

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE**

**UNIVERSITE MENTOURI CONSTANTINE
FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIEUR
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE**

N° D'ORDRE : / / 2010

SÉRIE : / / 2010

THESE

**POUR L'OBTENTION DU DIPLÔME DE DOCTORAT EN SCIENCES EN
ELECTROTECHNIQUE**

OPTION : MACHINES ELECTRIQUES

PRESENTEE par :

NABTI Khalil

Magister en électrotechnique de l'université Mentouri de Constantine

**Stratégies de commande et techniques
intelligentes appliquées aux machines de type
synchrone**

Soutenu publiquement le 14 / 12 / 2010 à 13^h00 devant le jury composé de :

Président :	A. BOUZID	Professeur (U. Constantine)
Rapporteur :	H. BENALLA	Professeur (U. Constantine)
Examineurs :	A. BENNIA	Professeur (U. Constantine)
	B. AZOUI	Professeur (U. Batna)
	M. HOUABES	M.C.A. (U. Annaba)

Le public est cordialement invite

DEDICACE

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ
قُلْ إِنْ صَلَاتِي وَنَسْكَي وَمَحْيَايَ وَمَمَاتِي لِلَّهِ رَبِّ الْعَالَمِينَ لَا
شْرِيكَ لَهُ وَبِذَلِكَ أُمِرْتُ وَأَنَا أَوَّلُ الْمُسْلِمِينَ
صَدَقَ اللَّهُ الْعَظِيمُ

Remerciements

Je tiens à remercier en premier lieu mes chers parents, mes beaux-parents.

*Je suis très honoré que Monsieur **A. BOUZID**, professeur à l'Université Mentouri de Constantine ait accepté d'assurer la responsabilité de Président de jury.*

*Toute ma reconnaissance va également A Monsieur, **H. BENALLA**, qui a accepté la lourde tâche de rapporteur de cette thèse, ainsi que: **monsieur A. H. BENNIA** professeur à l'Université Mentouri de Constantine, **monsieur B. AZOUI** professeur à l'Université de Batna, et **monsieur M. HOUABES** maître de conférence classe "A" à l'Université de Annaba, pour la participation en tant qu'examineurs.*

Je remercie beaucoup mon ami ABED Khoudir, et tous les frangins, frangines, amis, et collègues.

Je remercie toutes les personnes du Laboratoire d'Electrotechnique de Constantine (LEC), permanentes ou non, pour leurs conseils, aide, et soutien; sans oublier l'ensemble des personnes de l'atelier d'électrotechnique.

Enfin, je tiens à remercier ma femme D. SAHLI, pour ses encouragements et son appui moral lors de ces quatre dernières années et je lui dédie ce travail.

Sommaire:

DEDICACE

REMERCIEMENT

TABLES DES NOTATIONS ET SYMBOLES

LISTE DES FIGURES

LISTE DES TABLEAUX

INTRODUCTION GENERALE

Chapitre 1 : ETAT DE L'ART

I.1 INTRODUCTION.....	6
I.2 MOTORISATION DE LA CHAINE DE TRACTION.....	7
I.2.1 MOTEURS A COURANT CONTINU.....	7
I.2.2 LE MOTEUR SYNCHRONE À ROTOR BOBINE (MSRB).....	8
I.2.3 LE MOTEUR SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS (MSAP).....	8
I.2.4 LE MOTEUR ASYNCHRONE A CAGE D'ECUREUIL (MAS).....	9
I.2.5 LE MOTEUR SYNCHRONE A RELUCTANCE VARIABLE (MSRV).....	9
I.2.6 LE MOTEUR A RELUCTANCE VARIABLE A DOUBLE SAILLANCE (MRVDS).....	10
I.2.7 CHOIX DES MOTEURS ELECTRIQUES.....	10
I.3. LES TECHNIQUES DE COMMANDE DE LA MACHINE.....	11
I.3.1 COMMANDE SCALAIRE OU CONTROLES DU FLUX.....	12
I.3.1.1 LOI TENSION- FREQUENCE.....	12
I.3.1.2 LOI COURANT – FREQUENCE.....	13
I.3.2 COMMANDE VECTORIELLE	14
I.3.3 COMMANDE DIRECTE DE COUPLE (DTC).....	15
I.3.4 CONTROLE VECTORIEL DIRECT DU FLUX STATORIQUE (DSC).....	16
I.3.5 COMMANDE NON LINEAIRE.....	17
I.4 DEVELOPPEMENT DES TECHNIQUES DE COMMANDES.....	18
I.4.1 ESTIMATION BASEE SUR LES EQUATIONS DU MODELE DE LA MACHINE ..	19
I.4.2 LES OBSERVATEUR D'ETAT (OBSERVATEUR DE LUNBERGUER).....	20
I.4.3 LE FILTRE DE KALMAN.....	20
I.4.4 SYSTEME ADAPTATIF AVEC MODELE DE REFERENCE.....	21
I.5 LES TECHNIQUES INTELLEGENTES.....	22

SOMMAIRE

I.5.1 LA LOGIQUE FLOUE.....	23
I.6 CONCLUSION.....	24

Chapitre II : MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONNE A AIMANT PERMANANT

II.1 INTRODUCTION.....	26
II.2 MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONNE A AIMANT PERMANANT (MSAP).....	27
II.2.1 LES HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES	27
II.2.2 DESCRIPTION DE LA MSAP TRIPHASEE.....	27
II.2.3 MODELE DE LA MSAP DANS LE REPERE TRIPHASE ABC.....	29
II.2.3.1 EQUATIONS ELECTRIQUES.....	30
II.2.3.2 EQUATIONS MAGNETIQUES.....	30
II.2.4 MODELE BIPHASE.....	31
II.2.5 EQUATION MECANIQUE.....	33
II.2.6 MODELE DE LA SIMULATION	34
II.3 MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION UTILISE	35
II.4 LES RESULTATS DE SIMULATION.....	36
II.4.1 ALIMENTATION PAR LE RESEAU.....	36
II.4.2 ALIMENTATION PAR UN ONDULEUR DE TENSION.....	38
II.5 CONCLUSION.....	41

Chapitre III : TECHNIQUES DE COMMANDE APPLIQUEES A LA MSAP

III.1 INTRODUCTION	42
III.2 COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP.....	43
III.2.1 COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP POUR L'ASSERVISSEMENT DE LA VITESSE.....	43
III.2.2 STRUCTURE GLOBAL DE LA COMMANDE.....	44
III.2.3 CALCUL DES REGULATEURS.....	45
III.2.3.1 REGULATEUR DU COURANT.....	45
III.2.3.2 REGULATEUR DE LA VITESSE	45
III.2.4 SIMULATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE.....	46
III.3 COMMANDE DIRECT DU COUPLE DE LA MSAP.....	49

SOMMAIRE

III.3.1 SELECTION DES VECTEURS TENSION A APPLIQUEES.....	49
III.3.2 ESTIMATION ET CONTROLE DU FLUX STATORIQUE.....	51
III.3.3 REGULATION DU FLUX.....	53
III.3.4 CONTROLE DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE.....	54
III.3.5 ÉLABORATION DE LA TABLE DE COMMUTATION AVEC SEQUENCES NULLES.....	55
III.3.6 ÉLABORATION DE LA TABLE DE COMMUTATION SANS SEQUENCES NULLES.....	56
III.3.7 SCHEMA GLOBAL DU CONTROLE DIRECTE DU COUPLE.....	57
III.3.8 SIMULATION DU VARIATEUR MUNI DE LA STRATEGIE DTC.....	57
III.3.8.1 SIMULATION DE LA DTC POUR SANS VARIATION DE R_s	58
III.3.8.2 SIMULATION DE LA DTC A PETITES VITESSES AVEC VARIATION DE R_s	60
III.4. CONCLUSION	64

Chapitre IV : OPTIMISATION DE LA TECHNIQUE DE COMMANDE

IV.1 INTRODUCTION	66
IV.2 SUPPRESSION DU CAPTEUR DE VITESSE.....	67
IV.2.1 TYPES DES OBSERVATEURS.....	67
IV.2.1.1 OBSERVATEURS DE TYPE DETERMINISTES.....	67
IV.2.1.2 OBSERVATEURS DE TYPE STOCHASTIQUES.....	68
IV.2.2 COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE PAR UN OBSERVATEUR DE LUENBERGER	68
IV.2.2.1 DESCRIPTION DE L'OBSERVATEUR.....	68
IV.2.2.2 SIMULATION DE LA COMMANDE DTC AVEC UN OBSERVATEUR DE LUENBERGER	70
IV.2.2.2.1 <i>Fonctionnement à grande vitesse</i>	70
IV.2.2.2.2 <i>Fonctionnement à petite vitesse</i>	72
IV.2.3 ESTIMATION DE LA VITESSE PAR UN FILTRE DE KALMAN APPLIQUE À LA MSAP.....	74
VI.2.3.1 APPLICATION DU FILTRE DE KALMAN ETENDU A LA MSAP.....	74
IV.2.3.2 RESULTATS DE SIMULATION.....	76

SOMMAIRE

<i>IV.2.3.2.1 Fonctionnement à grande vitesse</i>	77
<i>IV.2.3.2.2 Fonctionnement à petite vitesse</i>	78
IV.3 APPLICATION DE LA TECHNIQUE INTELLIGENTE SUR LA COMMANDE DE LA MSAP.....	79
IV.3.1 RÉGULATEUR FLOUE.....	79
IV.3.2 LA DTC AVEC UN REGULATEUR FLOU PI DE VITESSE.....	80
IV.3.2.1 INTERFACE DE FUZZIFICATION.....	80
IV.3.2.2 LA TABLE DES RÈGLES.....	80
IV.3.2.3 DEFUZZIFICATION.....	81
IV.3.3 STRUCTURE DE LA DTC AVEC RÉGULATEURS FLOUS PI DE VITESSE.....	81
IV.3.4 APPLICATION DE LA LOGIQUE FLOUE AVEC UN OBSERVATEUR DE LUENBERGER.....	82
IV. 4 CONCLUSION.....	84
CONCLUSION GENERALE.....	86
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	
ANNEXES	
TRAVAUX SCIENTIFIQUES	

NOTATIONS ET SYMBOLES

Notations

Abréviations	désignation
MSAP	Moteur synchrone à aimants permanents
DTC	Commande direct du couple
EKF	Extended Kalman Filter
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
F _{mm}	Force magnétomotrice
F _{em}	Force électromotrice
F _{cem}	Force contre électromotrice

