de la partie mécanique.

La boucle de régulation de la vitesse est représentée par la figure ci-dessous :

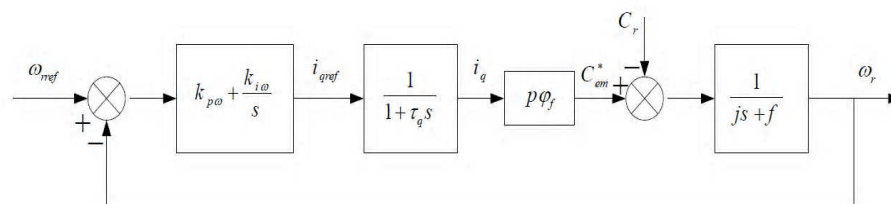


Figure II.7 Boucle de régulation de vitesse.

Le schéma de la Figure (II.7) peut être simplifié par la Figure (II.8) :

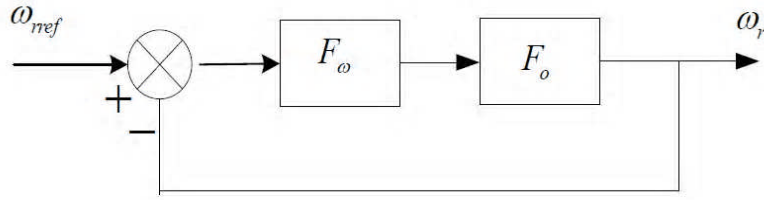


Figure II.8: Boucle de régulation de vitesse.

❖ $F(s)$: La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par :

$$F_w(s) = k_{pw} + \frac{k_w}{s} = \frac{1 + sT_{1w}}{sT_{2w}} \quad (\text{II.30})$$

Ou :

$$\begin{cases} k_{pw} = \frac{T_{1w}}{T_{2w}} \\ k_{iw} = \frac{1}{T_{2w}} \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

❖ $F_0(s)$: La fonction de transfert en boucle ouverte pour $C_r=0$, est donnée par :

$$F_0(s) = \frac{p\phi_f}{f(1 + s\tau_q)(1 + s\tau_m)} \quad (\text{II.32})$$

$\tau_m = \frac{J}{f}$: Constant mécanique de la machine.

La FTBF est donnée par :

$$FTBF = \frac{F_w F_0}{1 + F_w F_0} \quad (\text{II.33})$$

Après les calculs on trouve:

$$FTBF = \frac{p\phi_f (k_{pw}s + k_{iw})}{J\tau_q s^3 + (J + f\tau_q)s^2 + (p\phi_f k_{pw} + f)s + p\phi_f k_{iw}} \quad (\text{II.34})$$

Si on néglige $(J\tau_q)$ et $(f\tau_q)$ devant (J) , le polynôme caractéristique de cette fonction devient:

$$p(s) = Js^2 + (f + p\phi_f k_{pw})s + p\phi_f k_{iw} \quad (\text{II.35})$$

La FTBF 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 :

$$\frac{1}{w_0^2} p^2 + \left(\frac{2\zeta}{w_0} \right) p + 1 = 0 \quad (\text{II.36})$$

w_0 : Pulsation propre du système,

ζ : Facteur d'amortissement.

Par identification terme à terme entre l'équation (II.35) et (II.36) on trouve :

$$\begin{cases} k_{pw} = \frac{2J\zeta w_0 - f}{p\phi_f} \\ k_{iw} = \frac{w_0^2 J}{p\phi_f} \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

Pour la détermination des caractéristiques du régulateur, on choisit un facteur d'amortissement égal à 0.7 et on définit la pulsation des oscillations non amorties à partir de la dynamique souhaitée.

II.2.6. Résultats de simulation

Après réalisation du découplage et synthèse des régulateurs, nous effectuons la simulation de la commande en vitesse par régulateur *PI* de la MSAP. Les paramètres de la machine sont donnés en annexe.

II.2.6.1. Essai avec $C_r = 0.05 \text{ N.m}$ et en application de 100% de charge

La figure II.9 et figure II.10 représentent les résultats de simulation avec $C_r = 0.05 \text{ N.m}$ et en application de 100% de charge de du MSAP, pour un échelon de consigne de 100 rad/s, et suivie d'une application de 100% de charge à partir de $t=2\text{s}$. On remarque que :

- L'allure de la vitesse suit sa référence avec un dépassement pendant le régime transitoire. Après l'application de la charge à l'instant $t=1\text{s}$, la vitesse présente une chute qui est rejetée, puis rejoint sa valeur de référence,
- 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 ($i_d=0$),
- Le courant i_q est l'image du couple.

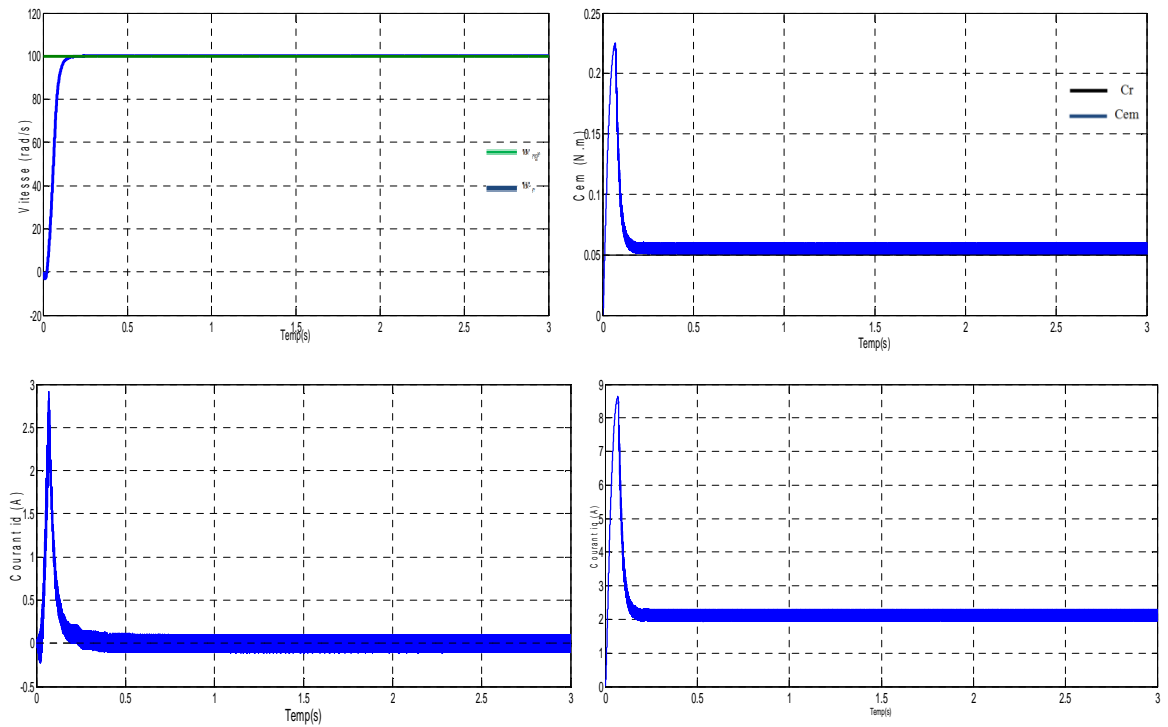


Figure II.9 Résultat de simulation de la commande vectorielle du MSAP avec une charge égale à 0.05N.m

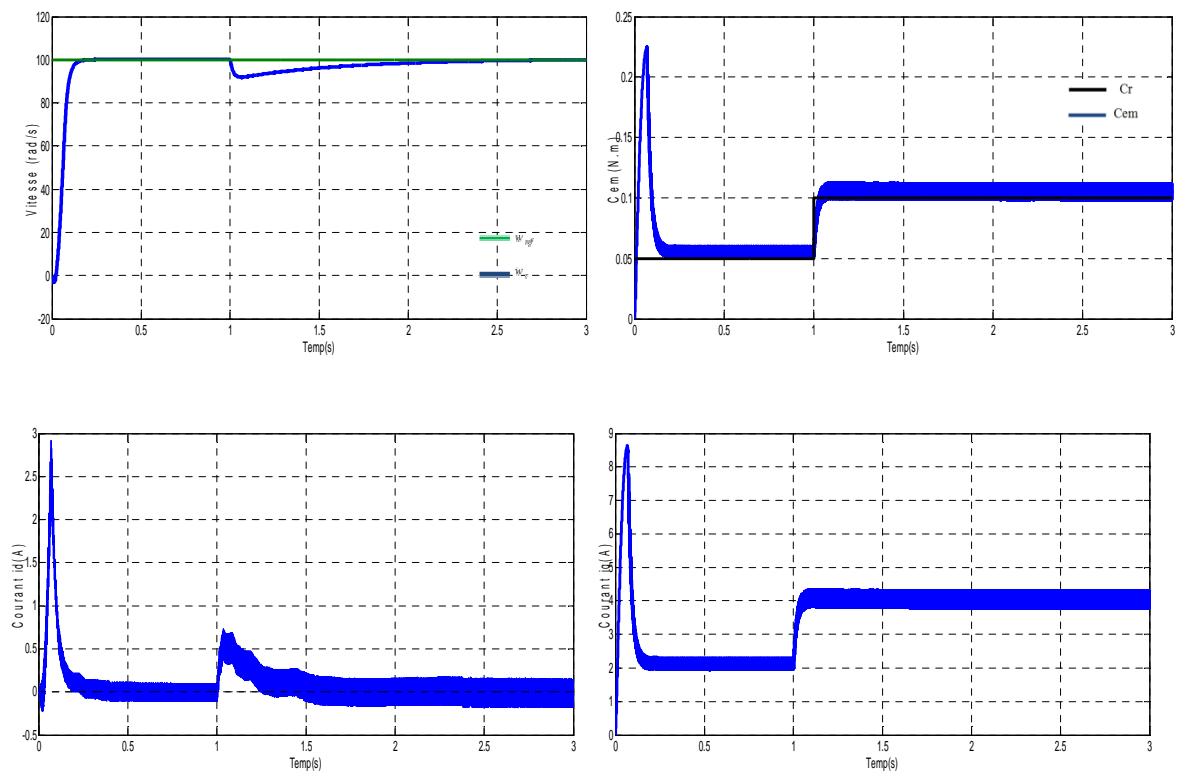


Figure II.10 Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP avec une Charge de 0.05 N.m et avec application de 100% de charge à $t = 01$ s.

