

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur Et de La Recherche Scientifique



Université de Ghardaïa

Faculté des Sciences et Technologie

Département des Sciences et Technologie

Mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme de

MASTER

Domaine : Science et Technologie

Filière : Automatique

Spécialité : Automatique

Thème:

**Etude Comparative de la Commande Vectorielle et la
Commande Par Mode Glissant d'une Machine Synchron
Triphasé à Aimants Permanents**

PAR:

BENZEKRI ELRabia

Jury:

Dr : KIFOUCHE A.	Maitre Assistant A, Univ. Ghardaia	Président
Dr: TOUAFEK Khaled	Maitre de Recherche A, URAER. Ghardaïa	Encadreur
Dr: ARIF Mohammed	Maitre Assistant A, Univ. Ghardaia	Examineur
Dr: FEZZANI Amor	Maitre Assistant A, URAER. Ghardaïa	Examineur

ANNEE UNIVERSITAIRE: 2015/2016

N° d'ordre :

N° de série:

REMERCIEMENTS

Tout d'abord on remercie le bon Dieu puissant de la bonne santé, la volonté et la santé et de la patience qu'il nous a donné tout au long de ce travail.

Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance et ma gratitude à mon encadreur, **Dr. TOUAFEK Khaled** qui a dirigé ce travail.

Mes remerciements vont aussi à messieurs les membres du jury pour avoir acceptés d'évaluer mon travail.

Mes remerciements vont aussi à l'ensemble de mes Enseignants tout le long de mes années d'études.

Je tiens à remercier les responsables et tout le personnel du département de Génie électrique pour les facilités qu'ils m'ont accordé pour parfaire ce travail.

Ce travail de mémoire que j'ai effectué doit beaucoup à certaines personnes que je tiens à remercier sincèrement.

Je remercie toutes les personnes (dont le nombre est très élevé pour les citer toutes ici), qui ont contribué de près ou de loin, directement ou indirectement à l'aboutissement de ce travail.

Enfin, je remercie tout particulièrement mes parents, pour leur soutien inconditionnel tout au long de ces longues années d'études, ainsi pour tout ce qu'ils ont fait pour moi. Ils se sont beaucoup sacrifiés pour m'offrir toutes les conditions nécessaires afin que je puisse devenir ce que je suis.

Rabie.BENZEKRI

DÉDICACES

Je dédie ce modeste travail à :

Ce qui sont les plus chers au monde, mes parents, aux quels je n'arriverai jamais à exprimer ma gratitude et ma reconnaissance, pour leur amour, leur soutient tout au long de mes études

À tout ma famille

À mes chers Sœurs et mes chers Frères et mes Proches

À tous mes amis chaque un à son nom

À tous ceux qui m'ont nourri de leur savoir

Et à ceux qui partage de bons souvenirs

À vous

À tous qui se donnent à fond à la recherche scientifique.

Rabie.BENZEKRI

1) Notations

a,b,c	Axes liés aux enroulements triphasés ;
V	Tension des Phases [V] ;
I	Courant des Phases [A] ;
Φ	Flux électromagnétique des Phases [Wb] ;
R_s	Résistances des phases statoriques [Ω] ;
$[R_f]$	La matrice des résistances des phases rotoriques [Ω] ;
$[R_s]$	La matrice des résistances des phases statoriques [Ω] ;
$[V_a \ V_b \ V_c]^T$	Vecteur tensions des phases statoriques [V] ;
$[I_a \ I_b \ I_c]^T$	Vecteur courants des phases statoriques [A] ;
$[\Phi_a \ \Phi_b \ \Phi_c]^T$	Vecteur flux électromagnétique des phases statoriques [Wb] ;
$[V_f]$	Vecteur tensions rotoriques [V] ;
$[V_s]$	Vecteur tensions statoriques [V] ;
$[I_f]$	Vecteur courants rotoriques [A] ;
$[I_s]$	Vecteur courants statoriques [A] ;
$[\Phi_f]$	Matrice de flux créé par l'aimant à travers l'enroulement statorique [Wb] ;
$[\Phi_s]$	Matrice de flux électromagnétique statorique [Wb] ;
$[\Phi_{sf}]$	Valeur crête (constante) du flux électromagnétique créé par l'aimant permanent à travers les enroulements statoriques [Wb] ;
$[L_f]$	Étant la matrice des inductances rotoriques [H] ;
$[L_s]$	Étant la matrice des inductances statoriques [H] ;
M_f	Inductance mutuelle qui correspond au rotor [H] ;
M_s	Inductance mutuelle qui correspond au stator [H] ;
$[M_{sf}]$	Matrice d'inductance mutuelle qui correspond au couplage entre le rotor et le stator [H] ;
$[L_{s0}]$	Terme constant de l'inductance propre d'une phase du stator [H] ;
$[L_{s2}(\theta)]$	Amplitude du premier harmonique de l'inductance propre d'une phase [H] ;
L_{s2}	l'inductance propre d'une phase [H] ;
M_{s0}	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques [H] ;
θ	caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator (Position absolue du rotor en degré électrique) [rad] ;
θ_r	La position électrique angulaire du rotor [rad] ;
θ_s	La position angulaire du stator [rad] ;
W_e	Energie emmagasinée dans le circuit magnétique [J] ;

θ_e	angle de position électrique talque : $\theta_e = p.\theta$;
θ_{geo}	Ecart angulaire de la partie mobile (rotor par rapport au stator) [rad] ;
$P(t)$	La Puissance instantanée [W];
p	Nombre de paires de pôles ;
J	Moment d'inertie total ramené sur l'arbre du MSAP [Kg.m^2] ;
f	Coefficient de frottement visqueux [N.m.s/rad];
f_r	Fréquence [Hz]
ω_r	La vitesse de rotation mécanique de la MSAP [rad/s], et $\omega_r = \omega/p$
$\omega_{r\text{ ref}}$	La vitesse de référence de rotation mécanique de la MSAP [rad/s] ;
ω	La vitesse électrique du rotor [rad/s] ;
C_e	Le couple électromagnétique délivré par la MSAP [N.m] ;
C_r	Le couple résistant appliqué sur l'arbre de la machine SAP, Dans notre cas, la charge est constituée de l'inertie entraînée et du frottement visqueux [N.m]
d, q	Composantes de Park (lié au rotor) directe et quadrature ;
α, β	Référentielle fixe lié au stator ;
[C]	La Matrice de passage (a,b,c) au (α,β) de transformation de CONCORDIA ;
[C] ⁻¹	La Matrice de passage (α,β) au (a,b,c) de transformation de CONCORDIA ;
[P]	La Matrice de passage direct de transformation de PARK ;
[P] ⁻¹	La Matrice de passage indirect de transformation de PARK ;
X_{abc}	Vecteur de la variable X dans le repère triphasé ;
$X_{\alpha\beta 0}$	Vecteur diphasé qui correspond au vecteur X_{abc} ;
X_{dq0}	Vecteur de la variable X dans le repère de Park ;
V_{max}	Valeur de Tension Maximal talque $V_{\text{max}} = \sqrt{2} \cdot V_{\text{eff}}$ [V] ;
V_{eff}	Valeur de Tension efficace [V] ;
L_d, L_q	Inductances cycliques directe et en quadrature [H] ;
I_d, I_q	Courants statoriques du repère de Park [A] ;
$I_{d\text{ref}}, I_{q\text{ref}}$	Courants statoriques de référence du repère de Park [A] ;
Φ_d, Φ_q	Flux du stator selon les axes d,q [Wb] ;
V_d, V_q	Tensions statoriques sur l'axe direct et en quadrature [V] ;
V_{d1}, V_{q1}	Tensions statoriques de référence de la commande vectorielle sur l'axe direct et en quadrature
e_d, e_q	Termes de découplage par compensation;
K_p	Gain proportionnel du régulateur PI ;
K_i	Gain intégral du régulateur PI ;
K_{pd}, K_{pq}	Gains proportionnel du régulateur PI pour la régulation de courant I_d et I_q ;

K_{id}, K_{iq}	Gains intégral du régulateur PI pour la régulation de courant I_d et I_q ;
T_d, T_q	Constante de temps d'intégration PI pour la régulation de courant I_d et I_q [s];
τ	Constante du temps électrique [s];
$S(x)$	Surface de glissement de la variable x comme (ω_r et I_d et I_q);
$V(x)$	Fonction de Lyapunov ;
$I_{qeq}, V_{deq}, V_{qeq}$	Le courant et les tensions de commande équivalente suivant l'axe d et q [A][V] ;
I_{qN}, V_{dN}, V_{qN}	Le courant et les tensions de commande discontinue suivant l'axe d et q [A][V] ;
$K\omega_r, K_d, K_q$	Les Gains positive de la commande par mode de glissement ;
D_{r1}, D_{r2}, D_{r3}	Les diodes à cathode du Redresseur ;
D_{r4}, D_{r5}, D_{r6}	Les diodes à anode Redresseur ;
V_{red}	La tension redressée [V] ;
$V_d(t), U_c(t)$	La tension d'entrée et de sortie de (filtre) [V] ;
$f_{porteuse}, f_{référence}$	La fréquence de la porteuse et de référence [Hz];
U_0	Tension continue à l'entrée de l'onduleur [V] ;
S_{abc}	L'interrupteur du bras a, b ou c d'onduleur (deux niveaux) ;
n_0	Point milieu fictif à l'entrée continu [V];
n	Le neutre de la machine ;
U_{a0}, U_{b0}, U_{c0}	Tensions d'entrée de l'onduleur (deux niveaux) [V];
V_{an}, V_{bn}, V_{cn}	Tensions de phase de l'onduleur (deux niveaux) [V];
V_{n0}	La tension fictive entre le neutre de la MSAP et le point fictif d'indice « 0 » [V];

2) Abréviations

MSAP	Machines Synchrones à Aimant Permanent ;
PMSM	Permanent Magnet Synchronous Machines ;
BDCM	Brushless Direct Current Motors ;
SPP	Structures de la machine synchrone à aimant permanent sans Pièces Polaires ;
APP	Structures de la machine synchrone à aimant permanent avec pièces polaires ;
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion ;
PI	Régulateurs classiques (Proportionnelle, Intégrale).
FOC	Commande par orientation de flux « Field Oriented Control » ;
R.MG	Régulateur par Mode Glissement ;
CSV	Commande à Structure Variable ;
f.é.m.	Force électromotrice ;
FTBO	Fonction de transfert en boucle ouverte ;
FTBF	Fonction de transfert en boucle fermée ;
HM	Champs magnétique
SMC	Sheet Molding Compound (préimprégné polyester) c'est un type de polymère ;
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor.
MOS	metal oxide semiconductor
GTO	Gate turn-off thyristor

Table des Matières

Remerciements	I
Dédicaces	II
Notations	III
Abréviations	VI
Table des Matières	VII
Liste des Figures	XII
Liste des Tableaux	XIV

Introduction Générale

Introduction Générale	01
-----------------------------	----

L'état de l'Art de la machine synchrone

I.1. Introduction.....	06
I.2. Classification des moteurs synchrones.....	06
I.3. Structures des Machines Synchrones.....	08
I.3.1. Le stator des Machines synchrones.....	08
I.3.2. Le rotor des Machines synchrones.....	08
I.3.2.1. Les moteurs synchrones à Rotor bobiné.....	08
I.3.2.1.1. Rotor bobiné à pôles saillants.....	08
I.3.2.1.2. Rotor bobiné à pôles lisses.....	09
I.3.2.2. Les moteurs synchrones à aimants permanents.....	09
I.3.2.2.1. Description Générale des Machines Synchrones à Aimants Permanents.....	09
I.3.2.2.2. Structures sans Pièces Polaires « SPP » et « Pôles lisses ».....	10
I.3.2.2.3. Structures avec pièces polaires « APP » et « Pôles saillants ».....	11
A. Structure avec pièces polaires sans concentration de flux.....	11
B. Structure avec pièces polaires et concentration de flux.....	11
I.4. Avantages des MSAP par rapport aux autres types de machines.....	12
I.4.1. Moteurs synchrones à aimants - Moteurs à courant continu.....	12
I.4.2. Moteurs synchrones à aimants - Moteurs synchrone classique.....	12
I.4.3. Moteurs synchrones à aimants - Moteurs asynchrones.....	12
I. 5. Alimentation des machines électriques à aimants permanents.....	13
I.5.1. Les moteurs BDCM.....	13
I.5.2. Les MSAP « PMSM ».....	14
I.6. Couple des machines à aimants permanents.....	14

I.6.1. Couple de détente.....	14
I.6.2. Couple réductance.....	14
I.6.3. Couple mutuel.....	15
I.7. Les rotors de la machine à aimants permanents.....	15
I.7.1. Aimants en surface.....	15
I.7.2. Aimants insérés.....	16
I.7.3. Aimants enterrés.....	16
I.7.4. Aimants à concentration de flux.....	16
I.8. Les aimants permanents.....	16
I.8.1. Caractéristique de désaimantation.....	17
I.8.2. Causes de la désaimantation.....	17
I.8.2.1. Variations de la température.....	18
I.8.2.2. Influence des champs magnétiques – réaction de l’induit.....	18
I.8.2.3. Autres causes de la désaimantation.....	18
I.9. Les matériaux magnétiques.....	18
I.9.1. Les Matériaux des aimants permanents.....	19
I.9.1.1. Les ferrites.....	19
I.9.1.2. Les Alnicos.....	19
I.9.1.3. Les terres rares.....	19
I.9.2. Aimants liés.....	21
I.9.3. Des matériaux magnétiques doux.....	21
I.9.3.1. Matériaux laminés.....	21
I.9.3.2. Matériaux composites.....	22
I.10. Avantages et inconvénients des MSAP.....	22
I.10.1. Avantages des MSAP.....	22
I.10.2. Inconvénients des MSAP.....	23
I.11. Domaine d’application des MSAP.....	23
I.12. Conclusion.....	24

Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

II.1. Introduction.....	26
II.2. Mise en équation de la machine synchrone.....	26
II.2.1. Les équations électriques des machines synchrones à aimants permanents.....	27
II.2.2. Equations magnétiques.....	27

II.3. Modèle équivalent d'une machine synchrone triphasée dans le système des axes d, q (Transformation triphasé - biphasé).....	28
II.3.1. Principe de la transformation de Concordia.....	29
II.3.2. Principe de la transformation de Park.....	29
II.3.3. Transformation de (α, β) au (d-q) et inversement.....	30
II.3.4. Application de la transformation de Park à la MSAP.....	31
II.3.4.1. Équations électriques d'un enroulement triphasé dans le repère d,q.....	32
II.3.4.2. Équation des flux du MSAP dans le repère de Park.....	32
II.3.4.3. Expression du couple électromagnétique.....	33
II.3.4.4. Equations mécaniques.....	34
II.3.5. Représentation fonctionnelle de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère de Park.....	34
II.4. Modélisation de l'alimentation de la MSAP à vitesse variable.....	35
II.4.1. Système d'alimentation de la MSAP.....	35
II.4.2. Modélisation de la source de tension de réseau électrique Triphasée.....	35
II.4.3. Modélisations du redresseur et du filtre associés à l'onduleur.....	36
II.4.3.1. Modélisation du redresseur triphasé double alternance à diodes.....	36
II.4.3.2. Modélisation du filtre de la tension redressée.....	37
II.5. Modélisation de l'onduleur triphasé.....	37
II.6. Commande de l'onduleur de tension à MLI naturelle (sinus-triangle).....	40
II.7. Simulation et interprétation des résultats.....	41
II.7.1 Alimentation par le réseau.....	41
II.7.2 Alimentation par un onduleur de tension.....	42
II.8. Conclusion.....	43

La commande Vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents

III.1. Introduction.....	46
III.2. Pour quoi la commande vectorielle.....	47
III.3. Principe de la commande vectorielle de la MSAP.....	47
III.4. Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension.....	49
III.4.1. Description du système global.....	49
III.4.2. Technique de découplage.....	50
III.4.2.1. Découplage par compensation.....	51
III.4.3. Calcul des régulateurs.....	52
III.4.4. Dimensionnement des régulateurs.....	52

III.4.4.1. Régulation du courant « I_d » (Correcteur du flux).....	53
III.4.4.2. Régulation du courant « I_q » (Correcteur de couple).....	53
III.4.4.3. Régulation de la Vitesse (Correcteur de vitesse).....	54
III.5. Les Avantages et inconvénients de la commande vectorielle.....	55
III.5.1. Les Avantages de la commande vectorielle.....	55
III.5.2. Les Inconvénients de la commande vectorielle.....	56
III.6. Simulation et Interprétation des Résultats.....	56
III.7. Conclusion.....	59

La commande par mode glissant de la machine synchrone à aimants permanents

IV.1. Introduction.....	62
IV.2. Système a structure variable.....	62
IV.3. Introduction à la commande par mode glissant.....	63
IV.3.1. Notion de base.....	63
IV.3.1.1. Régime glissant idéal.....	63
IV.3.1.2. Régime glissant réel.....	64
IV.3.2. Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement.....	64
IV.3.2.1. Choix de la surface de glissement ou de commutation.....	64
IV.3.2.2. Condition d'existence et de convergence.....	65
IV.3.2.2.1. Fonction discrète de commutation.....	66
IV.3.2.2.2. Fonction de Lyapunov.....	66
IV.3.2.3. Détermination de la loi de commande.....	66
IV.4. Application de la commande par mode de glissement à la MSAP.....	68
IV.4.1. Stratégie de réglage à trois surfaces.....	69
IV.4.1.1. Surface de régulation de la vitesse.....	69
IV.4.1.2. Surface de régulation du courant « I_d ».....	70
IV.4.1.3. Surface de régulation du courant « I_q ».....	71
IV.5. Avantage et inconvénients de la commande par mode glissant.....	71
IV.5.1. Phénomène de broutement (chattering).....	72
IV.5.2. Elimination le phénomène de broutement (chattering).....	73
IV.6. Simulation et Interprétation des Résultats.....	73
IV.7. Etude comparative entre la CMG et la commande Vectorielle.....	77
IV.7.1. Comparaison au niveau de la variation de vitesse.....	77
IV.7.2. Comparaison au niveau de la variation de charge.....	77

IV.8. Conclusion.....	79
Conclusion Générale.....	80
Références Bibliographiques.....	83
Résumé.....	87
ANNEXE A.....	88
ANNEXE B.....	90

Liste des Figures

CHAPITRE I : L'état de l'Art de la machine synchrone

Figure I.1 : Rotor bobiné à pôles lisses.....	06
Figure I.2 : Rotor bobiné à pôles saillants.....	06
Figure I.3 : Rotor à Aimants Permanents	07
Figure I.4 : Rotor bobiné d'une machine synchrone à pôles saillants.....	09
Figure I.5 : Rotor bobiné d'une machine synchrone à pôles lisses.....	09
Figure I.6 : MSAP (p=2), sans pièces polaires à aimantation radiale.....	10
Figure I.7 : MSAP (p=2), sans pièces polaires à aimantation tangentielle.....	10
Figure I.8 : MSAP (p=2), avec pièce polaires à aimant radiale.....	11
Figure I.9 : MSAP (p=4), avec pièces polaire à concentration de lignes de champs (de flux).....	11
Figure I.10 : Le courant de phase et la f.é.m. d'un moteur BDCM à 4 pôles.....	13
Figure I.11 : Schéma synoptique de commande de machine à aimants avec onduleur de tension commandé en courant.....	14
Figure I.12 : Différents structures des rotors des MSAP.....	15
Figure I.13 : Illustration d'une courbe B-H des aimants.....	17
Figure I.14 : courbes de B(H) de différents aimants.....	20

CHAPITRE II : Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

Figure II.1 : Schéma de la machine synchrone.....	26
Figure II.2 : Représentation du moteur synchrone à aimant dans le repère d-q et α - β	28
Figure II.3 : Représentation vectorielle des vecteurs de tensions dans les repères (a, b, c) et (α , β , o).....	29
Figure II.4 : Le système de coordonnées de d-q.....	31
Figure II.5 : Représentation de la MSAP dans le repère (d, q) de Park.....	31
Figure II.6 : Passage de Repère naturel du stator au repère (d, q) de Park.....	31
Figure II.7 : Les différents couples qui agissent sur le rotor	34
Figure II.8 : Modèle de la machine synchrone à aimants permanents.....	34
Figure II.9 : Schéma de principe de l'association MSAP-alimentation.....	35
Figure II.10 : Redresseur et Filtre	36
Figure II.11 : Représentation de la tension de sortie du redresseur.....	36
Figure II.12 : Représentation d'un filtre passe bas.....	37
Figure II.13 : Schéma de l'onduleur triphasé.....	38

Figure II.14 : Schéma de simulation d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux.....	39
Figure II.15 : la commande MLI naturelle (sinus-triangle).....	40
Figure II.16 : Génération d'une MLI naturelle (sinus-triangle).....	40
Figure II.17 : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé équilibré....	42
Figure II.18 : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un Onduleur de Tension triphasé à deux niveaux.....	43

CHAPITRE III : La commande Vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents

Figure III.1 : Principe de la commande vectorielle.....	48
Figure III.2 : Modèle de la MSAP Lorsque $I_d = 0$	49
Figure III.3 : Schéma globale de commande vectorielle du MSAP.....	50
Figure III.4 : Schéma Bloc de compensation.....	51
Figure III.5 : Principe de découplage par compensation.....	52
Figure III.6 : Régulateur P.I.....	52
Figure III.7 : Régulation du flux.....	53
Figure III.8 : Régulation du couple.....	53
Figure III.9 : Régulation de la vitesse.....	54
Figure III.10 : Réponses de la MSAP en charge avec ($C_r = 6.1 \text{ N.m}$ à $t = 0.5 \text{ s}$).....	57
Figure III.11 : Réponses de la MSAP en charge avec ($C_r = 6.1 \text{ N.m}$ à $t = 0.25 \text{ s}$) puis une inversion de la vitesse à $t = 0.5\text{s}$	58
Figure III.12 : Réponses de la MSAP en charge avec ($C_r = 6.1 \text{ N.m}$ à $t = 0.25 \text{ s}$) puis une inversion de la vitesse à $t = 0.5\text{s}$ avec une Variation Paramétrique.....	59

CHAPITRE IV : La commande par mode glissant de la machine synchrone à aimants permanents

Figure IV.1 : Convergence du système glissant.....	63
Figure IV.2 : Glissement idéal.....	64
Figure IV.3 : Glissement réel.....	64
Figure IV.4 : Représentation de la fonction « sign ».....	68
Figure IV.5 : Schéma global de réglage par la stratégie à trois surfaces.....	69
Figure IV.6 : Illustration du phénomène de broutement (Chattering).....	72
Figure IV.7 : Réponses de la MSAP en charge avec ($C_r = 6.1 \text{ N.m}$ à $t = 0.5 \text{ s}$).....	75

Figure IV.8 : Réponses de la MSAP en charge avec ($C_r = 6.1 \text{ N.m}$ à $t = 0.25 \text{ s}$) puis une inversion de la vitesse à $t = 0.5\text{s}$	75
Figure IV.9 : Réponses de la MSAP en charge avec ($C_r = 6.1 \text{ N.m}$ à $t = 0.25 \text{ s}$) puis une inversion de la vitesse à $t = 0.5\text{s}$ avec une Variation Paramétrique.....	77
Figure IV.10 : Résultats de simulation pour une variation de la vitesse de référence.....	78
Figure IV.11 : Résultats de simulation pour un échelon de couple résistant ($C_r = 6.1\text{N.m}$).....	79

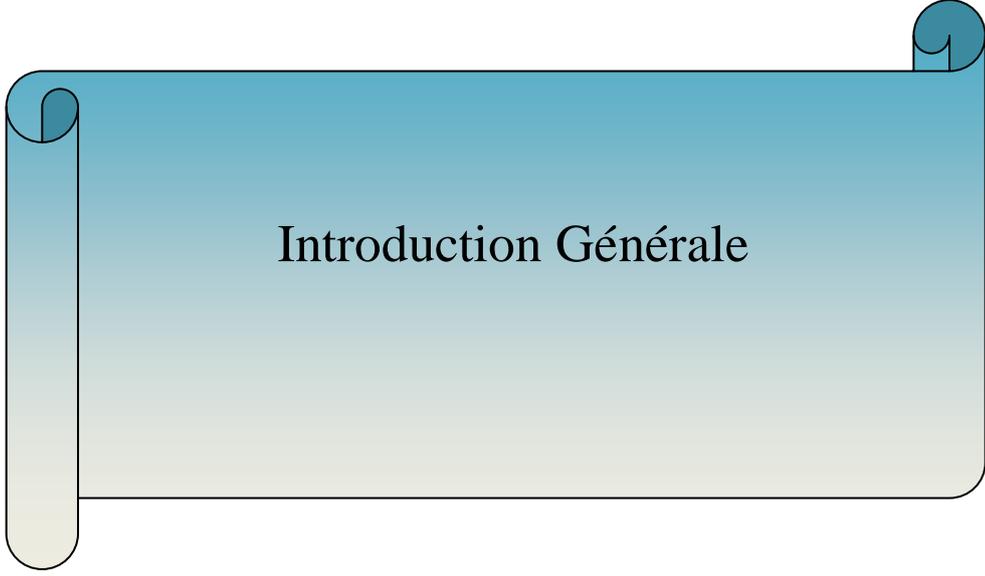
ANNEXES

Figure ANNEXE 01 : Bloc de l'alimentation triphasée du MSAP.....	90
Figure ANNEXE 02 : Bloc de l'association MSAP + Redresseur MLI + Filtre Passe Bas + Onduleur MLI à deux niveaux.....	90
Figure ANNEXE 03 : Bloc du MSAP Avec la Commande Vectorielle.....	91
Figure ANNEXE 04 : Bloc du MSAP Avec la Commande Par Mode Glissant.....	91

Liste des Tableaux

CHAPITRE I : L'état de l'Art de la machine synchrone

Tableau I.1 : Tableau récapitulatif des caractéristiques des aimants.....	20
---	----



Introduction Générale

Introduction Générale

1. Contextes et problématiques

Dans ces vingt dernières années, le domaine de la conversion de l'énergie électrique a été marqué, comme de nombreux autres domaines, par la révolution de l'électronique de puissance et de la microinformatique. Les méthodes classiques de variation de vitesse (mécaniques et électromécaniques) ont été peu à peu dépassées par des ensembles associant des convertisseurs statiques à des moteurs électriques. Historiquement, le moteur à courant continu a parfaitement assuré le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels.

Cependant, son principal défaut reste le collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certains environnements et qui fait augmenter les coûts d'entretien. Ces contraintes ont dirigé les études vers les entraînements équipés de machines à courant alternatif [1].

Pour toutes ces raisons, l'orientation vers les recherches aboutissant à des meilleures exploitations d'un robuste actionneur, est très justifiée, à savoir, le moteur asynchrone à cage (MAS) et le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP), qui sont robustes et ont une construction simple qui limite le coût et augmente le rapport de puissance massique.

C'est pourquoi les machines à courant alternatif remplacent de plus en plus les moteurs à courant continu dans de nombreux domaines tels que les servomoteurs [2].

Les nouvelles applications industrielles nécessitent des variateurs de vitesse ayant des hautes performances dynamiques, une bonne précision en régime permanent, une haute capacité de surcharge sur toute la plage de vitesse et une robustesse aux différentes perturbations. Ces dernières années plusieurs techniques ont été développées pour permettre au variateur d'atteindre ces performances [2] [3].

La commande vectorielle permet d'avoir une dynamique proche de celle de la machine à courant continu, autrement dit, une dynamique asymptotiquement linéaire et découplée.

Cependant, cette structure de commande en utilisant des régulateurs classiques de type PI nécessite que les paramètres de la machine soient précis (les variations paramétriques internes et externes du système dues à la température, l'humidité, et aux surcharge occasionnelles, engendrent la perte de la stabilité des régulateurs classiques considérés). Ceci exige une bonne identification des paramètres. En conséquence, le recours à des régulateurs de commande robuste, pour maintenir un niveau de découplage et de performance acceptable, est nécessaire [2] [4].

La commande à structure variable (CSV) [4] [5], est une commande non linéaire, possède cette robustesse, fut largement adoptée et a montré son efficacité dans de nombreuses applications. Elle change la structure de commande en fonction de l'état du système, en assurant de bonnes performances du système et une robustesse vis-à-vis des perturbations externes et des variations paramétriques. Le régime permanent du système dans ce cas est appelé mode de glissement [1]. C'est à dire que la trajectoire d'état du système est amenée vers une hyper surface dite surface de glissement et commute autour de cette surface jusqu'au point d'équilibre. L'inconvénient majeur des modes glissants classique du premier ordre est l'apparition du chattering ou broutement [2] [3]. La cause principale de ce broutement a été identifiée comme étant la présence de dynamiques parasites non modélisées dans le dispositif de commutation [4] [5]. Pour palier à ce problème, quatre grandes approches ont été proposées :

La première solution c'est l'utilisation d'une approximation linéaire. La deuxième c'est l'utilisation d'un observateur d'état asymptotique pour limiter la réticence [3]. Et la troisième c'est l'utilisation d'algorithmes de commande d'ordre supérieur [5]. Cette 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 [1] [4]. et la quatrième solution est l'utilisation d'une commande hybride comme glissant flou.

2. Objectifs

- 1) L'objectif de ce présent travail est l'étude du comportement dynamique de la machine synchrone à aimants permanents lors d'un réglage de vitesse par la commande vectorielle à base des régulateurs classiques (PI) et par des régulateurs à base des surfaces de mode de glissement.
- 2) L'objectif assigné à ce travail est de faire une comparaison par simulation entre la commande vectorielle et la commande par mode glissant de la MSAP.

3. Organisation de Mémoire

Dans le premier chapitre nous expliquons les différentes machines synchrones à vitesse variable, et après avoir rappelé les principes généraux des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) nous expliquons les comportements spécifiques des matériaux et les éléments les constituant tout en se basant sur ses différentes structures, ses modes d'alimentation, les caractéristiques des différents aimants permanents qui constituent le rotor de la MSAP.

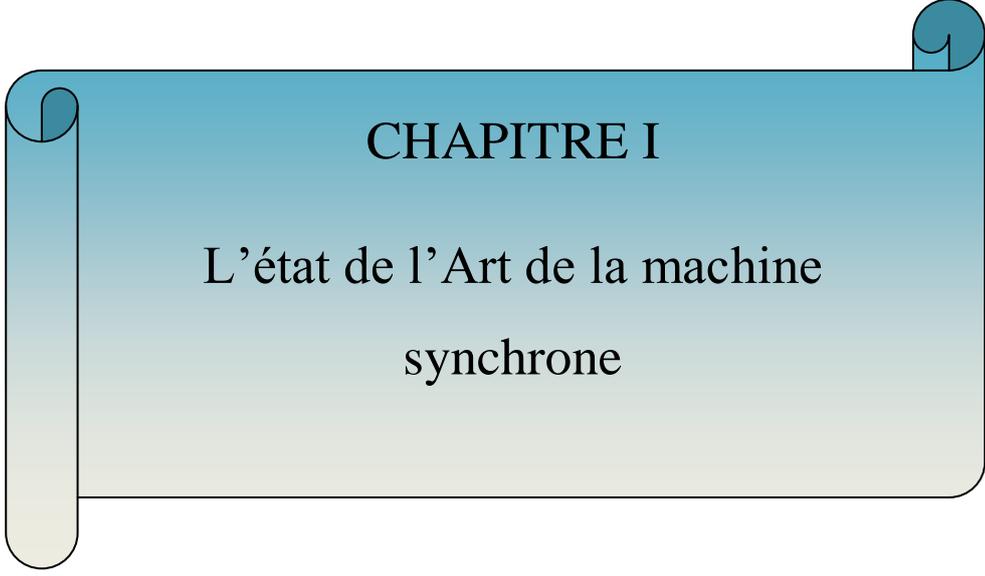
Le deuxième chapitre comporte de deux parties. La première partie, sera consacré à la modélisation détaillée de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère (a,b,c), puis

à l'aide de la transformation de Park on obtient le modèle dans le repère (d,q), cette étape est primordiale car, elle permet non seulement une meilleure connaissance de la machine mais aussi prépare efficacement le terrain à l'application des lois de commande que nous souhaitons mettre en place et elle permet l'observation et l'analyse des différentes évolutions de ses grandeurs électriques. Et La deuxième partie sera consacrée à la modélisation de l'association des convertisseurs statique avec l'onduleur de tension et de sa commande MLI et la MSAP. Ce chapitre se termine par la simulation et les résultats de simulation obtenus de tous ça.

Le troisième chapitre fera l'objet au principe de la commande vectorielle (FOC) et son application à la MSAP pour une régulation de la vitesse. La théorie de cette commande permet d'assimiler la machine synchrone à aimants permanents à une machine à courant continu à excitation séparée. Cette technique de régulation basée sur les régulateurs classiques PI. Afin de valider les résultats analytiques obtenus, on effectue en fin plusieurs tests par simulation.

Le quatrième chapitre est une étude détaillée de la commande à structure variable (CSV) (Ou La Commande Par Mode de Glissement CMG) qui, par sa nature, est une commande non linéaire. On y présente les principes théoriques de cette commande et la conception des ses régulateurs. On a utilisé la stratégie à 3 surfaces, l'une pour la vitesse et l'autre pour les courants, pour montre l'efficacité et la robustesse de la CSV. Une étude comparative entre cette dernière et la commande Vectorielle est accomplie à travers des simulations numériques appliquées à la machine pour l'asservissement de vitesse.