Symboles

Symboles	signification
d, q	Composantes de Park (lié au rotor) directe et quadrature
α, β	Référentielle fixe lié au stator
t	Temps [s]
s	Opérateur de Laplace ($= \frac{d}{dt}$)
v_s	Tension instantanés des phases statoriques [V]
i_s	Courant instantanés des phases statoriques [A]
i_a, i_b, i_c	Courants des phases statoriques [A]
v_a, v_b, v_c	Tensions des phases statoriques [V]
L_a, L_b, L_c	Inductances propres des phases a, b, c [H]
M_{ab}, M_{ac}, M_{bc}	Mutuelle inductance entre phases (a et b), (a et c), (b et c) [H]
ψ_s	Flux statoriques [Wb]
L_{ss}	Inductance statorique [H]
R_s	Résistance statorique [Ω]
f_v	Coefficient de frottement visqueux [Nm/rad/s]
J	Inertie de l'entraînement [kg.m ²]
p	Nombre de paire de pôles
Ω	Vitesse de rotation mécanique [rad/s]
ω^*	La vitesse de référence [rad/s]
ω	Pulsation électrique du rotor ($\omega = p \cdot \Omega$) [rad/s]
$P(\theta)$	Matrice de Park normalisée

NOTATIONS ET SYMBOLES

C_{em}	Couple électromagnétique [Nm]
C_r	Couple mécanique résistant [Nm]
θ	La position réelle [rad]
v_d, v_q	Tensions statoriques du repère de <i>Park</i> [V]
I_d, I_q	Courants statoriques du repère de <i>Park</i> [A]
ψ_d, ψ_q	Flux du stator selon les axes d,q [Wb]
L_d, L_q	Inductance du stator les axes d,q [H]
ψ_m	Flux des aimants [Wb]
X	Vecteur d'état
u	Vecteur de commande
I_d^*	Le courant de référence suivant l'axe d [A]
I_q^*	Le courant de référence suivant l'axe q [A]
w	Bruit d'état
v	Bruit de mesure
y	Vecteur d'observation
\hat{X}	Vecteur d'état estimé
\hat{y}	Vecteur de sortie estimé
K_k	Matrice des gains du filtre de Kalman
kp	coefficient proportionnel du régulateur PI
ki	coefficient intégral du régulateur PI
E_ω	erreur de vitesse
$\varepsilon(k)$	Erreur des entrées du filtre de Kalman
T_s	le temps d'échantillonnage
ψ_α, ψ_β	Flux du stator selon les axes α, β [Wb]
\hat{C}_r	Couple résistant estimé
L	Matrice des gains de l'observateur de Luenberger
C_{em}^*	référence du couple électromagnétique
τ	La constante de temps
C_K	les signaux de commande des bras K de l'onduleur
ΔE_ω	Variation de l'erreur de vitesse
ΔR_s	variation de la résistance statorique

LISTE DES FIGURES

Chapitre I

Fig.I.1 Schéma de la commande scalaire à V/f	13
Fig.I.2 Schéma global de la commande vectorielle.....	14
Fig.I.3 Structure de la commande directe du couple	15
Fig.I.4 Schéma de la commande DSC classique 2-niveaux.....	17
Fig.I.5 Structure de la technique MRAS	22

Chapitre II

Fig. II.1 Rotors de machines synchrones à aimants permanents.....	28
Fig. II.2 Modèle de la machine asynchrone dans le repère triphasé.....	29
Fig. II.3 La MSAP dans un référentiel d-q.....	32
Fig.II.4 Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le stator de la machine.....	35

II.4.1 ALIMENTATION PAR LE RESEAU

Fig.II.5 Le couple électromagnétique C_{em} (N.m).....	37
Fig.II.6 La vitesse de rotation w_r (rad/s).....	37
Fig.II.7 La composante directe du flux ψ_{sd}	37
Fig.II.8 La composante en quadrature du flux ψ_{sq}	37
Fig.II.9 Courant directe i_{sd}	37
Fig.II.10 Courant en quadrature i_{sq}	37

II.4.2 ALIMENTATION PAR UN ONDULEUR DE TENSION

Fig.II.11 le couple électromagnétique C_{em} (N.m)	39
Fig.II.12 la vitesse de rotation w_r (rad/s).....	39
Fig.II.13 Le flux directe ψ_{sd}	39
Fig.II.14 Le flux en quadrature ψ_{sq}	39
Fig.II.15 Courant directe i_{sd}	39

LISTE DES FIGURES

Fig.II.16 Courant en quadrature i_{sq}	39
Fig.II.17 Les flux directe et en quadrature $\psi_{s\ \alpha\beta}$	40
Fig.II.18 Courant directe et en quadrature $i_{s\ \alpha\beta}$	40

Chapitre III

III.2 COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP

Fig.III.1 : Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.....	44
Fig.III.2 : Boucle de régulation du courant I_d	45
Fig.III.3 : Schéma fonctionnel du contrôle de la vitesse.....	46
Fig.III.4 Les courants statoriques I_{sabc} (A) (avec un zoom pour montrer la forme du courant)..	47
Fig.III.5 Le couple électromagnétique C_{em} (N.m).....	47
Fig.III.6 La vitesse de rotation w_r (rad/s).....	47
Fig.III.7 Zoom sur la vitesse de rotation w_r (rad/s).....	47
Fig.III.8 Courant directe i_{sd}	48
Fig.III.9 Courant en quadrature i_{sq}	48
Fig.III.10 La composante directe du flux ψ_{sd}	48
Fig.III.11 La composante en quadrature du flux ψ_{sq}	48

III.3 COMMANDE DIRECT DU COUPLE DE LA MSAP

Fig.III.12 Correspondance entre chaque configuration onduleur et vecteur tension.....	51
Fig.III.13 Vecteurs tension et séquences de niveaux de phase d'un onduleur 2-niveaux dans le plan α,β	51
Fig.III.14 Évolution du vecteur flux statorique en fonction du vecteur tension appliqué.....	52
Fig.III.15 Choix de V_s	53
Fig.III.16 Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le module du vecteur flux statorique	53
Fig.III.17 Trajectoire du flux statorique dans le plan (α, β)	54
Fig.III.18 Réglage du couple électromagnétique par un régulateur à hystérésis double bandes	55

LISTE DES FIGURES

<i>Fig.III.19 Schéma bloc du DTC selon TAKAHASHI.....</i>	<i>57</i>
<i>Fig.III.20 Les courants statoriques I_{sabc} (A) (et zoom pour montrer la forme du courant).....</i>	<i>58</i>
<i>Fig.III.21 Le couple électromagnétique C_{em} (N.m).....</i>	<i>58</i>
<i>Fig.III.22 La vitesse de rotation ω_r (rad/s).....</i>	<i>58</i>
<i>Fig.III.23 Courant directe $i_{s\alpha}$.....</i>	<i>58</i>
<i>Fig.III.24 Courant en quadrature $i_{s\beta}$.....</i>	<i>58</i>
<i>Fig.III.25 Flux directe du $\psi_{s\alpha}$.....</i>	<i>59</i>
<i>Fig.III.26 Flux en quadrature du $\psi_{s\beta}$.....</i>	<i>59</i>
<i>Fig.III.27 Flux total ψ_s.....</i>	<i>59</i>
<i>Fig.III.28 Trajectoire du flux statorique $\psi_{sd}=f(\psi_{sq})$.....</i>	<i>59</i>
III.8.1 Simulation de la stratégie DTC pour les grandes vitesses avec variation de R_s	
<i>Fig.III.29 Estimateur PI de ΔR_s.....</i>	<i>60</i>
<i>Fig.III.30 Variation de la résistance statorique.....</i>	<i>61</i>
- Sans Compensation de R_s:	
<i>Fig.III.31 La vitesse de rotation ω_r (rad/s).....</i>	<i>62</i>
<i>Fig.III.32 Le couple électromagnétique C_{em} (N.m).....</i>	<i>62</i>
<i>Fig.III.33 Flux total ψ_s.....</i>	<i>62</i>
- Avec Compensation de R_s:	
<i>Fig.III.34 La vitesse de rotation ω_r (rad/s).....</i>	<i>62</i>
<i>Fig.III.35 Le couple électromagnétique C_{em} (N.m).....</i>	<i>62</i>
<i>Fig.III.36 Flux total ψ_s.....</i>	<i>63</i>

Chapitre IV

<i>Fig.IV.1 Schéma synoptique d'un observateur de Luenberger d'ordre réduit.....</i>	<i>70</i>
IV.2.2.2.1 Fonctionnement à grande vitesse	
<i>Fig.IV.2 Le flux statorique total et son trajectoire dans le plan α, β (Wb).....</i>	<i>70</i>

LISTE DES FIGURES

<i>Fig.IV.3 Les composantes flux statorique directe et en quadrature (Wb).....</i>	<i>71</i>
<i>Fig.IV.4 La vitesse de rotation ω (rad/s).....</i>	<i>71</i>
<i>Fig.IV.5 Le couple électromagnétique (N.m).....</i>	<i>71</i>
<i>Fig.IV.6 Couple de charge $C_{r\text{ réel}}$ et $C_{r\text{ estimé}}$.....</i>	<i>71</i>
IV.2.2.2 Fonctionnement à petite vitesse	
<i>Fig.IV.7 La vitesse de rotation ω (rad/s).....</i>	<i>72</i>
<i>Fig.IV.8 Le couple électromagnétique (N.m).....</i>	<i>72</i>
<i>Fig.IV.9 Couple de charge $C_{r\text{ réel}}$ et $C_{r\text{ estimé}}$.....</i>	<i>72</i>
<i>Fig.IV.10 Le flux statorique total.....</i>	<i>72</i>
<i>Fig.IV.11 Modèle mathématique du filtre de Kalman étendu.....</i>	<i>76</i>
<i>Fig.IV.12 Schéma global de la commande DTC de la MSAP.....</i>	<i>76</i>
IV.2.3.2.1 Fonctionnement à grande vitesse	
<i>Fig.IV.13 Le couple électromagnétique avec EKF.....</i>	<i>77</i>
<i>Fig.IV.14 La vitesse de rotation avec EKF.....</i>	<i>77</i>
<i>Fig.IV.15 Le flux statorique total avec EKF.....</i>	<i>77</i>
IV.2.3.2.2 Fonctionnement à petite vitesse	
<i>Fig.IV.16 Le couple électromagnétique par EKF.....</i>	<i>78</i>
<i>Fig.IV.17 La vitesse de rotation par EKF.....</i>	<i>78</i>
<i>Fig.IV.18 Le flux statorique total.....</i>	<i>78</i>
<i>Fig.IV.19 Les fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée.....</i>	<i>80</i>
<i>Fig.IV.20 La fonction d'appartenance pour la variable de sortie.....</i>	<i>80</i>
<i>Fig.IV.21 Structure de la DTC avec régulateurs flous PI de vitesse.....</i>	<i>82</i>
<i>Fig.IV.22 La vitesse de rotation ω (rad/s).....</i>	<i>83</i>
<i>Fig.IV.23 Couple électromagnétique C_{em} (N.m).....</i>	<i>83</i>
<i>Fig.IV.24. Flux statorique F_s avec Observateur de Luenberger (Wb).....</i>	<i>83</i>

LISTE DES TABLEAUX

<i>Tab.I.1 Comparaison des différents types de moteurs électriques.....</i>	<i>11</i>
<i>Tab.III.1 Table de vérité d'un onduleur triphasé.....</i>	<i>50</i>
<i>Tabl.III.2 Table de commutation avec séquences nulles.....</i>	<i>56</i>
<i>Tabl.III.3 Table de commutation sans séquences nulles.....</i>	<i>56</i>
<i>Tab.IV.1. table des règles pour le contrôleur du couple.....</i>	<i>84</i>

Introduction Générale

INTRODUCTION GENERALE

La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) est un actionneur électrique très robuste et présente de faibles moments d'inertie ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps et permet de concevoir des commandes de vitesse, de couple ou de position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes.