II.2.6.2. Essai avec perturbation

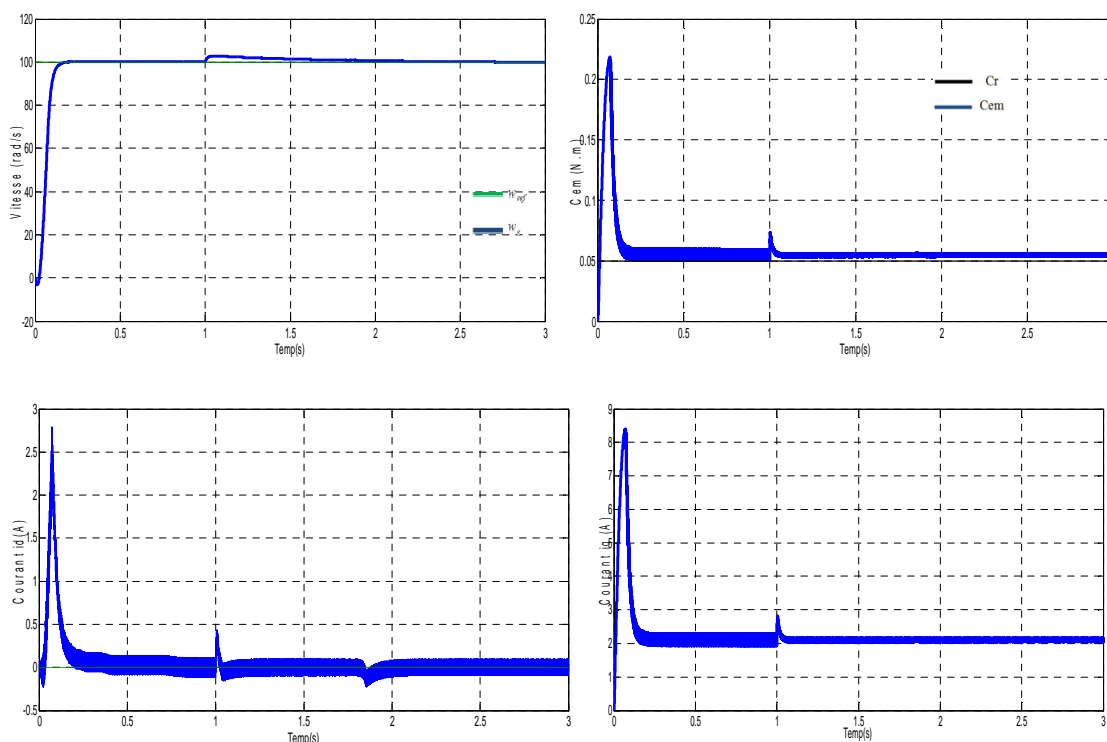


Figure II.11: Résultats de simulation pour un démarrage avec $C_r=0.05$ N.m suivie d'une application de Perturbation a résistance de 100% de R_s a $t = 1$ s.

✓ Discussions des résultats

On remarque que les perturbations paramétriques a une influent sur la dynamique de vitesse soit augmentation au diminution et on trouve aussi une grand retard que la vitesse fait une retours a valeur de référence, donc la commande vectorielle est sensible a la perturbation , alors cette technique est non robuste vis-à-vis des perturbation.

II.3.CONCLUSION

Dans ce chapitre dédié pour la commande vectorielle, on a conclut que cette commande a plusieurs avantages ; elle assure une bonne précision en ce qui concerne le suivi qui correspond à la régulation de vitesse et le même cas pour la régulation des courants statoriques, elle est rapide mais elle est très sensibles aux variations paramétriques, une perturbation importante peut déstabiliser le système d'asservissement, c'est l'inconvénient major.

Donc l'étude suivante tante d'opter une solution pour assurer la robustesse manquante en utilisant la commande par mode glissant. Elle sera expliquée par le chapitre suivant.

Chapitre III

Commande par mode glissant

III.1. INTRODUCTION

En générale, de nombreux systèmes réels et notamment les machines électriques présentent en plus des perturbations extérieures (variation de charge manipulée), des non linéarités (exemple : frictions, hystérésis) et des perturbations paramétriques [22].

Les lois de commande utilisant les régulateurs de type PID donnent des bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants, mais pour des systèmes non linéaires, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles ne sont pas robustes surtout lorsque les exigences sur la vitesse et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. On doit faire appel à des lois de commande insensibles aux variations de paramètres, aux perturbations et aux non linéarités [6].

Dans ce chapitre, nous allons donner quelques notions fondamentales sur la commande par mode de glissement et le choix de la surface. Ensuite l'application de cette stratégie de commande sur la MSAP.

III.2.GENERALITES SUR LA THEORIE DU CONTROLE PAR MODE DE GLISSEMENT

La théorie du mode glissant est le prolongement de l'étude des systèmes à structure variable. Les premiers travaux concernant ces systèmes de commande ont été proposés et élaborés au début des années 50 par Emelyanov, puis par d'autres chercheurs comme Utkin à partir des résultats des études du mathématicien Filipov [25].

Par la suite, ces travaux ont été repris ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour étudier quelques applications. Aux Etats-Unis, cette théorie est introduite par Slotine et au Japon par Young, Harasma et Hashimoto. Il a fallu attendre les années 80, pour que le concept de cette théorie trouve ses applications dans plusieurs domaines notamment dans les systèmes de commande et serait parmi les techniques de contrôle non linéaire les plus efficaces et les plus robustes [25].

III.2.1. Les modes de la trajectoire dans le plan de phase

La technique de la commande par mode glissant consiste à ramener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée jusqu'au point d'équilibre [26]. Cette trajectoire est constituée de trois parties distinctes (figure (III.1)) [27] :

- ❖ **Le mode de convergence (MC) :** Dont la variable à réguler se déplace à partir du point d'équilibre initial, en d'autres termes c'est le comportement durant lequel la variable à réguler se déplace à partir d'un état initial vers la surface de commutation.
- ❖ **Mode de glissement (MG) :** C'est le comportement du système le long de la surface de commutation. La dynamique dans ce mode dépend du choix de la surface de glissement. Il apparaît quand la commande ramène l'état x sur la surface de commutation et s'efforce de l'y maintenir.
- ❖ **Le mode de régime permanent (MRP) :** Il est nécessaire pour l'étude du comportement d'un système autour du point d'équilibre.

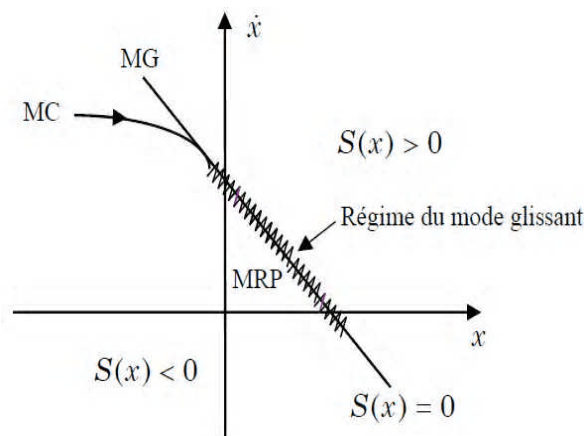


Figure III.1 Les modes de trajectoire dans le plan de phase

III.2.2. Principe de la commande par mode de glissement

La commande par mode glissant est une classe de la commande à structure variable, elle est efficace et robuste pour les systèmes linéaires et non linéaires. La tâche principale de la commande par mode glissant, est de fournir une surface de commutation, selon des lois d'existence, de convergence et de stabilité. La surface de commutation peut être atteinte par la trajectoire d'état grâce aux changements appropriés de la structure du système commandé [28].

Le but de la commande par mode glissant est que la trajectoire d'état soit attiré vers une surface de glissement défini S (Sliding Surface) et glisse autour d'elle. Une fois la surface de glissement est atteinte, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, et aux perturbations externes [29].

III.3. CONCEPTION DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT

L'idée de base de la commande par régime glissant est premièrement d'attirer les états du système dans une région convenablement sélectionnée, puis de concevoir une loi de commande qui maintiendra toujours le système dans cette région [30]. En résumé, une commande par mode glissant est divisée en trois parties:

- Le choix de la surface.
- L'établissement des conditions de la convergence.
- La détermination de la loi de commande.

III.3.1 Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leur forme, en fonction de l'application et de l'objectif visé.

En général, pour un système défini par l'équation d'état suivante [25] :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \\ y = C^t x, y \in \mathbb{R}^m \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Généralement, le choix du nombre des surfaces de glissement est égal à la dimension du vecteur de commande $u(t)$. Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de référence x_{ref} plusieurs travaux proposent la forme générale suivante [31] [32]:

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

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

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

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

Pour $r = 1$, $S(x) = e(x)$

Pour $r = 2$, $S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$

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

L'objectif de la commande est de maintenir la surface à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x) = 0$. Pour un choix convenable du paramètre, ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart tout en respectant la condition de convergence [31].

III.3.2. Condition d'existence et de convergence

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement. Nous retenons de la littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système [33].

III.3.2.1. Fonction directe de commutation

Elle est proposée et étudiée par Emelyanov et Utkin [34][35]. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par :

$$\dot{S}(x)S(x) < 0 \quad (\text{III.3})$$

III.3.2.2. Fonction de Lyapunov

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive pour les variables d'état du système. L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence [25]. Nous définissons la fonction de Lyapunov comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.4})$$

Le dérivé de cette fonction est :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (\text{III.5})$$

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

D'où la condition de convergence exprimée par :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.6})$$

III.3.3. Détermination de la loi de commande

Un vecteur de commande équivalent 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 [36] :

$$U(t) = U_{eq} + U_n \quad (III.7)$$

U_{eq} : Correspond à la commande équivalente proposée par Filipov et Utkin, elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x)$. La commande équivalente est déduite en considérant que la dérivée de la surface est nulle $\dot{S}(x)=0$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \left\{ f(x,t) + g(x,t)U_{eq}(t) \right\} + \frac{\partial S}{\partial x} \left\{ g(x,t)U_n \right\} \quad (III.8)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles.

D'où on déduit l'expression de la commande équivalente.

$$\begin{cases} U_{eq}(t) = \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} g(x,t) \right\}^{-1} \cdot \left\{ \left(-\frac{\partial S}{\partial x} f(x,t) \right) \right\} \\ U_n = 0 \end{cases} \quad (III.9)$$

Avec la condition d'existence :

$$\left\{ \frac{\partial S}{\partial x} g(x,t) \right\}^{-1} \neq 0 \quad (III.10)$$

U_n : est un terme introduit pour satisfaire la condition de convergence $S(x)\dot{S}(x) < 0$

Durant le mode de convergence et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (III.8), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \left\{ g(x,t)U_n \right\} \quad (III.11)$$

Le problème revient à trouver U_n tel quel :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \left\{ g(x,t)U_n \right\} < 0 \quad (III.12)$$

La solution la plus simple est de choisir U_n sous la forme de relais (Figure III.2). Dans ce

cas, la commande s'écrit comme suit :

$$U_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (\text{III.13})$$

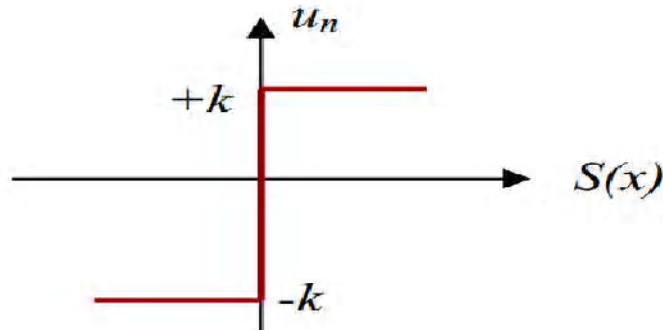


Figure III.2: Représentation de la fonction « sign »

En remplaçant l'expression (III.13) dans (III.12), on obtient :

$$S(x) \dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} g(x,t) K |S(x)| < 0 \quad (\text{III.14})$$

Où le facteur $\frac{\partial S}{\partial x} g(x,t)$ est toujours négatif et le gain K est choisi positif pour satisfaire la condition (III.14).