Finalement une conclusion générale résumera tous les résultats obtenus dans ce présent mémoire et des perspectives.



CHAPITRE I

L'état de l'Art de la machine
synchrone

I.1. Introduction

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant [04]. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique [01] [03].

I.2. Classification des moteurs synchrones

Le moteur synchrone est utilisé dans une large gamme de puissance, allant du watt au mégawatt, dans des applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation, l'entraînement à vitesse constante, la traction, à ces nombreux domaines d'emplois, correspondant au tant de technologies différentes, dont les plus répandues peuvent être scindées en deux grandes familles [04] [01]:

- 1) Les moteurs synchrones à Rotor bobiné, à pôles saillants ou à pôles lisses,
 - 2) Les moteurs synchrones à aimants permanents, avec ou sans pièces polaires.
- Les rotors bobinés à pôles lisses sont représenté dans (la Figure I.1)
 - Les rotors bobinés à pôles saillants sont représenté dans (la Figure I.2)
 - Ainsi que les rotors à aimants permanents sont représenté dans (la Figure I.3)

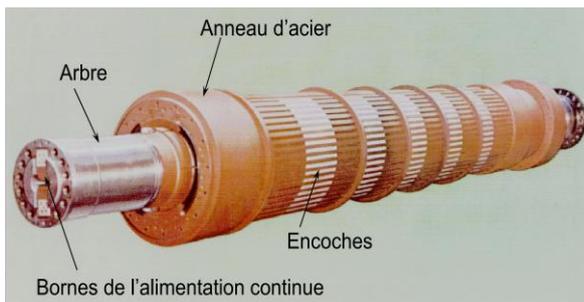


Figure I.1 : Rotor bobiné à pôles lisses

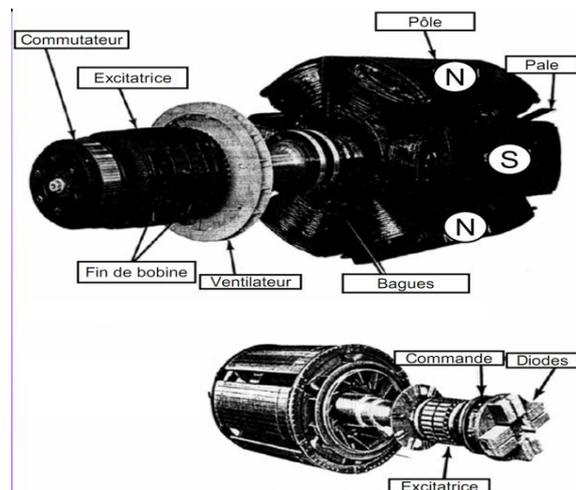


Figure I.2 : Rotor bobiné à pôles saillants

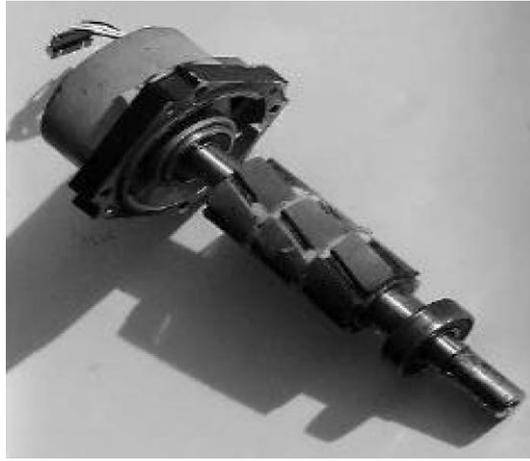


Figure I.3 : Rotor à Aimants Permanents

Les machines à aimants se développent de manière importante à l'heure actuelle, grâce à la mise en point d'aimants permanents de grande qualité, permettant l'obtention des couples massiques élevés. Lorsque le nombre de pôles est élevé, les puissances peuvent atteindre quelques centaines de kilowatt. Toute fois, leur domaine d'emploi privilégié reste les puissances inférieures à quelques dizaines de kilowatts, où l'aimant permanent et d'obtenir, à taille égale, une induction dans l'entrefer plus élevée que les machines à rotor bobiné. Par ailleurs l'emploi d'aimants permanents à la place de l'enroulement inducteur annule les pertes par effet de Joule au rotor et augmente le rendement [02].

Les machines synchrones à aimants permanents ont été largement utilisées dans les commandes de la vitesse pendant plus d'une décennie. Les applications les plus communes sont la commande des servomoteurs dont la puissance s'étend de quelques watts à quelques kilowatts. Une machine synchrone à aimants permanents est fondamentalement une machine ordinaire à courant alternatif avec des enroulements distribués dans les fentes de redresseur de sorte que le flux créé par le courant de redresseur soit approximativement sinusoïdal [05].

Ce mémoire se concentre seulement sur les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) avec une distribution sinusoïdale de flux.

Récemment, il y' a eu beaucoup d'intérêt en élargissant la chaîne d'application des MSAP. Le rendement élevé inhérent des MSAP prévoit une possibilité de remplacer par exemple des machines d'induction avec des MSAP dans l'industrie. Ces applications industrielles par exemple les usines de papier, où la puissance s'étend des dizaines de kilowatts à plusieurs centaines de kilowatts sont communes [01] [02].

I.3. Structures des Machines Synchrones

I.3.1. Le stator des Machines synchrones

Les machines synchrones triphasées, qu'elles soient à pôles saillants ou à pôles lisses, ont un stator composé de trois enroulements identique décalés de 120° dans l'espace. Ces enroulements sont longés dans les encoches du circuit magnétique [07]. Dans la grande majorité des cas, ces trois enroulements couplés en étoile, ce qui annule la composante homopolaire de courant. Lorsqu'on alimente les enroulements statoriques par un système triphasé équilibré de courant, il y a création d'un champ tournant le long de l'entrefer [08]. La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques [06] [09].

On note :

ω : La pulsation des courants statoriques, exprimée en radians par seconde,

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

ω_r : La vitesse de rotation de la machine, exprimée en radians par secondes, Tell que : $\omega_r = \omega / p$.

I.3.2. Le rotor des Machines synchrones

Le rotor des machines synchrones est classé généralement en deux types :

- 1) Les moteurs synchrones à Rotor bobiné, à pôles saillants ou à pôles lisses,
- 2) Les moteurs synchrones à aimants permanents, avec ou sans pièces polaires.

I.3.2.1. Les moteurs synchrones à Rotor bobiné

I.3.2.1.1. Rotor bobiné à pôles saillants

Où les aimants sont montés entre les pièces polaires de la machine dite de structure (APP). Le rotor est constitué de pôles, au tour des quels est bobiné l'enroulement inducteur (voir la figure I.4). Le sens de réalisation du bobinage est alterné à chaque pôle [01] [13]. Cet enroulement est traversé par un courant continu, et donne naissance à une force magnétomotrice le long de l'entrefer. Les pôles sont munis d'épanouissements polaires, dont la forme est étudiée de manière à obtenir une répartition quasi sinusoïdale de la force magnétomotrice créée par l'inducteur [10].

Lorsque le Rotor est alimenté, il donne naissance à un champ magnétique qui entre en interaction avec le champ tournant créé par le stator, ce qui en gendre un couple est électromagnétique et entraîne le rotor en rotation [02] [05]. En régime permanent, la vitesse de rotation du rotor est identique à celle du champ tournant créé par le stator, d'où l'appellation « machine synchrone » [06] [11].

I.3.2.1.2. Rotor bobiné à pôles lisses

Où les aimants utilisés sont sans pièces polaires (machines de structure SPP) sont disposés au niveau de l'entrefer sur un noyau ferromagnétique (voir la figure I.5) [01] [10]. L'enroulement Rotorique, traversé par un courant est logé dans ces encoches, il donne naissance à une force magnétomotrice que l'on supposera répartie sinusoidalement le long de l'entrefer [12] [02] [13].

Comme dans la machine à pôles saillants, l'interaction entre le champ tournant créé par le stator et le champ dû à Rotor donne naissance à un couple électromagnétique qui en traîne la rotation du rotor. En régime permanent le rotor tourne à la même vitesse que le champ tournant produit par le stator [11] [27].

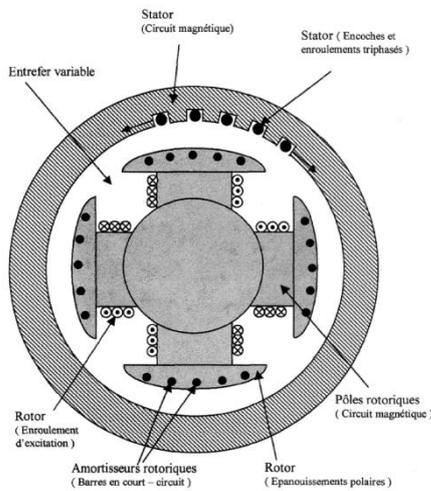


Figure I.4 : Rotor bobiné d'une machine synchrone à pôles saillants

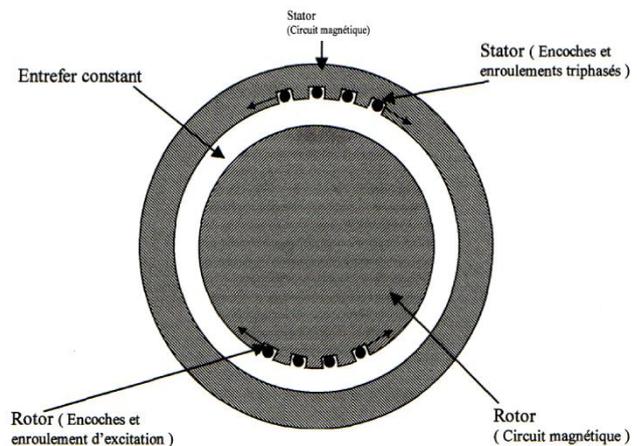


Figure I.5 : Rotor bobiné d'une machine synchrone à pôles lisses

I.3.2.2. Les moteurs synchrones à aimants permanents

I.3.2.2.1. Description Générale des Machines Synchrones à Aimants Permanents

La machine synchrone à aimants permanents composé d'un stator triphasé et composé d'un rotor monté avec des aimants permanents qui fournissent le flux de champ [14]. Cette machine na pas besoin d'un approvisionnement extérieure pour exciter le rotor [02]. L'absence du bobinage d'excitation réduit le coût et éliminé les pertes de puissance liées à cet enroulement. Le moteur synchrone à aimants permanents réduit d'espace occupé que dans le cas d'un bobinage d'excitation pour une taille donnée [12].

Il est aussi caractérisé par un faible moment d'inertie, une puissance massive élevée et un fonctionnement souple en vitesse variable et une commande simplifiée [15].

Il est préférable pour certaines hautes performances applications comme dans les machines outils et l'espace [12].

Le rotor d'un moteur synchrone à aimants permanents à une conception spéciale pour donner les caractéristiques exigées. Il existe deux structures de la MSAP selon la disposition des aimants avec les matériaux magnétiques : l'une avec pièce polaires et l'autre sans pièces polaires. Parmi ces deux catégories, un grand nombre de configurations sont envisageables [16].

Ces différentes possibilités dépendent de la nuance, du sens de l'aimantation, des formes géométriques des aimants et de leur disposition au niveau du rotor. La différence entre les deux structures citées précisément réside dans le fait que les inductances synchrones ont des valeurs sensiblement moins élevées et les ondulations du couple sont moins importantes pour des machines sans pièces polaires que celle avec pièces polaires [12].

I.3.2.2.2. Structures sans Pièces Polaires « SPP » et « Pôles lisses »

Les aimants, en forme de tuile ou en barreaux élémentaires juxtaposés, sont directement fixés sur la surface du rotor grâce à des frettes. Le sens d'aimantation peut être radiale (Figure I.6), tangentielle (Figure I.7), les structures à pôles lisses sont caractérisées par un entrefer magnétique assez large accentué par l'épaisseur des aimants et par celle de la frette de maintien. De ce fait, l'inductance statorique est plus faible que celle d'une machine classique à rotor bobiné à pôles lisses [04] [21].

Il est alors difficile d'obtenir un couple massique important ainsi, la réaction d'induit est plus réduite, ce qui favorise une commande plus simple. De plus, pour une amélioration des performances des machines à aimants, l'utilisation des terres rares est plus recommandée pour cette structure [05] [22].

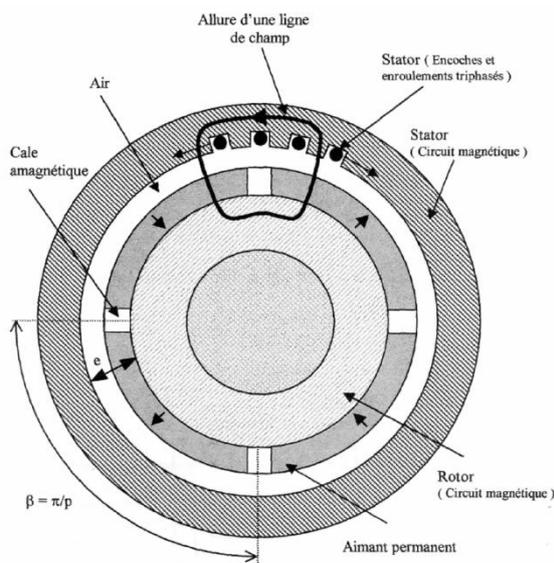


Figure I.6 : MSAP ($p=2$), sans pièces polaires à aimantation radiale

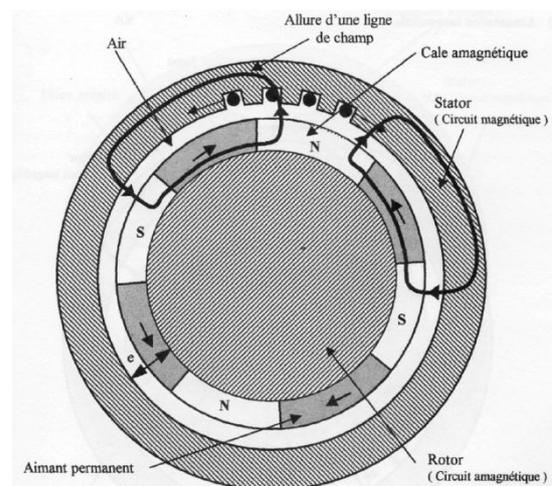


Figure I.7 : MSAP ($p=2$), sans pièces polaires à aimantation tangentielle

I.3.2.2.3. Structures avec pièces polaires « APP » et « Pôles saillants »

Comme dans les machines synchrones classiques à pôles saillants, la saillance a pour effet de produire une anisotropie au niveau du rotor dont la conséquence est de produire un couple réductant qui vient s'ajouter au couple d'interaction. A ce principal rôle que doivent assurer les pôles saillants dans les machines à aimants, un autre rôle peut leur être confié, c'est celui de la concentration de flux [15] [16].

Les pièces polaires permettant également de fixer les aimants sans avoir à utiliser des frettes et de réduire de façon significative l'épaisseur équivalente de l'entrefer ainsi que le volume des aimants par rapport aux structures sans pièces polaires. Les aimants ferrites et à terres rares peuvent être utilisés. Cependant, dans ce type d'inducteurs, la réaction d'induit est relativement plus importante [04] [23].

A. Structure avec pièces polaires sans concentration de flux

Généralement les aimants sont à aimantation radiale et placés sous des pièces polaires (figure I.8), afin de diminuer l'entrefer magnétique dans le but d'améliorer les performances de la machine. Par contre la réaction d'induit sera plus importante, et il faut en tenir compte lors du choix du type d'alimentation [07] [08].

B. Structure avec pièces polaires avec concentration de flux

Elles permettent d'améliorer, le niveau de l'induction dans l'entrefer, donc le flux à vide et par conséquent le couple, grâce aux pièces polaires surtout pour les moteurs constitués d'aimants présentant une faible induction rémanente « ferrite ». Ils existent plusieurs catégories que l'on peut les distinguer par l'existence des pièces polaires et la disposition des aimants à l'intérieur du rotor (figure I.9) [18] [25].

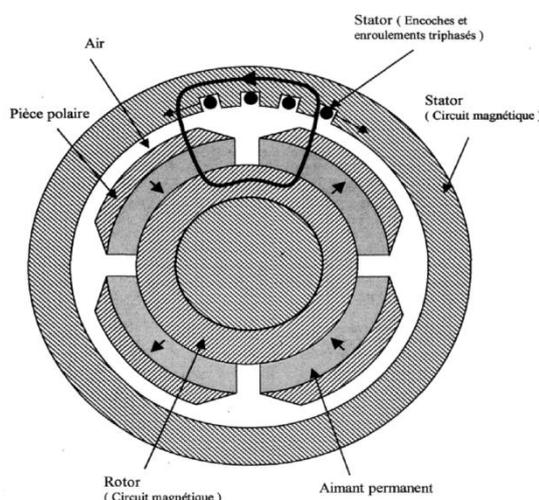


Figure I.8 : MSAP ($p=2$), avec pièces polaires à aimants radiale

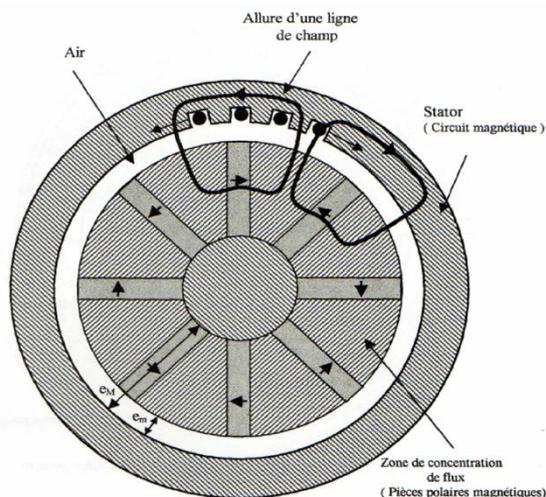


Figure I.9 : MSAP ($p=4$), avec pièces polaire à concentration de lignes de champs (de flux)

I.4. Avantages des MSAP par rapport aux autres types de machines

Un avantage évident de l'utilisation des aimants au niveau de la production du flux est la suppression des pertes par effet de joule du système inducteur. On peut montrer dans le cas des machines classiques que l'importance relative de ces pertes par effet de joule par rapport à la puissance utile est d'autant plus élevée que la machine est de taille plus réduite [25]. Un autre avantage de l'excitation par aimants, concerne l'amélioration de la sécurité de fonctionnement certes, les moteurs synchrones à aimants sont intéressants du point de vue puissance, rendement, facteur de puissance et moment d'inertie pour des gammes accessibles à leurs utilisation (coût et fiabilité) [24].

I.4.1. Moteurs synchrones à aimants - Moteurs à courant continu

Les moteurs synchrones à aimants concurrencent les moteurs à courant continu [17]. En effet les moteurs synchrones à aimants produisent un couple élevé, l'absence du système balais lames du collecteur pour les moteurs à aimants permanents de réduire la maintenance et d'éviter les problèmes de limitation pour la vitesse maximale [18] [19] [20].

I.4.2. Moteurs synchrones à aimants - Moteurs synchrone classique

Les aimants modernes et en particulier les plus performants, tel que les terres rares ont une perméabilité voisine de celle de l'air. Ceci conduit à un entrefer équivalent plus important que celui obtenu avec les machines synchrones classiques. Cet avantage offre aux moteurs synchrones à aimants une meilleure stabilité [30] [32].

D'autre part, le moteur synchrone classique est limité par le volume de son rotor pour les grandes vitesses de rotation, ce qui n'est pas le cas pour un inducteur à aimants. L'auto pilotage élimine tout problème de décrochage ou de ralentissement [31].

I.4.3. Moteurs synchrones à aimants - Moteurs asynchrones

Les moteurs à aimants permanents présentent les avantages suivants par rapport aux moteurs asynchrones :

- Un faible moment d'inertie, ce qui à pour effet de donner une réponse plus rapide pour un couple donné ;
- Un rendement plus élevé que celui des moteurs asynchrones classiques, en effet les pertes joules rotoriques sont négligeables pour les machines à aimants, tandis que les pertes fer rotoriques d'un moteur asynchrone dépendent du glissement ;
- Le moteur à aimants est avantage par sa rusticité, et il n'a pas besoin de requérir à une source de courant d'excitation, ce qui n'est pas le cas pour le moteur asynchrone ;

- Pour les mêmes performances, le moteur est de taille plus réduite, cet avantage permet d'utiliser les machines à aimants là où l'encombrement est limité. Toute fois le moteur asynchrone ne produit pas de couple de détente ce qui est le cas des machines synchrone à aimants [29].

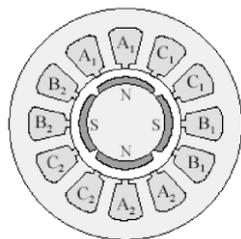
I. 5. Alimentation des machines électriques à aimants permanents

On distingue deux grandes familles pour les machines à aimants [04] [33] :

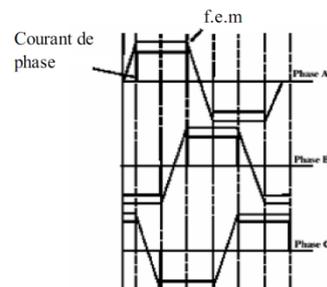
- 1) Les machines à f.é.m. trapézoïdale, dites BDCM (Brushless Direct Current Motors);
- 2) Les machines à f.é.m. sinusoïdale, dites PMSM (Permanents Magnets Synchronous Machines).

I.5.1. Les moteurs BDCM

Dans un moteur BDCM, les phases sont alimentées par des courants en créneaux en fonctions de la position du rotor. Ce régime de fonctionnement est très proche de celui de la machine à courant continu sauf que les aimants tournent et la commutation dans les conducteurs du stator est assurée par l'électronique [05]. Ce type de machine est très utilisé à cause de la simplicité de sa commande; une seule boucle de courant suffit, donc peu coûteuse; cependant, un simple retard de commutation peut causer un grand couple pulsatrice ; cela est l'inconvénient majeur qui fait que ce type de machine n'est pas utilisé pour les besoins en grandes performances [16] [24].



a. Moteur BDCM à 4 pôles



b. La forme du courant de phase et la f.é.m.

Figure I.10 : Le courant de phase et la f.é.m. d'un moteur BDCM à 4 pôles

Afin de minimiser les couples pulsatrices, on alimente la machine avec des créneaux de courant de 120° [11]. Cette alimentation consiste à alimenter à toutes instantes deux phases du moteur avec des créneaux de courant. La figure (I.10.a) montre la géométrie d'un moteur à courant continu à 4 pôles avec un enroulement concentré triphasé et la figure (I.10.b) montre le courant statorique et la forme d'onde de la f.é.m. [05].

Deux types de structures convertisseurs permettent d'assurer l'alimentation de cette machine avec des créneaux de courant : le commutateur de courant, plus adapté aux grandes puissances, et l'onduleur de tension contrôlé en courant figure (I.11) [16] [24].

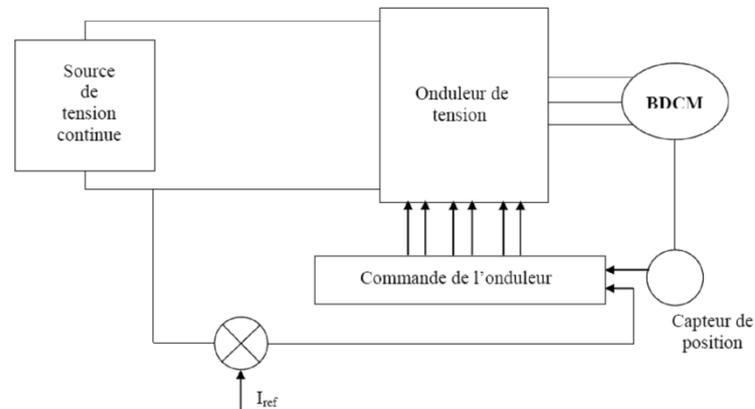


Figure I.11 : Schéma synoptique de commande de machine à aimants avec onduleur de tension commandé en courant

I.5.2. Les MSAP « PMSM »

Les MSAP sont alimentés par des courants sinusoïdaux, ce qui réduit l'ondulation du couple causée par la commutation. Ils ont un fonctionnement plus proche de celui de la machine synchrone classique: le rotor bobiné est remplacé par un rotor à aimants permanents. Dans ce cas, on cherche à avoir une f.é.m. sinusoïdale [26]. Ces machines présentent plusieurs avantages comparés aux (BDCM) comme : la capacité de contrôle du couple, le rendement ainsi que le fonctionnement dans une large gamme de puissance [16].

Pour les entraînements de précision (robotique), ces machines sont préférées aux BDCM [05].

I.6. Couple des machines à aimants permanents

En général, le couple total développé par les machines à aimants permanents est composé de trois types de couple [09] [24].

I.6.1. Couple de détente

Lorsque les aimants tournent avec le rotor et passent devant les dents du stator, ils rencontrent une réluctance variable [08]. Cette variation de la réluctance entraîne un couple de valeur moyenne nulle que l'on appelle couple de détente [24]. Pour tenter de l'annuler, les encoches peuvent être inclinées d'un pas d'encoche, mais cela rend plus difficile l'opération de bobinage [22]. Il est préférable d'incliner les aimants (ou l'aimantation des pôles) plutôt que les encoches [09] [16] [34].

I.6.2. Couple réluctance

Appelé aussi couple de saillance, il est dû aux variations des inductances des enroulements statorique en fonction de la position du rotor [24].

Il faut noter que dans le cas d'aimants montés en surface, le flux d'induit rencontre la même réluctance quelle que soit la position du rotor [16]. Il n'y a pas donc pour ces moteurs de couple de réluctance à prendre en compte [24].

I.6.3. Couple mutuel

Il est dû à l'interaction des deux champs statorique et rotorique [25].

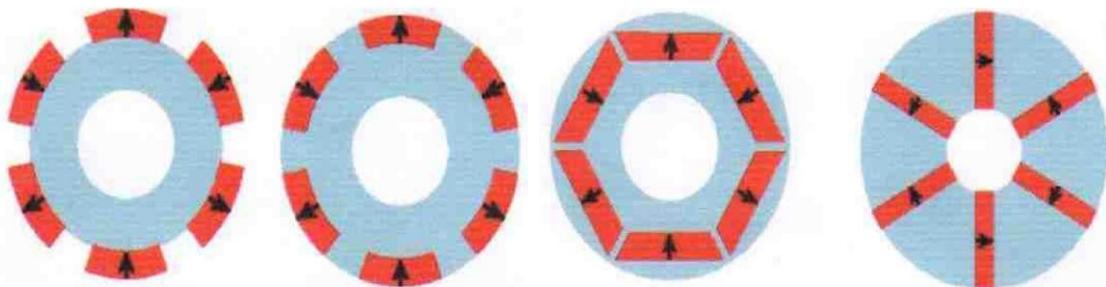
I.7. Les rotors de la machine à aimants permanents

Les machines à aimants permanents peuvent être construites avec plusieurs de configurations rotoriques [23] [24]. Leur classification globale en termes de placement des aimants est le suivant [11] [15] [22] [25]:

- a) Aimants en surface (Surface magnet type)
- b) Aimants insérés (Inset magnet type)
- c) Aimants enterrés (Interior magnet type)
- d) Aimants à concentration de flux (Burried magnet type)

I.7.1. Aimants en surface

Pour ces types de machines, les aimants sont placés sur du rotor, ils sont aimantés radialement, comme montré sur la figure I.12 (a). Cette configuration du rotor est la plus utilisée [07]. Le principal avantage de la machine avec des aimants en surface est sa simplicité donc faible coût de fabrication par rapport à d'autres machines à aimants [35]. L'inconvénient est l'exposition des aimants permanents aux champs démagnétisant. De plus, les aimants sont soumis à des forces centrifuges qui peuvent causer leur détachement du rotor [15]. Parfois, un cylindre externe non ferromagnétique de haute conductivité est utilisé. Il protège les aimants permanents de la désaimantation, de la réaction de l'induit et des forces centrifuges. Ce cylindre peut en plus fournir un couple de démarrage asynchrone et agir comme un amortisseur. Dans le cas des aimants du type terres rares la réactance synchrone dans l'axe- d et l'axe- q sont, pratiquement les mêmes [07] [27].



(a) Aimants en surface (b) Aimants insérés (c) Aimants enterrés (d) Aimants à Concentration de flux

Figure I.12 : Différents structures des rotors des MSAP

I.7.2. Aimants insérés

Comme des machines avec aimants en surface, les aimants du type insérés sont aussi montés sur la surface du rotor. Toutefois, les ouvertures entre les aimants permanents sont partiellement remplies avec le fer, comme montré sur la figure I.12 (b) [35]. Le fer entre les aimants permanents crée une saillance et donne un couple réluctant en plus du couple des aimants. La réactance synchrone de l'axe- q est légèrement supérieure à celle dans l'axe- d [15].

I.7.3. Aimants enterrés

Les machines à aimants enterrés sont des machines avec des aimants intégrés dans le rotor figure I.12 (c) et aimantés radialement [07] [35]. Du fait que la surface du pôle magnétique est plus petite que celle du rotor, l'induction dans l'entrefer est plus faible que l'induction dans l'aimant. La réactance synchrone dans l'axe- d est plus petite que celle de l'axe- q [22] [34]. Les aimants dans cette configuration sont très bien protégés contre les forces centrifuges. Cette configuration du rotor est recommandée pour les applications à grandes vitesses [15] [27].

I.7.4. Aimants à concentration de flux

Une autre façon de placer les aimants permanents dans le rotor est de les enterrer profondément à l'intérieur du rotor, les aimants sont aimantés dans le sens de la circonférence figure I.12 (d) [35]. Les pôles magnétiques se forment alors à niveau des parties ferromagnétiques du rotor par concentration de flux provenant des aimants permanents [15] [25].

L'avantage de cette configuration par rapport aux autres est la possibilité de concentrer le flux générés par les aimants permanents dans le rotor et d'obtenir ainsi une induction plus forte dans l'entrefer [27]. Comme les machines à aimants permanents intérieurs, les aimants permanents de cette dernière sont aussi bien protégés contre la désaimantation et les contraintes mécaniques. La réactance synchrone sur l'axe- q est plus grande que celle de l'axe-d [15] [25].

I.8. Les aimants permanents

Les aimants des machines synchrones sont fabriqués à partir de poudre de ferrite, de poudre de fer-cobalt ou de terres rares. Un bon aimant doit avoir une induction rémanente et un champ coercitif le plus grand possible [07] [25] [35].

C'est au début des années 30 que sont apparus les premiers aimants permanents appelés Alnico (alliage à base d'Aluminium-Nickel-Cobalt) [09] [34]. Ces derniers demeurent le matériau magnétique le plus utilisé durant plusieurs décennies [15]. Depuis les années 50, ils ont été peu à peu remplacés par les aimants à base d'héxaferrite ($AFe_{12}O_{19}$ où $A=Ba, Sr, Pb, \dots$) [11] [24].

I.8.1. Caractéristique de désaimantation

Les aimants permanents sont principalement caractérisés par leur cycle d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan (figure. I.13).

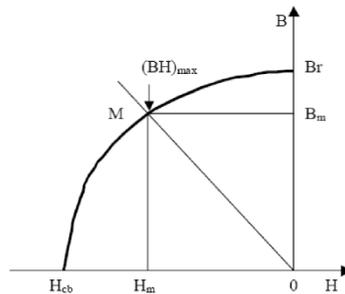


Figure I.13 : Illustration d'une courbe B-H des aimants

Cette courbe est caractérisée par :

- L'induction rémanente B_r
- Le champ coercitif H_{cb} , qui est le champ démagnétisant annulant l'induction ; plus sa valeur est élevée et plus l'aimant est stable.
- Une grandeur également importante est le produit $(BH)_{max}$, ce produit est couramment appelé « Energie spécifique de l'aimant ». Cette énergie caractérise la qualité du matériau, car l'énergie spécifique est inversement proportionnelle au volume de l'aimant. Donc pour un entrefer donné, le volume d'aimant est d'autant plus faible que l'énergie spécifique est élevée.

Les matériaux magnétiques peuvent être de deux formes, isotropiques ou anisotropiques. Les matériaux isotropiques présentent les mêmes caractéristiques dans toutes les directions, contrairement aux matériaux anisotropiques qui ont une direction privilégiée suivant laquelle ils ont de meilleures performances magnétiques [24] [35].

La présence d'un entrefer dans le circuit magnétique contribue à réduire la valeur de l'induction dans l'aimant par rapport à son induction rémanente, d'où l'appellation « charge ». Si l'entrefer varie (effets d'encoches ou réluctance variable avec les aimants), la pente de la droite de charge fluctue et fait varier le point de fonctionnement, ce qui peut avoir, entre autres effets, de créer des pertes magnétiques dans l'aimant [09] [25].

I.8.2. Causes de la désaimantation

Le champ magnétique, vu à travers l'aimant peut être variable, soit par la modification de la géométrie du circuit magnétique, soit par l'application d'un champ magnétique extérieur variable. Des causes de désaimantations est la suivante [15] [35]:

I.8.2.1. Variations de la température

À des températures de fonctionnement qu'on appelle critiques, les grandeurs essentielles de l'aimant, (B_r et H_{cb}) subissent des variations dont les effets se matérialisent par des pertes de flux dans l'entrefer de la machine. On distingue généralement deux sortes de diminutions [15] [35]:

- 1) **Diminutions réversibles d'induction** : elles sont annulées par le retour de l'aimant à la température initiale. Elles s'expriment par le coefficient de la température de la rémanence [35].
- 2) **Diminutions irréversibles d'induction** : elles sont dues à la dépendance en Température du champ coercitif. En effet, à des températures élevées le champ coercitif diminue et l'aimantation de certaines zones ne peut être ramenée à l'état initial. Ces pertes ne sont pas annulées après retour à la température initiale. Elles ne pourront l'être que par une ré-aimantation [15]. elles sont dues à la dégradation de la surface de l'aimant, de son oxydation, du changement de sa structure etc.... même après ré aimantation, les diminutions persistent [15] [35].