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

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

Les commandes scalaires et vectorielles ont fait l'objet de nombreuses études et donné lieu à de multiples applications industrielles.

Dans les années 1980, sont apparus les premières commandes directes de couple (DTC), ce type de commande se démarque dans son approche de ce qui avait été fait auparavant et constitue une avancée méthodologique dans la commande des machines.

En effet, la commande DTC à partir de références externes, tel le couple et le flux, ne recherche pas, comme dans les commandes classiques les tensions à appliquer à la machine, mais recherche le meilleur état de commutation de l'onduleur pour satisfaire les exigences de l'utilisateur.

La commande DTC considère le convertisseur associé à la machine comme un ensemble où le vecteur de commande est constitué par les états de commutation, la recherche de l'état de commutation le plus adapté à un instant de calcul reposant sur une heuristique des comportements des évolutions du flux et du couple en fonction des états de commutation considérés.

Ce type de commande requiert des éléments non linéaires de type hystérésis qui nécessitent, dans un contexte numérique, une fréquence de calcul importante (typiquement de

INTRODUCTION GENERALE

quelques dizaines de kHz) qui conduit à des architectures numériques contraignantes (multiprocesseur DSP). En outre, l'aspect asynchrone de la commande DTC classique conduit à des oscillations de couple et à des bruits acoustiques indésirables.

La commande DTC a été appliquée initialement à la commande de machines asynchrones. Nous cherchons ici à développer une technique équivalente pour des machines synchrones en apportant des améliorations aux plans méthodologiques, via la mise au point de nouvelles techniques de commandes. Dans la commande DTC classique, nous devons considérer la maîtrise de deux variables d'état de la machine : le flux statorique et le couple électromagnétique. La régulation de ces deux variables est réalisée à partir de deux régulateurs à hystérésis. L'utilisation de ce type de régulateurs suppose l'existence d'une fréquence de commutation dans le convertisseur variable nécessitant un pas de calcul très faible.

Le travail envisagé porte sur la commande directe de couple des machines synchrones. Nous nous attacherons à améliorer ce type de commande afin de réduire les oscillations de couple et les bruits acoustiques tout en réduisant les contraintes de calcul en temps réel.

Pour mettre en œuvre cette commande DTC, il est impératif de connaître l'estimation des variables d'état tels le flux et le couple.

L'approche classique, largement décrite dans la littérature scientifique, reconstitue les grandeurs de flux et de couple à partir de l'intégration du vecteur tension. Cette technique d'estimation, si elle présente l'avantage de la simplicité, elle possède surtout une sensibilité aux variations paramétriques, notamment à la résistance statorique.

Afin de s'affranchir de cet inconvénient, nous avons développé un compensateur de type PI soit capable de compenser la variation de ce paramètre.

Dans le cadre d'une commande sans capteur de vitesse, nous avons évalué les performances de deux types d'observateurs, le premier, le filtre de Kalman, avec lequel on considère un environnement stochastique qui prend en compte les bruits de sortie et d'état, le second dit observateur de Luenberger correspond à une approche déterministe.

Dans le premier chapitre nous avons exposé un état de l'art sur les machines électriques et comparer ses performances, puis les différentes techniques de commande des machines électrique et les méthodes utilisées pour la commande sans capteur de vitesse, et en fin du chapitre, une incorporation de la logique floue dans l'algorithme de commande a été abordée comme une technique intelligente.

INTRODUCTION GENERALE

Dans le deuxième chapitre, on traite la modélisation de l'onduleur de tension simple niveau et de la machine synchrone à aimants permanents, dans le référentiel de Park, lié au rotor et au stator. Afin d'obtenir un modèle simple et facile à implanter dans un bloc de simulation.

Dans le troisième chapitre, nous exposons tout d'abord deux stratégies de contrôle de la machine synchrone, la commande vectorielle et la commande directe du couple, en insistant pour chaque loi de commande, sur les performances obtenues et leurs limitations, avec un intérêt particulier au contrôle direct du couple. Pour cette stratégie, nous expliquons le principe de réglage du flux et du couple électromagnétique se basant sur le modèle de l'onduleur de tension à deux niveaux.

Le quatrième chapitre est consacré à l'étude des différentes méthodes d'observation pour la vitesse de rotation et du couple de charge. Une étude comparative de plusieurs structures en vue de s'affranchir de la présence du capteur de vitesse. L'observateur de Luenberger et le filtre de Kalman sont étudiés, intégrés, simulés et comparés pour une commande directe du couple de la MSAP. La robustesse est testée par l'application brusque de la perturbation de charge et par l'inversion du sens de rotation. Dans une deuxième partie du quatrième chapitre la logique floue est utilisée pour ajuster les paramètres du régulateur PI ce qui améliore la robustesse du système. Des résultats de simulation sont présentés et discutés.

Enfin, dans une dernière partie, nous présentons les conclusions de cette étude ainsi que les perspectives envisageables pour la poursuite de ce travail.

Chapitre 1:

*Etat De L'art Sur Les Différentes
Techniques commande*

I.1 INTRODUCTION

Le but principal de ce travail consiste à étudier et améliorer les performances des systèmes utilisés dans les entraînements électriques par simulation, en temps réel et à l'aide de la représentation d'état. Nous avons donc fait une recherche bibliographique en ce sens.

De nombreux actionneurs associant des machines à courant continu, à courant alternatif et des convertisseurs statiques manifestent de nouvelles perspectives dans le domaine de l'entraînement à vitesse variable. Cette solution n'était pas possible dans le passé à cause des structures de commande complexes de ce type de machines et des limitations des calculateurs classiques.

Les contrôleurs proposés sont, cependant, très complexes et représentés par de longues expressions mathématiques. Ces deux contraintes, ajoutées à une limitation des calculateurs classiques, ont permis de poser des questions sur les possibilités d'implanter ce type de commande.

D'autre part, le signal de la vitesse est plutôt estimé à partir de la mesure de la position, donc l'utilisation d'un capteur de position ou de vitesse peut affecter la fiabilité de la commande. Pour résoudre ce problème, on a choisi l'approche qui combine la commande avec des observateurs d'état. Cette solution rend l'expression du contrôleur encore plus complexe ce qui nous oblige à optimiser le temps de calcul et de ce fait permettre une implantation pratique.

Nous nous sommes fixés dans ce chapitre qui a pour titre "état de l'art", les objectifs suivants :

En premier lieu, on vise à choisir le type de machine à utiliser parmi ceux qui existent déjà sur le marché, en insistant sur les meilleures performances.

En deuxième lieu, on va analyser les différentes techniques de commande appliquées à la machine sélectionnée et comparer les techniques existantes pour choisir la technique à optimiser dans ce qui suit.

Ensuite, une recherche bibliographique concernant les méthodes d'optimisation de la commande, et aussi les différentes techniques de commande sans capteur de vitesse.

Et enfin, une recherche concernant les techniques intelligentes telle que la logique floue sera abordée.

I.2 MOTORISATION DE LA CHAINE DE TRACTION

I.2.1 MOTEURS A COURANT CONTINU

Actuellement les machines à courant continu et à courant alternatif se partagent le marché des variateurs. Le prix des machines électriques varie peu alors que celui des composants électroniques et micro-informatique à tendance à baisser, ce qui profite aux variateurs à courant alternatif. Cependant l'entraînement à courant continu garde encore une bonne place dans le marché de la haute performance.

La machine synchrone à inducteur bobiné convient aux très fortes puissances, celle à aimants permanents au positionnement et aux faibles et moyennes puissances. La machine asynchrone se trouve dans les moyennes et fortes puissances. [1]

Le moteur à courant continu à collecteur (MCC) et surtout à excitation indépendante confère, encore actuellement, la solution la plus économique grâce à son convertisseur d'induit de type hacheur à deux interrupteurs (l'inducteur est aussi alimenté par un hacheur de petite puissance). C'est la technologie retenue par de nombreux constructeurs automobiles pour la commercialisation des véhicules électriques de première génération. Mais le MCC possède un certain nombre d'inconvénients bien connus et il sera très probablement remplacé par des moteurs à commutation électronique dans les générations suivantes. Citons quelques-uns de ces inconvénients [2] :

- L'usure des balais, voir du collecteur, nécessite un entretien périodique et produit des poussières conductrices qui finissent par nuire à l'isolement du collecteur lui-même et de l'induit ;
- La commutation mécanique nécessite des pôles de commutation et des enroulements de

compensation qui accroissent le volume ;

- L'induit tournant, source des pertes principales, ne permet pas un refroidissement efficace, à l'eau par exemple, ce qui limite les possibilités de hautes performances ;
- La vitesse périphérique du collecteur et de l'induit est limitée à 50 voir 75 m/s ce qui ne permet pas d'atteindre les vitesses élevées nécessaires à une puissance massique convenable.
- Si l'excitation est à aimants, il n'est pas possible de fournir la puissance maximale (ce type de fonctionnement permet la suppression de la boîte de vitesses) sur une plage de vitesse étendue (il faudrait pouvoir décaler les balais...).