III.4. AVANTAGE ET INCONVENIENTS 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 a cause de problèmes d'identifications des paramètres, soit a 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 comme la figure III.3 représente ce phénomène

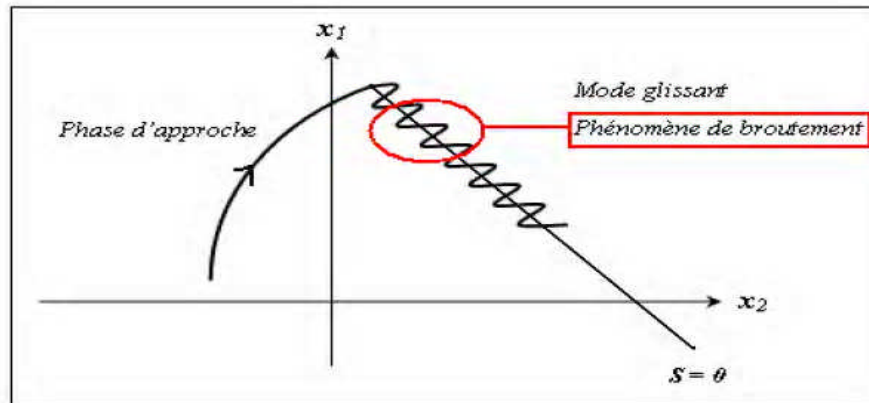


Figure. III.3 Illustration du phénomène de broutement

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 [37]. La deuxième c'est l'utilisation d'algorithmes de commande par mode de glissement d'ordre supérieur [38], 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 [39][40].

III.5. APPLICATION DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT A LA MSAP

Les lois de commande pour l'asservissement de vitesse ou de position ont pour objectifs :

- d'assurer la rapidité et la précision de la réponse des grandeurs régulées,
- d'assurer la robustesse du système vis-à-vis des perturbations et des variations des paramètres de la charge mécanique sur l'arbre du moteur.

Nous rappelons également les équations d'ordre électrique, ainsi que celles d'ordre mécanique représentant la dynamique de la machine (voir chapitre I).

$$\begin{cases} \dot{i}_d = -\frac{R_s}{L_d} \cdot i_d + \frac{P \omega \cdot L_q i_q}{L_d} + \frac{V_d}{L_d} \\ \dot{i}_q = -\frac{R_s}{L_q} \cdot i_q + \frac{P \omega \cdot L_d}{L_q} \cdot i_d + \frac{V_q}{L_q} - \frac{P \cdot \phi_{sf}}{L_q} \omega \\ J \cdot \dot{\omega} = C_e - C_r - f \cdot \omega \\ \dot{\theta} = \omega \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

III.5.1. 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.4) représente la structure cascade de régulation de vitesse par mode de glissement de la MSAP alimentée par un onduleur de tension [6].

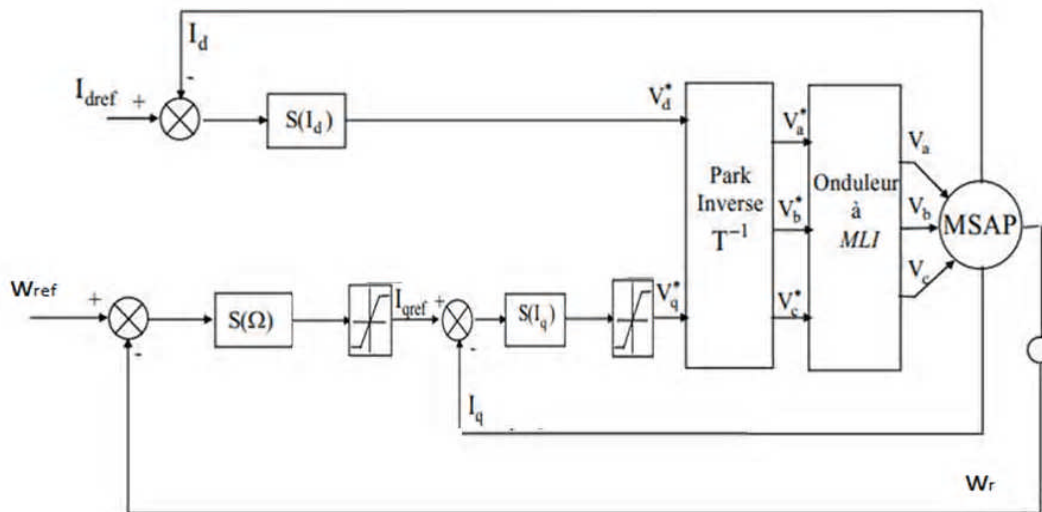


Figure III.4 Structure de commande de la vitesse pour la MSAP

Nous définissons les trois surfaces par :

- La première surface, celle de la vitesse, est décrite par :

$$S(w_r) = w_{ref} - w_r \quad (III.16)$$

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

$$S(w_r) = 0 \Rightarrow \dot{S}(w_r) = 0 \quad \text{et} \quad i_{qn} = 0 \quad (III.17)$$

La dérivée de la surface est :

$$\begin{cases} \dot{S}(w_r) = \dot{w}_{ref} - \frac{p(L_d - L_q)i_d + p\phi_f}{J} i_q + \frac{1}{J} C_r + \frac{f}{J} w_r \\ i_q = i_{qeq} + i_{qn} \end{cases} \quad (III.18)$$

Donc, on déduit la commande équivalente à partir de l'équation (III.18) :

$$i_{qeq} = \frac{J \dot{w}_{ref} + f w_r + C_r}{P \cdot [\phi_{sf} - (L_d - L_q) i_d]} \quad (III.19)$$

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

Cela exige de vérifier la condition de Lyapounov suivante :

$$\dot{V}(w_r) = S(w_r) \dot{S}(w_r) < 0 \quad (III.20)$$

Si on remplace l'équation (3.19) dans (3.18), on obtient :

$$\dot{S}(w_r) = \left[\frac{P(L_d - L_q) i_d + P \phi_f}{J} i_q + P \phi_f \right] i_{qn} \quad (III.21)$$

Alors :

$$i_{qn} = K_v \cdot \text{sign}(S(w_r)) \quad (III.22)$$

• La deuxième surface de la boucle interne, responsable de contrôle du courant i_q , est décrite par :

$$S(i_q) = i_{qref} - i_q \quad (III.23)$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(i_q) = \frac{L_d w_r P}{L_q} i_d + \frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{P w_r \phi_{sf}}{L_q} + \frac{V_q}{L_q} \quad (III.24)$$

Étant donné que :

$$V_q = V_{qeq} + V_{qn} \quad (III.25)$$

On obtient:

$$\dot{S}(i_q) = \frac{L_d \cdot \Omega \cdot P}{L_q} i_d + \frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{P \cdot \Omega \cdot \phi_{sf}}{L_q} + \frac{V_{qeq}}{L_q} + \frac{V_{qn}}{L_q} \quad (III.26)$$

Dans ce cas, les commandes V_{qeq} et V_{qn} sont exprimées par :

$$\begin{cases} V_{qeq} = L_q \dot{i}_{qref} + p\omega_r R_s i_d + p\phi_f \\ V_{qn} = K_q \cdot \text{sign}(S(i_q)) \end{cases} \quad (\text{III.27})$$

- La troisième surface est celle du contrôle du courant i_d . Elle est décrite par :

$$S(i_d) = i_{dref} - i_d \quad (\text{III.28})$$

Dans ce cas nous donnons juste les expressions de :

$$\begin{cases} V_{deq} = L_d \dot{i}_{dref} + R_s i_d - p.L_q \omega_r i_q \\ V_{dn} = K_q \cdot \text{sign}(S(i_d)) \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

Alors :

$$V_d = V_{deq} + V_{dn} \quad (\text{III.30})$$

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

Ces paramètres sont choisis de façon à :

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

Remarque : la fonction sign provoque un chattering très important dans le but de faire face à ce problème la fonction sign est remplacée par la fonction Sat

III.6. RESULTATS DE SIMULATION

Nous avons testé en simulation (logiciel MTLAB - Simulink) la loi de commande par mode de glissement de la vitesse sur la MSAP.

✓ Résultats de simulation pour l'asservissement de la vitesse

Dans l'essai de la figure III.6, nous avons simulé un démarrage à vide avec application d'une charge égale 0.05 Nm à $t=1$ s pour une vitesse de référence de 100 rad/s

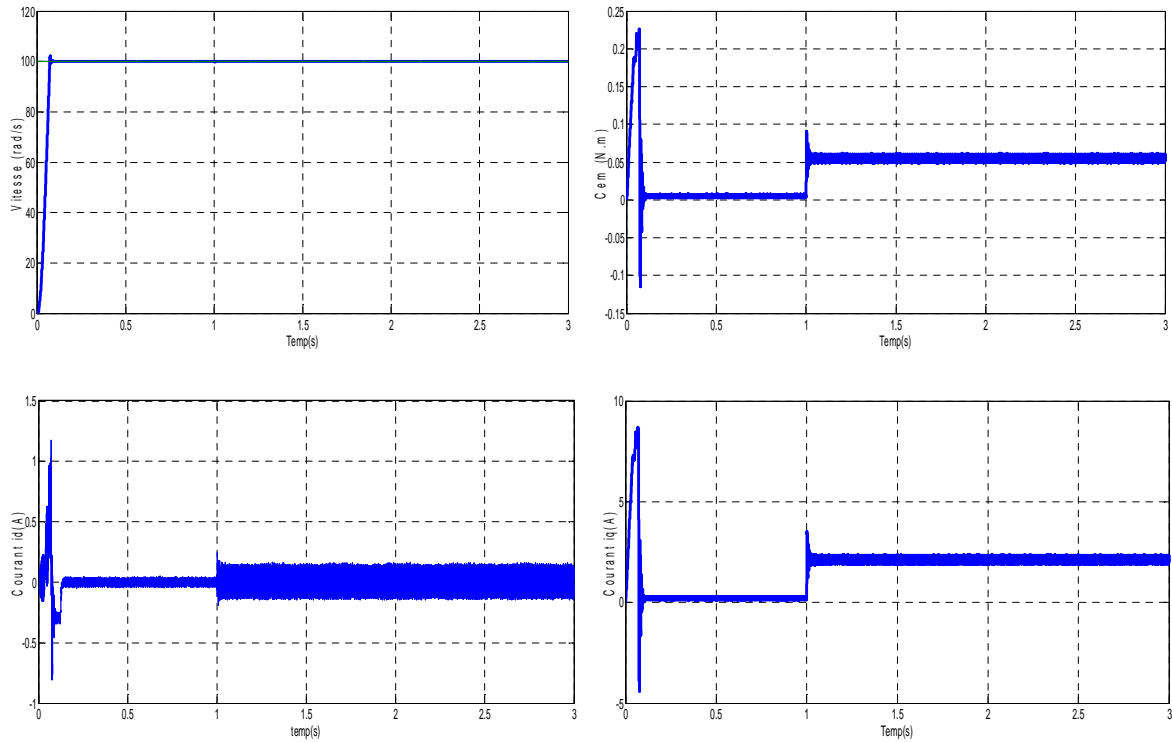


Figure III.6 Réponses de la MSAP par mode de glissement en charge avec ($C_r=0.05$ N.m à $t=1$ s)