I.8.2.2. Influence des champs magnétiques – réaction de l'induit

Si un champ de désaimantation 'HM' est appliqué à l'aimant et si par la suite on réduit 'HM' à 0 et l'on retrouve une courbe de désaimantation avec une diminution d'induction rémanente, on dira qu'il y a diminution de l'induction irréversible [15].

I.8.2.3. Autres causes de la désaimantation

Le vieillissement de l'aimant se traduit souvent par une diminution de son aimantation rémanente de façon globale ou locale au sein du corps du matériau. Les désaimantations locales peuvent être dues par exemple, aux vibrations du rotor notamment suite aux harmoniques du couple [15] [35].

I.9. Les matériaux magnétiques

Les performances des MSAP sont intrinsèquement liées aux matériaux magnétiques mis en œuvre au sein de leur structure Dans ce cadre, nous distinguerons [07] [15]:

La source de champ rotorique constituée d'aimants frittés ou liés ; Les circuits magnétiques constituent de tôles ou de matériaux magnétiques composites [22] [25].

Ces circuits doivent naturellement limiter les fuites (bonne perméabilité), et représenter un volume réduit (induction à saturation élevée). Ils ne doivent pas être la source de pertes trop importantes qui nuiraient aux performances du moteur [06] [09]. d'un point de vue mécanique, le

matériau doit aussi tenir les contraintes de déformation que les efforts électromagnétiques ou la vitesse lui feront subir, tout en étant aisément usinable pour simplifier le processeur d'industrialisation Thermiquement, le matériau si possible isotrope, doit être un bon échangeur entre essentiellement le bobinage et l'environnement extérieur [06] [34].

I.9.1. Les Matériaux des aimants permanents

Un aimant permanent est un matériau ferromagnétique ayant la propriété de posséder une aimantation pratiquement constante en l'absence d'un champ démagnétisant relativement important. Cette aimantation provient des dipôles magnétiques, contenus dans ce matériau constitués d'ensembles de moments orbitaux et de spin d'électrons [07] [25] [34].

Les matériaux pour aimants permanents les plus utilisés dans les machines électriques sont classés en trois catégories [06] [09] [15] [22] [24]:

I.9.1.1. Les ferrites

Ce sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium. Ils sont obtenus par frittage et peuvent être isotropes ou anisotropes [07] [35]. Ces aimants possèdent des performances modestes mais ils se sont imposés dans de très nombreuses applications en raison de leurs faible prix de revient et d'une rigidité magnétique élevée [15] [25]. En raison de leurs faibles valeurs d'aimantation rémanente (environ 0.4T), les ferrites sont utilisées plutôt dans des machines à aimants de faible puissance à faible coût [09] [24].

- ✓ Pour atteindre des couples massiques plus élevés, les structures de machines plus complexes à concentration de flux pourraient être envisagées [06] [11] [34].

I.9.1.2. Les Alnicos

Les aimants d'Alnico sont composés d'Aluminium, de Nickel et de Cobalt [25] [35]. Ils se caractérisent par un champ rémanent très élevé, mais un champ coercitif très faible ce qui rend difficile leur utilisation dans les machines électriques [15] [24]. Toutefois, ils présentent une haute stabilité sous des températures extrêmes. Ils maintiennent leurs caractéristiques magnétiques entre 250°C et 450°C [09] [11].

Ce genre d'aimants est utilisé principalement pour les appareils de mesure et systèmes de détection à travers des champs magnétiques [06].

I.9.1.3. Les terres rares

Ce sont des matériaux très abondants dans la nature. Ils sont les meilleurs matériaux pour aimants performants. Etant caractérisés par un champ coercitif supérieur à celui des ferrites et une

densité d'énergie très importante, ils sont recommandés pour les structure de machines électriques de puissances moyennes de très hautes performances [07] [35]. Le samarium cobalt autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 350°C), mais ils sont très couteux en raison notamment de la présence du cobalt dans leur composition [15].

Les Nd-Fe-B ont des performances supérieures aux SmCo et sont beaucoup moins couteux, mais leur tenue en température est moins bonne (jusqu'à 160°C) [09] [24].

Matériaux	Br en Tesla	Hc en kA/m	T° de Curie en °C	Remarque diverses
Ferrites	0.2 à 0.4	200	300	Les moins chers
Alnicos	1.2	50	700 à 850	Se démagnétisent trop facilement
Samarium cobalt	0.5	800	700 à 800	Prix élevé à cause du cobalt
Néodyme fer bore	1.3	1500	310	Prix en baisse (brevets), sujet à l'oxydation

Tableau I.1 : Tableau récapitulatif des caractéristiques des aimants

La figure (I.14) présente la caractéristique B(H) de certains types d'aimants.

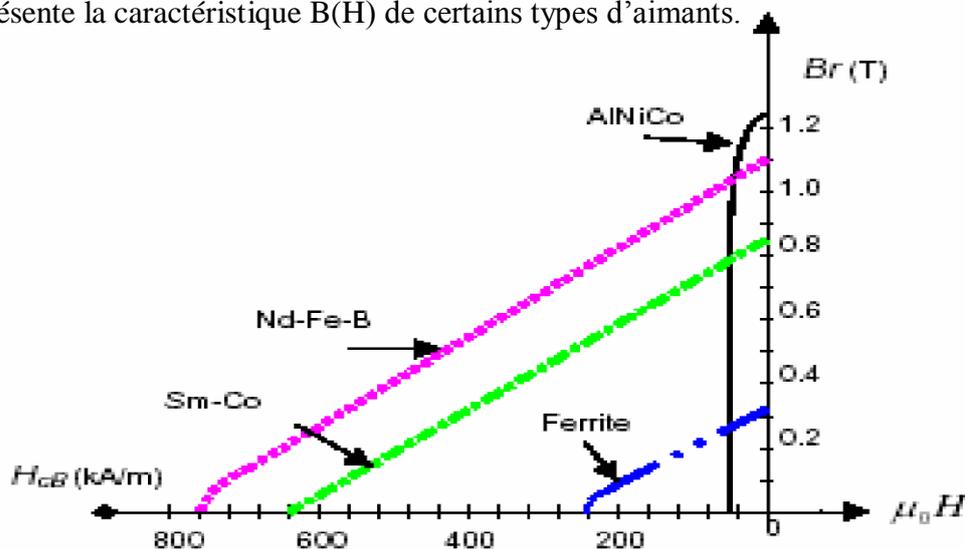


Figure I.14 : courbes de B(H) de différents aimants

En fonction de l'application, on choisit la nature des aimants utilisés dans les machines électriques : pour des applications à haute température, les aimants Samarium Cobalt sont utilisés. Dans les machines à puissances élevées, compte tenu du volume d'aimants utilisé et le coût associé, on préfère employer les aimants (Nd-Fe-B) [09].

Au-delà des avantages des aimants permanents, nous avons estimé important de signaler quelques difficultés et inconvénients propres à leur manipulation [06] [11].

- ✚ Le placement des aimants sur le rotor est sujet à des difficultés dues aux forces d'attraction-répulsion de ces derniers entre eux et avec le noyau ferromagnétique (rotor). Les matériaux composés de terre rare sont inflammables et l'extinction ne doit pas se faire, s'ils prennent feu, avec de l'eau.
- ✚ Une cassure des aimants entraîne un rejet brutal et violent des parties brisées pouvant blesser l'opérateur et entraîner quelques dégâts pour le matériel.
- ✚ Un simple mouvement manuel du rotor suffit à engendrer une f.é.m. aux bornes des plaques du stator, laquelle pourrait être néfaste pour l'opérateur.

I.9.2. Aimants liés

Actuellement, les aimants frittés souffrent d'une forte sensibilité à la température et de caractéristiques mécaniques déficientes pour certains types d'applications (problème de collage et de résistance aux sollicitations mécaniques) [07]. Dans ce contexte, les aimants liés présentent des atouts en partie dus à leur faciliter d'utilisation et de manipulation. Ces aimants liés obtenus par mélange homogène de poudres d'aimants et de matériaux polymères, se distinguent par trois procédés de fabrication donnant lieu à des matériaux injectés, compressés ou calandrés [25]. Pour ces deux dernières catégories, le produit final isotrope ou anisotrope peut avoir des formes complexes grâce à un usinage direct moyennant quelques précautions (arrosage pour limiter l'échauffement, protection contre la corrosion des surfaces usinées). [06].

I.9.3. Des matériaux magnétiques doux

Outre les aimants, le circuit magnétique de la (MSAP) est constitué de matériaux ferromagnétiques doux [07] [35], dont l'induction en zone de fonctionnement linéaire, suit la loi suivante $B = \mu_0 \times \mu_r H$ où H existe dans l'intervalle de [100 à 10000] selon le matériau, alors qu'en zone de saturation, on distingue simplement ce matériau par son induction B_{sat} comprise entre 1,2 et 2,4T suivant les composants de base [06] [08] [09] [22] [34].

I.9.3.1. Matériaux laminés

Les matériaux laminés représentent en volume, la part majeure des machines. Dans la gamme des matériaux participant à la conversion électromécanique, les composants laminés constituent sûrement le volume le plus utilisé [07]. Le flux statorique étant variable, le stator est composé d'un empilement de tôles en Fe-Si de 10 à 65 centièmes de millimètres d'épaisseur pour limiter les pertes [06]. Les divers alliages proposés (Fe-Silicium, Fer-Cobalt, Fer-Nickel) permettent de jouer de façons significatives sur les propriétés magnétiques, mécaniques ou

diélectriques. Divers matériaux ont ainsi été développés pour, par exemple réduire les pertes fer ou privilégier l'induction de saturation [09].

I.9.3.2. Matériaux composites

Les SMC sont des mélanges de poudres de fer et de liants isolants électriques qui sont compressés, recuits et moulés pour obtenir la forme désirée. Les particules de fer sont indépendantes les unes des autres ; il n'existe pas d'arrangement cristallin de ces particules, ce qui se traduit par un cycle d'hystérésis plus large et donc par des pertes associées plus importantes [07]. À l'inverse, la nature particulaire et l'isolation électrique de chaque particule (augmentation de la résistivité du matériau) procure un avantage important quant aux pertes par courants de Foucault ; il faut noter néanmoins, que cette isolation des particules diminue la perméabilité (inférieure de 50% par rapport à des matériaux laminés) et donc le niveau d'induction. Les fabricants de SMC, par exemple Höganäs ou les Poudres du Québec, sont capables de produire toutes les nuances de SMC, du plus isolant et faiblement perméable, jusqu'au moins résistif et bon conducteur magnétique, en changeant les proportions de liants, les pressions et températures de recuit [09]. Ces matériaux étant exploités dans la machine sous forme de pièces massives (stator en une pièce), les transferts de chaleur sont favorisés et entraînent la suppression des "points chauds" inhérents aux circuits à empilement [34]. La machine peut dans ce contexte gagner en puissance massive où l'on augmente la densité de courant [06].

I.10. Avantages et inconvénients des MSAP

I.10.1. Avantages des MSAP

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines : à courant continu, synchrone à excitation électrique et asynchrone [15] [24]. Parmi ces avantages, on peut citer [06] [36] :

- Meilleures caractéristiques thermiques, la localisation des pertes joules et des pertes fer au stator simplifie le refroidissement de la machine.
- Puissances massive et volumique importantes.
- Un rendement et facteur de puissance élevé [16] [27].
- Aucun courant d'excitation (30% de pertes en moins) [34].
- Une capacité à fonctionner à haute, voire très haute vitesse [08] [35].

I.10.2. Inconvénients des MSAP

- Dans le moteur synchrone à aimants permanents le commutateur mécanique du moteur à courant continu est remplacé par un commutateur électronique, ce qui a pour effet de

rendre le contrôle de ce moteur plus complexe et coûteux que celui d'un moteur à courant continu [08].

- Un désavantage du moteur synchrone est la présence de pulsations de couple. Selon la méthode de commutation utilisée, le moteur synchrone est plus ou moins sujet à ce phénomène [15] [24]. La commutation sinusoïdale d'un contrôleur complexe et de capteur de courant sophistiqué (coûteux). La commutation trapézoïdale, permet d'utiliser un contrôleur et des capteurs de courant plus simples et moins coûteux (exemple : capteur à effet hall), mais implique la présence de fortes pulsations de couple [06] [16] [34].
- La présence d'aimants permanents majore le prix des moteurs synchrones, notamment dans le cas de l'utilisation d'aimants de type terre rare. Ces aimants présentent de très grandes qualités (champs coercitif, tenue en chaleur, etc.) par rapport aux aimants « ferrites » mais ont un prix aussi beaucoup plus élevé.
- Le contrôle basé sur une commutation électronique augmente la complexité et donc le prix du contrôleur et du variateur. à cela s'ajoute le coût des capteurs supplémentaires nécessaires à la boucle du courant.
- Risque de désaimantation (irréversible) : limite de température maximale, courant maximum, défluxage impossible dans les machines à courant continu, possible dans les machines synchrones par contrôle de l'angle d'autopilotage.
- Pertes par courants de Foucault dans les aimants.

I.11. Domaine d'application des MSAP

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance, allant des centaines des watts (servomoteur) à plusieurs mégawatts (système de propulsion des navires) [27], C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme [37]:

- 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.12. Conclusion

à partir de cet état de l'art sur les différents types de machines existantes dans le marché, sont exposées et ainsi comparées selon les performances de chacune, l'étude s'orientera dans un premier temps vers les différents types des machines synchrones, puis les aspects structurels des différents types d'aimants permanents et de matériaux ferromagnétiques ainsi que leurs propriétés.

Dans le contexte de l'application qui nous concerne, nous optons pour le choix d'un aimant permanent de type (Nd-Fe-B) nouvelle nuance de terre rare pour les machines à aimants permanents et qui permet de préserver les performances sans pour autant sacrifier le coût de réalisation de la machine et aussi la technologie la plus évolutive.

Pour ce la les nombreuses structures proposées offrent toutes des avantages et des inconvénients, et de ce fait restent difficilement comparables, la présentation rapide des matériaux magnétiques disponibles donne un aperçu des compromis à réaliser lors de la conception.

Donc par conclusion ce chapitre présenté des généralités sur la machine synchrone à aimants permanents en se basant sur ces différentes structures, ces modes d'alimentation, les caractéristiques des différents aimants permanents constituant le rotor et enfin le couple de la machine.

On peut conclure que la machine synchrone à aimants permanents est un actionneur électrique très robuste et présente de faibles moments d'inerties ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps et permet de concevoir des commandes de vitesse, de couple ou de position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes dans les domaines d'applications comme suite (actionneurs de robotique, servomoteurs, entraînement à vitesse variable...etc.)

Le chapitre suivant a pour objectif l'étude et modélisation sous forme d'équations mathématiques de la machine synchrone à aimants permanents avec une Simulation sous l'environnement de SIMULINK/MATLAB.



CHAPITRE II

Modélisation de la machine synchrone
à aimants permanents

II.1. Introduction

Il y a quelques années, les programmes de simulation faisaient intervenir la transformation de Clarke ou celle de park. Pour pouvoir effectuer une simulation de la machine synchrone dans un temps relativement court [12]. A ce jour, grâce à l'évolution des technologies informatiques et des processeurs en particulier, nous pouvons nous en passer de ces transformations, ce qui permet dans le cas de la machine synchrone à aimants permanents d'étudier sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire et permanent.

Avant d'établir le modèle mathématique nous imposons quelques hypothèses :

- le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé,
- les f.é.m. sont à répartition sinusoïdale,
- l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables,
- l'effet de la température sur les résistances est négligeable,
- l'entrefer est d'épaisseur uniforme.

II.2. Mise en équation de la machine synchrone

Pour établir des relations simples entre les tensions d'alimentation du moteur et ces courants, nous considérons le modèle de la machine synchrone idéal suivant :

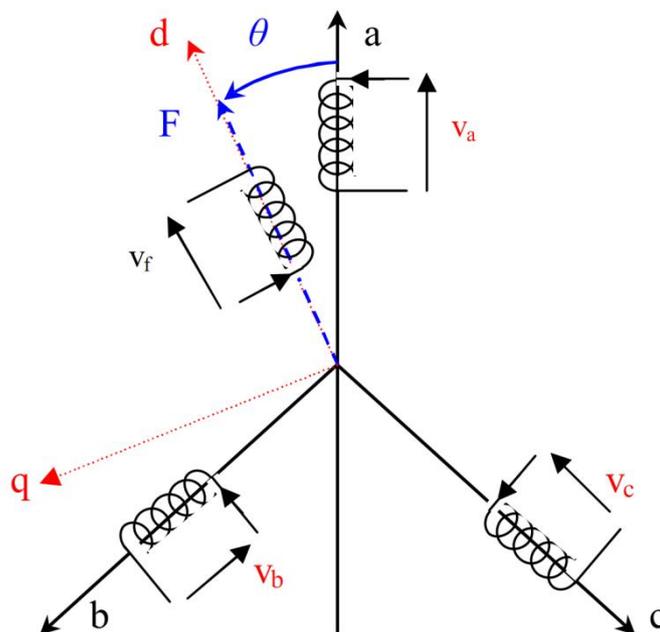


Figure II.1 : Schéma de la machine synchrone

D'après le schéma de la figure (II.1) ; on donne les équations de la machine synchrone relatives au stator et au rotor :

II.2.1. Les équations électriques des machines synchrones à aimants permanents

Le modèle mathématique de la MSAP est similaire à celui de la machine synchrone classique. Dans le cadre des hypothèses simplificatrices et pour une machine équilibrée les équations de la machine s'écrivent comme suit :

- **Du stator**

Les équations électriques dans un repère fixe lié au stator sont décrites par :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_S \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

$$\text{Matrice: } [R_S] = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_S \end{bmatrix}$$

- **Du rotor**

Les équations électriques dans un repère fixe lié au rotor sont décrites par :

$$[V_f] = [R_f][I_f] + \frac{d}{dt} [\Phi_f] \quad (\text{II.2})$$

Avec :

$$[V_f] = \begin{bmatrix} V_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad [R_f] = \begin{bmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad [I_f] = \begin{bmatrix} I_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

II.2.2. Equations magnétiques

- **Flux statorique**

$$[\Phi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sf}][I_f] \quad (\text{II.4})$$

La matrice $[L_S]$ est une matrice carrée et d'ordre 3*3, elle contient des termes constants que nous regroupons dans $[L_{S0}]$, et les termes variables dépendent de θ , que nous regroupons dans $[L_{S2}(\theta)]$ posons :

$$[L_S] = [L_{S0}] + [L_{S2}(\theta)] \quad (\text{II.5})$$

$$[L_{S0}] = \begin{bmatrix} L_{S0} & M_{S0} & M_{S0} \\ M_{S0} & L_{S0} & M_{S0} \\ M_{S0} & M_{S0} & L_{S0} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

$$[L_{S2}(\theta)] = L_{S2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Les inductances propres et mutuelles L_{s0} , M_{s0} , L_{s2} sont des constantes.

- **Flux rotorique**

$$[\Phi_f] = [L_f][I_f] + [M_{sf}][I_s] \quad [L_f] = \begin{bmatrix} L_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

$$[M_{sf}] = M_f \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [M_{sf}] = [M_{fs}]^T \quad (\text{II.9})$$

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} ([L_s][I_s] + [M_{sf}][I_f]) \quad (\text{II.10})$$

$$[V_f] = [R_f][I_f] + \frac{d}{dt} ([L_f][I_f] + [M_{sf}][I_s]) \quad (\text{II.11})$$

$[\Phi_{sf}]$: Valeur crête (constante) du flux créé par l'aimant permanent à travers les enroulements statoriques.

II.3. Modèle équivalent d'une machine synchrone triphasée dans le système des axes d, q (Transformation triphasé - biphasé)

Le modèle de la machine synchrone le plus utilisé est basé sur la théorie unifiée des machines électriques [13] [27].

Cette théorie est basée sur la transformation de Park et qui permet d'obtenir un système équivalent formé de deux enroulements orthogonaux qui sont situés dans le même plan que les enroulements a, b et c. Avec cette transformation, nous pouvons passer d'une représentation dans le repère triphasé (a, b, c) à une représentation dans un repère cartésien d'axes (d, q), comme nous le montre la figure suivante :

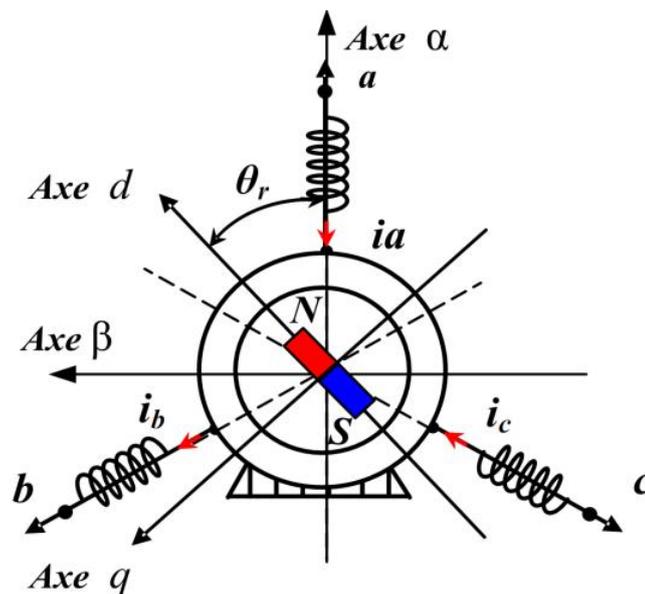


Figure II.2 : Représentation du moteur synchrone à aimant dans le repère d-q et α - β

II.3.1. Principe de la transformation de Concordia

On note les vecteurs triphasés de tensions, de courants ou de flux [12] [26]:

$$[X_{abc}] = [X_a \ X_b \ X_c]^T, \text{ et } [X_{\alpha\beta 0}] = [X_\alpha \ X_\beta \ X_0]^T$$

La transformation directe de Concordia est définie par une matrice [C]. Aux vecteurs originaux [V_{abc}], [I_{abc}], [Φ_{abc}], la transformation de Concordia fait correspondre les vecteurs [V_{αβ0}], [I_{αβ0}] et [Φ_{αβ0}]. Elle est appliquée de manière identique aux tensions, aux courants, et aux flux. Le vecteur X₀ représente la composante homopolaire, normale au plan formé par les vecteurs X_a, X_b, et X_c. Les vecteurs X_α et X_β représentent les vecteurs diphasés qui correspondent aux vecteurs X_a, X_b, et X_c. La transformation de Concordia est définie par :

$$[X_{abc}] = [C] [X_{\alpha\beta 0}] \tag{II.12}$$

$$[X_{\alpha\beta 0}] = [C]^{-1} [X_{abc}] \tag{II.13}$$

Où [C] est la matrice de transformation directe, elle est donnée par :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \tag{II.14}$$

La matrice de passage inverse est la transposée de la matrice [C], on peut écrire donc :

$$[C]^T = [C]^{-1}$$

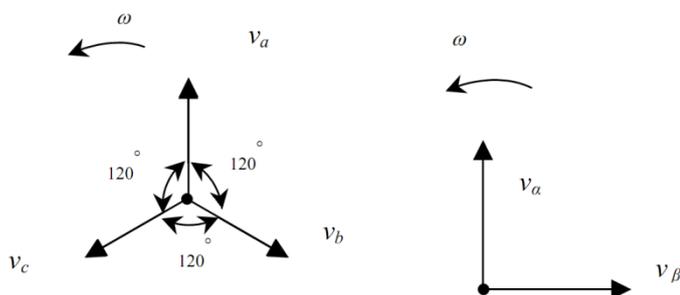


Figure II.3 : Représentation vectorielle des vecteurs de tensions dans les repères (a, b, c) et (α, β, 0)

Les amplitudes des tensions V_o, V_α et V_β sont liées aux amplitudes des trois tensions V_a, V_b, et V_c. Dans le cas général ces amplitudes ne sont pas identiques. Les deux systèmes de composantes sont représentés par des vecteurs de Fresnel tournant avec une vitesse de rotation angulaire ω dans le plan formé par V_a, V_b, et V_c. Toutefois, les amplitudes des composantes prennent des valeurs caractéristiques dans certains cas particuliers (absence de neutre, système équilibré, régime permanent, ...etc.) .

II.3.2. Principe de la transformation de Park

La transformation directe de Park, est définie par la matrice [P]. Aux vecteurs originaux [I_{abc}], [V_{abc}], [Φ_{abc}], La transformation de Park, fait correspondre les vecteurs [I_{dqo}], [V_{dqo}], [Φ_{dqo}],

La transformation de Park, est appliquée de manière identique au vecteur de tensions, de courants et de flux $[X_{dqo}] = [X_d X_o X_q]^T$, [12] [26].

Le vecteur X_o représente la composante homopolaire, normale au plan forme par les vecteurs X_a , X_b , et X_c les vecteurs X_d et X_q représentent les vecteurs diphasés qui correspondent aux vecteurs X_a , X_b et X_c . La transformation de Park, est définie par :

$$[X_{abc}] = [P][X_{dqo}] \quad (\text{II.15})$$

$$[X_{dqo}] = [P]^{-1}[X_{abc}] \quad (\text{II.16})$$

Tel que : $[P]$ et $[P]^{-1}$ sont les matrices de passage direct et inverse,

La matrice de Park $[P(\theta)]$ est donnée sous la forme suivante :

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

Où θ l'angle électrique désignant la position du rotor par rapport au stator.

Et Son inverse $[P(\theta)]^{-1}$ est donnée par :

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

Avec $\theta = \theta_s$ pour le stator et $\theta = \theta_r$ pour le rotor.

Le moteur est supposé être connecté en étoile et forme donc un système équilibré $I_a + I_b + I_c = 0$.

Ainsi, la composante homopolaire désignée par la troisième ligne de la matrice (II.15) est nulle.

II.3.3. Transformation de (α, β) au $(d-q)$ et inversement

Le passage des composantes α, β aux composantes d, q est donné par une matrice de rotation exprimée par :

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

La transformation inverse $(d-q)$ au (α, β) est :

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

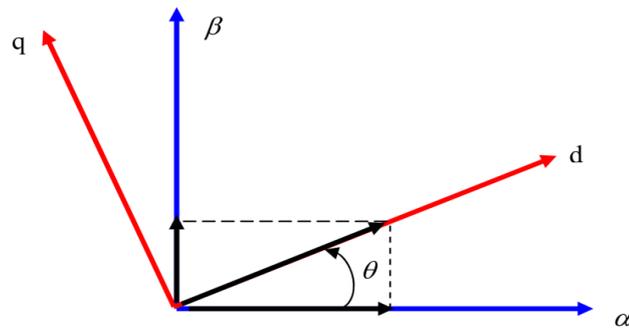


Figure II.4 : Le système de coordonnées de d-q

II.3.4. Application de la transformation de Park à la MSAP

Afin de simplifier le modèle dynamique de la machine, on applique un changement de repère. Cette transformation mathématique, transforme les trois bobines statoriques fixes déphasées de $(2\pi/3)$ en deux bobines fictives équivalentes déphasées de $(\pi/2)$ et situées sur le rotor (Figure II.6).

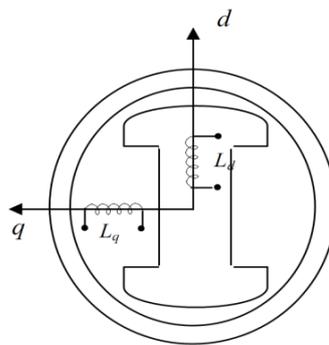


Figure II.5 : Représentation de la MSAP dans le repère (d, q) de Park

Les deux bobines d et q, tournent avec le rotor, produisant le même effet que les trois bobines fixes. Les variations exprimées dans ce nouveau repère (d, q), nous permettent de passer de repère naturel au repère de Park, et d’avoir ainsi un modèle relativement simple de la machine.

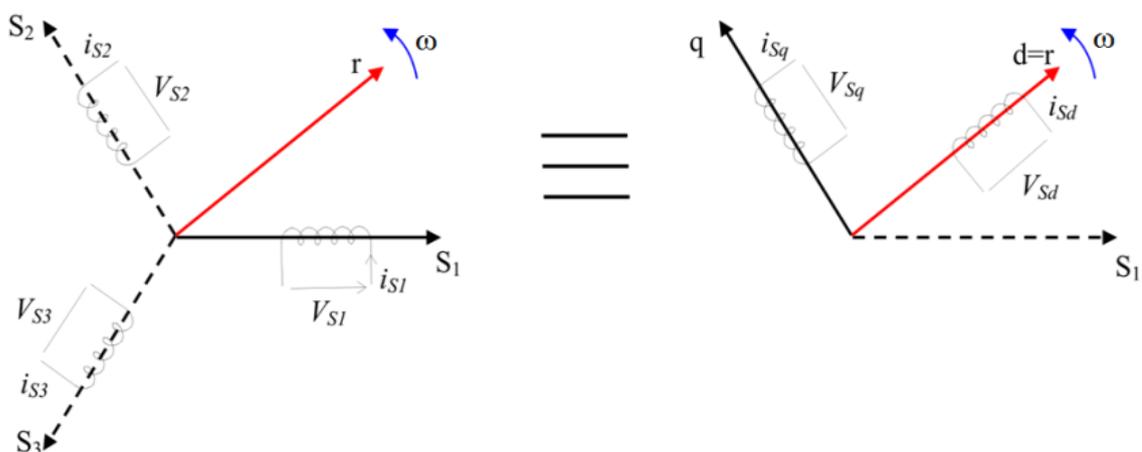


Figure II.6 : Passage de Repère naturel du stator au repère (d, q) de Park

Après développement des équations, on obtient les équations suivantes :

II.3.4.1. Équations électriques d'un enroulement triphasé dans le repère d,q

La loi des mailles s'exprime sur l'un des enroulements statoriques par la relation suivant :

$$V = R_s I + \frac{d}{dt} \Phi$$

Une équation compacte peut être établie pour trois phases repérées par les indices a, b, c sous forme matricielle :

$$[V_{abc}] = [R_s][I_{abc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abc}] \quad (\text{II.21})$$

La transformation de Park $P(\theta)$ est appliquée à l'équation (II.21) comme suit :

$$[P(\theta)]^{-1}[V_{dq0}] = [R_s] [P(\theta)]^{-1}[I_{dq0}] + \left(\frac{d}{dt}\right) [[P(\theta)]^{-1}[\Phi_{dq0}]] \quad (\text{II.22})$$

Soit en multipliant à gauche par $[P(\theta)]$:

$$[V_{dq0}] = [R_s] [I_{dq0}] + \left(\frac{d}{dt} [\Phi_{dq0}]\right) + [P(\theta)] \left(\frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1}\right) [\Phi_{dq0}] \quad (\text{II.23})$$

Après simplification, on obtient le système des équations des tensions dans le repère de Park, qui constitue un modèle électrique dynamique pour l'enroulement équivalent :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + \left(\frac{d}{dt} \Phi_d\right) - \left(\frac{d\theta}{dt} \Phi_q\right) = R_s I_d + \left(\frac{d}{dt} \Phi_d\right) - p\omega_r \Phi_q \\ V_q = R_s I_q + \left(\frac{d}{dt} \Phi_q\right) + \left(\frac{d\theta}{dt} \Phi_d\right) = R_s I_q + \left(\frac{d}{dt} \Phi_q\right) + p\omega_r \Phi_d \\ V_o = R_s I_o + \left(\frac{d}{dt} \Phi_o\right) \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

Dans le cas où le système est équilibré (la somme des composantes a, b, c est nulle), la troisième équation, toujours vérifiée car identiquement nulle, devient inutile.

II.3.4.2. Équation des flux du MSAP dans le repère de Park

Les flux peuvent être formulés par les équations suivantes :

- Sur l'axe d :

$$\Phi_d = L_d I_d + \Phi_f \quad (\text{II.25})$$

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

- Sur l'axe q :

$$\Phi_q = L_q I_q \quad (\text{II.26})$$

Le modèle de la MSAP peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{d}{dt} I_d - p\omega_r L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{d}{dt} I_q + p\omega_r (L_d I_d + \Phi_f) \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

$$\begin{cases} \frac{dI_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} I_d + \frac{L_q}{L_d} I_q p\omega_r + \frac{V_d}{L_d} \\ \frac{dI_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} I_q - \frac{L_d}{L_q} p\omega_r I_d - \frac{\Phi_f}{L_q} p\omega_r + \frac{V_q}{L_q} \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

II.3.4.3. Expression du couple électromagnétique

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

$$C_e = \frac{dw_e}{d\theta_{\text{geo}}} = p \frac{dw_e}{d\theta} \quad (\text{II.29})$$

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

$$P(t) = \frac{3}{2} (V_d I_d + V_q I_q) \quad (\text{II.30})$$

En remplaçant V_d , V_q par leurs expressions on aura :

$$P(t) = \frac{3}{2} [R_s (I_d^2 + I_q^2) + ((I_d \frac{d}{dt} \Phi_d) + (I_q \frac{d}{dt} \Phi_q)) + (\frac{d}{dt} \theta (\Phi_d I_q - \Phi_q I_d))] \quad (\text{II.31})$$

Talque :

- ✚ $\frac{3}{2} [R_s (I_d^2 + I_q^2)]$: Représente la puissance dissipée en pertes Joules dans les enroulements du stator.
- ✚ $\frac{3}{2} ((I_d \frac{d}{dt} \Phi_d) + (I_q \frac{d}{dt} \Phi_q))$: Représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator.
- ✚ $\frac{3}{2} [(\frac{d}{dt} \theta (\Phi_d I_q - \Phi_q I_d)]$: Représente la puissance électromagnétique.