I.2.2 LE MOTEUR SYNCHROME À ROTOR BOBINE (MSRB)

Généralement alimenté par un onduleur en pont à six transistors. C'est le moteur dont les caractéristiques se rapprochent le plus de celles du MCC à excitation indépendante, il permet d'optimiser facilement le rendement (action sur le flux et le courant d'induit). Enfin, le fonctionnement à puissance maximale constante est aisé à obtenir sur une très large plage de vitesse. Son rotor bobiné est cependant source de pertes et sa vitesse maximale est limitée à 130 m/s environ [2], [3], [4], [1].

I.2.3 LE MOTEUR SYNCHROME A AIMANTS PERMANENTS

Il existe de nombreuses façons de disposer les aimants au rotor (en surface insérés ou non entre des pièces polaires, "enterrés" avec ou sans concentration de flux). Si l'objectif est d'obtenir un "fonctionnement à puissance constante", il est nécessaire d'avoir une réaction d'induit importante (judicieusement optimisée) et il est nécessaire d'avoir des aimants "enterrés" ou insérés entre des pièces polaires. Le rendement de tels moteurs est excellent à condition de disposer d'aimants à hautes performances. La technologie Samarium Cobalt ne semble pas avoir un coût compatible avec l'industrie automobile et la technologie Fer-Néodyme-Bore doit encore faire quelques progrès en ce qui concerne la tenue en température et le prix. Ce dernier type d'aimants constitue un espoir important dans le domaine des moteurs électriques. Quant aux ferrites, dont le prix est acceptable en production de grande série, ils confèrent des performances

relativement modestes aux MSAP mais ne sont pas à exclure. Les MSAP sont souvent retenus pour les appareils de mesure de précision, robots industriels, machine outils, l'entraînement de véhicules électriques et, particulièrement pour les entraînements directs de roue [5]. Il est toujours alimenté à travers un onduleur triphasé [2], [4].

I.2.4 LE MOTEUR ASYNCHRONE A CAGE D'ECUREUIL (MAS)

Son alimentation aussi est effectué par un onduleur triphasé, est une solution envisagée par de nombreux constructeurs car ce moteur est bien connu et, surtout on possède l'expérience de sa fabrication en série. Le contrôle vectoriel permet d'obtenir de bonnes performances et ceux pour des vitesses élevées jusqu'à l'arrêt, et associé à un contrôle approprié du flux, le rendement peut être optimisé. Son rendement est moins bon que celui des moteurs synchrones à cause pertes joules car il "faut" des pertes Joule au rotor pour avoir du couple, c'est son principal inconvénient. La cage d'écureuil autorise des vitesses de 150 m/s moyennant un bon équilibrage. Le "fonctionnement à puissance constante" est aussi possible mais la plage de vitesse est limitée par le rapport du couple maximal (sommet de la caractéristique de couple à flux maximal) sur le couple "nominal". Cette contrainte conduite, quelque fois, à utiliser le moteur en couple (nominal) pour étendre sa plage de vitesse [2], [4], [6], [1].

I.2.5 LE MOTEUR SYNCHRONE A RELUCTANCE VARIABLE (MSRV)

Constitue une solution développer par FIAT. Il s'agit d'un moteur synchrone à bobinage triphasé réparti et alimenté par onduleur triphasé en pont classique. Pour obtenir des performances satisfaisantes aussi bien en terme de couple/pertes, de facteur de puissance que de plage de fonctionnement à puissance maximale constante, il est nécessaire d'avoir un grand rapport des inductances directes sur transverses. Un rapport supérieur ou égal à 10 (satisfaisant) est atteint grâce à la construction de rotors spéciaux dits "axialement laminés".

De tels rotors sont constitués de paquets de tôles intercalés entre des couches amagnétiques et montés axialement de telle façon que le flux, dans l'axe direct, passe aisément d'un pôle à l'autre. Les performances de ces moteurs sont supérieures à celles des moteurs asynchrones mais cette technologie de rotor reste aujourd'hui délicate à réaliser et il reste à

trouver des solutions pour la fabrication en série [2], [3], [4].

I.2.6 LE MOTEUR A RELUCTANCE VARIABLE A DOUBLE SAILLANCE (MRVDS)

C'est un moteur dont les phases sont alimentées en courants unidirectionnels par des demi-ponts asymétriques. Ce moteur constitue certainement la solution la plus économique grâce aux matériaux utilisés (tôles Fer-Silicium et Cuivre) et à sa simplicité de fabrication (empilage de tôles, bobines préfabriquées, rotor passif naturellement équilibré...), ses performances peuvent être comparables à celles des moteurs à aimants permanents. Il peut aussi fonctionner à puissance maximale constante. Mais il produit un couple très pulsatoire à haute vitesse et génère un bruit acoustique supérieur à tous ses concurrents [2].

I.2.7 CHOIX DES MOTEURS ELECTRIQUES

Le choix du moteur dépend fortement de l'application désirée et selon le cahier de charges défini. En général c'est le couple qui définira le type de moteur. Dans la gamme des moteurs alternatifs, le choix est vaste avec les moteurs asynchrones, les moteurs synchrones à rotors bobinés, à aimants permanents ou à réluctance variable. Le tableau (I.1) présente pour chacun d'entre eux, les machines génériques associées argumentées de leurs avantages et inconvénients [3] [7] :

Type du Moteur	Inconvénients	Avantages
Moteur asynchrone à cage d'écurueil	Rendement, pertes Joule rotor, électronique coûteuse et commande complexe	Fabrication maîtrisée, puissance massique élevée, moteur robuste, montée en survitesse aisée
Moteur synchrone à	Fragilité des bagues-balais, technologie peu courante dans la	Bon rendement, puissance massique élevée
Moteur synchrone à réluctance	Surdimensionnement de l'alimentation, bruit et vibrations, ondulations de couple	Coût moindre, montée en survitesse aisée
Moteur synchrone à aimants	Ondulations de couple, coût des aimants, technologie coûteuse, survitesse pénalisante	Technologie devenue courante, puissance massique élevée, pas d'échauffement au rotor, très bon

Tab.I.1 Comparaison des différents types de moteurs électriques

Au regard des qualités générales des différents types de machines (tableau I.1), nous nous sommes orientés vers un moteur synchrone à aimants permanents car ses caractéristiques principales lui permet d'être un moteur à fort couple massique et qui possède un bon rendement particulièrement adaptable aux applications spécifiques [5], [8], [9]. Ses principaux inconvénients sont le coût lié à celui des aimants et sa faible aptitude aux fonctionnements en survitesse [4], [7].

I.3. LES TECHNIQUES DE COMMANDE DE LA MACHINE

Parce que les outils de calcul le permettent et que les modèles se sont affinés, Les travaux de recherche ont été orientés vers d'autres solutions faisant intervenir des actionneurs moins coûteux et plus robustes, à savoir les machines synchrones et les machines à induction. Une recherche de la simplicité de conception et de la robustesse devient un des critères les plus importants dans de nombreuses applications.

La progression rapide dans le domaine de l'électronique de puissance, surtout la découverte du transistor en 1948 et du thyristor en 1957 et les progrès de l'informatique,

permettent de développer des stratégies de commande pour les actionneurs électriques beaucoup plus évoluées.

Dans cette partie, nous présenterons différentes techniques de commande et interpréterons leurs implantations. Les difficultés rencontrées, les avantages et inconvénients de chaque technique seront développées afin de choisir celle la plus adaptée à notre cas.

On trouve dans la littérature de nombreuses méthodes de commandes. Nous nous intéresserons, dans ce qui suit, à celles les plus connues et les plus utilisées dans le cadre d'une commande de la machine synchrone. Dès leurs inventions, les chercheurs utilisent une de ces stratégies comme unité de base dont le but est d'améliorer les performances fonctionnelles des machines électriques. Les commandes principales et ses dérivées représentent le même type, donc on s'intéresse aux techniques les plus connues qui font l'objet de nombreuses publications.

I.3.1 COMMANDE SCALAIRE OU CONTROLES DU FLUX

La commande scalaire est la plus ancienne technique de commande pour les machines à courant alternatif, elle est caractérisée par sa simplicité à implanter, sa simple structure, qui est basée sur le contrôle de flux statorique qu'il faut le maintenir constant.

Les stratégies de contrôle du flux peuvent être directes, ou indirectes. Dans le premier cas, elles nécessitent un régulateur de flux et donc un estimateur ou un observateur de ce dernier. De hautes performances statiques et dynamiques sont alors obtenues. La seconde stratégie n'utilise pas de régulateur de flux. Elle consiste à maintenir le flux constant par l'intermédiaire d'une relation liant la pulsation (ω_s) et les grandeurs électriques de commande, V_s ou I_s de la machine. Ces lois sont définies à partir des relations déduites des équations de la machine en régime permanent (lois statiques) [1].

Deux principales lois statiques sont généralement utilisées :

I.3.1.1 LOI TENSION- FREQUENCE

Dans le cas d'une alimentation en tension, il suffit d'imposer à l'onduleur MLI le module de la tension V_s proportionnel à la fréquence statorique la relation (I.1) dite loi V/f ou

commande scalaire.

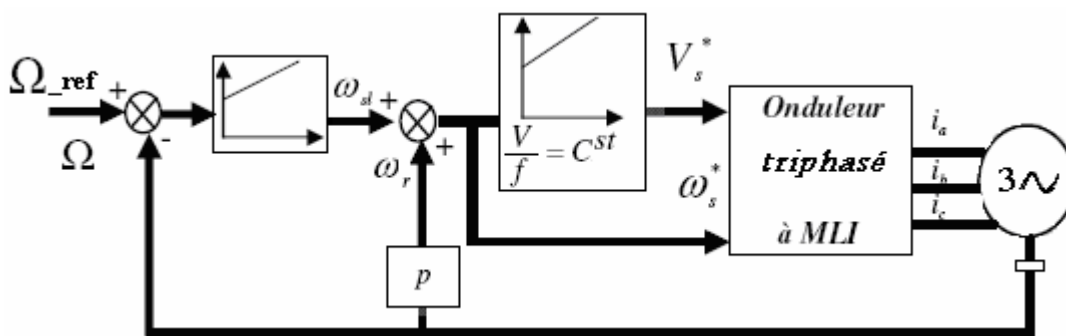


Fig. I.1. Schéma de la commande scalaire à V/f

La loi généralement utilisée s'écrit sous les formes simplifiées suivantes :

$$V_s = \psi_s \cdot \omega_s \text{ Ou } V_s = \psi_s \cdot (\omega_s + k_0 \cdot \omega_r) \quad (I.1)$$

$$\text{Avec } k_0 = \frac{R_s L_r}{R_r L_s}$$

On constate que pour avoir un rapport $\frac{V_s}{\omega_s}$ constant il faut maintenir le flux constant.