Dans l'essai de la figure III.7, on a simulé un démarrage à vide avec application d'une perturbation de 100% de R_s à $t=1$ s pour une vitesse de référence de 100 rad/s

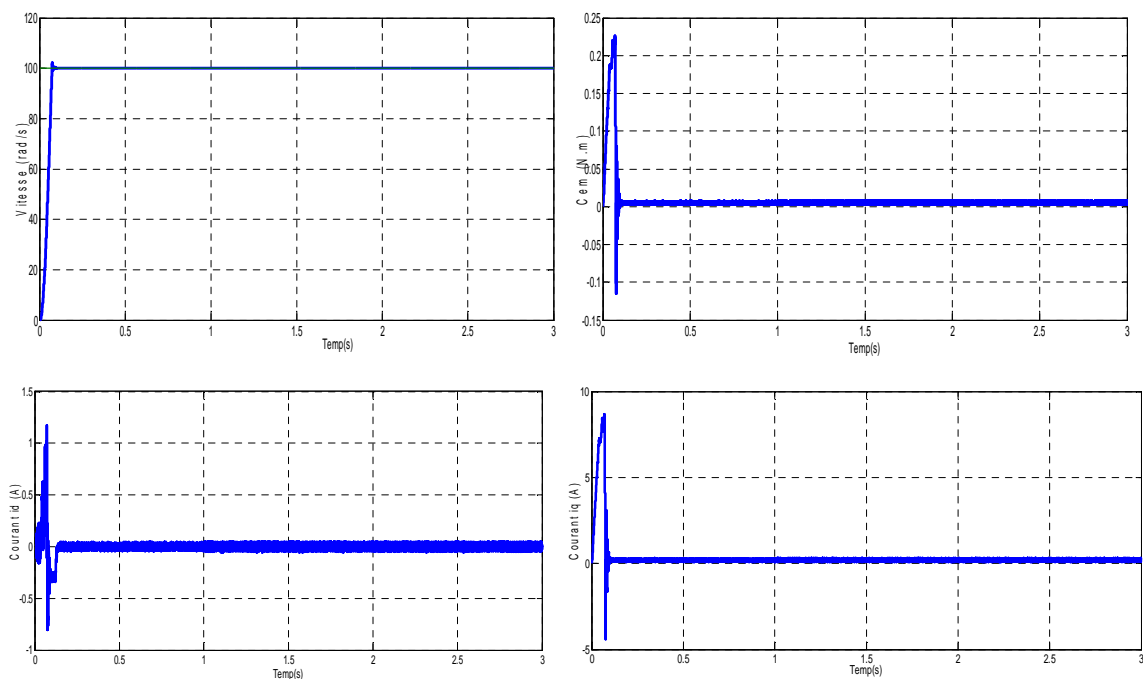


Figure III.7 l'effet des perturbations de 100% de R_s a $t=1$ s

✓ Discussion du résultat

Malgré on applique une perturbation de 100% de résistance statorique a $t=1s$, on ne trouve aucune variations a les courbes de vitesse ,de courant i_d ,de courant i_q et de couple électromagnétique .

On remarque que les perturbation n'ont pas une effet à la dynamique de vitesse, donc cette technique de commande est plus robuste que la commande vectorielle.

III.7.CONCLUSION

Ce chapitre a servi de donner une introduction au domaine lié à la méthode analytique dédié à la commande non linéaire par mode glissant, les principes théoriques de la synthèse de la loi de commande ont été bien décrits et la représentation du problème de commande a été introduite, donc ce formalisme permet d'exprimer de façons propre la grande majorité ses objectifs, quelques hypothèse ont été supposées afin que la commande puisse être élaboré en choisissant une meilleur surface glissante, mais nous concluons une apparition de certains gains qui influent sur la précision et les performances en générale.

Ainsi que dans ce chapitre, nous avons pu conclure que la régulation avec des contrôleurs classiques perd ses performance quand-il s'agit de cas dégradé de la machine. En revanche la commande non linéaire par mode glissant permet de résoudre ce problème, elle assure des performances ont bonne robustesse malgré la présence de la variation paramétrique (perturbation, défaut système).

Chapitre IV

La Commande FTC

IV.1. INTRODUCTION

La machine synchrone aiment permanent commandée vectoriellement par orientation de flux statorique, est vulnérable aux défauts de déférentes types , ce qui emmène a des risques et des dégradations de fonctionnement de système ,c'est l'essentiel que ce chapitre a porté , dans notre cas on se limite de chercher une solution en cas d'un défaut système .

La solution proposée est : la commande tolérante au défaut, elle est répartie en deux types qui sont : la FTC active et la FTC passive, ainsi qu'on se limite d'étudier seulement la FTC active a cause de certain avantage qu'elle dispose, et elle a pallié les inconvénients de la FTC passive [44], cette commande a besoin d'un organisme de diagnostique par la génération d'un indicateur sensible au défaut et aux perturbations.

La recherche d'un indicateur d'action correspondant au modèle d'estimation ou d'observation, nécessite une réflexion préliminaire concernant le choix d'un repère d'état et d'une méthode de discrétisation de l'équation d'état.

On va consacrer ce chapitre à l'étude d'un observateur basée sur la technique de MRAS qui sensible à la variation de la résistance statorique, Cette variation introduit des erreurs sur la reconstitution des deux principales grandeurs électriques : le flux statorique et le couple électromagnétique.

IV.2 SYSTEMES TOLERANTS AUX DEFAUTS (FAULT TOLERANT CONTROL)

IV.2.1 Définitions des systèmes FTC

La commande FTC a pour but de s'accommoder automatiquement à l'effet des défauts tout en étant capable de maintenir la stabilité et au mieux les performances nominales du système. Elle a aussi pour but d'éviter l'arrêt immédiat du système et de permettre son fonctionnement en mode dégradé [45].

Elle doit être mise en ouvre afin d'assurer la continuité de fonctionnement même en présence de défaut, c'est –a-dire en mode dont le système est en fonctionnement dégradé, les commandes tolérante au défaut FTC font partie de ses stratégies, elles sont par la capacité de maintenir des performances acceptables .cette tolérante aux défaut peut être assurée grâce a des techniques robustes [45].

IV.2.2 Classification des systèmes FTC

Généralement, les auteurs classent les systèmes FTC en deux groupes principaux: systèmes à FTC Actives (AFTC) et systèmes à FTC Passives (PFTC) tel que présenté dans

la figure IV.1. Ces deux approches utilisent différentes méthodologies de conception pour le même objectif de la commande, La taxonomie des méthodes FTC actives et passives est illustrée ci-dessous [46] [47]:

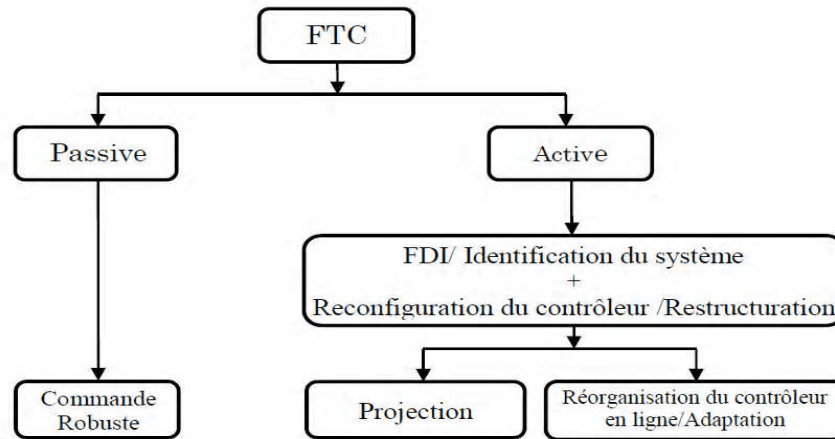


Figure IV.1. Taxonomie des méthodes FTC [47]

a) Techniques FTC passives

Un système en boucle fermée peut avoir une tolérance aux défauts limitée au moyen d'une contre réaction soigneusement choisie, en prenant soin aussi bien de l'effet des défauts et des incertitudes du système. Un tel système est parfois appelé un système à FTC passive. Bien qu'il existe des systèmes dans lesquels un contrôleur fixe peut compenser les effets de certains défauts. Généralement des informations sur la nature du défaut et son emplacement est nécessaire afin que le contrôleur soit capable de réagir pour compenser l'effet du défaut. Comme le montre la Figure IV.2, les approches passives utilisent des techniques de commande robustes pour s'assurer qu'un système en boucle fermée reste insensible à certains défauts en utilisant des paramètres constants pour le contrôleur. Une liste de dysfonctionnements potentiels est supposée connue a priori, comme les défauts de conception de base et tous les modes de défaillance ainsi que les conditions de fonctionnement du système considérées comme normales au stade de la conception, Quand une panne survient, le contrôleur doit être capable de maintenir la stabilité du système avec une dégradation acceptable des performances. Aussi, l'efficacité de cette stratégie dépend de la robustesse du système nominal en boucle fermée. Il est important de noter que cette approche ne nécessite ni schéma de détection de défauts ni reconfiguration de loi de commande, ce qui la rend attractive de point de vue calcul. Ces techniques sont

généralement simples dans la mise en œuvre mais leur utilisation en pratique reste très limitée [48].

On distingue deux approches : passive et active. Dans l'approche passive on utilise les techniques de commande robustes, afin que le système en boucle fermée devienne insensible à un ensemble connu de défauts [49].

L'utilisation de cette approche donne lieu à certaines constatations et remarques à savoir : Les défauts sont alors pris en compte dans la conception du système de commande. La commande est donc robuste aux défauts prescrits, alors que sa capacité de tolérance reste restreinte à quelques défauts.