Sachant que :

$$p\omega_r = \omega \text{ et } P_e = C_e \omega_r \quad (\text{II.32})$$

$$C_e = \frac{3}{2} p [\Phi_d I_q - \Phi_q I_d] \quad (\text{II.33})$$

Après affectation des opérations nécessaires on peut écrire :

$$C_e = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) I_d I_q + (I_q \Phi_f)] \quad (\text{II.34})$$

Si le rotor est lisse ($L_d = L_q$), cette équation se simplifie en :

$$C_e = \frac{3}{2} p I_q \Phi_f \tag{II.35}$$

II.3.4.4 Equations mécaniques

Si on néglige le frottement sec, le couple électromagnétique fourni est d'une part transmis à la charge et d'autre part sert à l'accélération du moteur et à la compensation du frottement visqueux. Selon la loi de mouvement de Newton, l'équation fondamentale de la mécanique régissant un corps en mouvement est :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \omega_r \tag{II.36}$$

$$C_e = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) I_d I_q + \Phi_f I_q] \tag{II.37}$$

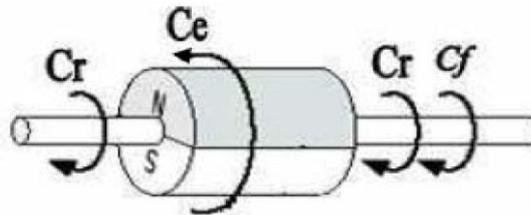


Figure II.7 : Les différents couples qui agissent sur le rotor

II.3.5. Représentation fonctionnelle de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère de Park

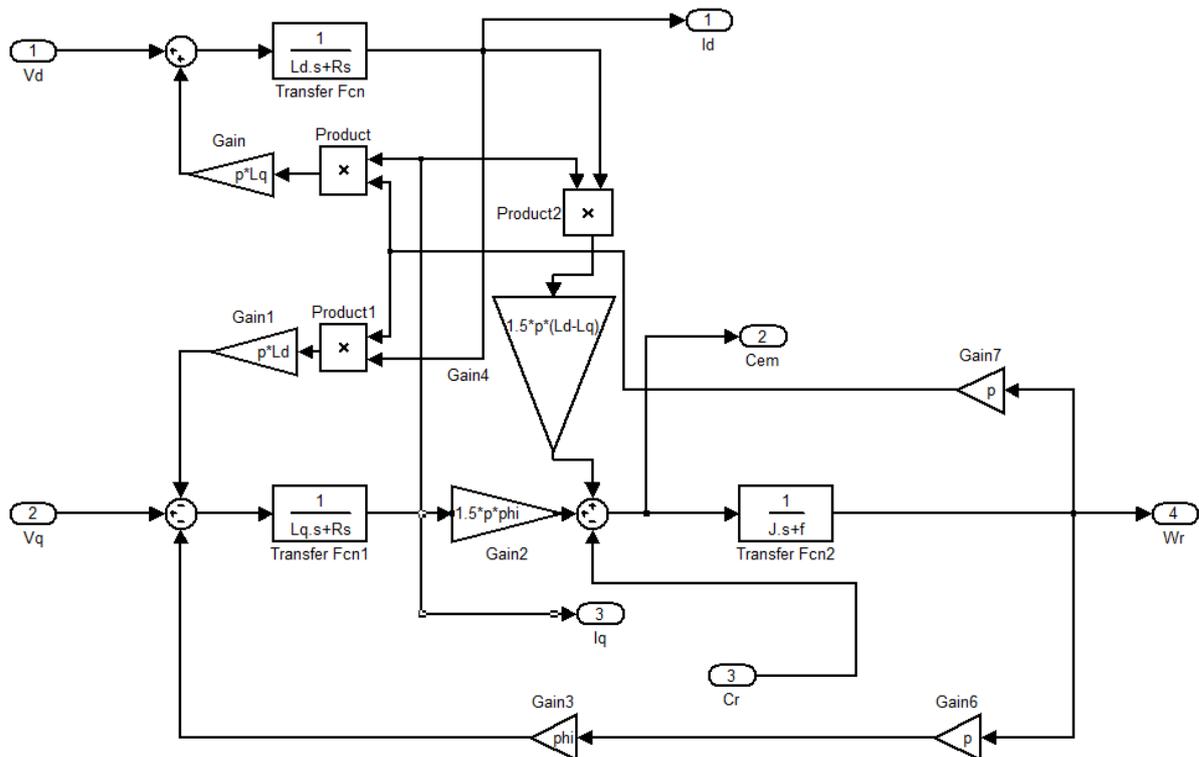


Figure II.8 : Modèle de la machine synchrone à aimants permanents

II.4. Modélisation de l'alimentation de la MSAP à vitesse variable

L'alimentation doit pouvoir fournir et récupérer en cas de freinage, l'énergie électrique du moteur. Elle est généralement composée d'un convertisseur statique alimenté par une source de tension continue constante, qui permet d'imposer aux enroulements statoriques de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglables en agissant sur la commande des interrupteurs du convertisseur statique. Elle présente la solution adéquate pour le démarrage des moteurs synchrones qui ne peuvent avoir couple hors synchronisme. L'implantation de la commande nécessite la modélisation complète de tout le système : La machine synchrone associée à un convertisseur statique. On va présenter dans ce qui suit la modélisation de l'alimentation du MSAP [12] [13] [47].

II.4.1. Système d'alimentation de la MSAP

Après avoir présenté le modèle de la machine, on présentera le système d'entraînement complet où la machine synchrone est associée à deux convertisseurs en cascade [13] [47].

Le convertisseur coté réseau est constitué d'un redresseur triphasé à diodes et d'un filtre, et le convertisseur coté machine, un onduleur de tension triphasé. La Figure II.9 illustre le schéma de principe de cette association [11] [12].

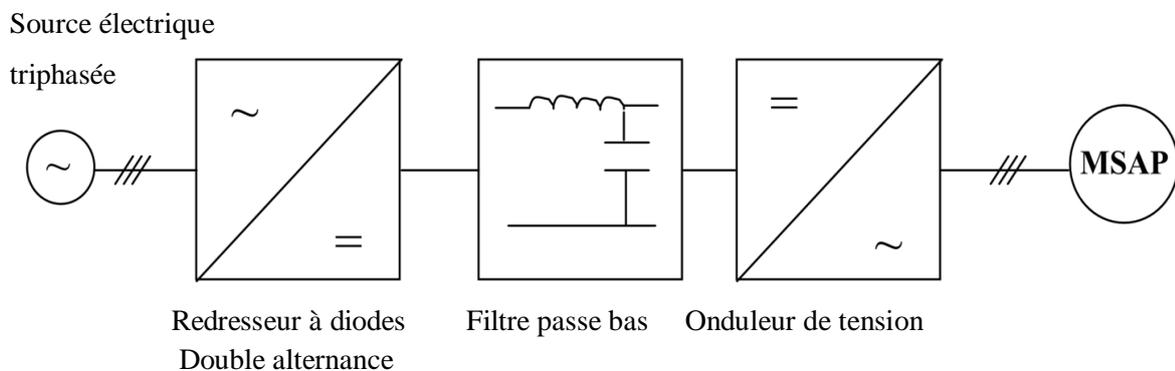


Figure II.9 : Schéma de principe de l'association MSAP-alimentation

II.4.2. Modélisation de la source de tension de réseau électrique Triphasée

$$\left\{ \begin{array}{l} V_a = V_{\max} \cdot \sin(\omega t) = V_{\max} \cdot \sin(2\pi \cdot f_r \cdot t) \quad (\text{II.38}) \\ V_b = V_{\max} \cdot \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) = V_{\max} \cdot \sin((2\pi \cdot f_r \cdot t) - \frac{2\pi}{3}) \quad (\text{II.39}) \\ V_c = V_{\max} \cdot \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) = V_{\max} \cdot \sin((2\pi \cdot f_r \cdot t) + \frac{2\pi}{3}) \quad (\text{II.40}) \end{array} \right.$$

II.4.3. Modélisations du redresseur et du filtre associés à l'onduleur

La tension d'alimentation $U_c(t)$ de l'onduleur associé au MSAP est générée par une cascade composée d'un redresseur et d'un filtre passe-bas schématisée par la figure suivante [11] [24]:

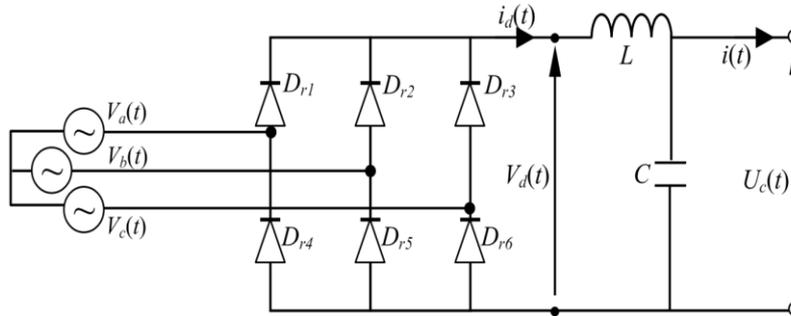


Figure II.10 : Redresseur et Filtre

II.4.3.1. Modélisation du redresseur triphasé double alternance à diodes

Le redresseur est un convertisseur {alternatif/continu} . Une conversion d'énergie électrique permet de disposer d'une source de courant continue à partir d'une source alternative, il est représenté par la (Figure II.10).

Ce redresseur comporte trois diodes (D_{r1} , D_{r2} et D_{r3}) à cathode commune assurant l'aller du courant) ($i(t)$) et trois diodes (D_{r4} , D_{r5} et D_{r6}) à anode commune assurant le retour du courant $i(t)$. Si on néglige l'effet de l'empîement, la valeur instantanée de la tension redressée peut être exprimée par :

$$V_{red}(t) = \max(V_a(t), V_b(t), V_c(t)) - \min(V_a(t), V_b(t), V_c(t)) \tag{II.41}$$

Cette tension est représentée par (la Figure : II.11).

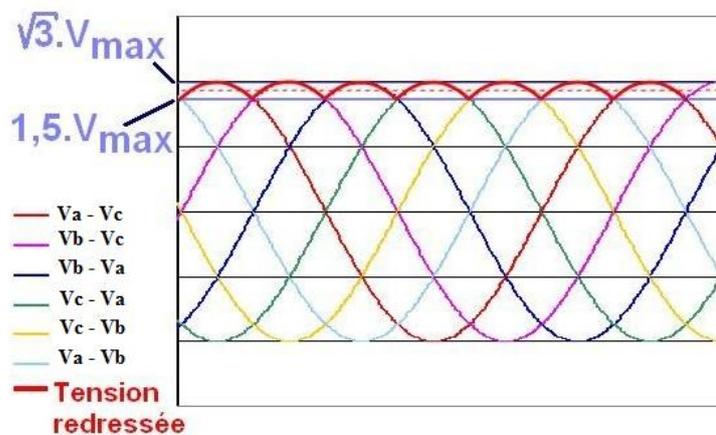


Figure II.11 : Représentation de la tension de sortie du redresseur

Cette tension redressée est assez ondulée, ce qui nécessite une opération de filtrage. La tension d'alimentation ($U_c(t)$) de l'onduleur associé à la MSAP est générée par une cascade composée d'un redresseur et d'un filtre passe-bas schématisée par (la Figure : II.12).

II.4.3.2 Modélisation du filtre de la tension redressée

Ce filtre sur (la figure II.12) est constitué d'une capacité C qui sert à supprimer les variations brusque de la tension U_{red} durant la commutation des interrupteurs et d'une inductance L qui élimine les ondulations du courant $I_d(t)$ à la sortie du redresseur.

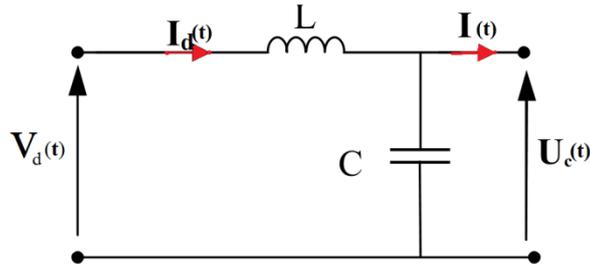


Figure II.12 : Représentation d'un filtre passe bas

Le modèle du filtre est défini par le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} V_d(t) = L \frac{dI_d(t)}{dt} + U_c(t) \\ \frac{dU_c(t)}{dt} = \frac{1}{C} [I_d(t) - I(t)] \end{cases} \quad (\text{II.42})$$

La fonction du transfert du filtre est donnée par :

$$F(S) = \frac{U_c(S)}{V_d(S)} = \frac{1}{1 + (\sqrt{L C} S)^2} \quad (\text{II.43})$$

C'est un filtre de deuxième ordre avec une fréquence de coupure égale à [13]:

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L C}} \quad (\text{II.44})$$

II.5. Modélisation de l'onduleur triphasé

Pour fonctionner à vitesse variable, le moteur synchrone à aimants permanents doit pouvoir être alimenté à fréquence variable par un onduleur de tension triphasé [26].

Les onduleurs de tension à deux niveaux constituent une classe importante de l'électronique de puissance [08]. Ils sont présents dans les domaines d'applications très variés pour la variation de vitesse des machines électriques à courants alternatifs grâce à leur caractère de réversibilité de conversion d'énergie [24].

Ces onduleurs sont constitués de trois bras. Chaque bras comprend deux interrupteurs [47], interrupteur haut et interrupteur bas, qui sont bidirectionnels en courant et unidirectionnels en

tension. Les six interrupteurs de l'onduleur sont constitués de transistors MOS, IGBT, ou GTO associés à des diodes montées en antiparallèle pour obtenir la réversibilité en courant [09].

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Pour chaque bras, il y a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne [11].

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

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

La figure II.13 montre le schéma d'un onduleur triphasé avec sa charge :

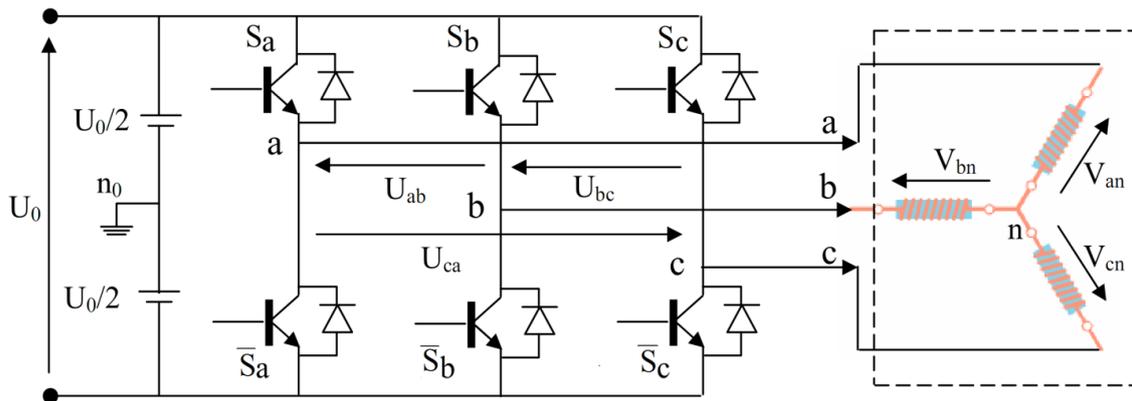


Figure II.13 : Schéma de l'onduleur triphasé

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

1. la commutation des interrupteurs est instantanée.
2. la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
3. la charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé.

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

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{ao} + U_{ob} = U_{ao} - U_{bo} \\ U_{bc} = U_{bo} + U_{oc} = U_{bo} - U_{co} \\ U_{ca} = U_{co} + U_{oa} = U_{co} - U_{ao} \end{cases} \quad (\text{II.45})$$

U_{ab}, U_{bc} et U_{ca} peuvent être considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur (tensions continues).

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

$$\begin{cases} U_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ U_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ U_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad (\text{II.46})$$

U_{ao}, U_{bo} et U_{co} : sont les tensions simples de la machine et V_{no} est la tension fictive entre le neutre de la MSAP et le point fictif d'indice « o ».

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

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \tag{II.47}$$

La substitution de (II.47) dans (II.46) aboutit à :

$$V_{no} = \frac{1}{3} (U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) \tag{II.48}$$

En remplaçant (II.48) dans (II.46), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3} U_{ao} - \frac{1}{3} U_{bo} - \frac{1}{3} U_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3} U_{ao} + \frac{2}{3} U_{bo} - \frac{1}{3} U_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3} U_{ao} - \frac{1}{3} U_{bo} + \frac{2}{3} U_{co} \end{cases} \tag{II.49}$$

Alors :

$$\begin{cases} V_{an} = U_o \frac{1}{3} (2S_a - S_b - S_c) \\ V_{bn} = U_o \frac{1}{3} (-S_a + 2S_b - S_c) \\ V_{cn} = U_o \frac{1}{3} (-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \tag{II.50}$$

Donc le résultat sous forme matricielle est la suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = U_o \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \tag{II.51}$$

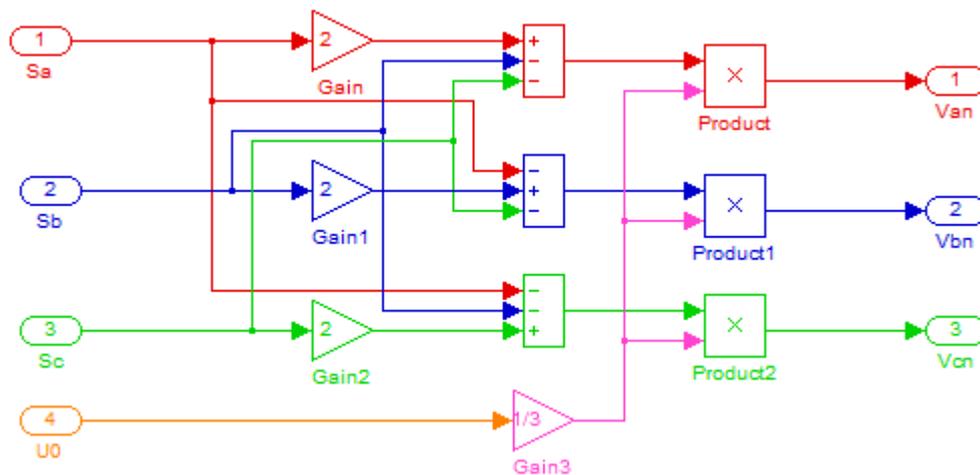


Figure II.14 : Schéma de simulation d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux

II.6. Commande de l'onduleur de tension à MLI naturelle (sinus-triangle)

La technique de la MLI naturelle repose sur la comparaison entre deux signaux [38] [46]:

- Le premier, qui est appelé signal de référence (Modulatrice) 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, qui est appelé signal de la porteuse (Triangulaire), définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de hautes fréquences (HF) par rapport au signal de référence.

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

La Fréquence de la porteuse en choisit $f_r = 3\text{kHz}$, et son Amplitude est égale à 511 V **(II.52)**

La figure II.15 représente la simulation sous MATLAB-SIMULINK le schéma bloc fonctionnel de la commande MLI naturelle (sinus-triangle).

Et la figure II.16 représente un signal à MLI ces le résultant de l'intersection entre deux signaux différents signale de porteuse et le signale de référence L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs de l'onduleur.

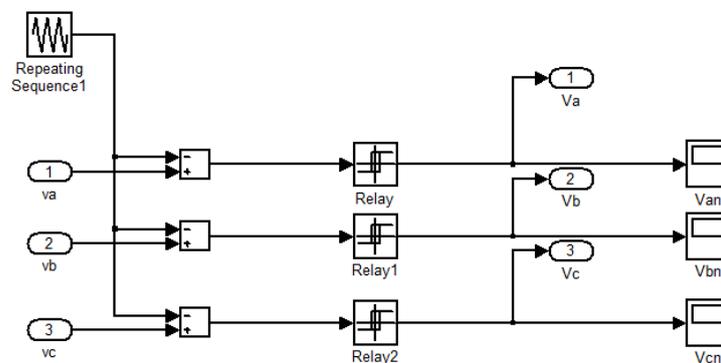


Figure II.15 : la commande MLI naturelle (sinus-triangle)

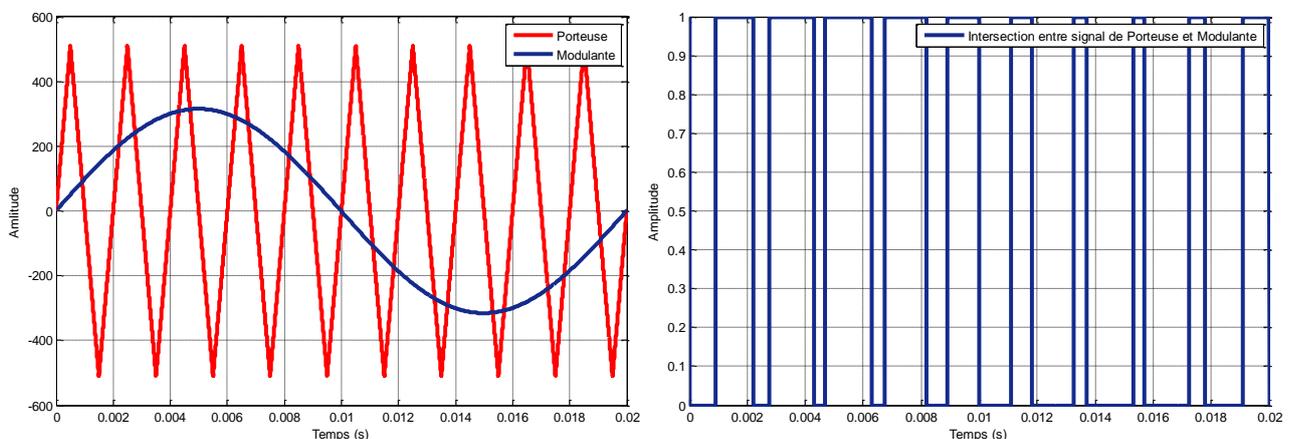


Figure II.16 : Génération d'une MLI naturelle (sinus-triangle)

La modulation sinus-triangle présente l'inconvénient de générer des impulsions dissymétriques par rapport à une période de la porteuse. Ainsi, les instants de commutation ne peuvent être exprimés sous forme analytique simple; ce qui rend délicate sa mise en œuvre dans les applications numériques [11] [46].

L'avantage majeur de la technique de modulation sinus-triangle naturelle est de réduire la pollution (élimination d'harmoniques non désirés) ou de minimiser les oscillations sur la vitesse, le couple et les courants; ce qui permettra de réduire la pollution en harmoniques dans le réseau électrique avec minimisation des pertes dans le système et donc amélioration du rendement [24] [38].

II.7. Simulation et interprétation des résultats

Pour compléter l'étude théorique présentée précédemment, une simulation numérique est indispensable. La simulation a été effectuée sous l'environnement Matlab/Simulink. Les paramètres de la machine sont présentés dans l'annexe A.

II.7.1 Alimentation par le réseau

La figure (II.17) illustre les résultats de la simulation de la MSAP, en première étape pour un démarrage à vide sous une alimentation de tension $V_n=380$ V et de fréquence 50 Hz avec un courant nominale $I_n=6.2$ A, et d'une puissance nominale $P_n=3$ Kw. En deuxième étape on applique un couple résistant de 6.1 N.m à l'instant $t = 0.5$ s.

- Pendant le régime transitoire, la vitesse est fortement pulsatile, présentant au premier instant de démarrage des battements importants, et atteint sa valeur nominale de 105 rad/sec. La contre réaction des masses tournantes tendant à ramener le moteur au repos fait apparaître des valeurs de vitesse négative très faible et de courte durée ;
- L'allure de la courbe du couple présente au démarrage des battements importants dans un intervalle de temps court, puis se stabilisé à zéro puisque la machine est à vide ;
- Pour les courants I_d et I_q au début de démarrage on voit des pics de courant assez important démarrage, ensuite ils se stabilisent à leurs valeurs nominales après un temps assez court ;
- à $t=0.5$ s, on applique une charge de $C_r = 6.1$ N.m, on remarque que les caractéristiques suivent cette variation puis se stabilisent au régime permanent.

Ces résultats montre bien le fort couplage existant entre ces différents variables indiquant le caractère non linéaire de la machine.

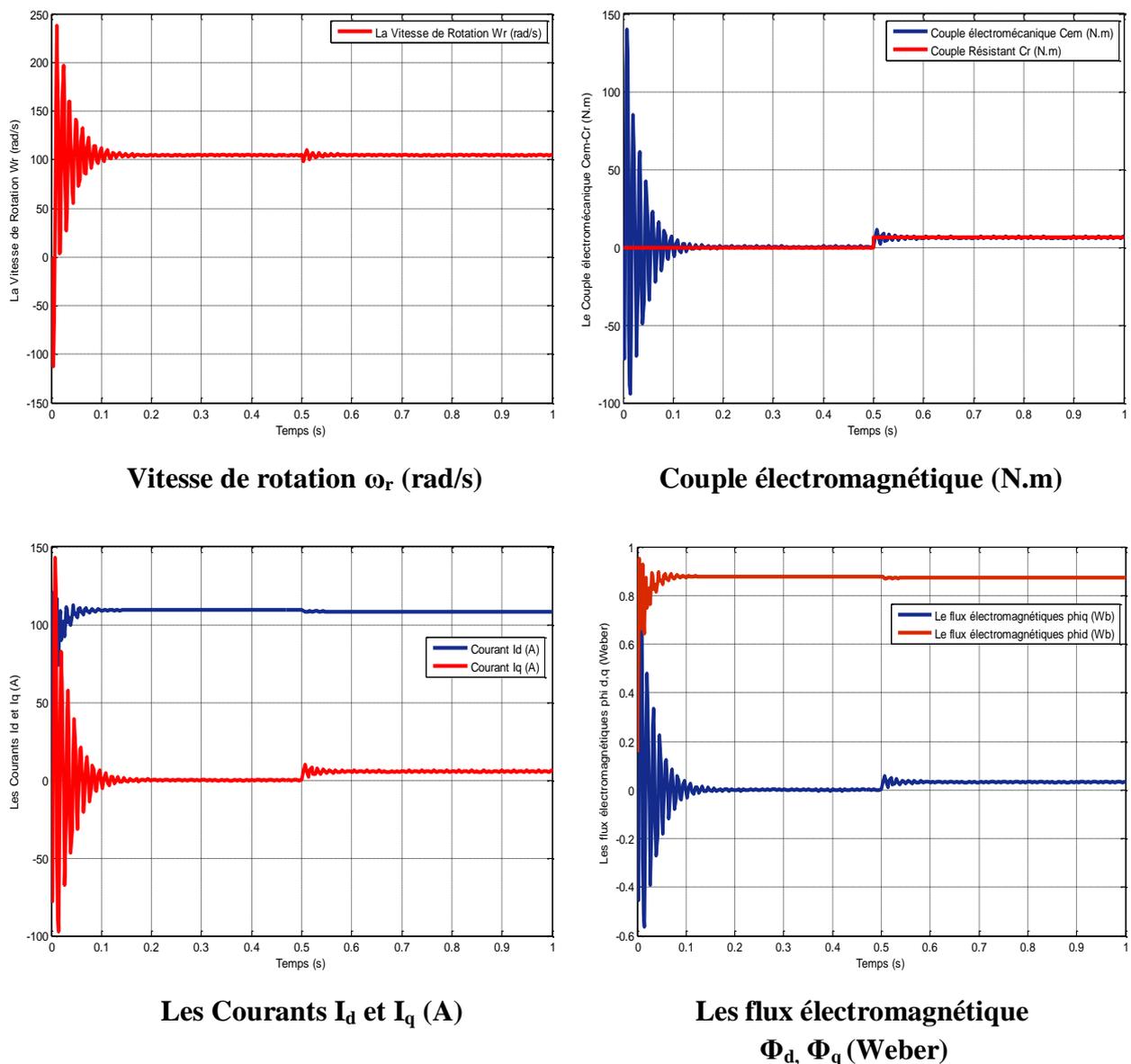
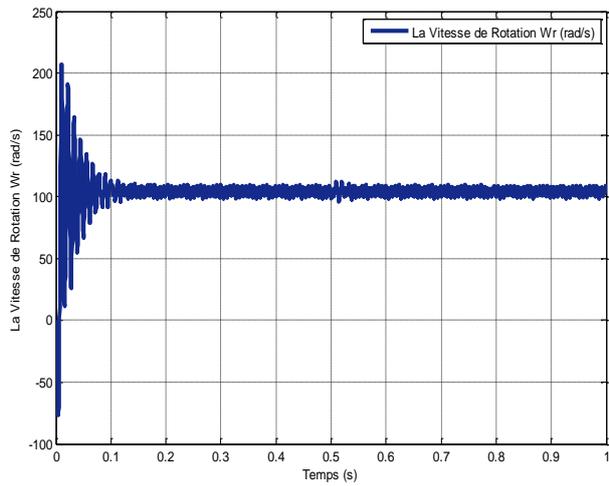


Figure II.17 : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé équilibré

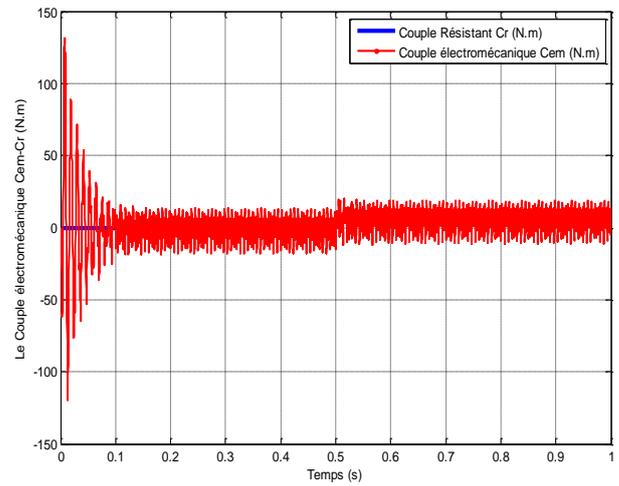
II.7.2 Alimentation par un onduleur de tension

Nous avons simulé l'association convertisseur statique-MSAP, pour un démarrage à vide puis on applique un couple résistant de 6.1 N.m à l'instant $t = 0.5s$. L'onduleur est commandé par : MLI sinus triangle.

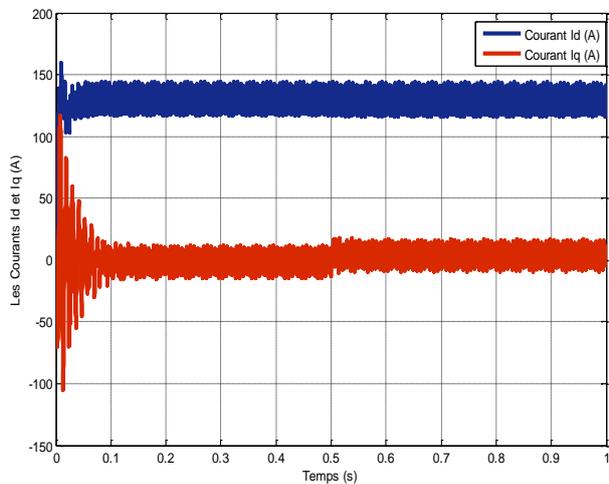
- Si on compare ces résultats (MSAP alimentée par un onduleur) avec ceux obtenus auparavant (MSAP alimentée par le réseau), on constate qu'ils sont similaires, sauf que la présence de l'onduleur engendre des ondulations.



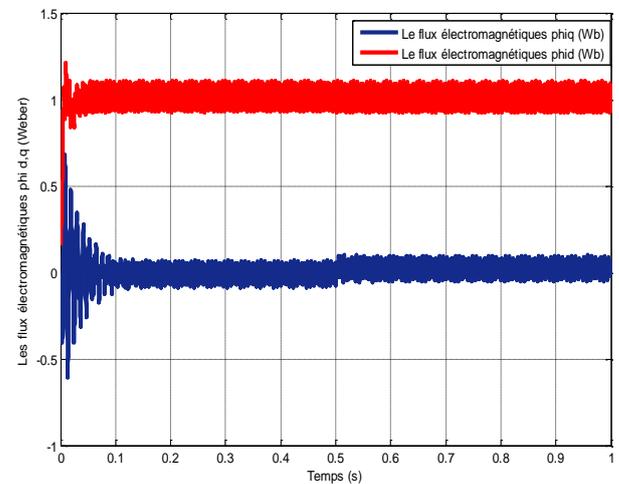
Vitesse de rotation ω_r (rad/s)



Couple électromagnétique C_e et C_r (N.m)



Les Courants I_d et I_q (A)



Les flux électromagnétique Φ_d, Φ_q (Weber)

Figure II.18 : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un Onduleur à deux niveaux de tension triphasé équilibré

II.8. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté des fondements sur la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), ainsi nous avons abordé la problématique de la modélisation sous forme d'équations mathématiques et par la suite en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices.