Pour un fonctionnement à grande vitesse le flux est estimé de la relation $\psi_s = \frac{(V_s - R_s I_s)}{\omega_s}$ on peut négliger le terme $R_s I_s$ devant V_s . Pour les faibles vitesses ou proche du zéro, la chute de tension statorique n'est plus négligeable (V_s a une faible valeur) donc un écart égal a $R_s I_s$ s'impose dans l'estimation de flux se qui rend la commande inutile.

I.3.1.2 LOI COURANT - FREQUENCE

Dans le cas d'une alimentation en courant ou une alimentation en tension contrôlée en courant, la loi courant - fréquence consiste à imposer le module du courant statorique en fonction de la pulsation du courant rotorique.

L'avantage de ces lois statiques est la simplicité de leur implantation. Cette technique est rarement utilisée à cause de sa limitation qui vient principalement de la non validité du modèle utilisé pour les régimes transitoires de fortes amplitudes tels que le démarrage et

l'inversion du sens de rotation. Dans la référence [10] la commande V/f est étudiée et comparée avec une commande directe du couple, les résultats de simulation et de l'expérimentation manifestent que l'instabilité et la mauvaise dynamique lors de démarrage et de changement de consigne représentent les principaux inconvénient de la commande V/f .

I.3.2 COMMANDE VECTORIELLE

La commande vectorielle a été établie au début des années 70 par F. Blaschke, L'objectif de la commande vectorielle de la MSAP est d'aboutir à un modèle équivalent 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, [11], [12]. La figure.I.2 montre la structure de la commande vectorielle.

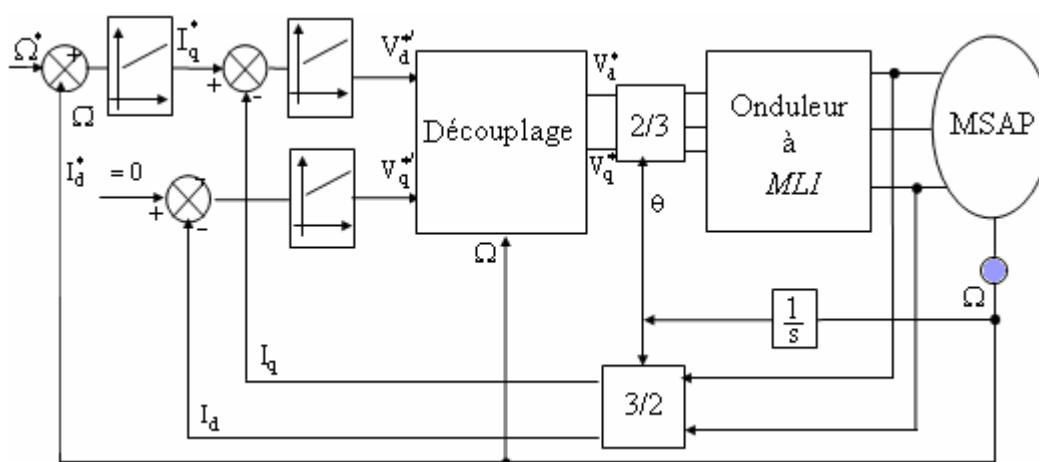


Fig. I.2 Schéma global de la commande vectorielle

Cette méthode est restée peu exploitée jusqu'au début des années 80, les progrès dans la technologie des semi-conducteurs de puissance et dans la microélectronique ont permis son utilisation dans les variateurs industriels actuels [13]. Cependant, cette commande présente une faiblesse face aux variations des paramètres de la machine, qu'ils varient au cours de fonctionnement, les auteurs dans [14], [15], [12] traitent le problème de la variation des paramètres surtout la résistance statorique et rotorique. D'autres articles proposent une commande vectorielle pour commander la machine synchrone afin d'optimiser les performances du système on peut citer par exemple les références [16], [17].

I.3.3 COMMANDE DIRECTE DE COUPLE (DTC)

Le contrôle direct du couple (Direct Torque Control DTC) a été introduit par I.TAKAHASHI en 1985 à partir de la méthode du flux orienté et du principe du moteur à courant continu. Il a proposé de remplacer le découplage à travers la transformation vectorielle par un contrôle non linéaire tel que les états de commutation de l'onduleur soient imposés à travers un pilotage séparé du flux statorique et du couple électromagnétique du moteur. La commande de l'onduleur est instantanée, ce qui nécessite une période d'échantillonnage très faible [18].

La DTC présente une structure simplifiée, robuste vis-à-vis les variations des paramètres de la machine, elle est basé sur la détermination directe de la séquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur de tension, pour contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique directement et indépendamment en utilisant deux comparateurs à hystérésis [19], [60], [20], [21]. La structure de la commande directe du couple est donnée par la figure.I.3.

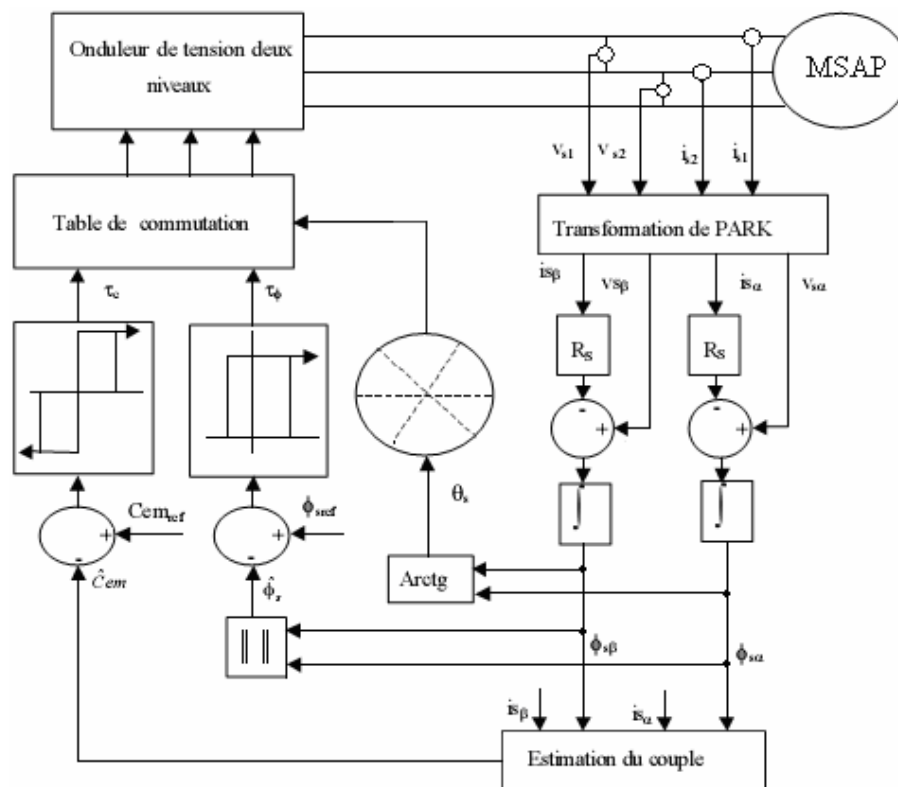


Fig. I.3. Structure de la commande directe du couple

Grace à ses multiples avantages, et de sa simplicité pour la réalisation pratique, la commande directe du couple a fait l'objet de plusieurs travaux scientifiques. Les auteurs dans les références [19], [91] ont essayé de traiter l'influence de la variation des paramètres et plus spécialement la résistance statorique et ils proposent par des méthodes de compensation. Alors que dans [20], [9], [90], [22] et [92] une modification de la commande DTC a été introduite par élimination des vecteurs nuls, pour rendre le vecteur flux plus rapide. Les auteurs dans [23] effectuent un état de l'art sur les différentes commandes DTC classique et modifiées. En et enfin dans [10] la commande directe du couple est réalisée et comparée avec une commande à V/f dans le domaine de fonctionnement à très grande vitesse.

I.3.4 CONTROLE VECTORIEL DIRECT DU FLUX STATORIQUE (DSC)

Le contrôle vectoriel direct du flux statorique (DSC) est apparu environ en même temps que le DTC. Il a été proposé par M. Depenbrock vers le milieu des années 80 [24]. Son principe de base correspond à une version simplifiée du DTC car, bien que le couple soit aussi régulé par hystérésis avec un régulateur simple bande, le flux statorique ne l'est pas. En effet, le flux statorique a une allure trapézoïdale dans le temps, au lieu de se rapprocher d'une sinusoïde comme dans le cas du DTC, et suit un hexagone prédéfini dans le plan $\alpha\beta$ en régime permanent.

Le principe de réglage consiste à faire évoluer le vecteur flux statorique, selon une trajectoire dans le plan $\alpha\beta$, qui est défini a priori comme étant un hexagone dont le côté est égal au flux de référence en diphasé [25]. Pour le faire tourner on utilise un vecteur tension actif, et pour le bloquer un vecteur tension nul. Le choix du vecteur tension se fait de manière à maintenir le couple à l'intérieur de sa bande d'hystérésis. Le synoptique complet de la stratégie DSC classique avec un onduleur 2-niveaux est présenté dans la Figure I.4. Comme dans le cas du DTC, le flux statorique doit être soit estimé, soit observé dans le plan $\alpha\beta$, ce qui permettra l'estimation du couple à partir de la mesure des courants statoriques. [24], [1], [26], [27], [15].

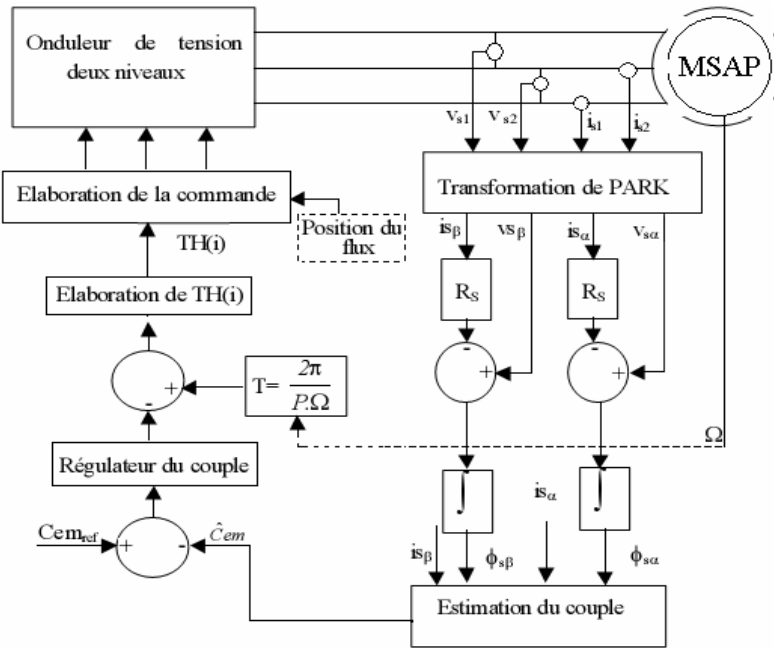


Fig. I.4 - Schéma de la commande DSC classique 2-niveaux.