- La robustesse assurée vis à vis des défauts, peut réduire les performances nominales du système. Comme les défauts sont des phénomènes qui arrivent rarement, il n'est pas raisonnable de dégrader les performances nominales du système pour un ensemble très réduit de défauts.
- En pratiques, l'utilisation de la commande robuste toute seule peut ne pas suffire sans l'utilisation du module de diagnostic et de connaissance a priori de la nature du défaut (sa sévérité, sa localisation, . . .), le système passif aura alors une faible capacité de tolérance aux défauts [49].

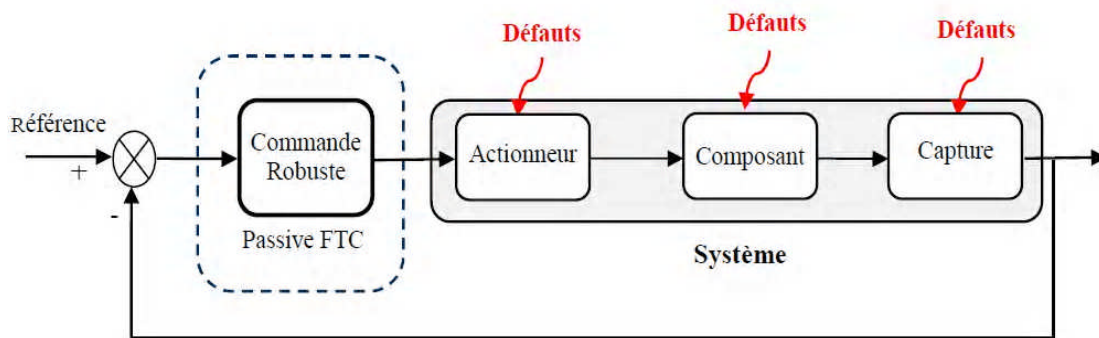


Figure IV.2 Schéma de principe d'une loi de commande FTC passive [49].

b) Techniques FTC actives

Grâce à leurs meilleures performances et leur capacité à prendre en charge une large classe de défauts, les méthodes FTC actives (AFTC) sont plus développées dans la littérature que les méthodes passives [50].

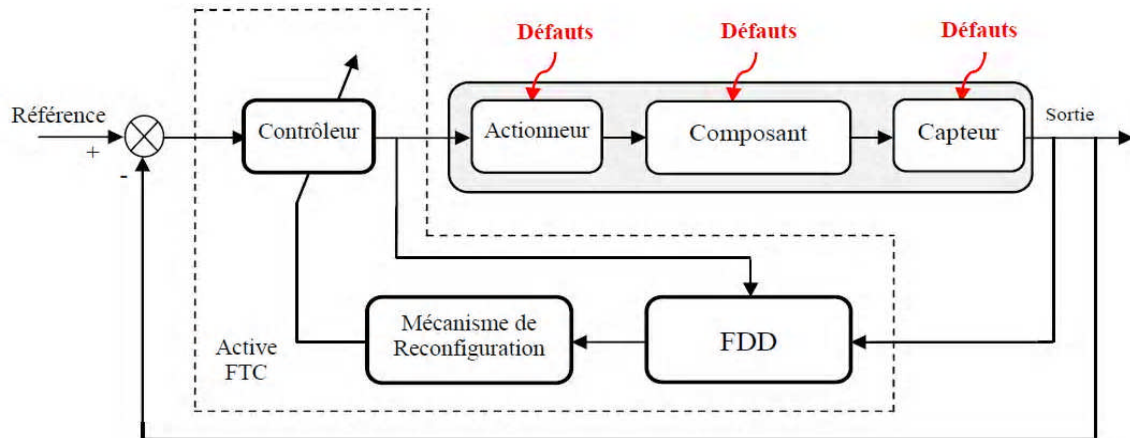


Figure IV.3 Schéma de principe d'une loi de commande AFTC [50].

Les approches AFTC réagissent activement dans le but d'assurer une bonne tolérance aux défauts en reconfigurant la loi de commande de manière à maintenir la stabilité et les performances du système. Dans certaines circonstances, une dégradation des performances peut être acceptée. Ces approches permettent alors de traiter des défauts imprévus mais nécessitent une technique de détection et d'isolation de défauts (FDD) et une méthode de reconfiguration de la loi de commande comme nous montre la figure IV.4. Cette figure présente un schéma typique d'un système AFTC [49] [50] avec 3 principaux composants : Un bloc de détection de défauts (FDD) donnant des informations en temps réel, un mécanisme de reconfiguration et un régulateur reconfigurable.

Les méthodes actives sont généralement classifiées en deux principales sous classes (voir Figure IV.1): les méthodes basées sur la projection et les méthodes de conception de nouvelles lois de commande en ligne. Cette dernière méthode, qui repose sur le calcul de nouveaux paramètres de régulation lors d'une altération de commande, est souvent désignée comme la commande reconfigurable. Dans ce cas, la structure du système à commander est modifiée de façon à compenser l'effet du défaut ou l'effet de la perturbation (utilisation de redondance matérielle, logicielle...) [46] [51].

Dans les méthodes à base de projection ou commande en mode dégradé, les contrôleurs sont conçus a priori pour tous les défauts/défaillances possibles qui pourraient survenir dans le système. La commande projetée ne sera active que lorsque le défaut/défaillances correspondant se produit. Il s'agit de sélectionner la loi de commande adéquate à partir d'un ensemble de correcteurs pré-calculés hors ligne. [52]

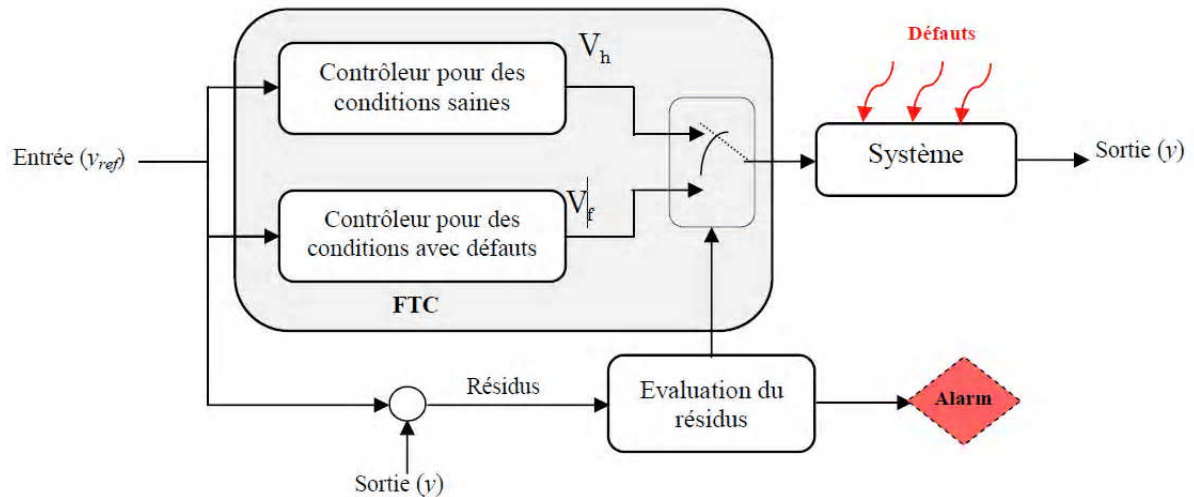


Figure IV.4 Bloc diagramme de la méthode AFTC à base de projection [52].

Une méthode FTC à base de projection nécessitant un bloc de commutation, pour basculer entre deux stratégies de commande à savoir la commande vectorielle à l'état sain et la commande par mode glissant (SMC) pour l'état défaillant. L'architecture de la commande FTC en mode dégradé est illustrée par la figure IV.4. Dans ce schéma, chaque technique est utilisée là où elle est plus avantageuse pour réaliser des objectifs de commande dans toutes les conditions considérées. Lors de l'élaboration d'une commande AFTC, le concepteur est confronté au problème des non linéarités, car pour représenter les dynamiques des systèmes physiques réels, les modèles linéaires manquent de précision et on doit utiliser les modèles non linéaires. Ceci nécessite le développement de techniques FTC capables de traiter explicitement les non-linéarités dans les représentations mathématiques des systèmes [53] [54].

IV.3 STRUCTURE ET PRINCIPE D'UN OBSERVATEUR

Nos objectifs d'observation de concevoir un FTC efficace approche pour conduire la résistance statorique du système \hat{R}_s pour suivre le signal de résistance du modèle R_s avec une bonne performance et une bonne poursuite alors on utilise l'observateur d'une résistance statorique.

Il existe plusieurs modèles d'observation. Ils dépendent du mode d'alimentation de la machine, auquel est associé le choix du vecteur d'état et surtout du référentiel. Les observateurs peuvent être classés en deux familles [55] :

• Les observateurs d'ordre complet (4 pour la machine symétrique) qui donnent les informations sur les quatre variables d'état. Ce type d'observateurs nécessite un temps d'exécution relativement long.

• Les observateurs d'ordre réduit (2 pour la machine symétrique) obtenus en ne considérant que les équations décrivant les modes non mesurables, qui donnent des informations sur les deux variables d'état.

La figure (IV.5) indique la structure d'un observateur d'état. Elle fait intervenir tout d'abord un estimateur fonctionnant en boucle ouverte qui porte également le nom de *prédicteur* et qui est caractérisé par la même dynamique que celle du système.

La structure fonctionnant en boucle fermée est obtenue par l'introduction d'une matrice de gains K , qui permet d'imposer une dynamique propre à cet observateur. Les différentes grandeurs mentionnées sur la figure ci-dessous, représentent respectivement :

- Un vecteur d'entrée U du système réel et de l'observateur,
- Un vecteur d'état X constitué des grandeurs à observer,
- Un vecteur de sortie y dont les composantes sont mesurables (tensions, courants).

Ce dernier vecteur est comparé au vecteur équivalent \hat{y} donné par l'observateur pour assurer le fonctionnement en boucle fermée. Ainsi, on définit une nouvelle variable qui est l'erreur d'observation ε . Celle-ci est multipliée par une matrice de gains K et renvoyée à l'entrée de l'observateur pour influencer les états estimés \hat{X} par un retour d'état [55] [12].

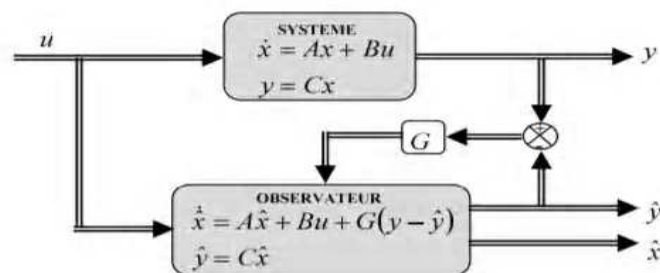


Figure. IV.5 principe d'un observateur [55].