On a présenté le modèle dynamique triphasé de la MSAP et on a présenté les différents types des transformations triphasée-biphasé comme la transformation concordia et park.

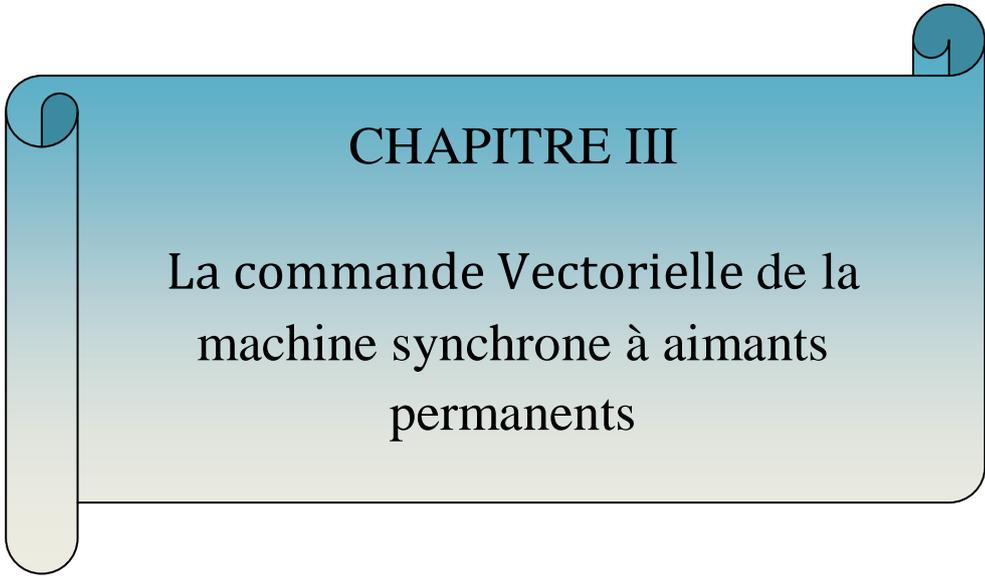
Et on a prouvé que cette approche implique l'obtention d'un ensemble d'équations différentielles non linéaires à coefficients variantes dans le temps, difficile à étudier. On a montré qu'à l'aide de la transformation de Park, le modèle est plus simple et facile à étudier. Donc le modèle de la machine a été établies en passant du système réel triphasé vers un système biphasé linéaire de PARK, et donc les performances caractéristiques de cette machine ont été présentés et interprétés.

Et pour finir, on a abordé la modélisation de la partie d'alimentation. Le principe de fonctionnement et de commande de l'onduleur de tension triphasée a été présenté en donnant le principe de MLI le plus connue.

À partir de ces résultats de simulation, on remarque que les performances ne sont pas bon suite à l'application de la charge avec et sans onduleur de tension, malgré l'apport de la transformation de Park dans le sens où le modèle devient plus simple et les non linéarités réduites.

Il est ainsi possible d'utiliser le modèle théorique pour développer la commande et la rendre fonctionnelle avant d'expérimenter la commande sur la machine électrique réelle. Avec tous ces éléments, la table est mise pour analyser la commande proprement dite.

Donc, pour obtenir des performances statiques et dynamiques élevés on applique la commande vectorielle et la commande par mode de glissement dans le Troisième chapitre et le quatrième chapitre suivant.



CHAPITRE III

La commande Vectorielle de la
machine synchrone à aimants
permanents

III.1. Introduction

Le choix de la stratégie de contrôle pour la commande des machines électriques reste un sujet préoccupant pour les chercheurs. Les techniques de commande utilisant les régulateurs conventionnels (PI, PID) sont encore utilisés dans nombreuses applications. L'inconvénient de ce type de réglage dû non seulement à une modélisation peu précise mais aussi lorsque des performances dynamiques élevées sont demandées, tel que la variation des perturbations extérieures et/ou les paramètres internes de la machine ainsi que le changement des points de fonctionnement du système [13].

Comme le modèle de la machine synchrone à aimants permanents que nous avons présenté au chapitre précédent est un système multi variable, non linéaire et en plus il est fortement couplé entre les variables d'entrées (tension, fréquence), les variables de sorties (couple, vitesse) et les variables internes de la machine comme le flux, la commande donc de la machines est difficile [11].

Pour contrecarrer cette difficulté et pour obtenir une situation équivalente à celle de la machine à courant continu à excitation séparée, Blaschke et Hasse en 1972 [12], ont proposé une technique de commande dite commande vectorielle appelée aussi commande par orientation de flux FOC (Field Oriented Control) [43]. 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 linéaire et découplé ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique [42]. Cependant, la commande vectorielle elle n'a pu être implantée et utilisée réellement car les régulations, à l'époque, reposaient sur des composant analogiques donc, l'implantation de la commande était difficile [50]. Avec l'évènement des microcontrôleurs et grâce aux progrès de l'électronique numérique et l'apparition des processeurs rapides de traitement numérique du signal comme (DSP), la réalisation de leur commande est devenue de plus en plus simple [05]. Cela a conduit à des applications relatives à la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents, qui est l'objectif de ce chapitre [49].

Ce chapitre donc présente la commande vectorielle appliquée à la MSAP. Les boucles des courants et la boucle de vitesse sont régulées à l'aide de correcteurs classique PI.

Des résultats de simulation sont présentés dans le dernier de ce chapitre pour montrer les performances de la régulation proposée. L'étude de la robustesse de ce contrôle sera examinée en dernier lieu.

III.2. Pour quoi la commande vectorielle

La machine à courant continu à un avantage primordial d'être facilement commander, le flux et le couple sont découplés et sont contrôlés indépendamment [40].

- Le flux produit le courant d'excitation (inducteur) I_f .
- Le couple est produit par le courant induit I_a .

$$C_e = (K \cdot I_a \cdot I_f) \quad \text{(III.1)}$$

Le couple est proportionnelle au produit du flux inducteur et le courant induit, pour une machine à excitation sépare si on maintient le flux inducteur constant le couple est directement proportionnel au courant d'induit [48].

Ce pendant la présence du collecteur et des balais a toujours été le point faible de la machine à courant continu, ce commutateur mécanique limite la puissance et la vitesse, et son entretien devient plus exigeant [08].

Pour la MSAP le découplage naturel de la MCC n'existe plus, ce qui rend la machine difficile à commander, cette difficulté réside dans le fait qu'il existe un couplage entre les variables d'entrées (tension, fréquence) et les variables de sortie (couple, vitesse) [12].

Pour qu'on arrive à un contrôle semblables à la MCC, une nouvelle théorie de commandes des machines à courant alternatif dite « commande vectorielle » ou « commande par flux orienté » qui à été découverte dans les années soixante dix [13].

III.3. Principe de la commande vectorielle de la MSAP

La technique de la commande vectorielle est utilisée pour établir un modèle linéaire et transformer la machine synchrone à aimants à une structure équivalente à la machine à courant continu à excitation séparée.

$$V = \omega \cdot L \cdot I \quad \text{(III.2)}$$

Par conséquent, le flux rotorique est situé a un angle téta (θ) par rapport à l'axe réel de la phase (a). L'application de la commande vectorielle nécessite que l'axe des courants (I_q) soit en quadrature par rapport au flux rotorique, par conséquence ce qui conduit à ce que la composante (I_d) du courant statorique soit colinéaire au flux rotorique, si le courant (I_d) est dans la même direction que le flux rotorique, le flux statorique suivant l'axe « d » s'ajoute aux flux des aimants ce qui donne une augmentation au flux d'entrefer, d'autre part si le courant (I_d) est négatif le flux statorique sera on opposition à celui du rotor ce qui donne une diminution du flux d'entrefer

(défluxage) Les machines synchrones à aimants permanents sont conçues de telle façon que les aimants puissent donner un flux d'entrefer nécessaire jusqu'à la vitesse nominale ($\omega = \omega_n = \omega_{ref}$).

Normalement le courant (I_d) doit être nul lorsque le système travaille à couple constant. Donc Si le courant (I_d) est forcé à zéro ($I = I_q$) la composante Φ_d du flux statorique devient

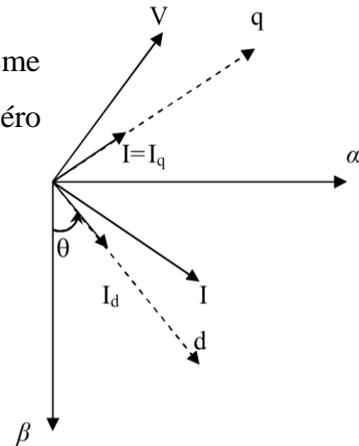


Figure III.1 : Principe de la commande vectorielle

$$\Phi_d = \Phi_f \quad (\text{III.3})$$

Est la forme du couple électromagnétique sera :

$$C_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \Phi_f \cdot I_q = K I_q \quad (\text{III.4})$$

Dans le cas de fonctionnement en survitesse, une stratégie de défluxage est appliquée, la consigne de courant I_d n'est plus égale à zéro et le couple est limité de manière à toujours respecter la relation suivante :

$$\sqrt{I_d^2 + I_q^2} \leq I_{max} \quad (\text{III.5})$$

Où : I_{max} est le courant maximal

- 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 (découplage).
- Cette stratégie permet l'exploitation optimale des capacités magnétique de la machine c.à.d: un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale, le flux obéit à la relation non linéaire suivante :

$$\begin{aligned} \Phi_{f \text{ ref}} &= \omega_{r \text{ nom}} & \text{Si } |\omega_r| &\leq \omega_{r \text{ nom}} \\ \Phi_{f \text{ ref}} &= \frac{\Phi_{f \text{ nom}}}{|\omega_r|} \omega_{r \text{ nom}} & \text{Si } |\omega_r| &\geq \omega_{r \text{ nom}} \end{aligned} \quad (\text{III.6})$$

Avec :

$\omega_{r\text{ nom}}$: la vitesse de rotation nominale,

$\Phi_{f\text{ nom}}$: le flux rotorique nominale,

$\Phi_{f\text{ ref}}$: le flux rotorique de référence.

Pour ce type d'alimentation, la commande devient plus compliquée du fait qu'on doit considérer la dynamique du stator en plus du celle du rotor.

En faisant appelle aux équations électriques et magnétiques, on obtient les équations suivantes faisant apparaître les variables de commande.

$$\begin{cases} R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} = V_d + \omega_r p L_q I_q \\ R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} = V_q - \omega_r p L_d I_d - \omega_r p \Phi_f \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Ces équations donnent la structure de commande en tension.

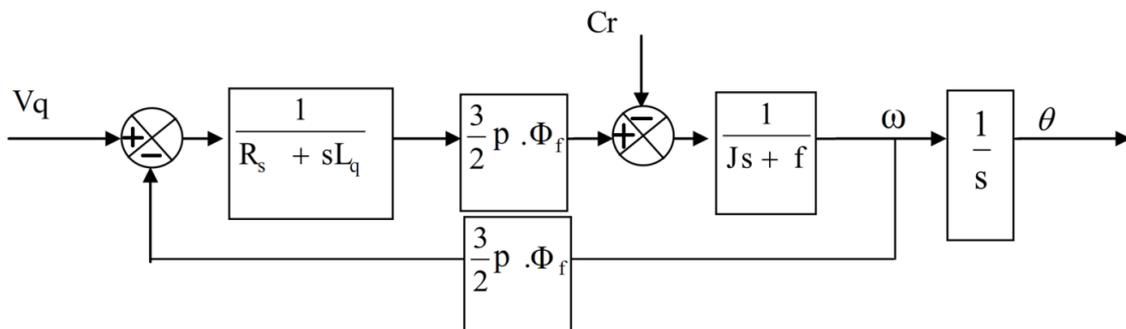


Figure III.2 : Modèle de la MSAP Lorsque $I_d = 0$

III.4. Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension

III.4.1. Description du système global

La figure (III.3) représente le schéma global de la commande vectorielle en vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d,q). La référence du courant direct $I_{d\text{ref}}$ est fixe à zéro ($I_{d\text{ref}} = 0$) et la sortie du régulateur de vitesse $I_{q\text{ref}}$ constitue la consigne de couple C_e .

Les références des courants $I_{d\text{ref}}$ et $I_{q\text{ref}}$ sont comparées séparément avec les courants réels de la machine I_d et I_q .

Les erreurs sont appliquées à l'entrée des régulateurs classiques de type PI. Un bloc de découplage génère les tensions de références V_d , V_q .

Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse, qui permet de générer la référence de courant $I_{q\text{ref}}$ [46] [48].

Cette référence est limitée au courant maximal. Par contre, le courant I_{dref} est imposé nul dans notre cas. Les sorties de la régulation des courants I_d et I_q , après passage dans le repère (a,b,c) servent de références de tensions (V_a, V_b, V_c) pour la commande de l'onduleur à MLI.

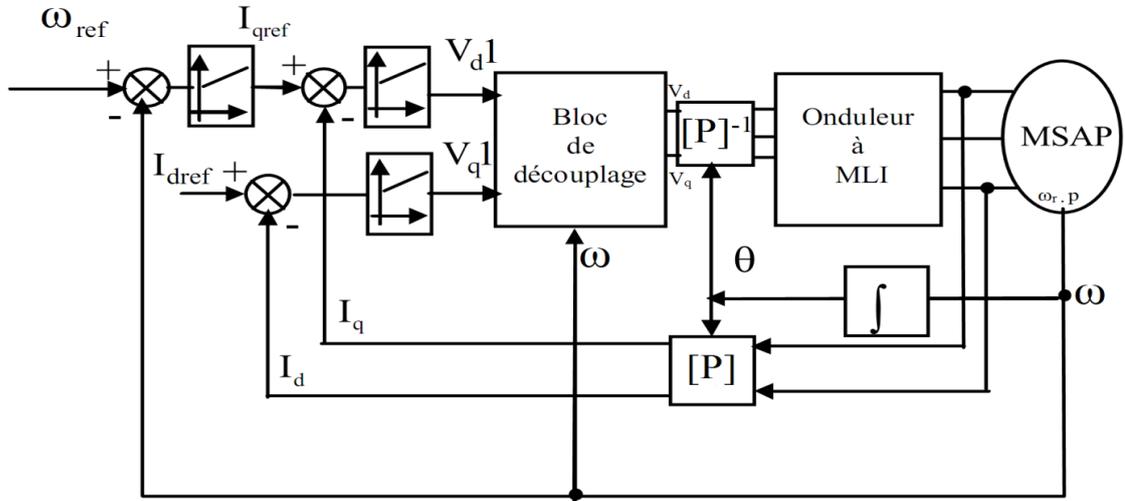


Figure III.3 : Schéma global de commande vectorielle du MSAP

III.4.2. Technique de découplage

Les lois de commande vectorielle des machines alimentées en tension présentent des couplages entre les actions sur les axes « d » et « q ». On a les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_d = (R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt}) - \omega_{rp} L_q I_q \\ V_q = (R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt}) + \omega_{rp} L_d I_d + \omega_{rp} \Phi_f \end{cases} \quad (III.8)$$

La commande d'un courant est donc sensible à la variation de l'autre. Ce couplage qui constitue l'une des difficultés de la commande vectorielle peut être éliminé par une méthode de compensation classique [12]. Celle-ci consiste à faire réguler les deux courants I_d et I_q en négligeant les termes de couplage, ces derniers étant rajoutés à la sortie des correcteurs afin d'obtenir les tensions de commande.

Définissant deux nouvelles variables de commandes « V_{d1} » et « V_{q1} » comme suit :

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} + e_q \end{cases} \quad (III.9)$$

Avec:

$$\begin{cases} V_{d1} = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} \\ V_{q1} = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

Et :

$$\begin{cases} e_d = \omega_r p L_q I_q \\ e_q = \omega_r p L_d I_d + \omega_r p \Phi_f \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

III.4.2.1. Découplage par compensation

La compensation donc, a pour but de découpler les axes et. 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 [12].

Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande e_d et e_q (Figure III.4) telle que :

Les tensions V_d et V_q sont alors reconstitués à partir des tensions V_{d1} et V_{q1} et illustrés sur la figure (III. 4) :

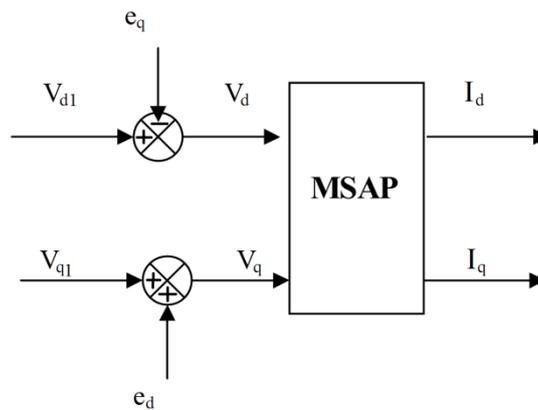


Figure III.4 : Schéma Bloc de compensation

Les courants I_d et I_q sont découplés. Le courant I_d ne dépend que de V_d et le courant I_q ne dépend que de V_q , leurs expressions s'écrivent comme suit :

$$I_d = \frac{V_{d1}}{sL_d + R_s} \quad , \quad I_q = \frac{V_{q1}}{sL_q + R_s} \quad (\text{III.12})$$

Le principe de correction (régulation) consiste à réguler les courants statoriques à partir des grandeurs de référence (désirées) par les régulateurs classiques PI. Le schéma de principe de régulation des courants statoriques est représenté par la (Figure III.5).

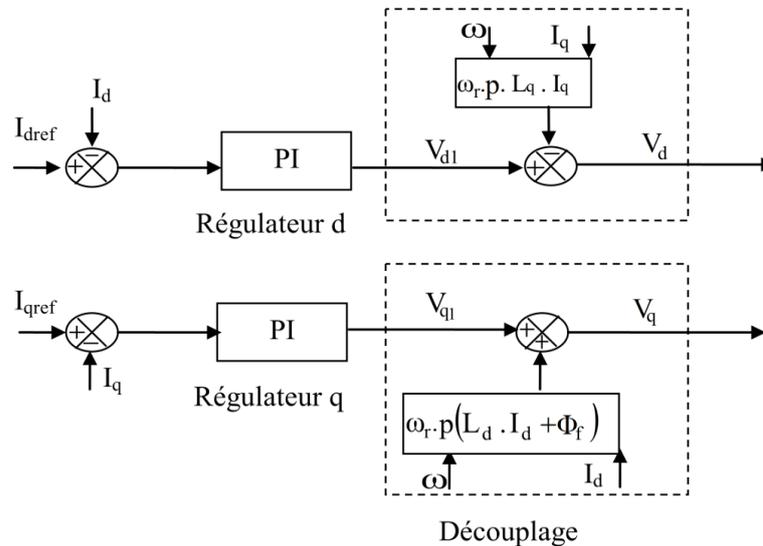


Figure III.5 : Principe de découplage par compensation

Sur le schéma de principe précédent, V_{d1} et V_{q1} représentent les tensions à la sortie des régulateurs des courants I_d et I_q .

III.4.3. Calcul des régulateurs

On considère que la machine est orientée vectoriellement et complètement découplée. Ceci permet d'écrire les équations de la machine d'une manière simple et de calculer les coefficients des régulateurs. [12], [55]

Pour chacune des boucles de courant, on propose des régulateurs classiques « Proportionnel Intégrateur (P.I) » [55]. Il comporte une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur réglée et la grandeur de consigne (figure III.6) [48]:

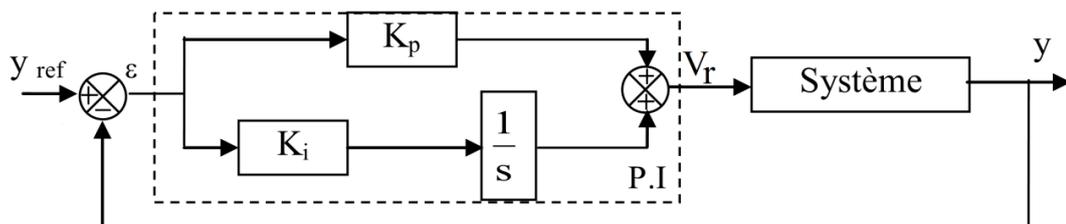


Figure III.6 : Régulateur P.I

La fonction de transfert du régulateur sera :
$$PI = K_p + \frac{K_i}{s} \tag{III.13}$$

III.4.4. Dimensionnement des régulateurs

La machine étant découplée selon deux axes "d" et "q", la régulation sur l'axe "d" est faite par une seule boucle, par contre la régulation sur l'axe "q" est faite par deux boucles en cascades l'une interne et l'autre externe.

III.4.4.1. Régulation du courant « I_d » (Correcteur du flux)

Le schéma fonctionnel du contrôle de flux est donné par :

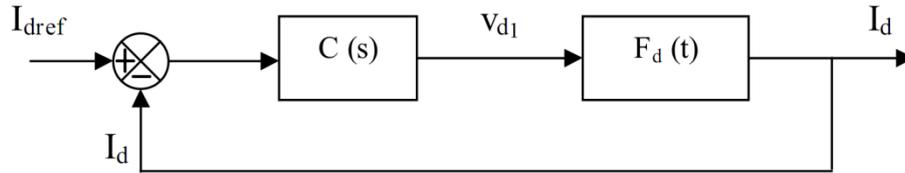


Figure III .7 : Régulation du flux

$$F_d(s) = \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + T_d s} = \frac{I_d}{V_{d1}} / T_d = \frac{L_d}{R_s} \quad (\text{III.14})$$

Le régulateur (Reg_d) est choisit comme étant un régulateur proportionnel et intégral, avec la fonction de transfert de la forme suivante :

$$C(s) = \text{Reg}_d(s) = \frac{K_{id}}{s} \left(1 + \frac{K_{pd}}{K_{id}} s \right) \quad (\text{III.15})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$\text{FTBO}_d = \frac{K_{id}}{s} \left(1 + \frac{K_{pd}}{K_{id}} s \right) \frac{1}{1 + T_d s} \quad (\text{III.16})$$

La démarche à suivre consiste à procéder à la compensation de la constante de temps du système, en posant : $\frac{K_{pd}}{K_{id}} = T_d$;

Ce qui ramène les fonctions de transfert des courants en boucle fermée aux expressions suivantes :

$$\text{FTBF}_d = \frac{1}{1 + \tau_d s} = \frac{I_d}{I_{dref}} \quad (\text{III.17})$$

Avec : $\tau_d = \frac{R_s}{K_{id}}$

En choisissant ($\tau_d = T_d$), donc: $K_{id} = \frac{R_s}{T_d} = \frac{R_s^2}{L_d}$ / d'où: $K_{pd} = K_{id} \cdot T_d$

III.4.4.2. Régulation du courant « I_q » (Correcteur de couple)

De la même manière que le calcul précédent, on détermine le régulateur du couple (courant I_q) :

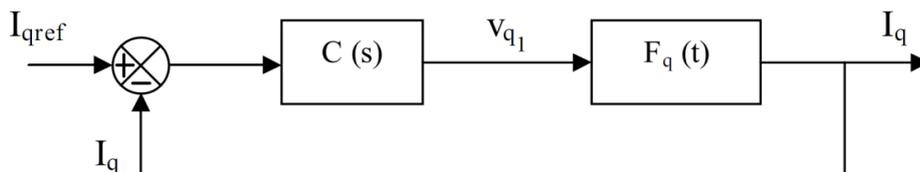


Figure III.8 : Régulation du couple

Sachant que (Reg_q) à une même forme que (Reg_d) , donc :

$$\text{FTBO}_q = \frac{K_{iq}}{s} \left(1 + \frac{K_{pq}}{K_{iq}} s \right) \frac{1}{1 + T_q s} \frac{R_s}{1} \quad (\text{III.18})$$

$$\text{FTBF}_q = \frac{1}{1 + \tau_q s} = \frac{I_q}{I_{q\text{ref}}} \quad (\text{III.19})$$

$$\text{Et : } \tau_q = \frac{R_s}{K_{iq}}$$

En choisissant $(\tau_q = T_q)$, donc: $K_{iq} = \frac{R_s}{T_q} = \frac{R_s^2}{L_q}$ / d'où: $K_{pq} = K_{iq} \cdot T_q$

III.4.4.3. Régulation de la Vitesse (Correcteur de vitesse)

Le schéma fonctionnel du contrôle de vitesse est donné par :

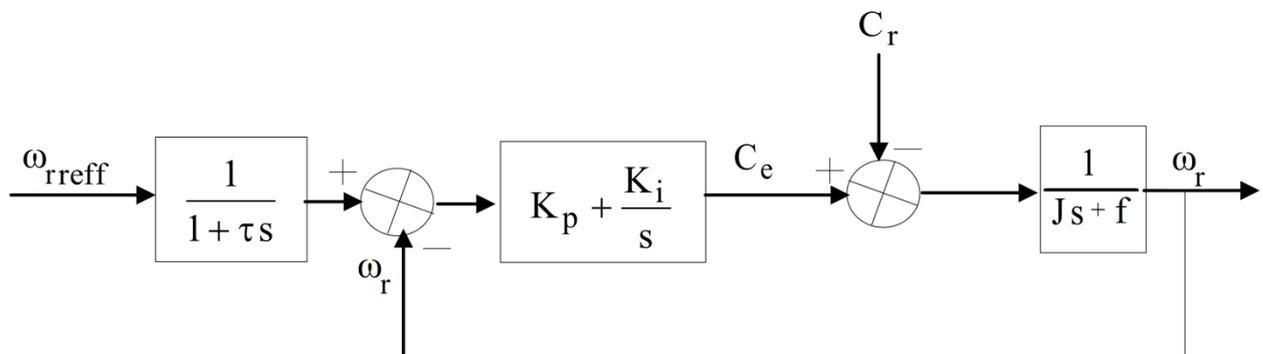


Figure III.9 : Régulation de la vitesse

On a ajouté à cette boucle un filtre pour éliminer le dépassement dû à l'existence d'un (Zéro) dans la FTBF du Système (machine + régulateur PI).

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

$$K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_p}{s} \left(s + \frac{K_i}{K_p} \right) \quad (\text{III.20})$$

La fonction de transfert de la vitesse en boucle ouverte est donnée par $(C_r = 0)$:

$$\text{FTBO}_{\omega_r} = \frac{K_p}{s} \left(s + \frac{K_i}{K_p} \right) \frac{1}{Js + f} \quad (\text{III.21})$$

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

$$\text{FTBF}_{\omega_r} = \frac{\omega_r(s)}{\omega_{r\text{ref}}(s)} = \frac{K_p \left(s + \frac{K_i}{K_p} \right)}{Js^2 + (f + K_p)s + K_i} \quad (\text{III.22})$$

La FTBF_{or} possède une dynamique de 2^{ème} ordre, par identification à la forme canonique du 2^{ème} ordre l'équation caractéristique peut être représentée comme suit :

$$\frac{1}{\omega_0} s^2 + \left(\frac{2\zeta}{\omega_0}\right) s + 1 \quad (\text{III.23})$$

$$\text{Alors : } \frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_0^2} \quad \text{et} \quad \frac{f + K_p}{K_i} = \frac{2\zeta}{\omega_0}$$

Avec :

ζ : Coefficient d'amortissement.

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

$$\text{Avec : } K_i = J \omega_0^2$$

$$K_p = \frac{2\zeta K_i}{\omega_0} - f$$

Si on pose: $\zeta = 1$ et $f = 0$;

$$\text{On obtient : } \begin{cases} K_i = \frac{4J}{\tau^2} \\ K_p = K_i \cdot \tau \end{cases} \quad \text{avec : } \tau = \frac{L_q}{R_s} \text{ telle que } \tau = \frac{t_{\text{rep}}(5\%)}{3}$$

t_{rep} : est le temps de réponse

Pour calculer K_i , la constante de temps associée au régulateur τ est choisie en fonction de la constante de temps statorique dans l'axe q par $\tau = \frac{L_q}{R_s}$ qui caractérise la dynamique du couple. Par conséquence : $K_p = K_i \cdot \tau$,

III.5. Les Avantages et inconvénients de la commande vectorielle

III.5.1. Les Avantages de la commande vectorielle

Le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique présente un certain nombre des Avantages [12] [26] [43] :

- Elle est basée sur le modèle transitoire (traiter les régimes transitoires ce que ne permettait pas de faire le variateur classique)
- Elle est précise et rapide.
- Il ya un contrôle du couple à l'arrêt [55].
- Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase [54] [56].

III.5.2. Les Inconvénients de la commande vectorielle

Le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique présente un certain nombre d'inconvénients [13] [26]:

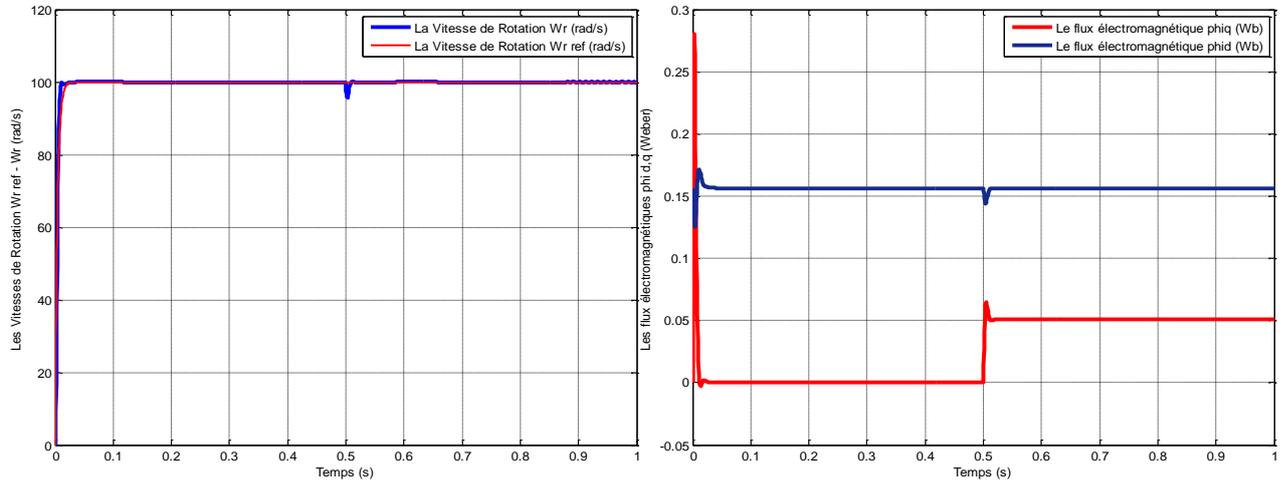
- Faible robustesse aux variations paramétriques.
- Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, sur tout à basse fréquence de modulation (grande puissance). Ces retards sont responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple, ce qui pénalise les variateurs utilisés en traction.
- Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle θ_s estimé. la vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande [39]. Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du variateur [56].

III.6. Simulation et Interprétation des Résultats

On remarque d'après la Figure III.10 que, lors du démarrage à vide du MSAP pour un échelon de consigne de 100 rad/s, suivie d'une application de charge de 6.1 N.m à partir de $t = 0.5$ s que:

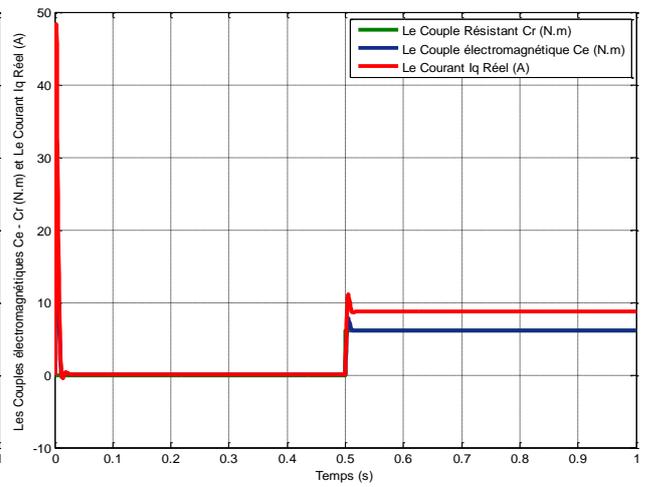
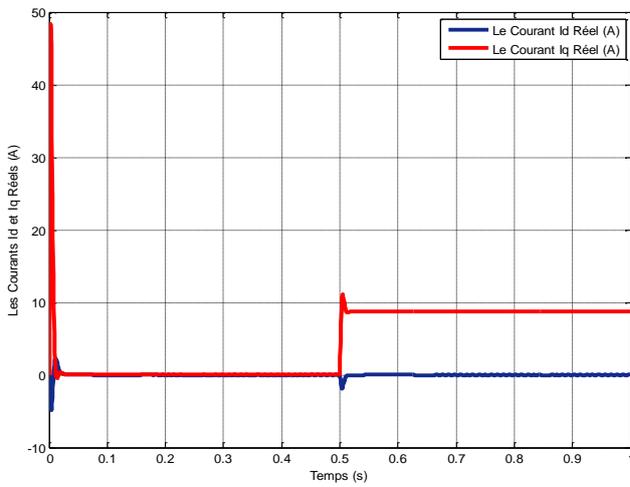
- L'allure de la vitesse suit sa référence avec un dépassement pendant le régime transitoire. Après l'application de la charge à l'instant $t=0.5$ s, la vitesse présente une chute qui est rejetée, puis rejoint sa valeur de référence ;
- Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge ;
- L'effet de la perturbation est rapidement éliminé et que le couple électromagnétique se stabilise à la valeur 6.1 N.m ;
- La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la MSAP (le courant $I_d = 0$) ;
- Le courant I_q est l'image du couple ;

Dans l'essai de la Figure III.11. On a inversé la vitesse de rotation du MSAP de la valeur référentielle + 100 rad/s à la valeur - 100 rad/s à l'instant $t=0.5$ s. Les résultats de simulation sont satisfaisants et la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement suivie d'une application d'une charge de 6.1 N.m à partir de $t = 0.25$ s (d'avance l'inversion de la vitesse).