I.3.5 COMMANDE NON LINEAIRE

Parmi les techniques de commande appliquées aux machines synchrones à aimants permanents, la commande non linéaire dite linéarisation entrée-sortie par retour d'état non linéaire, pour tenter de retrouver les performances optimales des machines à courant continu. On cherche donc à obtenir une commande découplée pour réguler le flux dans la machine et le couple électromagnétique qu'elle développe indépendamment l'un de l'autre. La commande linéarisante entrée-sortie par retour d'état a été introduite depuis les années 80 et elle a été utilisée pour la commande des systèmes non linéaires. Parmi les techniques de la commande non linéaire appliquées au domaine de la commande des machines électriques, la linéarisation entrée - sortie par retour d'état, basée sur la Géométrie Différentielle (dérivée de Lie) afin de l'appliquer sur la machine synchrone [28]. Le but de cette technique est de transformer le système multi entrées-sorties non linéaire en une chaîne de systèmes linéaires et découplés, en utilisant un retour d'état linéarisant avec découplage entrée-sortie [84]. De là, on pourra appliquer la théorie des systèmes linéaires, qui se résume en un placement de pôle pour assurer le bon suivi des trajectoires de références [42].

La commande non-linéaire a été introduite en 1983 par Filless et Kupka, et présentée dans sa forme actuelle en temps continu par Isidori 1989, Grâce aux intéressants travaux développés par A.Isidori, B.Charlet, R. Marino, les théories de bases de la commande linéarisante entrée-sortie par retour d'état ont été mises en évidence. Bien que la théorie de la commande non linéaire soit ancienne, sa complexité ne l'a permet d'être appliquée que ces dernières années avec la disponibilité des calculateurs numériques puissants [84].

Plusieurs chercheurs travaillent sur cette technique dont le but est d'optimiser ses caractéristique dynamiques surtout vis-à-vis le changement des paramètres, et aussi de réaliser une commande non linéaire sans capteur mécanique. Dans la référence [57] la commande non linéaire d'une machine synchrone sans capteurs mécaniques de vitesse, et couple de charge pour une machine synchrone alimentée par un onduleur de tension commandé par une technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI 'sinus-triangle'). Le filtre de Kalman étendu est utilisé pour l'estimation de la vitesse et du couple résistant. Les auteurs dans [29] proposent une commande non linéaire pour étudier la stabilité flux/couple électromagnétique par utilisation du logiciel de simulation MATLAB/GUI.

La commande non linéaire présente l'avantage de pouvoir commander séparément les courants et le couple. Avec cette technique de commande, le modèle du moteur est décomposé en deux sous systèmes linéaires mono variables indépendants. Chaque sous système représente une boucle indépendante de commande d'une variable donnée (vitesse, couple, courant etc). La dynamique du système linéarisé est choisie par une imposition optimale des pôles [30].

Le problème de la variation des paramètres reste l'inconvénient majeur de cette technique, surtout la résistance statorique qui peut varier avec la température, intervient directement sur les performances de régulation de vitesse ou de la position. C'est pourquoi les travaux de recherches ont été orientés vers le développement des commandes adaptatives.

I.4 DEVELOPPEMENT DES TECHNIQUES DE COMMANDES

La mise en œuvre d'une loi de commande sur un système dynamique nécessite la connaissance de son état ou d'une partie de celle-ci. A chaque instant, en pratique, la

connaissance partielle de l'état s'obtient grâce à des mesures effectuées avec des capteurs tels que les codeurs incrémentaux, génératrices tachymétries, ...etc. Ces mesures sont souvent bruitées, ce qui dégrade les performances de la boucle de régulation. Pour des raisons techniques et économique, la dimension du vecteur de sortie ou de mesures étant inférieure à la dimension du vecteur d'état, elle ne permet pas une déduction algébrique du vecteur d'état, pour ces raisons on est obligé d'introduire des techniques d'estimation ou d'observation des grandeurs désirées, pour cela les chercheurs travaillent depuis plusieurs décennies pour développer des stratégies de commandes, qui s'appuient sur les techniques d'observations. Nombreux sont les observateurs proposés dans la littérature pour les entraînements à vitesse variable.

Sur les 15 dernières années, des efforts accrus ont été faits par un grand nombre de chercheurs académiques et industriels de développer des commandes entièrement sans capteur (sensorless control) [25], [16], [31], [32], [21], [6], [8], [5] et [15], qui peut fonctionner dans toutes les conditions de fonctionnement, y compris l'opération à petite vitesse.

I.4.1 ESTIMATION BASEE SUR LES EQUATIONS DU MODELE DE LA MACHINE

Parmi les techniques de commande sans capteur on utilise les équations du modèle de la machine pour estimer la vitesse. Plusieurs algorithmes d'estimation de flux de la position et de la vitesse, ont été développés par de nombreux chercheurs [59], [50].

- *Estimation basée sur l'angle du vecteur flux statorique* [8]

Pour l'estimation de la vitesse on suppose que le vecteur flux statorique est maintenu approximativement constant dans une période d'échantillonnage du système, et qui est seulement influencé par le courant statorique et les ordres de commutation de l'onduleur.

Ces conditions indiquent que l'angle du couple électromagnétique reste constant dans la période d'échantillonnage courante. Par conséquent, on peut considérer que la vitesse rotorique peut être estimée par la vitesse du flux statorique.

$$\theta_s = \arctan\left(\frac{\psi_{s\beta}}{\psi_{s\alpha}}\right)$$
$$\omega_r(k) = \frac{\theta_s(k) - \theta_s(k-1)}{T_s}$$

T_s est la période d'échantillonnage.

I.4.2 LES OBSERVATEURS D'ETAT (OBSERVATEUR DE LUNBERGUER)

Dans la littérature, nous distinguons plusieurs recherches concernant l'utilisation des observateurs d'état pour l'observation des grandeurs de commande tel le flux et la vitesse en boucle fermée. Elles sont très attractives et permettent d'avoir de bonnes performances dans une gamme étendue de vitesse, parmi lesquels nous pouvons citer l'observateur de Luenberger.

Les auteurs dans [34] utilisent un observateur de Luenberger d'ordre complet pour estimer la vitesse et l'accélération, nécessaires pour une commande à structure variable de la machine, ils ont constaté que ce type d'observateur est sensible vis-à-vis de la variation paramétrique. Alors que dans [58], [33] et [35] l'observateur de Luenberger est utilisé pour estimer la vitesse et le couple résistant de la charge à partir des équations mécaniques de la machine, les auteurs confirment par des essais pratiques que l'intégration de l'observateur rend la commande robuste vis-à-vis de la variation des paramètres et aussi de la variation du couple de charge. Dans [47] un observateur de Luenberger d'ordre complet est utilisé en combinaison avec une commande MRAS pour réaliser une commande sans capteur de vitesse. Le rôle de l'observateur est d'estimer la vitesse à partir de l'observation du flux, alors que le rôle de la MRAS est d'éliminer l'effet de la variation des paramètres.

I.4.3 LE FILTRE DE KALMAN

Rudolf Emil Kalman dans [36] posa pour la première fois les équations du filtre éponyme. Il contribua ainsi à l'une des plus grandes découvertes du XX^{ième} siècle dans le domaine de l'estimation et du contrôle des systèmes. Le filtre de Kalman joue aujourd'hui un rôle essentiel en automatique et en traitement du signal [38].

Le filtre de Kalman, est une approche stochastique, prend en considération d'une part l'existence des perturbations extérieures au processus et d'autres parts les erreurs paramétriques. Ce dernier n'a pas la forme générale mais est limité à des bruits blancs gaussiens.

Les mesures réelles sont entachées d'un bruit aléatoire (bruit de mesure) et l'état estimé du moteur comporte lui aussi une composante aléatoire (bruit d'état). Dans un cadre industriel où

se trouvent souvent plusieurs machines de forte puissance et où les armoires de commande sont souvent éloignées du moteur qu'elles pilotent, les « bruits de mesures » sont une réalité qu'il faut prendre en compte. D'autre part, l'état estimé du moteur comporte une part d'incertitude liée à la simulation numérique du modèle du moteur ou « bruits d'état » [6], [37].

Plusieurs travaux de recherche [39], [40], [42], et des projets de thèses tels que [37], [41], [45] ont utilisé le filtre de Kalman pour estimer les grandeurs de commande tel que le flux statorique ou rotorique, la vitesse, la position de la machine [37].

I.4.4 SYSTEME ADAPTATIF AVEC MODELE DE REFERENCE

Cette méthode, initialement développée par Schauder en 1989, est basée sur l'utilisation d'un modèle de référence ne faisant pas intervenir la vitesse par exemple et d'un modèle adaptatif faisant intervenir la vitesse. L'annulation de l'erreur entre les deux modèles permet d'obtenir la valeur réelle de la vitesse comme le montre le schéma de la figure I.6, où "g" représente la grandeur choisie pour ajuster le modèle adaptatif au modèle de référence afin d'obtenir une bonne valeur de la grandeur estimée qui est le plus souvent la vitesse. Plusieurs choix ont été proposés pour "g" (flux statorique ou rotorique, forces contre-électromotrices, dérivée du courant statorique...) [50], [58] [42].

Comparée à d'autres approches sans capteur de vitesse, la technique MRAS permet d'améliorer les performances de l'estimation de vitesse qui peuvent s'étendre à très basse vitesse. Toutefois, elles ne peuvent toujours pas travailler à très basses fréquences statoriques. Dans les structures adaptatives, les paramètres de la matrice de rétroaction du système non linéaire influe considérablement, le taux de convergence du mécanisme adaptatif, qui n'est pas une tâche facile, particulièrement dans des conditions variables de fonctionnement [50].