La mise en équation de l'observateur conduit à la forme suivante:

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A\hat{X} + BU + K\varepsilon \\ \hat{y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

IV.3.1 L'observateur de la technique MRAS [56]

La méthode du MRAS (Model Référence Adaptive System), introduit par (LANDAU), est basée sur la comparaison des sorties de deux estimateurs. Le premier, ne doit pas dépendre de la grandeur à estimer (la vitesse dans notre cas), est appelé «modèle de référence ou (modèle – tension)» et le deuxième est «le modèle ajustable (adaptatif) ou (modèle – courant)» en dépend explicitement. Un mécanisme d'adaptation, fait tendre le comportement du modèle adaptatif vers le comportement du modèle de référence. L'erreur entre les sorties (flux, f.e.m, puissance réactive) des deux estimateurs pilote un mécanisme d'adaptation qui génère la résistance estimée. Cette dernière est utilisée dans le modèle ajustable, conformément à la figure IV.6

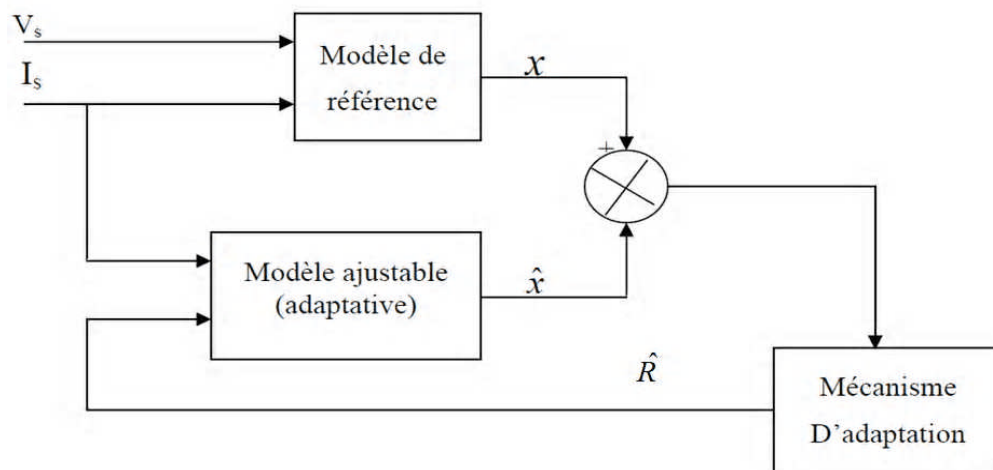


Figure IV.6 Structure générale de MRAS pour l'estimation de la résistance [56].

IV.3.2 Synthèse d'un observateur par la méthode de MRAS basée sur la résistance statoriques du MSAP

Le modèle du MSAP lié au stator peut être mis sous la forme d'état suivante :

$$\dot{X} = AX + BU + C \quad (IV.2)$$

Avec :

$$X = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} \omega_r \\ -\frac{L_d}{L_q} \omega_r & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix}, \quad U = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\phi_f}{L_q} \omega_r \end{bmatrix}$$

Alors le modèle de l'observateur peut être exprimé sous la forme suivante :

$$\dot{\hat{X}} = \hat{A}\hat{X} + BU + C \quad (\text{IV.2})$$

$$\hat{X} = \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix}, \hat{A} = \begin{bmatrix} -\frac{\hat{R}_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} w_r \\ -\frac{L_d}{L_q} w_r & -\frac{\hat{R}_s}{L_q} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix}, U = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\phi_f}{L_q} w_r \end{bmatrix}$$

L'opération ^ dénoter une valeur estimée

Les expressions des erreurs des courants estimés sont données par les équations suivantes

$$\begin{cases} \varepsilon_d = i_d - \hat{i}_d \\ \varepsilon_q = i_q - \hat{i}_q \end{cases} \quad (\text{IV.3})$$

L'erreur de résistance statorique définie comme suit :

$$\Delta R_s = R_s - \hat{R}_s \quad (\text{IV.4})$$

En dérivant l'expression (VI.3) on trouve :

$$\begin{bmatrix} \frac{d\varepsilon_d}{dt} \\ \frac{d\varepsilon_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\hat{R}_s}{L_d} & w_r \frac{L_q}{L_d} \\ -w_r \frac{L_q}{L_d} & -\frac{\hat{R}_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_d} i_d \\ -\frac{1}{L_q} i_q \end{bmatrix} (R_s - \hat{R}_s) \quad (\text{IV.5})$$

L'expression de l'erreur écrit par

$$\frac{d}{dt} \varepsilon = A_1 \cdot \varepsilon + w_1 \quad (\text{IV.6})$$

Par identification de (VI.6) avec (VI.5) on trouve

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{\hat{R}_s}{L_d} & w_r \frac{L_q}{L_d} \\ -w_r \frac{L_q}{L_d} & -\frac{\hat{R}_s}{L_q} \end{bmatrix}; W_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_d} i_d \\ -\frac{1}{L_q} i_q \end{bmatrix} (R_s - \hat{R}_s)$$

En utilisant le critère de stabilité de POPOV qui définie comme suit :

$$\int_0^{t_0} \varepsilon^t W_1 dt \geq -\gamma_0^2 \quad (\text{IV.7})$$

Avec $t_0 \geq 0$ et $-\gamma \geq 0$

On suppose que

$$\hat{R}_s = A_2 \cdot \varepsilon + \int_0^t A_3(\varepsilon) dt \quad (IV.8)$$

Tell que

$$A_2 = K_1 \left[-\frac{1}{L_d} i_d \varepsilon_d - \frac{1}{L_q} i_q \varepsilon_q \right] \quad (IV.9)$$

$$A_3 = K_2 \left[-\frac{1}{L_d} i_d \varepsilon_d - \frac{1}{L_q} i_q \varepsilon_q \right] \quad (IV.10)$$

Avec l'insertion d'équation (VI.9) et (VI.10) dans l'équation (VI.8) on trouve l'estimation de résistance statorique qui nous allons obtenue :

$$\hat{R}_s = K_1 \left[-\frac{1}{L_d} i_d \varepsilon_d - \frac{1}{L_q} i_q \varepsilon_q \right] + \int_0^{t_0} K_2 \left[-\frac{1}{L_d} i_d \varepsilon_d - \frac{1}{L_q} i_q \varepsilon_q \right] + \hat{R}_s(0) \quad (IV.11)$$

$\lambda = 1$: L'intégration constante

Les coefficients K_1 et K_2 sont choisir pour un système soit stable

IV.4. APPLICATION DE LA FTC A BASE DE PROJECTION A LA MSAP

Avant appliqué la FTC a base de projection il faut définie la fonction de commutation λ , cette fonction considérée ici comme une variable booléen qui permet d'indiquer la présence de défaut ou perturbation, si $\lambda = 0$ donc le système a une état sain et $\lambda = 1$ alors le système a une état défaille, λ est réglé a partir d'une valeur appropriée ,0 ou 1, en fonction de résidu (r):c'est le signal entre la valeur de résistance statorique du système (estimée) et la valeur de résistance du modèle).

On peut définie le résidu (r) comme suit :

$$r = R_s - \hat{R}_s \quad (IV.12)$$

IV.5.RESULTAT DE SIMULATION

On va tester cet observateur de MRAS qui permet d'estimer la résistance statorique, par la variation de résistance de référence comme suit :

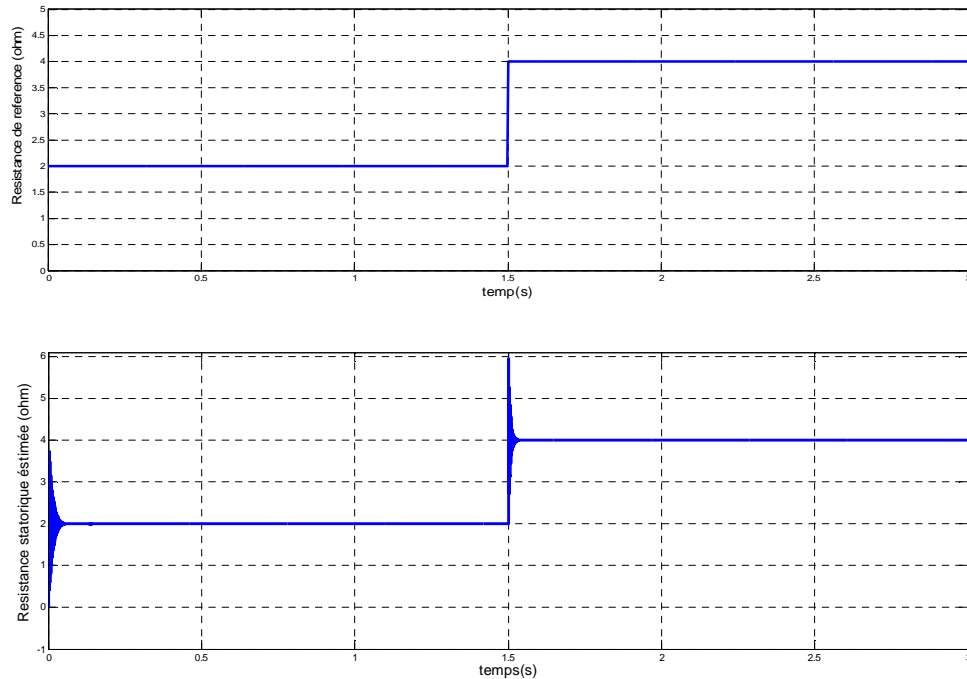


Figure IV.7 résultat de simulation de résistance de référence et de résistance estimé

Pour annulé se bruit on choisit un filtre, la courbe doit comme suit :

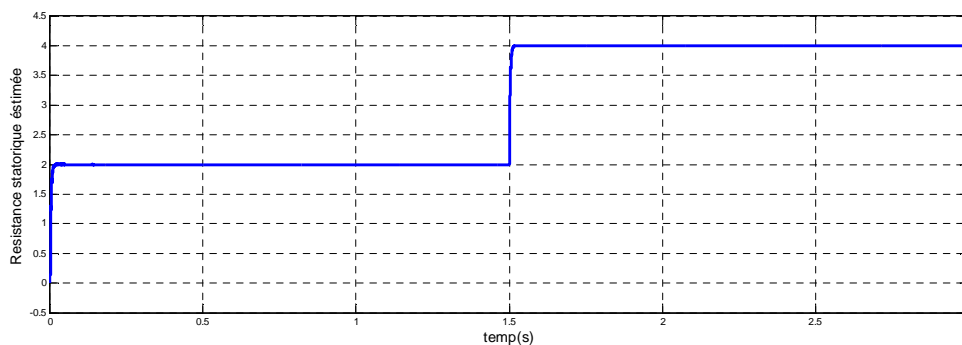


Figure IV.8 résultat de simulation de résistance estimé filtrer

Le deuxième test sert à évaluer l'efficacité de la commande SMC en terme de Poursuite de vitesse et de courant fixés à $w_r^{ref} = 100 \text{ rad/s}$ et $i_d^{ref} = 0(A)$ en Charge $C_r = 0.05 N.m$, avec une perturbation qui appliqué au niveau du stator à l'instant $t = 1.5 \text{ s}$ de 50 % de R_s . Comme le montre la figure IV.2, la commande nominale (SMC) présente une robustesse par rapport au couple de charge et à la perturbation.