Les Vitesses de rotation $\omega_{r\text{ ref}}$ et ω_r (rad/s)

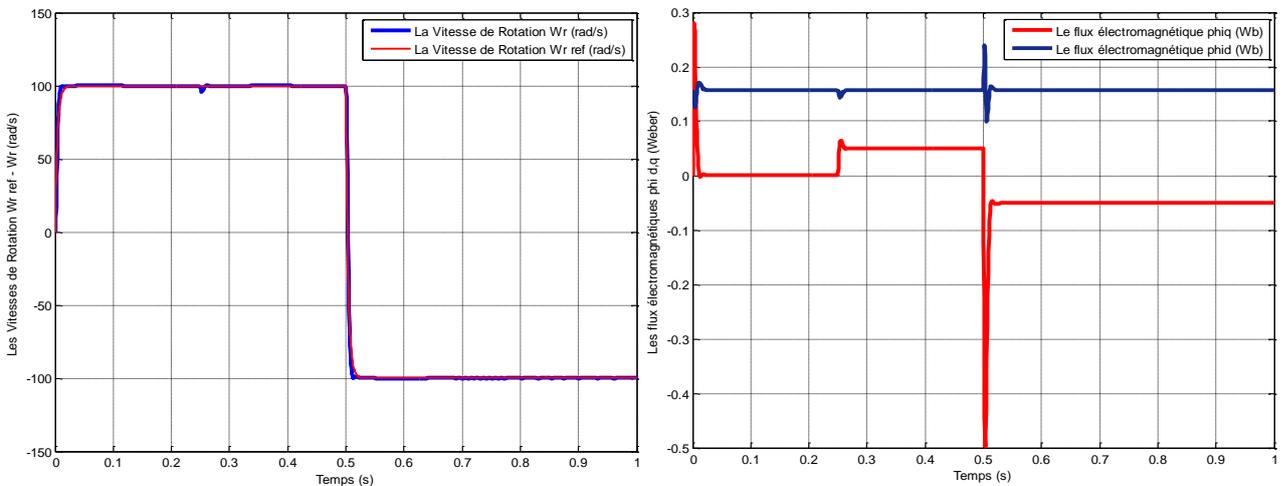
Les flux électromagnétiques $\Phi_{d,q}$ (Weber)



Les Courants (I_d et I_q) Réels (A)

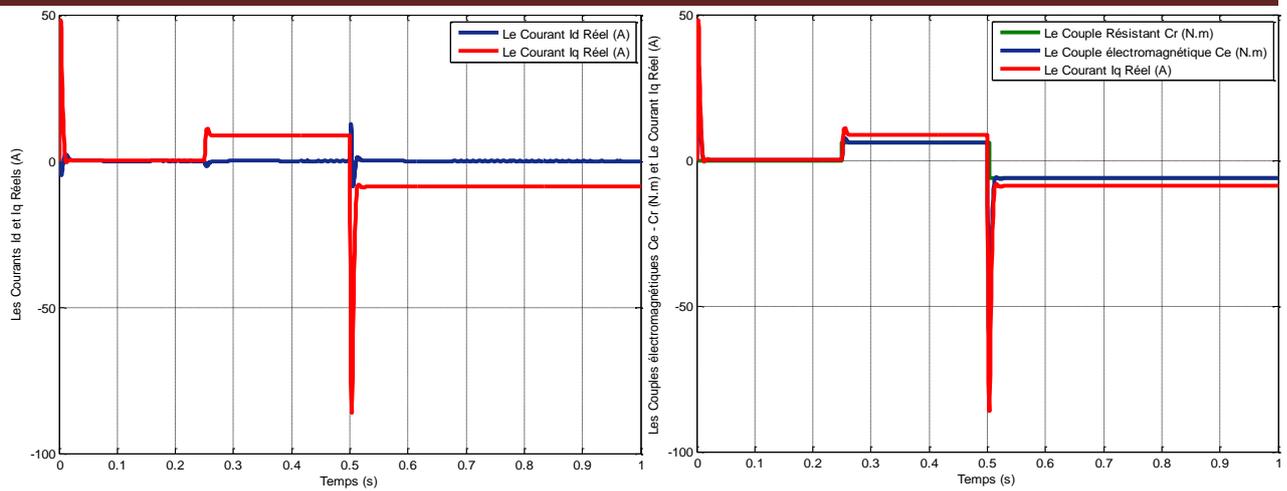
Le Couple électromagnétique (N.m) et C_r (N.m) et I_q (A)

Figure III.10 : Réponses de la MSAP en charge avec ($C_r = 6.1$ N.m à $t = 0.5$ s)



Les Vitesses de rotation $\omega_{r\text{ ref}}$ et ω_r (rad/s)

Les flux électromagnétiques $\Phi_{d,q}$ (Weber)



Les Courants (I_d et I_q) Réels (A)

**Le Couple électromagnétique (N.m)
et C_r (N.m) et I_q (A)**

Figure III.11 : Réponse de la MSAP en charge avec ($C_r = 6.1$ N.m à $t = 0.25$ s) puis une inversion de la vitesse à $t = 0.5$ s

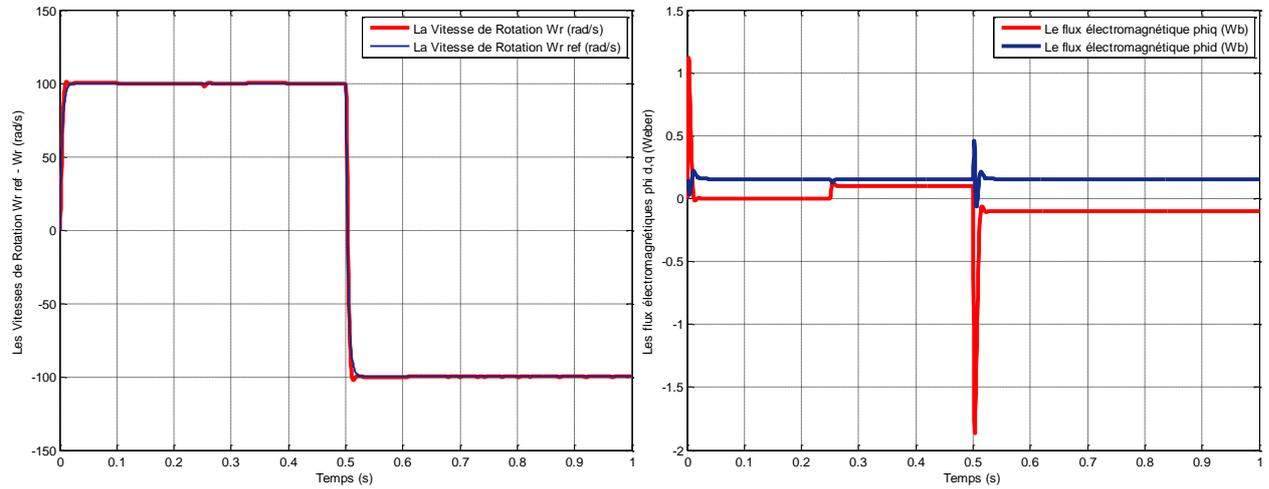
Dans la précédente série de tests, on a simulé les performances du régulateur PI pour la poursuite et le rejet de perturbation.

On teste à présent sa robustesse, afin de vérifier son comportement face à des variations paramétriques de la machine car les paramètres de la MSAP sont soumis à des variations qui peuvent être due à l'échauffement, il est donc important d'étudier l'influence de la variation des paramètres caractérisant le modèle.

On applique donc, une variation de la résistance statorique, le flux, l'inductance et le moment d'inertie. Ces tests de robustesse sont représentés par la figure III.12.

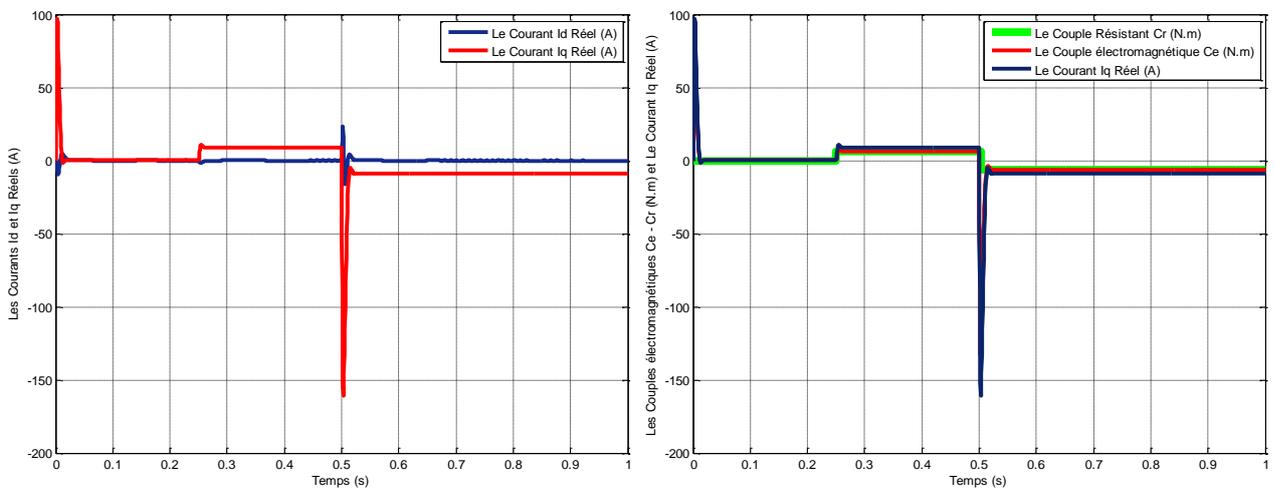
Les simulations sont réalisées pour un démarrage à vide avec une application d'une charges de 6.1 N.m à partir de $t = 0.25$ s (d'avance l'inversion de la vitesse), puis une inversion de la consigne de la vitesse de rotation du MSAP à $t=0.5$ s de la valeur référentielle + 100 rad/s à la valeur - 100 rad/s.

A partir de la figure III.12, on constate que la commande est sensible à la variation paramétrique, donc cette technique est non robuste vis à vis des variations paramétriques internes.



Les Vitesses de rotation ω_{r_ref} et ω_r (rad/s)

Les flux électromagnétiques $\Phi_{d,q}$ (Weber)



Les Courants (I_d et I_q) Réels (A)

Le Couple électromagnétique (N.m) et C_r (N.m) et I_q (A)

Figure III.12 : Réponse de la MSAP en charge avec ($C_r = 6.1$ N.m à $t = 0.25$ s) puis une inversion de la vitesse à $t = 0.5$ s avec une Variation Paramétrique

III.7. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons établi la technique de la commande vectorielle appliquée à l’association Onduleur deux niveaux – MSAP, cette stratégie permet le découplage entre le couple électromagnétique et le flux de la machine ce qui rend la machine synchrone à aimants permanents similaire à la machine à courant continu. Le réglage de la vitesse avec un régulateur classique (PI) permet d’obtenir des performances analogiques dynamiques et statiques satisfaisantes afin d’assurer une commande souple de sa vitesse.

Les performances de cette commande dépendent en grande partie des caractéristiques dynamiques et statiques de l’onduleur qui lui est associé.

Parmi les différentes MLI existantes on applique pour notre commande la MLI sinus triangle qui à notre sens donne de très bons résultats de simulation.

La simulation de la commande vectorielle du MSAP est basée sur la condition selon laquelle la composante du courant $I_d = 0$; quant à la composante I_q elle sert à la fois pour la production du couple maximal et le réglage de la vitesse afin d'assurer les performances de poursuite en vitesse.

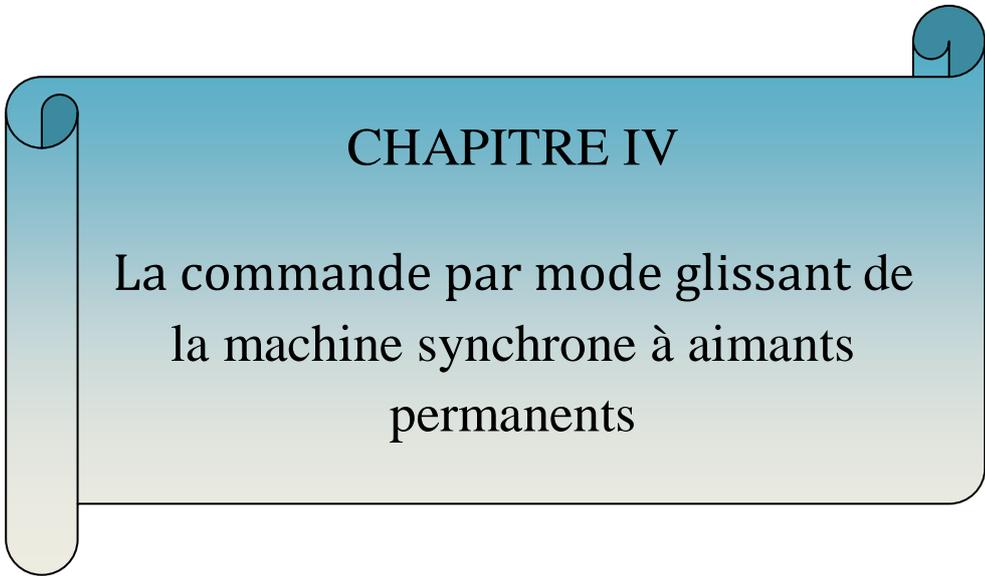
D'après les résultats de simulation les différentes caractéristiques sont obtenues à partir du découplage entre le courant I_d et I_q ce dernier permet de commander le moteur synchrone à aimants permanents comme un moteur à courant continu à excitation indépendant.

Et d'après les résultats obtenus on constate que la commande vectorielle dans le plan de Park de la MSAP alimentée en tension donne des performances et de bonne robustesse remarquable, caractérisées par des faible temps de réponse, et un rejet de perturbation rapide ce que caractériser la poursuite de trajectoires, une erreur statique nulle en régime permanent et un petit dépassement ou oscillations transitoires.

Les résultats de simulation obtenus montrent bien les performances classiques de la commande vectorielle. La perturbation est rejetée en un temps très court ce qui vérifie le comportement correct des régulateurs.

Les régulateurs PI nécessite une identification paramétrique correcte en vue d'une régulation performante. Puisque les correcteurs classiques sont dimensionnés à partir des paramètres de la machine.

Si ces derniers varient dans une large plage de fonctionnement, les performances sont détériorées, alors il est préférable de voir d'autres techniques de réglage robuste. La commande par mode glissant est connue par leur robustesse, qui est le sujet du chapitre suivant.



CHAPITRE IV

La commande par mode glissant de
la machine synchrone à aimants
permanents

IV.1. Introduction

Nous avons vu précédemment que la commande FOC à régulateurs PI, donne de bons résultats dans le cas où le système est linéaire à paramètres constants. Cependant, elle reste très limitée pour un système non linéaire ayant des paramètres variables, dans ce cas, on doit faire appel à une technique qui répond aux exigences de l'insensibilité aux variations des paramètres et aux perturbations.

La technique de commande à structure variable (CSV) par mode glissant en anglais « Sliding Mode Control », est très connue par sa robustesse en vers les incertitudes internes (variations des paramètres de la machine), et externes (perturbations due à la charge), et aux phénomènes ayant été omis dans la modélisation, tout en ayant une très bonne réponse dynamique [43].

Cette commande a été proposée en premier lieu en Union Soviétique par S.V. Emelyanov et fait l'objet de nombreux travaux de son équipe (Utkin, Taran, Kostyleva, etc.) à partir des travaux menés par le mathématicien A.F. Philippov sur les équations différentielles à second membre discontinu [57].

La commande des systèmes à structures variables par le mode de glissement n'est devenue très intéressante et attractive qu'à partir du début des années 80, elle est considérée comme une des approches les plus simples pour la commande des systèmes ayant un modèle imprécis [07]. Ceci est dû à la bonne connaissance et à l'appréciation de la robustesse, propriété très importante caractérisant cette commande [13].

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

IV.2. Système à structure variable

Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant son fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à une autre à tout instant [59].

De plus, un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure. Dans la commande des systèmes à structure variable par mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface [58]. Puis à l'aide de la loi de commutation, elle est

obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est appelée surface de glissement et le mouvement le long de laquelle se produit est appelé mouvement de glissement [13] [50].

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes, Figure IV.1 [39] [59]:

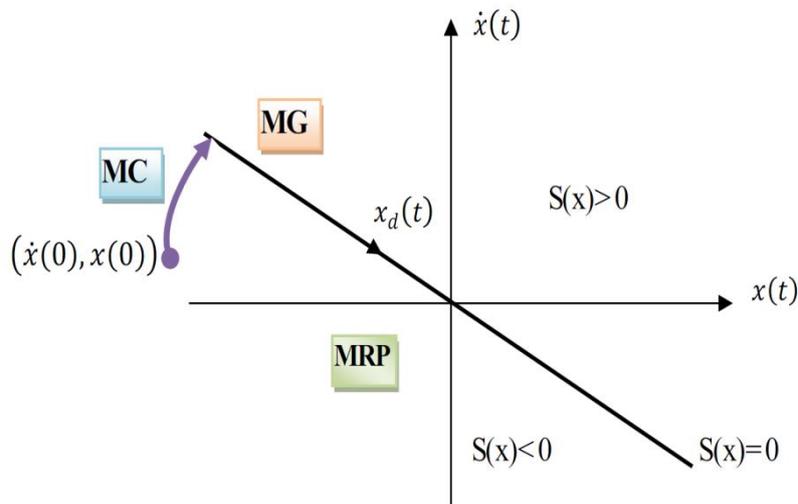


Figure IV.1 : Convergence du système glissant

- Le mode de convergence « **MC** » : c'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de commutation $s(x, y) = 0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.
- Le mode de glissement « **MG** » : c'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $s(x, y) = 0$.
- Le mode du régime permanent « **MRP** » : ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase), il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande [13].

IV.3. Introduction à la commande par mode glissant

IV.3.1. Notion de base

Avant d'entamer les méthodes utilisées dans la synthèse de système de contrôle par mode de glissement, nous allons expliquer quelques notions de bases du régime glissant.

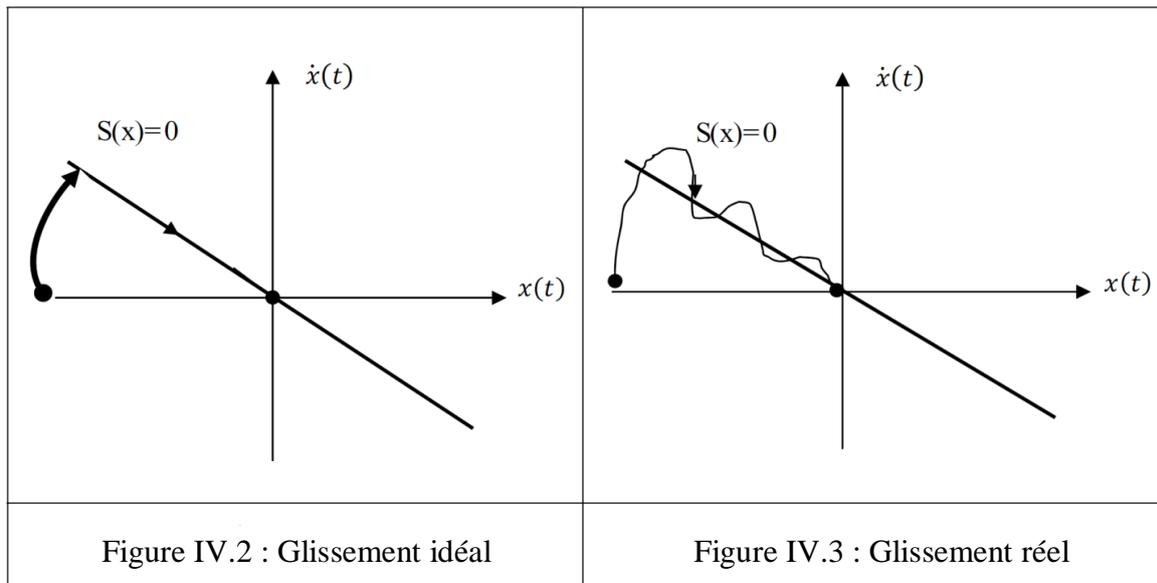
IV.3.1.1. Régime glissant idéal

En théorie, l'organe de commutation est supposé insensible aux bruits, et la trajectoire en régime glissant décrit parfaitement l'équation $S(x)=0$ [28] [59]. Le régime glissant idéal correspond à une oscillation de fréquence infinie et d'amplitude nulle, le point représentatif de

l'évolution du système glisse parfaitement sur l'hyper surface de commutation (Figure IV.2) [13] [39].

IV.3.1.2. Régime glissant réel

En pratique l'organe de commutation est réalisé à partir de relais qui présentent des imperfections comme les retards de commutations [60], dans ce cas la trajectoire de phase du régime glissant reste au voisinage de la surface de commutation donnant naissance à des oscillations indésirables qui éliminent la précision du système et néanmoins sa stabilité (Figure IV.3) [39] [57] [59].



IV.3.2. Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement

La conception des régulateurs par les modes glissants prend en charge les problèmes de stabilité et des performances désirées d'une façon systématique [13]. La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes [39] [59]:

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

IV.3.2.1. Choix de la surface de glissement ou de commutation

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 [57] :

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

Avec:

$\dot{X}(t)$ vecteur d'état, $U(t)$ vecteur d'entrée, et $f(x,t)$ et $g(x,t)$ des fonctions non linéaires. Un nombre de " m" surfaces de glissement pour un vecteur U de dimension "m". En ce qui concerne la forme de la surface, deux possibilités se présentent, soit dans l'espace d'état ou dans le plan de phase [13].

La surface de glissement $S(x) = 0$ est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette surface et tend vers l'origine du plan de phase que représente le comportement dynamique désiré du système, j.j.Slotine propose une forme d'équation générale non linéaire pour déterminer la surface de glissement (une fonction de l'erreur) qui assure la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur désirée de référence x_{ref} cette fonction est donnée par l'équation [39] [50] [59]:

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

Avec :

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

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

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

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

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 $e(x) = 0$ [28]. 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 [60].

IV.3.2.2. Condition d'existence et de convergence

Les conditions d'existence et de convergence ou d'attractivité sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation [39] [60]. Il existe deux considérations pour assurer le mode de Convergence [13] [28] [57] [59]:

IV.3.2.2.1. Fonction discrète de commutation

C'est la première condition de convergence, elle est proposée et étudiée par "EMILYANOV" et "UTKIN". Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro [13] [59].

Elle est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{S}(x) > 0 & \text{Si } S(x) < 0 \\ \dot{S}(x) < 0 & \text{Si } S(x) > 0 \end{cases} \quad (\text{IV.3})$$

Cette condition peut être formulée comme suit :

$$\dot{S}(x) S(x) < 0 \quad (\text{IV.4})$$

IV.3.2.2.2. Fonction de Lyapunov

La fonction de LYAPUNOV est une fonction scalaire positive ($V(x) > 0$) pour les variables d'état du système. La loi de commande doit faire décroître cette fonction $V(x) < 0$ [59].

L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de concevoir une commande u tel que le carré de la surface correspond à une fonction de LYAPUNOV [13].

Nous définissons la fonction de LYAPUNOV comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{IV.5})$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (\text{IV.6})$$

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative. Ceci n'est vérifiée que si la condition (IV.4) est vérifiée.

L'équation (IV.5) explique que le carré de la distance entre un point donné du plan de phase et la surface de glissement exprime par $S^2(x)$ diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface à partir des deux côtés de cette dernière. Cette condition suppose un régime glissant idéal ou la fréquence de commutation est infinie.

IV.3.2.3. Détermination de la loi de commande

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants [59].

La structure d'un contrôleur comporte deux parties; une première concernant la linéarisation exacte U_{eq} et une deuxième stabilisante U_N [50]. Cette dernière est très importante dans la technique de commande par modes de glissement, car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures. Nous avons donc :

$$U(t) = U_{eq} + U_N \quad (IV.7)$$

✚ 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 le dérivé de la surface est nul $\dot{S}(x) = 0$.

La dérivée de la surface est :

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

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.

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

Avec la condition d'existence :

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

✚ 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 (IV.8), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{ g(x,t) U_N \} \quad (IV.11)$$

Le problème revient à trouver U_N tel quel :

$$S(x) \dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \{ g(x,t) U_N \} < 0 \quad (IV.12)$$

La solution la plus simple est de choisir U_N sous la forme de relais (Figure IV.4). Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$U_N = K \text{sign}(S(x)) \quad (IV.13)$$

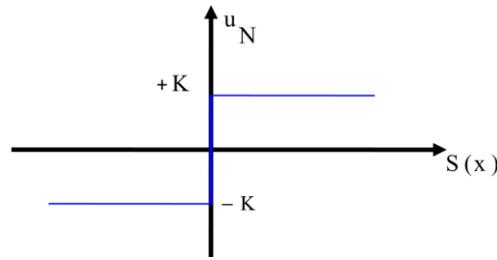


Figure IV.4 : Représentation de la fonction « sign »

En remplaçant l’expression (IV.13) dans (IV.12), on obtient :

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

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 (IV.14).

IV.4. Application de la commande par mode de glissement à la MSAP

Après avoir présenté la théorie de la commande à structure variable (CSV) avec les différentes structures de la commande non linéaire, nous allons analyser dans cette partie l’application de la commande par mode de glissement à la régulation de la vitesse du moteur synchrone à aimants permanents afin de valider l’approche présentée par des résultats de simulation, Les lois de commande pour l’asservissement de vitesse 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 II (à l’équation II.28)).

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} I_d + \frac{L_q}{L_d} I_q p\omega_r + \frac{V_d}{L_d} \tag{a} \\ \frac{dI_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} I_q - \frac{L_d}{L_q} p\omega_r I_d - \frac{\Phi_f}{L_q} p\omega_r + \frac{V_q}{L_q} \tag{b} \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega ; \text{ et } \omega = \omega_r \cdot p \tag{c} \\ J \frac{d\omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \omega_r \tag{d} \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3p}{2J} (\Phi_f I_q + (L_d - L_q) I_d I_q) - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} \omega_r \tag{e} \end{array} \right. \tag{IV.15}$$

IV.4.1. Stratégie de réglage à trois surfaces

La Figure (IV.5) présente le schéma du réglage par mode glissement (MG), utilisant 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.

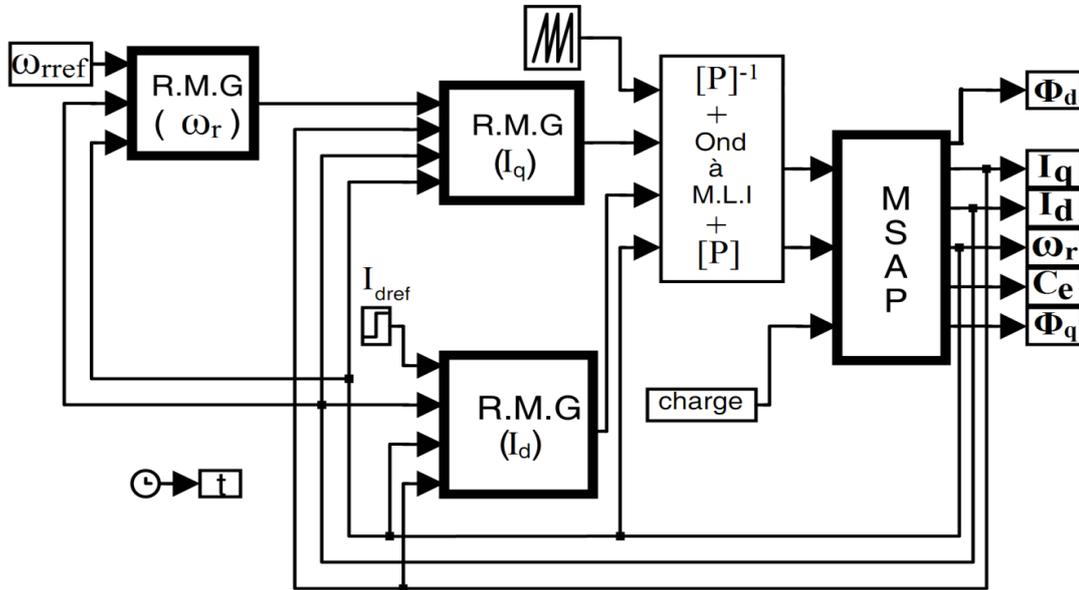


Figure IV.5 : Schéma global de réglage par la stratégie à trois surfaces

IV.4.1.1. Surface de régulation de la vitesse

On remarque que d'après l'équation (IV. 15 (e)), le degré relatif de la vitesse ω_r avec I_q est égal un. Dans ce cas, l'erreur de réglage est choisie comme la surface :

$$S(\omega_r) = \omega_{r \text{ ref}} - \omega_r \quad (\text{IV.16})$$

La dérivée de la surface est :

$$\begin{cases} \dot{S}(\omega_r) = \frac{d\omega_{r \text{ ref}}}{dt} - \frac{3p(L_d - L_q)I_d + 3p\Phi_f}{2J} I_q + \frac{1}{J} C_r + \frac{f}{J} \omega_r \\ I_q = I_{q \text{ eq}} + I_{qN} \end{cases} \quad (\text{IV.17})$$

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

$$\{S(\omega_r) = 0 \Rightarrow \dot{S}(\omega_r) = 0\} \quad \text{et} \quad \{I_{qN} = 0 \Rightarrow I_q = I_{q \text{ eq}}\} \quad (\text{IV.18})$$

Donc, on déduit la commande équivalente à partir de l'équation (IV.17) :

$$I_{q \text{ eq}} = \frac{2J\dot{\omega}_{r \text{ ref}}}{3p(L_d - L_q)I_d + 3p\Phi_f} + \frac{2C_r}{3p(L_d - L_q)I_d + 3p\Phi_f} + \frac{2f\omega_r}{3p(L_d - L_q)I_d + 3p\Phi_f}$$

$$I_{q \text{ eq}} = \frac{2(J\dot{\omega}_{r \text{ ref}} + C_r + f\omega_r)}{3p(L_d - L_q)I_d + 3p\Phi_f} \quad (\text{IV.19})$$

Durant le mode de convergence, la dérivée de l'équation de Lyapunov doit être négative :

$$\dot{V}(\omega_r) = S(\omega_r) \dot{S}(\omega_r) < 0 \quad (\text{IV.20})$$

Si on remplace l'équation (IV.19) dans (IV.17), on obtient :

$$\dot{S}(\omega_r) = - \left[\frac{3p(L_d - L_q)I_d + 3p\Phi_f}{2J} \right] I_{qN} \quad (\text{IV.21})$$

Alors :

$$I_{qN} = K_{\omega_r} \text{sign}(S(\omega_r)) \quad (\text{IV.22})$$

K_{ω_r} : Gain positif.

IV.4.1.2. Surface de régulation du courant « I_d »

Soit e_d l'erreur de courant direct :

$$e_d = I_{dref} - I_d \quad (\text{IV.23})$$

Le degré r de la surface de glissement est égal à « 1 », on déduit la surface :

$$S(I_d) = I_{dref} - I_d \quad (\text{IV.24})$$

En utilisant l'équation du système citée en (IV.15 (a)) et (IV.24):

$$\begin{aligned} \dot{S}(I_d) &= \dot{I}_{dref} - \dot{I}_d \\ \dot{S}(I_d) &= \frac{dI_{dref}}{dt} + \frac{R_s}{L_d} I_d - \frac{L_q}{L_d} p \omega_r I_q - \frac{V_d}{L_d} \end{aligned} \quad (\text{IV.25})$$

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

$$\{S(I_d) = 0 \Rightarrow \dot{S}(I_d) = 0\} \quad \text{et} \quad \{V_{dN} = 0 \Rightarrow V_d = V_{deq}\} \quad (\text{IV.26})$$

On ce trouve la loi de commande suivant :

$$V_{deq} = \left(\frac{dI_{dref}}{dt} + \frac{R_s}{L_d} I_d - \frac{L_q}{L_d} p \omega_r I_q \right) L_d \quad (\text{IV.27})$$

Durant le mode de convergence on satisfait la condition $\dot{S}(I_d) S(I_d) < 0$ en choisissant :

$$V_{dN} = K_d \text{sign}(S(I_d)) \quad (\text{IV.28})$$

La commande de référence V_d est :

$$V_d = V_{deq} + V_{dN} \quad (\text{IV.29})$$

Soit :

$$V_d = \left(\frac{dI_{dref}}{dt} + \frac{R_s}{L_d} I_d - \frac{L_q}{L_d} p \omega_r I_q \right) L_d + K_d \text{sign}(S(I_d)) \quad (\text{IV.30})$$

K_d : Gain positif.