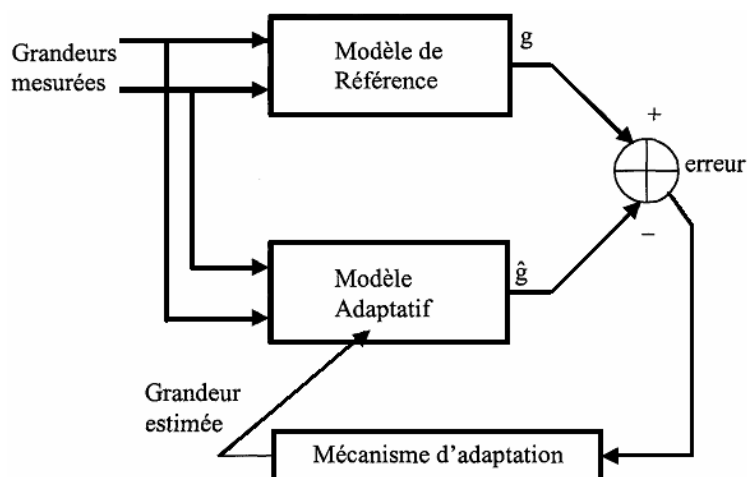


Fig. I.5. Structure de la technique MRAS

Dans [49] et [47] la commande MRAS pour une machine asynchrone est abordée, dans la première référence les grandeurs choisies pour ajuster le modèle sont le flux rotorique dans une approche alors que pour la deuxième les forces contre électromotrice sont utilisées, dans la deuxième les courant statoriques sont les grandeurs d'ajustement du modèle.

La technique MRAS pour une machine synchrone à aimant permanent a été développée dans [43], [48], [44], [45] et [46], où le courant statorique, la puissance active et la puissance réactive représentent la grandeur d'ajustement du modèle adaptatif, la vitesse est la variable de sortie.

I.5 LES TECHNIQUES INTELLIGENTES

Des commandes sans capteur de vitesse basées sur l'intelligence artificielle (Réseau de neurones et logique floue) qui n'exigent pas la connaissance d'un modèle mathématique sont récemment proposées. Les contrôleurs à logique floue sont des candidats idéaux pour la commande de tels systèmes, malheureusement il n'existe pas de méthodes précises pour la détermination de la stratégie de réglage [54]. Cette dernière doit être construite par tâtonnement à l'aide des tests sur le système à régler. D'un autre côté, ces approches présentent une bonne robustesse aux variations paramétriques et aux bruits de mesure, leurs conditions informatiques, le temps d'élaboration et le besoin de la connaissance expert du système, limitent les applications actuelles à une gamme limitée et parfois bien spécifique.

I.5.1 LA LOGIQUE FLOUE

La théorie de la logique floue a été mise au point au milieu des années soixante à l'université de BERKELEY en CALIFORNIE par le professeur LOTFI A. ZADEH. Le texte «Fuzzy Sets» a paru en 1965 dans la revue «Information And Control». Il est considéré généralement comme le début de la théorie. [52] [53]

On pourrait dire que la logique floue constitue des approches qui, tout compte fait, ne sont pas nouvelles. Leur développement se fait à travers les méthodes par lesquelles l'homme essaye de copier la nature et de reproduire des modes de raisonnement et de comportement qui lui sont propres. Bien que ces approches paraissent "naturelles", et si elles se sont imposées dans des domaines allant du traitement de l'image à la gestion financière, elles commencent à peine à être utilisées dans les domaines de l'électrotechnique et de l'industrie afin de résoudre les problèmes d'identification, de régulation de processus, d'optimisation, de classification, de détection de défauts ou de prise de décision.

Dans [17] les auteurs traitent une commande vectorielle à flux orienté de la machine synchrone à aimant permanent, dont le système est alimenté par redresseur avec un régulateur PID du Bus continu, la logique floue a été utilisée pour adapter les paramètres k_i , k_p et k_d du régulateur PID. La même idée utilisée par les auteurs de [56] pour une commande directe du couple (DTC). L'inconvénient de la commande vectorielle directe du flux (DSC) est lente durant le démarrage et le changement de référence, la logique floue est utilisée pour améliorer la commande et éliminer cet inconvénient c'est le but à réaliser par les auteurs dans [27]. Alors que dans [55] la commande directe du couple avec modulation vectorielle est améliorée par logique floue.

I.6 CONCLUSION

A partir de cet état de l'art sur les différents types de machines existantes dans le marché, les différentes stratégies de commande des machines électriques, sont exposées et ainsi comparées selon les performances de chacune.

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 (actionneurs de robotique, servomoteurs, entraînement à vitesse variable...etc.)

On déduit aussi que la commande vectorielle permet d'envisager un découplage entre le couple électromagnétique et le flux de la machine. Cependant, la plupart des travaux effectués sur ce sujet montrent que ce découplage n'est pas garanti en présence des perturbations (surtout la variation paramétrique), en plus elle nécessite la mise en place de capteur mécanique de la vitesse ou de la position. La commande directe de couple reste une solution acceptable, c'est une commande insensible vis-à-vis à la variation paramétrique. Malgré ses avantages, la DTC possède un inconvénient majeur qui est la non maîtrise de la fréquence de commutation de l'onduleur. Cette non maîtrise de la fréquence de l'onduleur est notamment la cause d'un bruit acoustique généré au niveau du moteur surtout à basse vitesse.

Des solutions ont été proposées afin de garder les avantages du DTC tout en y intégrant des améliorations qui relèvent de la commande vectorielle, notamment à l'arrêt et à basse vitesse.

Un état de l'art sur les techniques de commande sans capteur mécanique a été dressé. Nous avons mis en évidence l'importance considérable de certains problèmes de mesure sur la qualité du contrôle.

Enfin, nous avons vu brièvement qu'actuellement, des études portent sur un contrôle, dit "intelligent", utilisant la technique de logique floue.

Chapitre 2 :

- Modélisation de la Machine Synchrones à Aimant Permanent*
- Modélisation de L'onduleur de tension*

II.1 INTRODUCTION

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation, celle-ci nous permet de simuler le comportement de ce système face à différentes sollicitations et d'appréhender ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement. Historiquement, les servomoteurs utilisant des moteurs à courant continu ont assuré le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels. Cependant, leur principal défaut reste le collecteur mécanique. C'est pour cette raison qu'on utilise des moteurs électriques à courant alternatif afin d'éviter cet inconvénient et profiter de leurs avantages tels que, la flexibilité de variation de vitesse et la stabilité de fonctionnement. Parmi les moteurs électriques à courant alternatif utilisés dans les entraînements, le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) reste un bon candidat à cause d'un certain nombre d'avantages qu'il présente, à savoir pas de pertes au rotor, une grande capacité de surcharge, une vitesse stable et constante à une fréquence donnée et surtout à cause de son couple massique élevé comparativement à celui du moteur asynchrone et du moteur synchrone classique. On peut modéliser le moteur synchrone selon différentes méthodes, en fonction des objectifs recherchés. On développe dans ce chapitre les modèles suivants :

- Le modèle en abc, découlant des équations différentielles régissant le fonctionnement de la machine. Ils sont utilisés essentiellement pour l'étude des régimes permanents.
- Le modèle issu de la transformation de Park ou de Concordia, utilisés couramment pour l'étude des régimes transitoires et pour la commande vectorielle des moteurs. [62]

Les lois de commande de plus en plus performantes permettent un meilleur contrôle des régimes transitoires tout en assurant, dans une grande plage de fonctionnement, un asservissement précis de la vitesse, de la position et du couple électromagnétique. Toutes ces améliorations demandent une bonne connaissance de la machine et de son convertisseur, notamment en régime transitoire.

II.2 MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANT PERMANANT (MSAP)

La mise en équation de la machine synchrone avec les hypothèses que nous avons retenues étant classique, nous ne mentionnerons que les points qui nous semblent essentiels et les choix qui nous sont propres par rapport à ce qui se fait habituellement.

II.2.1 LES HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES [62], [63], [64]

Les modèles présentés pour la machine tiennent compte d'hypothèses présentées ci-dessous :

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

II.2.2 DESCRIPTION DE LA MSAP TRIPHASEE

La machine synchrone à aimant permanent comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine. Dans des encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator sont logés trois enroulements identiques, à p pair de pôles; leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égal à 120° .

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

Selon le rotor, il existe plusieurs sortes de machines synchrones à aimants permanents, nous avons présenté dans la figure II.1 les rotors des plus communes d'entre elles.

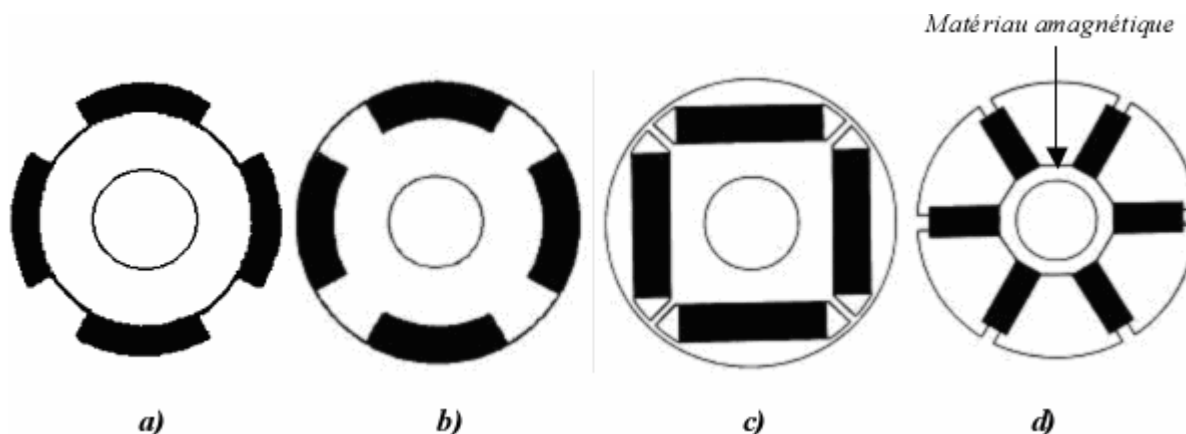


Fig. II.1 Rotors de machines synchrones à aimants permanents. [71]

Le couple instantané dans n'importe quelle machine est la somme de trois couples élémentaires [71], [65], [62].

$$C_{Total} = C_{Réductant} + C_{Hybride} + C_{de Détente} \quad (II.1)$$

Le couple réductant est lié à la variation de la réductance du circuit magnétique, vue par le flux statorique, en fonction de la position du rotor. Le couple hybride résulte lui de l'interaction du flux statorique avec le flux rotorique. Enfin, le couple de détente est lié à la variation de la réductance du circuit magnétique, vue par le flux rotorique, en fonction de la position du rotor. Ce dernier possède une valeur moyenne nulle, mais il peut être responsable d'ondulations de couple gênantes.