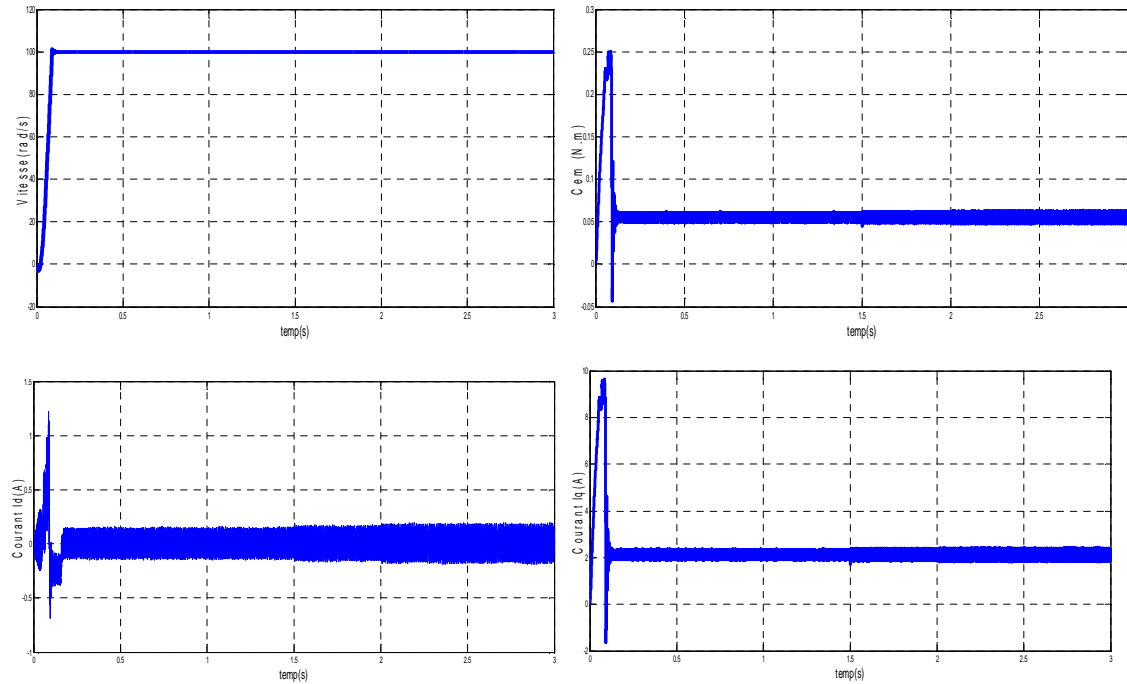


Figure IV.9 résultat de simulation d'un effet d'une charge avec application de perturbation de 50% de R_s a $t=1.5s$

Le troisième test sert à évaluer la stratégie FTC a base de projection qui permet a utilisé la commande vectorielle a l'état sain et la commande par mode glissant en présence de défaut ou perturbation.

On applique dans ce test une perturbation paramétrique de 100% de R_s a $t=2s$ et on va voir la commutation entre les deux commandes.

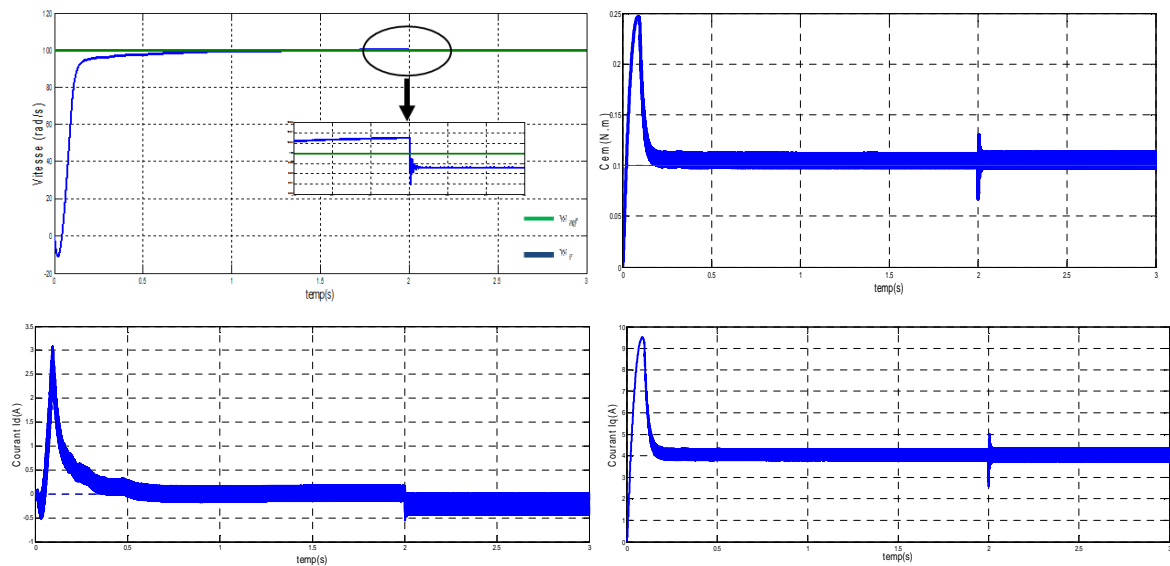


Figure IV.10 résultat de simulation d'une commande FTC à base de projection en présence de perturbation de 50% de R_s a $t=2s$

Discussion des résultats

- L'observateur qui nous a été utilisé a été conçu pour être insensible aux défauts du système.
- On remarque que la courbe de la vitesse suivie la courbe de la vitesse de référence malgré la présence de la perturbation paramétrique alors cette commande (FTC) est plus robuste.

IV.6. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons donné quelques notions et définitions de base sur la stratégie FTC à base de projection et leur application à la MSAP, cette stratégie dépend de deux commandes (commande vectorielle à condition saine et commande par mode glissant à condition défectueuse). puis on présente un observateur de technique MRAS qui sert à estimer la résistance statorique.

Enfin on a testé cet observateur et simulé les résultats de la commande FTC à base de projection en présence des perturbations.

Conclusion générale

CONCLUSION GENERALE

Par notre travail nous avons abouti à définir la machine synchrone à aimant permanent dans ses différents axes ; son architecture, sa géométrie et son comportement physique dans le régime alternatif triphasé. Et à partir la transformée de Park, nous avons atteint à élaborer un modèle mathématique qui décrit un comportement proche au comportement réel du système **MSAP**. Permettant d'avoir un modèle mathématique simple, des paramètres constants des inductances propres et mutuelle et un couplage dans l'expression du couple machine.

Nous pouvons conclure que la commande vectorielle permet de rendre la commande de notre système semblable à la commande d'une machine (fonctionnement moteur) à courant continu MCC. Et qui permet aussi d'éliminer le couplage trouvé dans l'expression de couple. Nous pouvons constater qu'elle dispose certains d'avantage notamment : sa rapidité et la précision, cependant elle est très sensible à la variation paramétrique, ce qui est remarqué quand on perturbe le système par le changement brusque de la résistance statorique. Cette commande est basée sur des régulateurs classiques PI donc on peut conclure que dans notre cas, les régulateurs utilisés n'assure pas une grande robustesse ce qui nous a laissé d'opter une autre commande qu'elle va être plus robuste que la première.

L'intégration de la commande non linéaire « mode glissant » dans la commande vectorielle de MSAP a permet d'assurer des performances acceptables et plus améliorées dans le cas de fonctionnement dégradé du système, elle permet de réduire massivement la perturbation du à la variation des paramètres de système. La FTC est un organisme de commande qui se dresse contre n'importe quel défaut, dans notre cas, on a fait que la FTC active qui a apparu des avantages comme : elle est occupé d'un observateur de diagnostique, elle se déclenche dès que l'apparition de défaut (dans notre cas, la variation de la résistance statorique est considérée comme un défaut système), elle a un cout réduit en ce qui concerne la consommation de puissance. Sans oublier de citer que nous n'avons pas traité tous les cas et nous prions les futurs étudiant qui choisiront un sujet analogue de les prendre en considération.

Références

- [1] **A. Benbrahim**, "Commande prédictive généralisée d'une machine synchrone à aimants permanents". Thèse de Magister, Université de Batna, 2009.
- [2] **N. Choug**, "Etude de la robustesse des contrôleurs flous d'une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectoriel". Thèse de Magister, Université de Batna, 2011.
- [3] **H.Abdellaoui**, "Etude expérimentale de la position rotorique d'un moteur synchrone à aimants permanents par variables électriques". Mémoire de Magister, Université de Tizi-Ouzou.
- [4] **F.Khatounian** " Contribution a la Modélisation, L'Identification et à la Commande d'une Interface Haptique à un Degré de Liberté Entraînée par une Machine Synchrone à Aimants Permanents " Thèse de Doctorat, De L'Ecole Normale Supérieure de Cachan, France, 2006.
- [5] **E.Smigiel, G. Sturtzer**, " Modélisation et Commande Des Moteurs Triphasés, Commande vectorielle des moteurs synchrones, commande numérique par contrôleurs DSP". Edition Ellipses, 2000.
- [6] **F. Benchabane**, "Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattring ", Thèse de Magister, Université de Biskra, 2005.
- [7] **F. Gillon**, "Modélisation et Optimisation par Plan d'Expériences d'un Moteur à Commutation Electronique" .Thèse de Doctorat, Université de Lille, 1997.
- [8] **R. Abdessemed**, " Modélisation et simulation des machines électriques", Presse de Université de Batna, 2011.
- [9] **A.Kaddouri**, " Étude d'une Commande Non-Linéaire Adaptative d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents ", Faculté des Sciences et de Génie, Université Laval Québec, Nov 2000.
- [10] **G.Séguier et R. Bausière** "les convertisseurs de l'électronique de puissance", la conversion continu alternatif Tome 4, deuxième édition, Lavoisier TEC II DOC, Paris, 1995.
- [11] **L. Benalia**, "Commande en tension des moteurs à induction double alimentés ",Thèse de doctorat, Université de Batna, 2010.
- [12] **A. Ameur**, "Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants", Thèse de magistère, Université de Batna, 2005.