IV.4.1.3. Surface de régulation du courant « I_q »

Soit e_q l'erreur de courant direct :

$$e_q = I_{qref} - I_q \quad (IV.31)$$

Le degré r de la surface de glissement est égal à « 1 », on déduit la surface :

$$S(I_d) = I_{qref} - I_q \quad (IV.32)$$

En utilisant l'équation du système citée en (IV.15 (b)) et (IV.32):

$$\begin{aligned} \dot{S}(I_q) &= \dot{I}_{qref} - \dot{I}_q \\ \dot{S}(I_q) &= \frac{dI_{qref}}{dt} + \frac{R_s}{L_q} I_q + \frac{L_d}{L_q} p \omega_r I_d + \frac{\Phi_f}{L_q} p \omega_r - \frac{V_q}{L_q} \end{aligned} \quad (IV.33)$$

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

$$\{ S(I_q) = 0 \Rightarrow \dot{S}(I_q) = 0 \} \quad \text{et} \quad \{ V_{qN} = 0 \Rightarrow V_q = V_{qeq} \} \quad (IV.34)$$

On ce trouve la loi de commande suivant :

$$V_{qeq} = \left(\frac{dI_{qref}}{dt} + \frac{R_s}{L_q} I_q + \frac{L_d}{L_q} p \omega_r I_d + \frac{\Phi_f}{L_q} p \omega_r \right) L_q \quad (IV.35)$$

Durant le mode de convergence on satisfait la condition $\dot{S}(I_q) S(I_q) < 0$ en choisissant :

$$V_{qN} = K_q \text{sign}(S(I_q)) \quad (IV.36)$$

La commande de référence V_q est :

$$V_q = V_{qeq} + V_{qN} \quad (IV.37)$$

Soit :

$$V_q = \left(\frac{dI_{qref}}{dt} + \frac{R_s}{L_q} I_q + \frac{L_d}{L_q} p \omega_r I_d + \frac{\Phi_f}{L_q} p \omega_r \right) L_q + K_q \text{sign}(S(I_q)) \quad (IV.38)$$

K_q : Gain positif.

IV.5. Avantage et inconvénients de la commande par mode glissant

Il y'a plusieurs avantages pour la commande par mode glissant : la précision, stabilité, simplicité, faible temps de réponse et la robustesse [57] [43]. 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 [58] [60].

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 [13].

De plus, en réalité, on n'a pas le glissement idéal sur la surface mais des zigzags autour de celle-ci. Ce phénomène est appelé 'broutement' ou encore 'chattering', il engendre plusieurs effets indésirables sur la qualité et la réalisation de la commande et sur le système comme la figure IV.6 représente ce phénomène [28] [59].

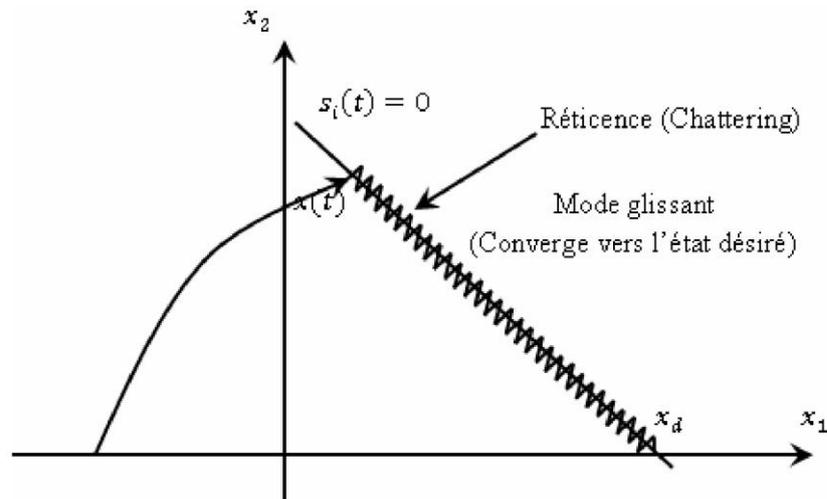


Figure IV.6 : Illustration du phénomène de broutement (Chattering) [39]

IV.5.1. Phénomène de broutement (chattering)

Dans la pratique, un régime glissant idéal n'existe pas car la fréquence de commutation des organes de commande a une limite finie. Autrement dit, il n'existe aucun organe de commutation pouvant commuter à une fréquence infinie (en effet cet organe devrait délivrer une énergie infinie) [50] [60].

Le caractère discontinu de la commande engendre un comportement dynamique particulier autour d'une couche limite de la surface de glissement qui est communément appelé chattering ou phénomène de réticence (figure IV.6) [43] [59].

Cette oscillation au voisinage de la surface est due à l'imperfection des éléments de commutation ou des limites technologiques et physiques, telles que les retards au niveau des commutations ou des comportements avec hystérésis, qui peuvent exciter les dynamiques négligées (non modélisées) en haute fréquence [39] [57].

Le chattering peut dégrader les performances du système et même conduire à l'instabilité. La réticence implique également d'importantes sollicitations mécaniques au niveau des actionneurs, augmentant la consommation énergétique qui peut endommager les circuits électriques de puissance [13] [28].

IV.5.2. Elimination le phénomène de broutement (chattering)

Le phénomène de Chattering est provoqué par une commutation non infiniment rapide de la commande quand les techniques des modes glissants sont utilisées. Ce phénomène est indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composantes de haute fréquence [59].

Pour y remédier plusieurs solutions ont été proposées. On peut citer :

- 1) La première c'est l'utilisation d'un observateur d'état asymptotique pour limiter la réticence [53].
- 2) La deuxième c'est l'utilisation d'algorithmes de commande par mode de glissement d'ordre supérieur [39], cette 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 [43][60].
- 3) La troisième solution est en remplaçant la fonction "sign" par une autre fonction qui permette d'attendre la surface de glissement doucement pour réduire les ondulations et les fluctuations au tour de la surface donc il ya plusieurs fonction pour être utiliser pour changer la fonction "sign" à savoir :

- ❖ La fonction : saturation "sat" et tangente hyperbolique "tan h" et la fonction "Cont" et la fonction "smooth" [39].

Puisque la présence de la fonction « sign » qui est une fonction stricte sur la loi de commande dans la partie discontinu ce que va provoquer les ondulations et les fluctuations autour de la surface par conséquent les états de système à commander atteindre la surface de glissement de façon brutalement [28].

- 4) La quatrième solution consiste à remplacer la fonction « sign » par un régulateur PI flou on aura donc une commande hybride le mode glissant flou donc nous avons obtenu les avantages des deux techniques le mode glissant et la logique flou.

IV.6. Simulation et Interprétation des Résultats

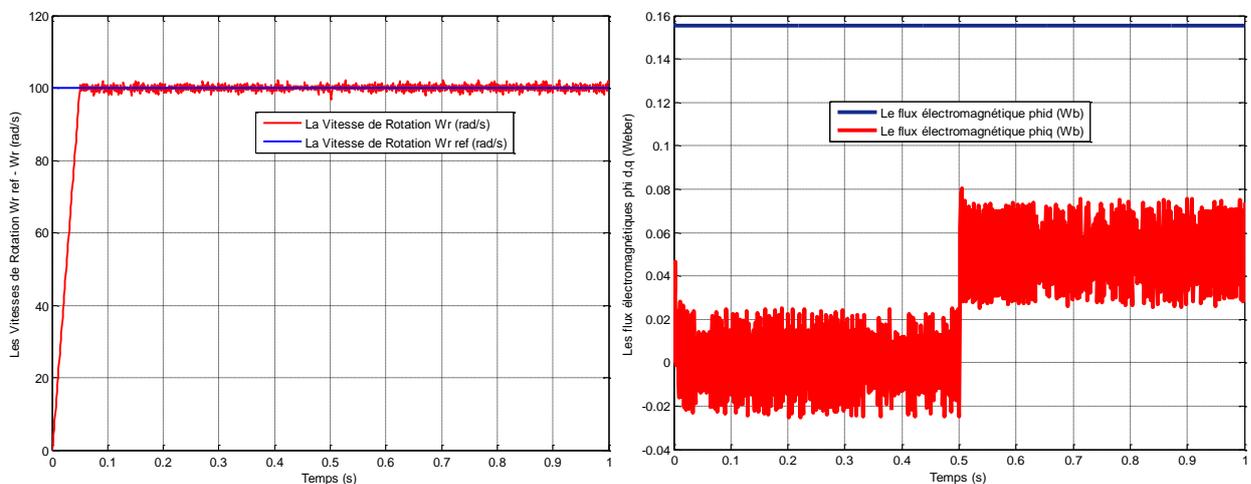
Afin de tester les performances et la robustesse de la commande par mode glissant de la MSAP, des séries de simulations numériques similaires à celles réalisées dans le chapitre précédent ont été effectuées on remarque d'après la Figure IV.7 que, lors du démarrage à vide du MSAP pour un échelon de consigne de 100 rad/s, suivie d'une application de charge de 6.1 N.m à partir de $t = 0.5$ s que :

- L'allure de la vitesse possède une caractéristique presque linéaire et atteint la vitesse de référence dans un temps de réponse très petit. Après l'application de la charge à l'instant $t=0.5$ s, on ne constate presque aucune influence sur l'allure de la vitesse ;

- Le couple subit au moment du démarrage un pic, puis atteint rapidement la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge ;
- Un découplage réalisé avec succès par le maintien de I_d nul ;
- Le phénomène de chattering apparaît clairement dans le couple ;
- Le courant I_q est l'image du couple ;
- La fonction « relais » est définie par : $U_n = K \cdot \text{sign}(S(x))$. Si le gain « K » est très petit, le temps de réponse sera long. Si « K » est très grand, le temps de réponse sera rapide, mais des oscillations indésirables risquent d'apparaître sur les réponses en régime permanent.

Dans l'essai de la Figure IV.8. On a inversé la vitesse de rotation du MSAP de la valeur référentielle + 100 rad/s à la valeur - 100 rad/s à l'instant $t=0.5$ s. Les résultats de simulation sont satisfaisants et la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement suivie d'une application d'une charge de 6.1 N.m à partir de $t = 0.25$ s (d'avance l'inversion de la vitesse).

On constate que la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement, lors de l'inversion, Puis lorsque la rotation s'inverse la machine fonctionne comme moteur, la vitesse augmente jusqu'à ce qu'elle atteigne sa nouvelle référence de - 100 rad/s.



Les Vitesses de rotation $\omega_{r \text{ ref}}$ et ω_r (rad/s) Les flux électromagnétiques $\Phi_{d,q}$ en (Weber)

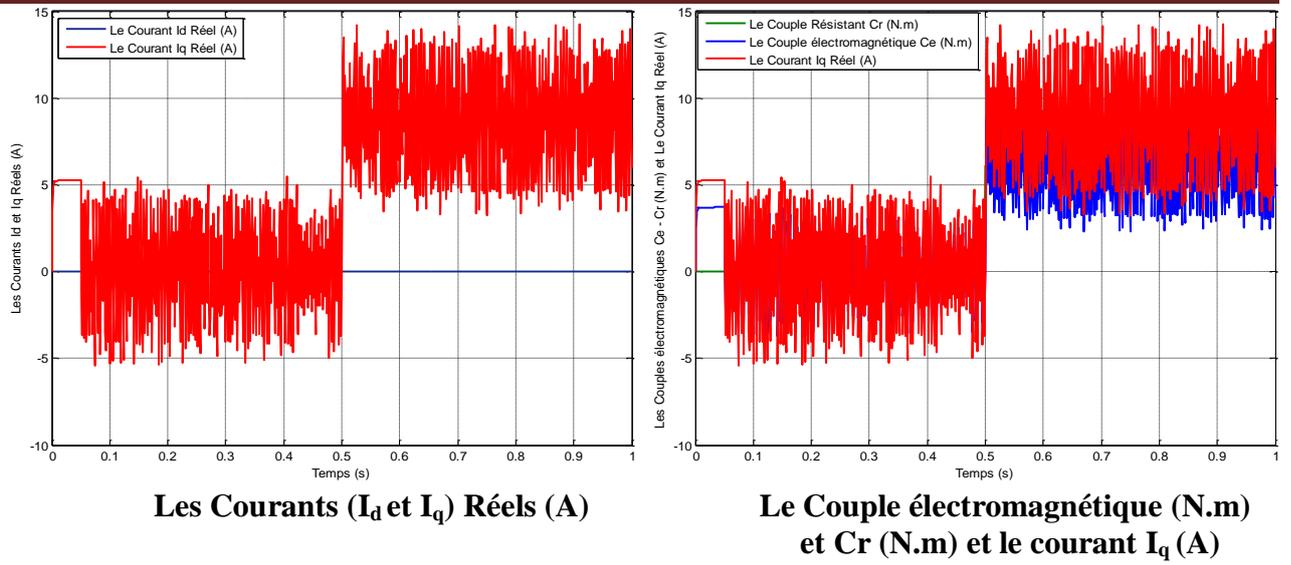


Figure IV.7 : Réponses de la MSAP en charge avec ($C_r = 6.1$ N.m à $t = 0.5$ s)

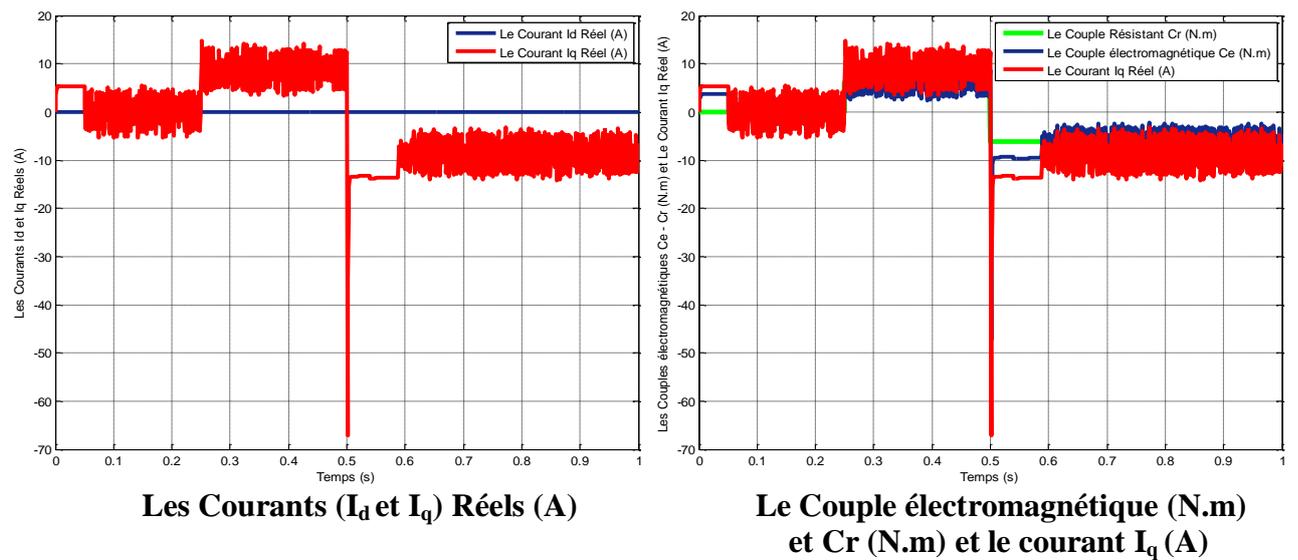
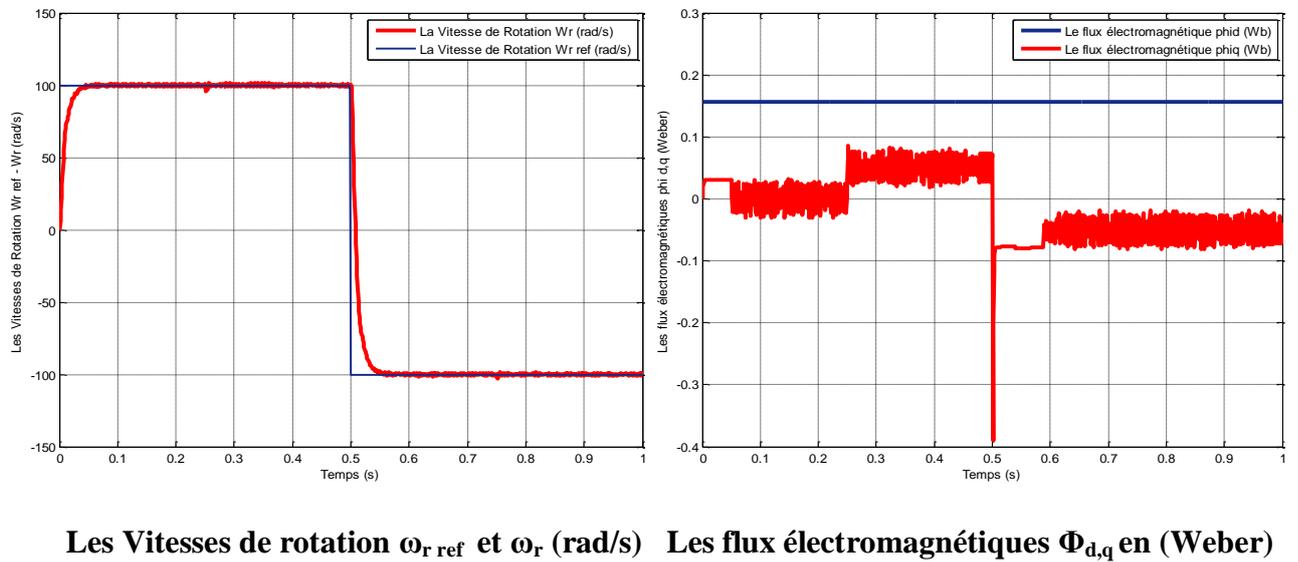


Figure IV.8 : Réponse de la MSAP en charge avec ($C_{r1} = 6.1$ N.m à $t = 0.25$ s) puis une inversion de la vitesse à $t = 0.5$ s

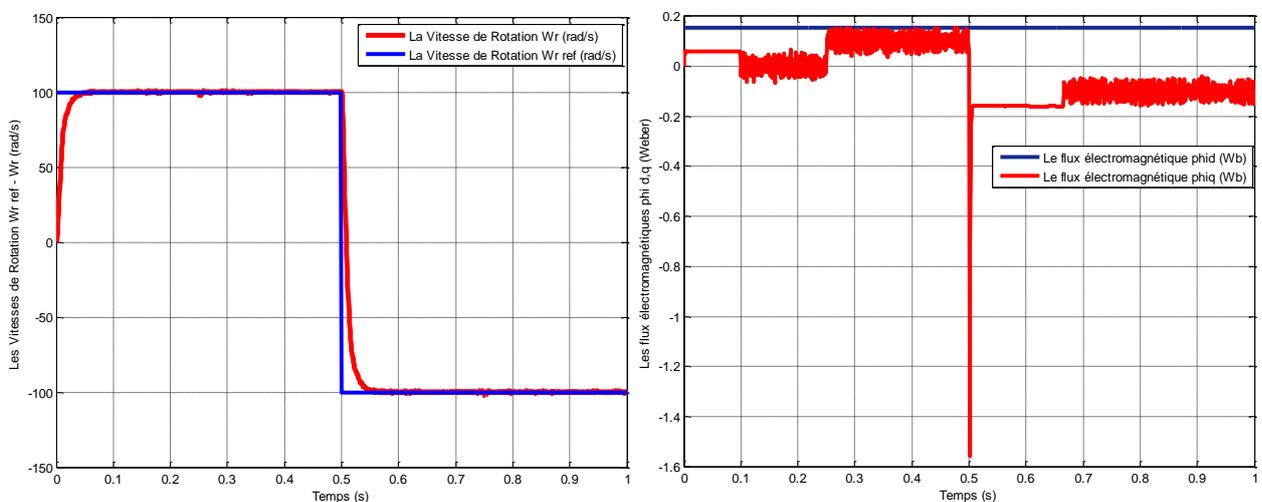
Dans la précédente série de tests, on a simulé les performances du régulateur par mode glissant pour la poursuite et le rejet de perturbation.

On teste à présent sa robustesse, afin de vérifier son comportement face à des variations paramétriques de la machine car les paramètres de la MSAP sont soumis à des variations qui peuvent être due à l'échauffement, il est donc important d'étudier l'influence de la variation des paramètres caractérisant le modèle.

On applique donc, une variation de la résistance statorique, le flux, l'inductance et le moment d'inertie. Ces tests de robustesse sont représentés par la figure IV.9.

Les simulations sont réalisées pour un démarrage à vide avec une application d'une charge de 6.1 N.m à partir de $t = 0.25$ s (d'avance l'inversion de la vitesse), puis une inversion de la consigne de la vitesse de rotation du MSAP à $t=0.5$ s de la valeur référentielle +100 rad/s à la valeur -100 rad/s.

A partir de la figure IV.9, on constate que la commande est insensible à la variation Paramétrique donc cette technique est robuste vis-à-vis des variations paramétriques internes et externes.



Les Vitesses de rotation ω_r ref et ω_r (rad/s) Les flux électromagnétiques $\Phi_{d,q}$ en (Weber)

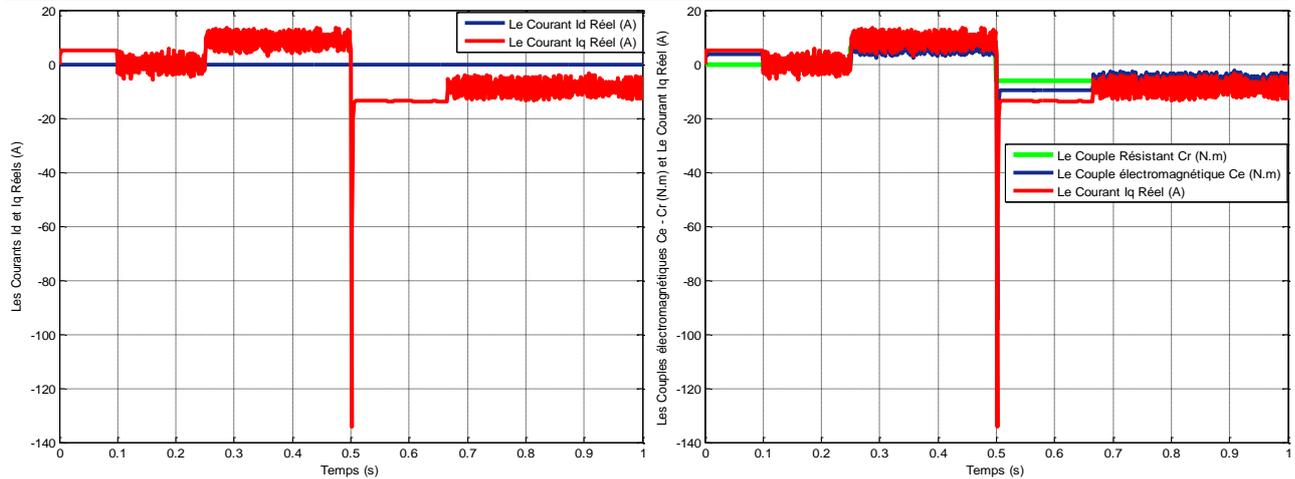
Les Courants (I_d et I_q) Réels (A)Le Couple électromagnétique (N.m) et C_r (N.m) et le courant I_q (A)

Figure IV.9 : Réponse de la MSAP en charge avec ($C_r= 6.1$ N.m à $t = 0.25$ s) puis une inversion de la vitesse à $t = 0.5$ s avec une Variation Paramétrique

IV.7. Etude comparative entre la CMG et la commande Vectorielle

IV.7.1. Comparaison au niveau de la variation de vitesse

Ce test est fait pour montrer la robustesse de la commande vis-à-vis des variations brusques de la vitesse de rotation. La figure IV.10 représente la vitesse et le couple de la MSAP dans le cas d'un démarrage à vide pour un échelon de vitesse de $+100$ rad/s, suivi à l'instant $t=0.5$ s, d'une inversion de la vitesse à -100 rad/s, puis d'une deuxième inversion de la vitesse à $+80$ rad/s à $t=1.5$ s. Les réponses obtenues avec les deux types de commande montrent clairement que le système commandé avec la CMG est plus robuste par rapport à la structure de la commande vectorielle. Où La réponse en vitesse est avec dépassement dans la commande vectorielle. Cependant, la réponse en vitesse obtenu par la CMG est sans dépassement et suit sa référence. D'autre part, les résultats de la figure IV.10 montrent aussi que le couple obtenu par la commande vectorielle diminue progressivement, en particulier pendant les phases de changement du sens de rotation de la MSAP.

IV.7.2. Comparaison au niveau de la variation de charge

La figure IV.11 représente la vitesse et le couple de la MSAP dans le cas d'un démarrage à vide et pour un échelon de vitesse de 100 rad/s.

A l'instant $t=0.5$ s, on applique un couple de charge de 6.1 N.m. Concernant la CMG, on constate que le couple répond instantanément et la vitesse garde toujours sa forme sans dépassement et sans aucune déformation. On remarque sur le couple, des oscillations ayant des amplitudes élevées. Ces oscillations sont rapidement atténuées car la commande discontinue qui se transforme en commande continue et le système entre en régime glissant autour de $S(\omega_r) = 0$. Pour la commande vectorielle, on observe que l'erreur sur la vitesse provoquée par la perturbation

de la charge est très importante. La vitesse rejoint sa référence après une déformation. Le couple ne répond pas instantanément.

La Commande Vectorielle

La Commande par Mode Glissant

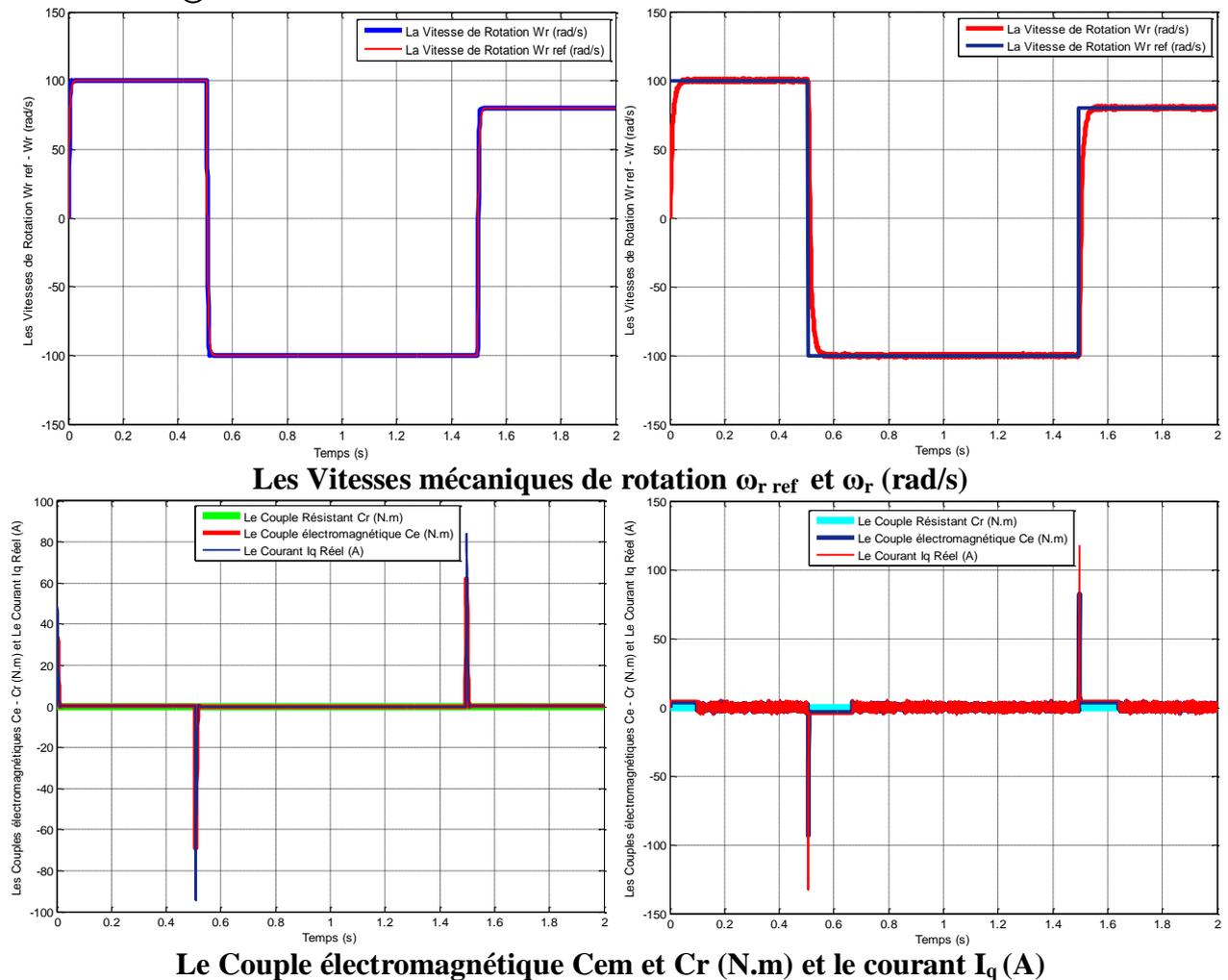
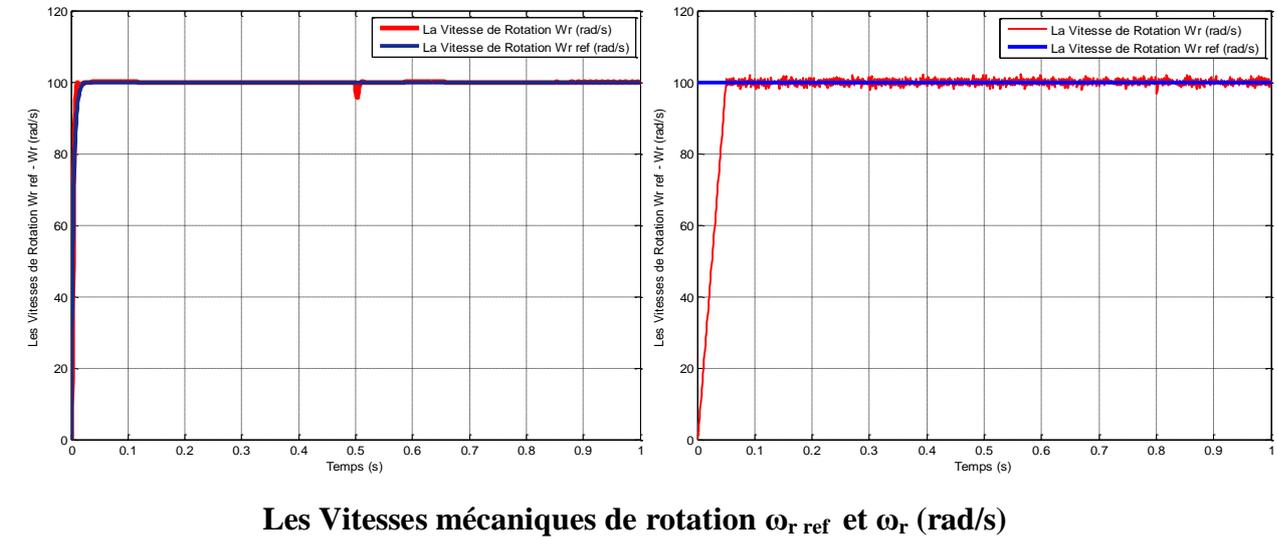
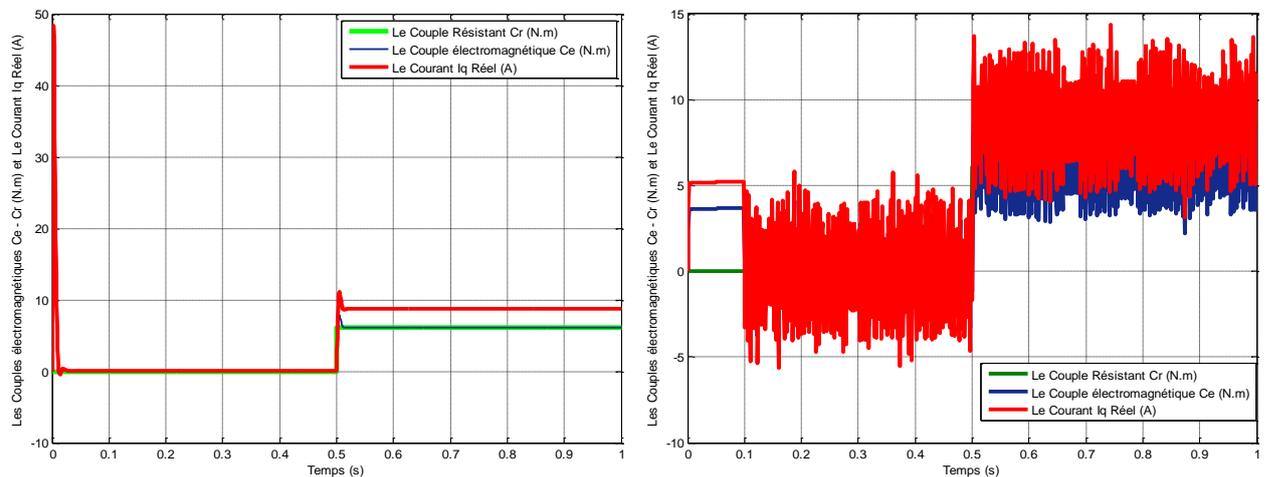


Figure IV.10 : Résultats de simulation pour une variation de la vitesse de référence



Les Vitesses mécaniques de rotation ω_r ref et ω_r (rad/s)



Le Couple électromagnétique C_{em} et C_r (N.m) et le courant I_q (A)

Figure IV.11 : Résultats de simulation pour un échelon de couple résistant ($C_r = 6.1$ N.m)

IV.8. Conclusion

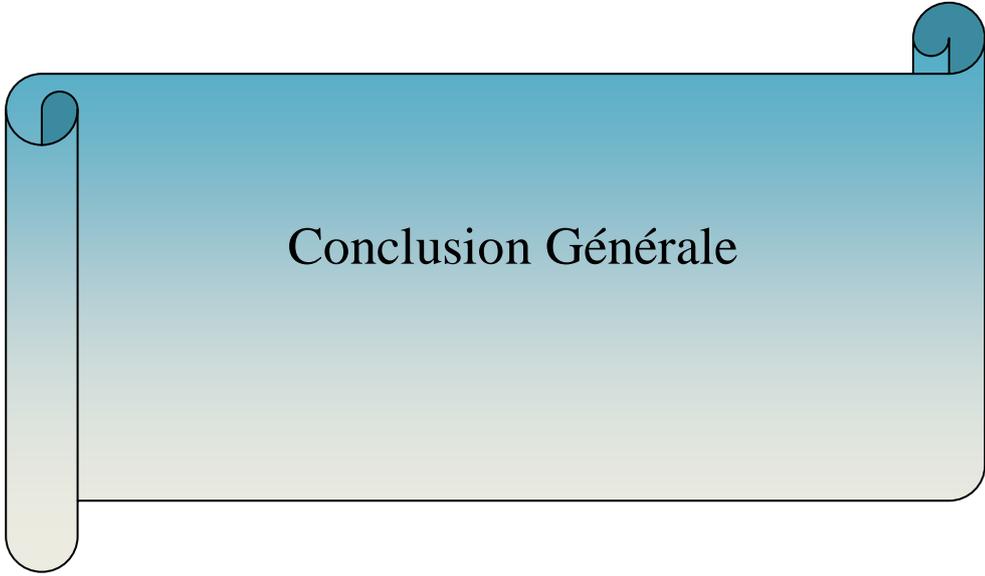
Nous avons présenté la commande à structure variable (CSV) fonctionnant en mode de glissement appliquée à la machine synchrone à aimants permanents suivant une structure en cascade. Après la présentation de la théorie de base de cette commande, nous avons défini la méthodologie de conception nécessaire pour cette commande pour l'asservissement en vitesse, nous constatons que le choix convenable des surfaces de commutation permet d'obtenir des hautes performances.

Les résultats de simulation montrent que les réponses avec la CSV pour l'asservissement en vitesse sont rapides et robustes lors des variations de la charge ou de la vitesse.

Finalement, on a présenté une étude comparative entre la commande vectorielle à régulateur PI et la CSV pour l'asservissement en vitesse de la MSAP, La commande par mode glissant présente plusieurs avantages telle, robustesse, précision importante, stabilité, temps de réponse très faible.

Les résultats de simulation obtenus montrent clairement que de bonnes performances sont obtenues avec la CSV pour l'asservissement en vitesse. En effet, en comparant avec la commande PI, la CSV est plus rapide et plus robuste et tous sa dans des différents modes de fonctionnement du moteur (à vide, en charge, inversion de la vitesse et variation du moment d'inertie ou de la résistance statorique).

Les techniques de commande CSV et PI nécessitent la connaissance des grandeurs d'état et de sortie. Ces grandeurs peuvent être obtenues en utilisant des capteurs mécaniques présentant plusieurs inconvénients tel que l'encombrement, la génération du bruit.



Conclusion Générale

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire expose la synthèse de deux techniques de réglage la première est classique basée sur les régulateurs classique PI et la deuxième est une commande robuste basée sur le mode glissant, pour la régulation de la vitesse d'une machine synchrone triphasée à aimants permanents.

Une étude générale et une modélisation de la MSAP a été présentée, en se basant sur le modèle équivalent de Park tenant en compte des hypothèses simplificatrices. Ce modèle met clairement en évidence le couplage qui existe entre le flux et le couple.

Pour réaliser une commande performante de la MSAP, un découplage entre la partie magnétique (le flux) et la partie mécanique (le couple) est indispensable. Pour cela on a introduit une technique de commande qui permet de commander la machine d'une façon semblable à une machine à courant continu à excitation séparée où le découplage entre le flux et le couple est naturel.

La commande vectorielle de la MSAP alimentée par un onduleur de tension, en utilisant des régulateurs PI classiques donnent de bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles ne sont pas robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. On doit faire appel à des lois de commande insensible aux variations des paramètres, aux perturbations et aux non linéarités. Pour cela on utilise le réglage par mode de glissement. C'est un cas particulier de la commande à structure variable (CSV), et très connu par sa robustesse, stabilité, simplicité et temps de réponse très faible vis-à-vis l'insensibilité à la variation des paramètres internes et externes. Les résultats obtenus avec les R.MG sont comparés avec ceux obtenus avec les régulateurs de type PI. Quelles que soient les plages de fonctionnement étudiées, les réponses avec les R.MG sont plus rapides et plus robustes vis-à-vis des variations paramétriques internes et externes.

L'inconvénient majeur de cette technique c'est le phénomène de réticence qui est caractérisé par des fluctuations du couple. Ce phénomène est indésirable et nuisible pour les actionneurs, il engendre des bruits et des forces additionnelles de torsion sur l'arbre de la machine.

Pour la continuité des recherches relatives à ce travail et pour l'avenir, nous proposons comme perspectives :

- L'utilisation des onduleurs multi-niveaux et les convertisseurs matriciels afin d'augmenter le nombre de vecteurs tensions utiles, ce qui minimise les fluctuations du couple électromagnétique,
- L'étude des commandes par mode glissant d'ordre supérieure et leur faisabilité en vue du contrôle du moteur synchrone.
- l'utilisation des régulateurs mixtes (modes glissant, logique floue) au lieu des régulateurs à modes glissants seulement
- L'utilisation des techniques d'intelligences artificielles telles que la logique floue et les réseaux de neurones et les algorithmes génétiques,
- la prise en compte de la saturation de la machine
- La suppression des capteurs de vitesse à l'aide des techniques d'estimation ou d'observation de l'automatique moderne.
- L'implémentation des commandes présentées dans ce mémoire dans le but de vérifier expérimentalement les résultats trouvés.

- [01] Cours CEM-3, “La machine synchrone triphasée”, Notes de Cours de Université de Jules Ferry.
- [02] Gérard-André Capolino, “Machines synchrones”, Notes de Cours de l’Université de Picardie.
- [03] Dr. Suad Ibrahim Shahl, “Electrical Machines”, Livre deuxième édition à 1994.
- [04] B. MULTON, “Les Machines Synchrones Autopilotées”, Notes de Cours de l’Ecole Normale Supérieure de Cachan, 2004.
- [05] J. Chenadec, “ les machines synchrones- technologies et différents modes d'alimentations des machines synchrones”, Notes de Cours.
- [06] Yasser ALHASSOUN, “Etude et mise en oeuvre de machines à aimantation induite à haute vitesse”, PhD thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2005.
- [07] Armando Fonseca, “Comparaison de machines à aimants permanents pour la traction de véhicules électriques et hybrides”, PhD thesis, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2000.
- [08] Fabrice LOCMET, “Conception et modélisation d'une machine synchrone à 7 phases à aimants permanents et flux axial : commande vectorielle en modes normal et dégradé”, Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille décembre 2006.
- [09] Ramdane LATEB, “Modélisation des Machines Asynchrones et Synchrones à Aimants avec Prise en Compte des Harmoniques d’Espace et de Temps : Application à la Propulsion Marine par POD”, Thèse de Doctorat de, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2006.
- [10] Dr. Bendaoud, “Théorie des machines synchrones- Alternateur”, Notes de Cours de l’Université de Sidi Bel Abbès.
- [11] Toufik REKIOUA, “Contribution à la Modélisation et à la Commande Vectorielle des Machines Synchrones a Aimants Permanents”, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 11 Juillet 1991.
- [12] Amor KHLAIEF, “Contribution à la Commande Vectorielle sans Capteur Mécanique des Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) ”, Thèse de doctorat, L’École Supérieure des Sciences et Techniques de Tunis, 10 Juillet 2012.
- [13] BENCHOUIA Mohamed Toufik, “Commande de la Machine à Courant Alternatif par Différentes Techniques de Contrôle Avancées”, Thèse de doctorat, Université Mohamed Kheider – Biskra, 09 Mai 2014.
- [14] Dr. Bendaoud, “ Généralités sur les machines électriques”, Notes de Cours de l’Université de Sidi Bel Abbès.
- [15] Jawad Ahmed FROOQ, “Etude du problème inverse en électromagnétisme en vue de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs à aimants permanents ”, Thèse de Doctorat l’Université de technologie de Belfort – Montbeliard, 05 décembre 2008.
- [16] M. BUDINGER, J. LISCOUET, S. ORIEUX, J-CH. MARE, “Etat de L’art sur la Conception des Systèmes D’actionnement Electromécanique”, Notes de Cours, INSA Toulouse, 2008.
- [17] Bruno FRANÇOIS, “La machine à courant continu”, Notes de Cours d’Electricité Livre 1^{er} édition à 1994.

- [18] Philippe LE BRUN, “Machine à courant continu”, Notes de Cours de Lycée Louis Armand, Janvier 2000.
- [19] St-Orens de Gameville, “Conversion Electromécanique Machine à courant continu”, Notes de Cours de Lycée P.-P. Riquet.
- [20] Louis COUFFIGNAL, “Le moteur à courant continu”, Notes de Cours de Lycée polyvalent, 2006.
- [21] Jean-François HILAIRE, “La Machine Synchrone Monophasée et Biphasée dans Les Automatismes”, Notes de Cours d’Automatisme à l’Université de Valence, 17 mai 1996.
- [22] Guillaume LACOMBE, “Définition et Réalisation d’une Nouvelle Génération de Logiciels pour la Conception des Moteurs Futurs”, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2007.
- [23] Liva Eric Radaorozandry, “Conception et Optimisation Des Machines Synchrones Avec Des Modèles Analytiques en Tenant Compte de la Saturation Magnétique”, thèse de Doctorat, Université Laval Québec, 2007.
- [24] Laurent GASC, “Conception d'un actionneur à aimants permanents et à faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile, approches par la structure et par la commande”, Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2004.
- [25] Frédéric GILLON, “Modélisation et Optimisation par Plan d’Expériences d’un Moteur à Commutation Electronique”, Thèse de Doctorat, Université de Lille, 1997.
- [26] Babak NAHID MOBARAKEH, “Commande Vectorielle Sans Capteur Mécanique Des Machines synchrones a Aimants : Méthodes, Convergence, Robustesse, Identification "En Ligne" Des Paramètres”, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 21 décembre 2001.
- [27] Marwa Mohamed Moustafa EZZAT, “Commande Non Linéaire Sans Capteur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents”, Thèse de doctorat, École Centrale de Nantes, 17 Mai 2011.
- [28] Romain DELPOUX, “Contribution à l’identification, l’estimation et la commande de Moteurs Synchrones à Aimants Permanents(MSAP) ”, Thèse de doctorat, École Centrale de Lille, 22 novembre 2012.
- [29] Franck Morand, “Techniques d’observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones”, Thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, Janvier 2005.
- [30] Bernard MULTON, “Conception et Alimentation électronique des Machines à Réductance Variable à Double Saillance”, Notes de Cours de l’École Normale Supérieure de Cachan, 17 mai 1994.
- [31] Bernard MULTON, “Principe et Elément de Dimensionnement Des Machines à Reluctance Variable à Double Saillance Autopilotées”, école normale supérieure de Cachan, Journées Electrotechniques Club EEA 25 et 26 mars 1993, BELFORT.
- [32] Jean-Yves LE CHENADEC, Bernard MULTON, LT LOUIS ARMAND, Nogent sur Marne, “La Machines à Reluctance Variable à Double Saillance, à Aimantation Electronique”, école normale supérieure de Cachan, Journées Electrotechniques Club EEA 28 et 29 mars 1996, BELFORT.

- [33] Jussi PURANEN, “Induction Motor Versus Permanent Magnet Synchronous Motor in Motion Control Applications: a Comparative Study”, Thesis for the degree of Doctor of Science, Lappeenranta University of Technology, Finland on the 5th of December, 2006.
- [34] Sébastien Gréhan, “Introduction aux moteurs à flux transverse”, PhD thesis, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2003.
- [35] Bernard MULTON, “Application des Aimants aux Machines Electriques”, Notes de Cours; Ecole Normale Supérieure de Cachan, Antenne de Bretagne, 2005.
- [36] Ramin MANAJEMY, “Control Strategies and Parameter Compensation for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives”, Doctor of philosophy in Electrical Engineering ; Blacksburg, Virginia, 2000.
- [37] S. ÖZCIRA, N. BEKIROGLU, E. AYCICEK, “Simulation of Direct Torque Controlled Permanent Magnet Synchronous Motor Drive”, 5th International Conference on Electrical and Electronics Engineering, 5-9 December 2007, pp. 272-276, Bursa, Turkey.
- [38] Lina-Maria Ruiz, “Compensation des Temps Morts D’un Convertisseur Triphasé”, Projet de fin d’études CPE-Lyon ETI-3, Septembre 2004.
- [39] Fezzani Amor, “Commande Robuste de la Machine Synchrone à Aimants Permanents”, Thèse de doctorat, Université de Batna, 07 Novembre 2015.
- [40] W. Hachefi, Y.MENASRIA, D. Rahem and A. Djouambi, “Commande Adaptative par Modèle de Référence Appliquée à la Machine Synchrone à Aimants Permanents Dotée d’un Observateur d’Etat”, International Journal of Scientific Research & Engineering Technology (IJSET) ISSN: 2356-5608, Vol.3, issue 2.
- [41] K. Hachemi, B. Mazari, H. Oirkozek3, A. Al Jazi, M. Laouer, “Etude Comparative des Régulateurs « PID et Flou »: « Autopilotage d’un Moteur Synchrone à Aimant Permanent »”, Damascus Univ. Journal Vol. (21)-No. (2)2005 Hachemi - Mazari – Oirkozek- Al Jazi- Laouer.
- [42] ABDEL GHANI AISSAOUI, MOHAMED ABID, HAMZA ABID, AHMED TAHOUR, “La Commande Adaptative Par Modèle de Référence De La Machine Synchrone”, Rev. Roum. Sci. Techn.– Électrotechn. et Énerg., 53, 3, p. 295–307, Bucarest, 2008.
- [43] ABDELGHANI AISSAOUI, MOHAMED ABID, HAMZA ABID, AHMED TAHOUR, “Commande Par La Logique Floue Et Mode Glissant D’une Machine Synchrone Autopilotée”, Rev. Roum. Sci. Techn. – Électrotechn. et Énerg., 52, 1, p. 89–103, Bucarest, 2007.
- [44] S. Belakehal, A. Bentounsi, M. Merzoug et H. Benalla, “Modélisation et commande d’une génératrice Synchrone à aimants permanents dédiée à la conversion de l’énergie éolienne”, Revue des Energies Renouvelables Vol. 13 N°1 (2010) 149 - 161.
- [45] F. Kendouli, K. Nabti, K. Abed et H. Benalla, “Modélisation, simulation et contrôle d’une turbine éolienne à vitesse variable basée sur la génératrice asynchrone à double alimentation”, Revue des Energies Renouvelables Vol. 14 N°1 (2011) 109 – 120.
- [46] N.Bouchttata, Y.Guettaf, M. Bourahla, “Commande en Vitesse par un Régulateur IP d’un MSAP Alimenté par un onduleur à MLI Sinus-Triangulaire”, The 5th International Conference on Electronics Engineering (ICEE 2013), Université Mohamed Boudiaf -USTO -BP 1505 El Mnaouer -ORAN – ALGÉRIE, November 20 -21, 2013.
- [47] Edouard Laroche, “Modélisation et commande des systèmes électriques”, ULP - IPST – Master IT, spécialité IISA, 30 janvier 2006.

- [48] M. Sebba, A.Chaker, Y. Meslem(1), S. Hassaine, “Commande en Vitesse du Moteur Synchrone à Aimants Permanents Dotée d’un Observateur d’Etat de Luenberger”, 4th International Conference on Computer Integrated Manufacturing CIP, 03-04 November 2007.
- [49] K. YAHIA, A. MENACER, A. BENAKCHA, F. BENCHABANE, D. TAIBI, “ Estimation de la position et de la vitesse du moteur synchrone à aimants permanents en utilisant le filtre de Kalman étendu”, Laboratoire LGEB, Université de Biskra, B. P 145 Biskra, Algérie, First International Conference on Electrical Systems PCSE’05 May 9-11 2005, O. E. Bouaghi Univ. Algeria.
- [50] F. BENCHABANE, A. MENACER, A. BENAKCHA, D. TAIBI, K. YAHIA, “Etude comparative entre la commande vectorielle avec régulateurs PI et à mode glissant pour l’asservissement de la vitesse ou de la position d’un moteur synchrone à aimants permanents”, Laboratoire LGEB, Université de Biskra, B. P 145 Biskra, Algérie.
- [51] Cegely, “Commande vectorielle des machines à courant alternatif” Notes de Cours.
- [52] Bruno FRANCOIS, “Modélisation des machines électriques en régime transitoire Introduction à la commande vectorielle”, Notes de Cours.
- [53] Michel Girardin et Bernard Schneider, “Moteur Synchrone et Commande Vectorielle”, Haute Ecole d’Ingénierie et de Gestion du Canton de Vaud CH-1400 Yverdon-les-Bains.
- [54] M. SEBBA, S. HASSAINE, Sandrine MOREAU et A. CHAKER, “Analyse et synthèse d’une structure de contrôle vectoriel simplifiée associée au couple de charge appliquée au moteur synchrone à aimants permanents”, Mediamira Science Publisher, Volume 50, Number 2, 2009.
- [55] J.M RETIF, “Commande Vectorielle Des Machines Asynchrones & Synchrones”, Livre des Cours d’Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, Edition 2008.
- [56] M'hamed LARBI, Said HASSAINE and Benyounes MAZARI, “Commande par modèle interne avec observateur d'une machine synchrone à aimants permanents”, Mediamira Science Publisher, Volume 50, Number 2, 2009.
- [57] Abderrahmane KECHICH et Benyounes MAZARI, “La commande par mode glissant : Application à la machine synchrone à aimants permanents (approche linéaire) ”, Afrique SCIENCE 04(1) (2008) 21 - 37, ISSN 1813-548X.
- [58] B.BELABBES, A.MEROUFEL, M.K.FELLAH and M.ABID, “Commande à structures variables par Linéarisation exacte de l’écart d’un moteur synchrone à aimants permanents”, 2008 – Mediamira Science Publisher, Volume 49, Number 2, 2008.
- [59] Amar SI Ammour, “Contribution à la commande par modes glissants d’ordre fractionnaire”, Thèse de doctorat, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 04 Juillet 2011.
- [60] R.Ouiguini, R.Bouزيد, Y.Sellami, “Une commande robuste par mode glissant flou Appliquée à la poursuite de trajectoire d’un robot mobile non holonome”, CISTEMA’ 2003.

Résumé :

Ce mémoire, présente une étude de modélisation et commande de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), alimentée par un onduleur de tension et contrôlé par la technique MLI naturelle (sinus-triangle). 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 robuste comme la commande par mode glissant. Cette dernière technique de commande est caractérisée par une rapidité mais dans le cas d'une poursuite il ya un phénomène de broutement importante pour la réduction de ce phénomène il ya plusieurs solutions présentant dans ce projet de recherche. Les résultats de simulation obtenus, ont montré l'efficacité et les performances de chaque un commande proposée et l'étude comparative entre les deux stratégies de commande.

Mots clés : Machine synchrone à aimants permanents, MLI naturelle (sinus-triangle), Commande vectorielle, régulateurs PI classiques, commande par mode glissant, phénomène de broutement.

Abstract :

This thesis, presents a study the modeling and control of the permanents magnets synchronous machine (PMSM) fed by a voltage inverter controlled by Pulse Width Modulation (PWM). Field oriented control of the PMSM, using PI controllers presents some disadvantages such as the sensitivity to parametric uncertainties of the machine and their variations. In order to improve the system performances, we applied robust control techniques Like sliding mode control. This later control technology is characterized by speed but in the case of a lawsuit there is a significant chatter phenomenon for reducing this phenomenon there are several solutions with in this research project. The simulation results showed the effectiveness and performance of each proposed a control and the comparative study between the two control strategies.

Key words : Permanents magnets synchronous machine, Pulse Width Modulation (PWM), Field oriented control, Sliding mode control, chatter phenomenon.

ملخص:

يقدم هذا البحث دراسة نمذجة وتحكم في ماكينة متزامنة ذات مغناط دائمة مغذات بعكس التيار الكهربائي متحكم فيه بواسطة استراتيجية نبض التحوير العرضي , إن طريقة التحكم بتوجيه التدفق باستعمال الضابط التقليدي تتميز بعدة سلبيات مثل الحساسية لترددات وتغيرات متغيرات الآلة لهذا السبب قمنا بتطبيق تقنية ضبط أخرى قوية مثل التحكم بالنمط الإنزلاقي. تقنية التحكم هذه تتميز بالسرعة و لكن في حالة تتبعها للسرعة المعينة تحدث ظاهرة الاهتزازات , للحد أو التقليل من هذه الظاهرة يوجد عدة حلول ممثلة في هاته المذكرة , نتائج المحاكاة المتحصل عليها أثبتت فعالية وجودة كل من تقنيتي التحكم المقترحتين وقد قمنا بدراسة الفرق بين تقنيتي التحكم المقترحتين

كلمات مفتاحية : ماكينة متزامنة ذات مغناط دائمة , استراتيجية نبض التحوير العرضي , التحكم بتوجيه التدفق , الضابط التقليدي , التحكم بالنمط الإنزلاقي , ظاهرة الاهتزازات.

ANNEXE A :

Partie « Simulation »

1) Les paramètres de la machine synchrone à aimants permanents [39]

Tension nominale :	$V_n = 380V$
Puissance nominale :	$P_n = 3 \text{ kW}$
Vitesse nominale :	$N_n = 100 \text{ tr/min}$
Résistance de phase :	$R_s = 1.4 \Omega$
Inductance cyclique sur l'axe directe:	$L_d = 0.0066 \text{ H}$
Inductance cyclique sur l'axe transverse:	$L_q = 0.0058 \text{ H}$
Nombre de pair de pôles :	$p = 3$
Amplitude des flux des aimants permanents :	$\Phi_f (\text{phi}) = 0.1546 \text{ Wb}$
Moment d'inertie :	$J = 0.00176 \text{ Kg.m}^2$
Coefficient de frottement visqueux :	$f = 0.00038818 \text{ N.m / rad/s}$
Couple Résistant nominale :	$C_r = 6.1 \text{ N.m}$
Courant Nominal :	$I_n = 6.2 \text{ A}$

2) Les paramètres Utiliser de Redresseur et de Filtre passe bas [12]

Résistance :	$R = 2 \Omega$;
Inductance :	$L = 0.00027 \text{ H}$;
Condensateur :	$C = 0.00050 \text{ F}$;

3) Les paramètres Utiliser de la machine MSAP pour la variation paramétrique de +50%

Moment d'inertie :	$J = 0.00352 \text{ Kg.m}^2$
Résistance de phase :	$R_s = 2.8 \Omega$
Inductance cyclique sur l'axe directe:	$L_d = 0.0132 \text{ H}$
Inductance cyclique sur l'axe transverse:	$L_q = 0.0116 \text{ H}$

4) Les paramètres Utiliser de la commande vectorielle de la MSAPParamètres de Régulateur de Vitesse

$T = L_q / R_s$;
$K_i = (4 * J) / (T^2)$;
$K_p = K_i * T$;

Paramètres de Régulateur de Courant "I_d"

$K_{id} = (R_s^2) / L_d$;
$T_d = R_s / K_{id}$;
$K_{pd} = K_{id} * T_d$;

Paramètres de Régulateur de Courant "I_d"

$$\left\{ \begin{array}{l} K_{iq} = (R_s^2) / L_q; \\ T_q = R_s / K_{iq}; \\ K_{pq} = K_{iq} * T_q; \end{array} \right.$$

5) **Les paramètres Utiliser de la commande par mode glissant de la MSAP**

Paramètres de Régulateur de Vitesse

$$K_{wr} = 10;$$

Paramètres de Régulateur de Courant "I_d"

$$K_{Id} = 5;$$

Paramètres de Régulateur de Courant "I_q"

$$K_{Iq} = 5;$$

ANNEXE B :

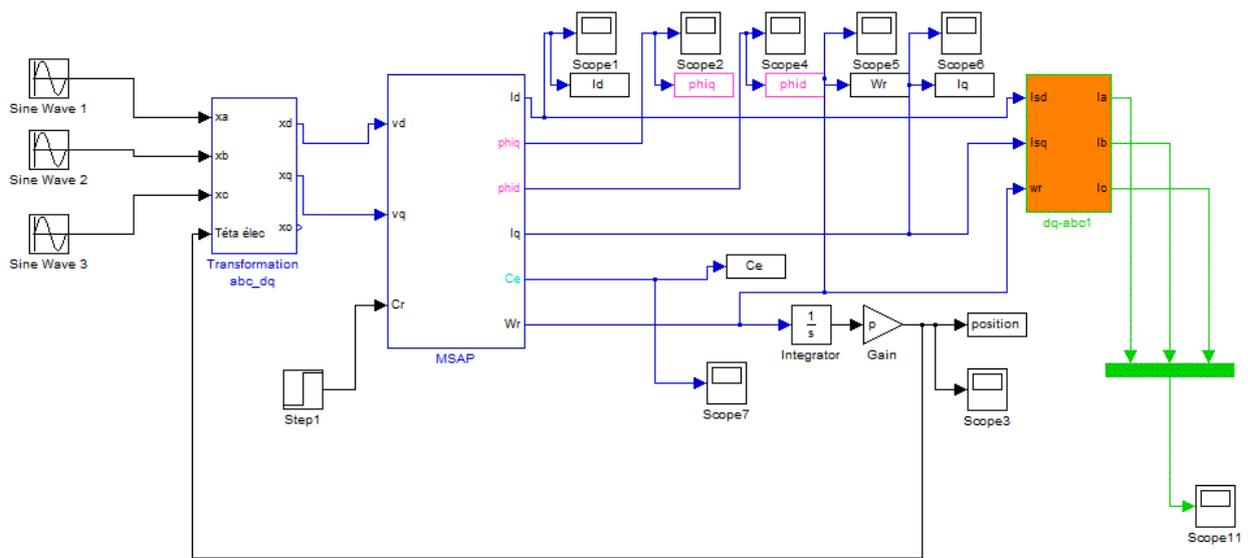


Figure ANNEXE 01 : Bloc de l'alimentation triphasée du MSAP

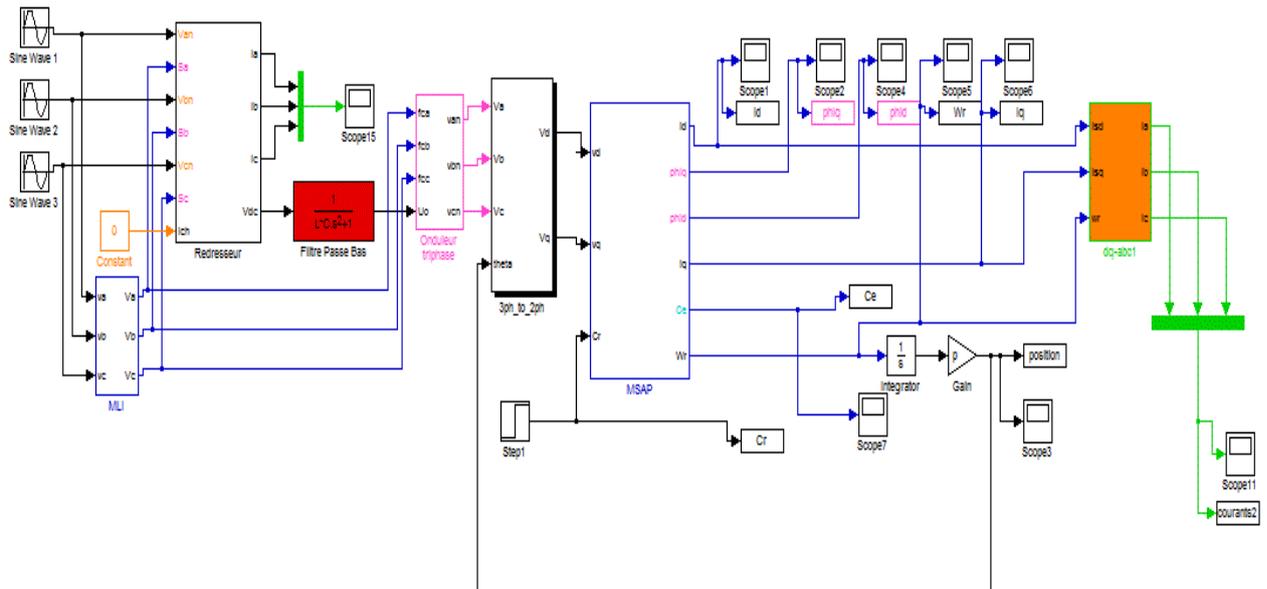


Figure ANNEXE 02 : Bloc de l'association MSAP + Redresseur MLI + Filtre Passe Bas + Onduleur MLI à deux niveaux

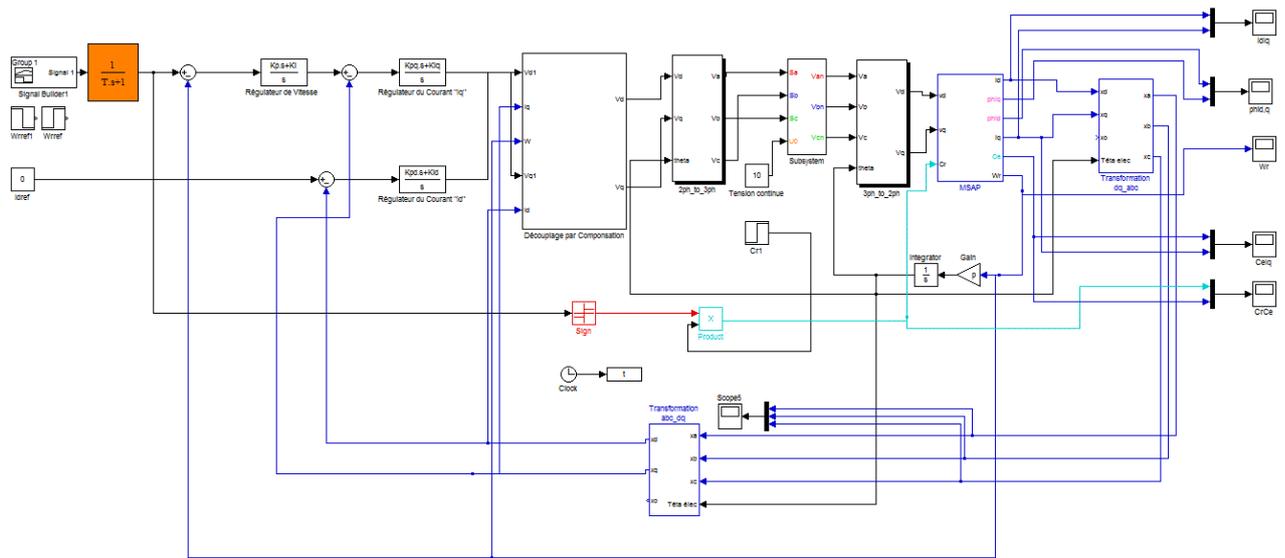


Figure ANNEXE 03 : Bloc du MSAP Avec la Commande Vectorielle

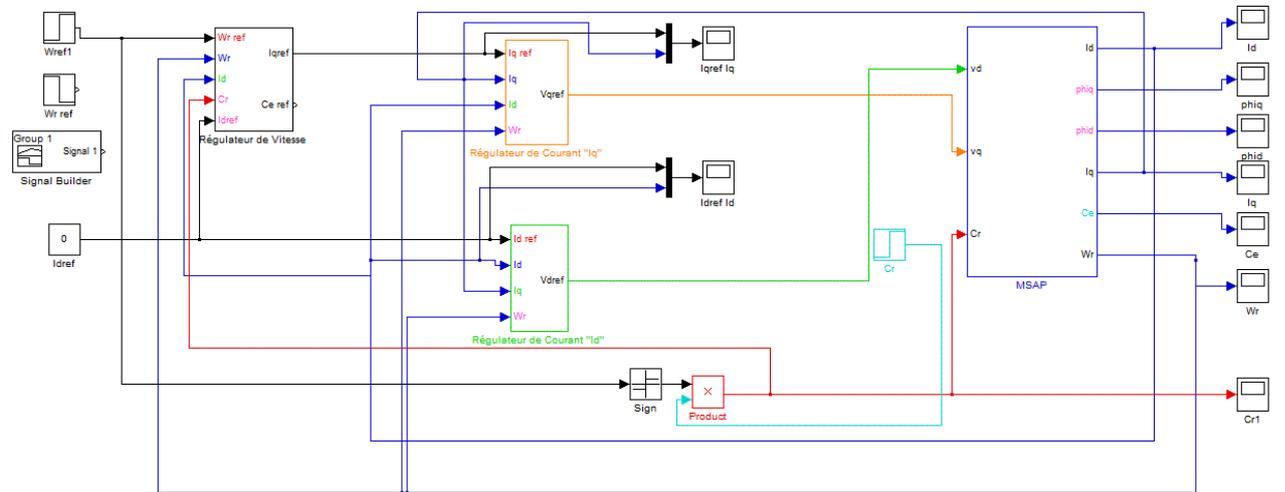


Figure ANNEXE 04 : Bloc du MSAP Avec la Commande Par Mode Glissant