- [13] **D. Lahouel**, "Commande Non Linéaire Adaptative D'une Machine Synchronne à Aimants Permanents", Thèse de magistère, Université de Batna, 2009.
- [14] **Kaddouri A**, "Étude d'une Commande Non-Linéaire Adaptative d'une Machine Synchronne à Aimants Permanents". Thèse Ph.D Faculté des sciences et de génie université LAVAL QUÉBEC, 2000
- [15] **Liu, W.**, "An on-line expert system-based fault-tolerant control system. Expert Systems with Applications ",59-64. 1996
- [16] **CHAKIR Messaoud**, "Commande robuste Tolérante aux défauts application a la MSAP" Mémoire de magister, école nationale polytechnique ,2006.
- [17] **R. Sadouni**, "Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double Etoile", Thèse de Magister, Université de Sidi Bel Abbés, 2010.
- [18] **N. BOUNASLA**, "Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchronne à Aimants Permanents" Thèse de Magister, Université Ferhat ABBAS Sétif -1 ,2014.
- [19] **K. Nabti**, "Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchronne", Thèse de Doctorat, Université de Constantine, 2010.
- [20] **H. Amrous**, "Commandes adaptatives d'une machine synchronne a aimants permanents", Thèse de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, 2009.
- [21] **N.S. Amirouche**, "Contribution à la commande adaptative et neuronale d'une machine synchronne à aimants permanents", Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, 2007.
- [22] **P. Lopez et A. S. Nouri**, " Théorie Elémentaire Et Pratique De La Commande Par Les Régimes Glissants " Springer, 2006.
- [23] **H.Tamrbed, T.Azarobr** "Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone", Thèse d'ingénieur, Anaba, 2000.
- [24] **R.Benayache** "Contribution à la commande robuste des systèmes non linéaires incertains : application à un système hydraulique", Thèse de doctorat, Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, France, 2007.
- [25] **Y. Elbia**, "Commande floue optimisée d'une machine asynchrone a double alimentation et a flux orienté ", Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2009
- [26] **H.Chennoufi**, "Performances de la machine asynchrone commandée vectoriellement et par mode glissant", Thèse d'ingénieur en électrotechnique, Université de Batna, 2001.

- [27] **O.Hamata, N.Louchen** "Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone double alimentation", Mémoire d'ingénieur, université de Batna, 2003.
- [28] **N. Madani, M.F. Benkhoris, S. Siala, M.O. Mahmoudi** , "Sliding Mode Control of an Asynchronous Motor Drive", Power Electronics and Variable Speed Drives, Conference Publication No. 456 IEE, Sept. 1998.
- [29] **Sivert A., Betin F., Faqir A., Capolino G.A.** "Robust control of an induction machine drive using a time-varying sliding surface", Industrial Electronics, 2004 IEEE International Symposium on Vol. 2, pp. 1369 – 1374, May 2004.
- [30] **T. S. Jimenez**, " Contribution a la commande d'un robot sous-marin autonome de type torpille " , Thèse de doctorat en Génie Informatique, Automatique et Traitement du Signal, Université Montpellier II, France, 2004.
- [31] **R.Sadouni**, " Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile", Thèse de Magister, Université de Sidi Bel Abbès, 2010.
- [32] **N. Madani, M.F. Benkhoris, S. Siala, M.O. Mahmoudi**, "Sliding Mode Control of an Asynchronous Motor Drive", Power Electronics and Variable Speed Drives, Conference Publication No. 456 IEE, Sept. 1998.
- [33] **A.E. Khaldi**, "Diagnostic et commande d'une machine synchrone a aimants permanents", Thèse de magistère, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2006.
- [34] **V.I. Utkin**, "Sliding mode control design principles and applications to electric drives", IEEE Trans. Ind. Elec, vol. 40, no. 1, pp. 23-36, Feb 1993.
- [35] **S. V Emelyanov**, "Variable Structure Control Systems", Nauka, Moscow, 1967.
- [36] **Kouzi, K.** "Commande Vectorielle d'un Moteur à Induction sans Capteur Vitesse par un Réglage PI Flou à Gains Flous Adaptés Associé à un Observateur d'Etat par Modes de Glissement". Mémoire de Magister de l'université de Batna, 2002.
- [37] **G. Bondarev, S.A. Bondarev, N.Y. Kostyerva, and V. I. Utkin**, "Sliding modes in systems with asymptotic state observers", Automation and remote control, vol. 46, no. 6, pp. 679-684, 1985.
- [38] **S. V Emelyanov, S. V. Korovin, and L. V. Levant**, "Higher sliding modes in the binary control systems", Soviet Physics, Doklady, vol. 31, no. 4, pp. 291-293, 1986.
- [39] **Y.Orlov, L. Alguilar and J.C. Cadiou**, "Switched chattering control of electrical servo -motors and backlash friction attenuation", Proc, Physics and Control, vol. 4, pp. 1336-1341, 2003.

- [40] **Levant**, "Siding order and sliding accuracy in sliding mode control," International Journal of Control, vol. 58, pp. 1247-1263, 1993.
- [41] **M.Sebaa** "Etude et comparative entre les diérences méthodes de commande d'une machine synchrone à aimants permanents ", Mémoire de magister, ENSET-Oran ,2003.
- [42] **K.Hartani** "Contribution à la stabilité du véhicule électrique à l'aide du contrôle des systèmes anti-patinage", Thèse de Doctorat Es-Science, U.S.T.O Oran, Algérie, 2007.
- [43] **L.Ghaouti** "Commande robuste d'un moteur synchrone à aimants permanents sans capteur de vitesse", Mémoire de magister, USTO, 2007.
- [44] **Mogens Blanke .Michel kinnaert. Jan Lunze. Marcel Staroswiecki**, "Diagnosis and Fault-Tolerant Control", Springer publication, Germany, 2006.
- [45] **Mekki H, Benzineb O, Boukhetala D, Tadjine M, Benbouzid M**. "Sliding mode based fault detection, reconstruction and fault tolerant control scheme for motor systems". ISA Transactions. Vol. 52(1), pp. 340–351, 2015.
- [46] **Patton R.J.**" Fault Tolerant Control Systems: The 1997 Situation. In Proceedings of the IFAC Safe process", Hull-United Kingdom, pp. 1033-1055, 1997.
- [47] **Prashant M, Jinfeng L, Panagiotis** "D.C. Fault-Tolerant Process Control Methods and Applications". Springer-Verlag London, 2013.
- [48] **Jiang J, Xiang Y**. "Fault-tolerant control systems: A comparative study between active and passive approaches". Annual Reviews in Control, Vol. 36(1): pp. 60–72, 2012.
- [49] **Niemann H, Stoustrup J**. "Passive fault tolerant control of a double inverted pendulum a case study". Control Engineering Practice, Vol. 13: pp. 1047-1059, 2005.
- [50] **Noura H, Sauter D, Hamelin F, Theilliol** "D. Fault tolerant control in dynamic systems application to a winding machine". IEEE Control Magazine, pp. 33-49, 2000.
- [51] **Tabbache B, Rizoug N, Benbouzid M, Kheloui** "A.A. Control Reconfiguration Strategy for Post-Sensor FTC in Induction Motor Based EVs". IEEE Transaction on Vehicular Technology, Vol. 62(3): pp. 965–971, 2013.
- [52] **Jones C.N.**" Reconfigurable flight control: First year report". Technical report, Cambridge University, 2005.
- [53] **Fekih A**. "Effective fault tolerant control design for nonlinear systems: application to a class of motor control system. IET Control Theory Application", Vol. 2(9): pp. 762–772, 2008.

[54] **Gouichiche A, Boucherit S.M, Tadjine M, Safa A, Messlem Y.**" An improved stator winding fault tolerance architecture for vector control of induction motor: Theory and experiment. *Electric Power Systems Research*", Vol. 104: pp.129–137, 2013.

[55] **C. Carlos**, "Optimisation, Discrétisation et Observateurs, Commande des Moteurs Asynchrones 2", Edition Hermes Science Europe, 2000.

[56] **Ivor Marković , Igor Erceg, Damir Sumina,**" MRAS based estimation of stator resistance and rotor flux linkage of permanent magnet generator considering core losses",Faculty of Electrical Engineering and Computing Zagreb, Croatia, 2016.

Annexes

Paramètres de la machine utilisée

Les paramètres de la machine synchrone à aimants permanents étudiée en simulation sont les suivants [51] :

Résistance de phase	$R_s = 3.4\Omega$
Inductance cyclique sur l'axe directe	$L_d = 0.0121H$
Inductance cyclique sur l'axe transverse	$L_q = 0.0121H$
Nombre de paire de pôles	$p = 2$
Flux des aimants permanents	$\phi_f = 0.013Wb$
Moment d'inertie	$J = 0.0001 Kg.m^2$
Coefficient de frottement visqueux	$F = 0.00005 N.m / rd / s$

Intitulé

Conception D'une Commande FTC A Base De Projection Pour Les Machines Synchrones A Aimants Permanents

Résume :

Ce mémoire, présente une étude de modélisation et commande de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), alimentée par un onduleur de tension. La commande vectorielle de la MSAP, utilisant des régulateurs PI classiques présente certains inconvénients tels que la sensibilité aux incertitudes paramétriques de la machine et leurs variations. Pour améliorer les performances du système à commander, on a appliqué une technique de réglage robustes à savoir : le mode glissant, en effet pour résoudre les problèmes des défaut on combinée les deux commande (vectorielle et mode glissant) avec un observateur de technique MRAS qui utilisé pour détecter et reconstruire les défauts ou les perturbations, on basé a un bloc de commutation pour basculer a deux commande , Cette stratégie s'appelle la commande FTC a base de projection .

Les résultats de simulation obtenus, ont montré l'efficacité et les performances de la commande proposée.

Mots clés : Machine synchrone à aimants permanents, Commande vectorielle, Commande par mode glissant , observateur de technique MRAS, Commande FTC a base de projection.

ملخص:

يقدم هذا البحث دراسة نمذجة وتحكم في ماكينة ذات مغناط دائمة مغذاة بعاكس التيار الكهربائي, إن طريقة التحكم بتوجيه التدفق باستعمال الضابط التقليدي تتميز بعدة سلبيات مثل الحساسية لترددات وتغيرات الآلة, لكي نحسن من فعالية هذا النظام قمنا بتطبيق تقنية الانزلاق التي تتميز بدقة المتابعة, على اثر ذلك ومن اجل محو تأثير الخلل تم مزج بين طريقتي التحكم (الشعاعي والانزلاقي) ومراقب ذو تقنية MRAS الذي يستعمل لكشف الخلل, نعتمد في هذه العملية على مؤشر تبديلي لاختيار طريقة التحكم, نسمي هذه الإستراتيجية بالتحكم المتسامح للخلل الذي يركز على طريقة الإسقاط, نتائج المحاكاة المتحصل عليها أثبتت فعالية وجودة تقنيات التحكم المقترحة.

كلمات مفتاحية : ماكينة ذات مغناط دائمة , التحكم الشعاعي , التحكم الانزلاقي , مراقب ذو تقنية MRAS , التحكم المتسامح للخلل الذي يركز على طريقة الإسقاط.