Selon le type de machine, la valeur d'un des couples élémentaires peut être faible ou constituer la composante essentielle du couple total.

Figure II.1.a représente une machine à aimants en surface, le couple total dans cette machine est égal, à un instant donné, à la somme d'un couple hybride et d'un couple de détente. Le couple réductant est nul, le rotor ne présentant aucune saillance quand il tourne, cette machine est dite à pôles lisses.

Sur les figures II.1.b et c sont représentées des machines à aimants enterrés. Le couple total dans ce type de machine est égal, à un instant donné, à la somme d'un couple hybride, d'un couple de détente et d'un couple réluctant. Pour la machine de la figure II.1.b, les aimants sont justes insérés en surface, alors que pour la machine de la figure II.1.c, les aimants sont complètement enterrés dans le rotor. Ces machines sont dites à pôles saillants, il en est de même pour la machine de la figure II.1.d.

Pour les machines des figures II.1.a, b et c, l'aimantation des aimants est essentiellement radiale.

La figure II.1.d montre une machine dite à concentration de flux le couple total, ici aussi, est égal, à un instant donné, à la somme d'un couple hybride, d'un couple de détente et d'un couple réluctant.

II.2.3 MODELE DE LA MSAP DANS LE REPERE TRIPHASE ABC

[66], [64]

La machine est représentée à la figure II.2 par ses trois enroulements statoriques dans l'espace électrique;

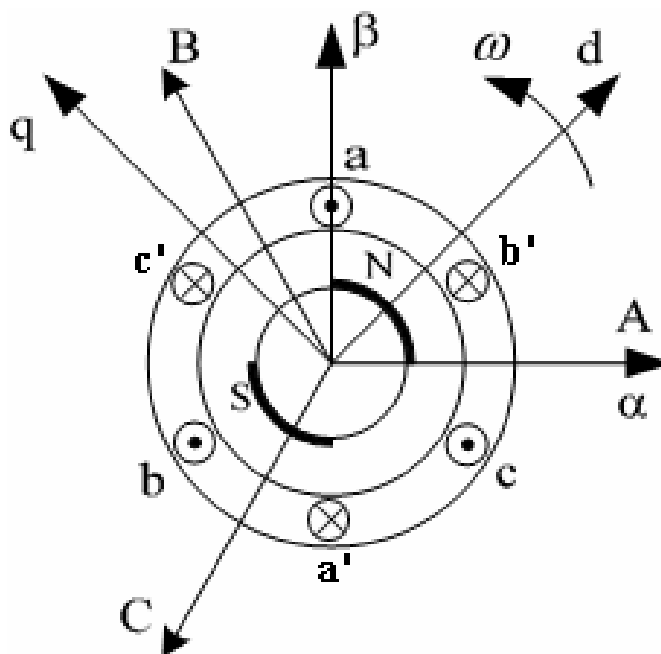


Fig. II.2 Modèle de la machine synchrone dans le repère triphasé

Dans le cadre des hypothèses simplificatrices citées précédemment, les équations de la machine s'écrivent comme suit : [66], [67], [62], [63]

II.2.3.1 EQUATIONS ELECTRIQUES

Les équations de la tension statoriques est données par :

$$[V_{abc}] = [R][i_{abc}] + \frac{d}{dt}[\psi_{abc}] \quad (\text{II.2})$$

Avec :

$$[V_{abc}] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}, \quad [i_{abc}] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad [\psi_{abc}] = \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix}, \quad [R] = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

II.2.3.2 EQUATIONS MAGNETIQUES

Les équations du flux statoriques (équations magnétiques) peut être exprimé sous forme matricielle comme suit :

$$[\psi_{sabc}] = [L][i_{abc}] + [\psi_{rabc}] \quad (\text{II.4})$$

Où

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{ss} & M_s & M_s \\ M_s & L_{ss} & M_s \\ M_s & M_s & L_{ss} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

La self-inductance (l'inductance propre) est la somme de deux inductances, l'inductance de fuite L_{lS} et l'inductance de magnétisation L_m ($L_{ss} = L_{lS} + 3/2L_m$). Les flux ψ_{rabc} sont les flux rotoriques vus par les enroulements du stator.

Avec :

$$\psi_{rabc} = \psi_m \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

La substitution de (II.4) dans (II.2) donne :

$$[V_{abc}] = [R][i_{abc}] + [L] \frac{d}{dt} [i_{abc}] + [\psi_{rabc}] \quad (\text{II.7})$$

On remarque que le système (II.7) engendre des équations fortement non-linéaires et couplées. Pour simplifier ce modèle, la majorité des travaux dans la littérature préfèrent utiliser une transformation vers un système biphasé.

II.2.4 MODELE BIPHASE

La mise en équation des moteurs synchrones triphasés aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique du comportement du système est alors laborieuse, vu le grand nombre de variables. On utilise des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. Les transformations de Concordia ou de Park permettent d'obtenir un système équivalent formé de trois enroulements orthogonaux, deux de ces enroulements sont situés dans le même plan que les enroulements a , b , et c . Le troisième enroulement est situé dans le plan orthogonal au plan formé par les axes de phases a , b , et c et représente la composante homopolaire. En se basant sur les hypothèses simplificatrices, et en appliquant la transformation de Park ou de Concordia au stator et au rotor, on peut exprimer l'ensemble des relations de la machine dans ce repère. Le repère de Park (d , q , o) est à priori quelconque, on peut ainsi considérer qu'il tourne à une vitesse arbitraire. Des choix plus ou moins pertinents peuvent être faits en fonction du repère auquel on lie la représentation de Park [62], [63]. Tandis que la transformation de Concordia conserve la puissance instantanée elle est donc invariante en puissance. [62] [64]

À un système triphasé quelconque (a , b , c) on associe un système biphasé (d , q , o), comme le montre la figure II.3

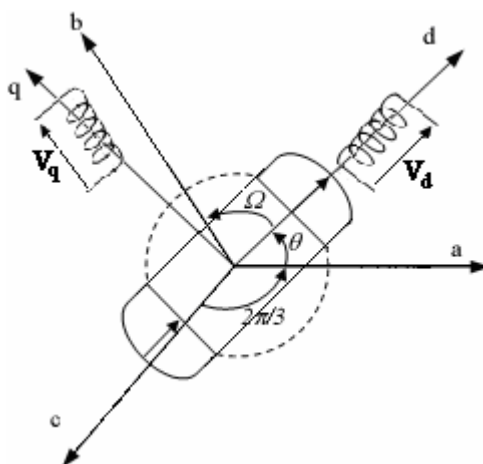


Fig. II.3 La MSAP dans un référentiel d-q.

La transformation de Park est définie comme suit :

$$[X_{dqo}] = [P(\theta)][X_{abc}] \quad (\text{II.8})$$

La matrice de transformation $P(\theta)$ est donnée par :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

Dont la matrice inverse a pour forme :

$$[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^T \quad (\text{II.10})$$

Le moteur est supposé avec une connexion étoile qui forme un système équilibré ($i_a + i_b + i_c = 0$). Ainsi, la composante homopolaire désignée par la troisième ligne de la matrice (1.8) est nulle.

En appliquant la transformation (II.8) au système (II.2), on aura :

$$[u_{dq}] = [P(\theta)][V_{abc}] = [P(\theta)][R][i_{abc}] + [P(\theta)] \frac{d}{dt} [\psi_{abc}] \quad (\text{II.11})$$

Ensuite, en se basant sur (II.11) et (II. 4), on obtient :

$$[u_{dq}] = [P(\theta)][R][P(\theta)]^{-1}[i_{dq}] + [P(\theta)][P(\theta)]^{-1} \frac{d}{dt} [\psi_{dq}] + [P(\theta)] \left(\frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} \right) [\psi_{dq}] \quad (\text{II.12})$$

Du moment que [R] est diagonale, alors :

$$[P(\theta)][R][P(\theta)]^{-1} = [R] \quad (\text{II.13})$$

En utilisant :

$$[P(\theta)] \left(\frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} \right) = \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

Et à l'aide de (II.13), on peut déduire les équations de Park sous une forme vectorielle comme suit :

$$[u_{dq}] = [R][i_{dq}] + \frac{d}{dt} [\psi_{dq}] + p\omega_r [\psi'_{dq}] \quad (\text{II.15})$$

Où :

$$[u_{dq}] = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}, [i_{dq}] = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}, [\psi_{dq}] = \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix}, [R] = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix}, [\psi'_{dq}] = \begin{bmatrix} \psi'_q \\ -\psi'_d \end{bmatrix}$$

Et la transformation (II.9) appliquée à (II.4) donne :

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_m \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

II.2.5 EQUATION MECANIQUE

L'équation électromécanique est exprimée par :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\omega_r}{dt} + f_v \omega_r \quad (\text{II.17})$$

Le couple électromagnétique est produit par l'interaction entre les pôles formés par les aimants au rotor et les pôles engendrés par les Fmms dans l'entrefer générées par les courants statoriques. Il est exprimé par :

$$C_{em} = \frac{3p}{2} (\psi_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (\text{II.18})$$

Pour une machine à pôles lisses ($L_d=L_q$) l'équation (II.18) devient :

$$C_{em} = \frac{3p}{2}(\psi_m i_q) \quad (\text{II.19})$$

Les stratégies de commande modernes telle que la commande vectorielle, et la commande directe du couple (DTC), sont de découpler les grandeurs électriques du moteur afin de disposer de variables de contrôle indépendantes [62], [64], [68].

II.2.6 MODELE DE LA SIMULATION

Les expressions finales utilisées dans le modèle sont obtenues à partir de toutes les expressions précédemment présentées dans un repère de Park par :

$$v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \quad (\text{II.20})$$

$$v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega L_d i_d + \omega \psi_{md} \quad (\text{II.21})$$

$$\begin{aligned} \psi_d &= L_d i_d + \psi_m \\ \psi_q &= L_q i_q \end{aligned} \quad (\text{II.22})$$

$$\text{Avec : } \psi_{md} = \sqrt{\frac{3}{2}} \psi_m$$

Dans un repère lié au stator.

$$v_\alpha = R_s i_\alpha + L_\alpha \frac{di_\alpha}{dt} - \sqrt{\frac{3}{2}} \omega \psi_m \sin \theta \quad (\text{II.23})$$

$$v_\beta = R_s i_\beta + L_\beta \frac{di_\beta}{dt} + \sqrt{\frac{3}{2}} \omega \psi_m \cos \theta \quad (\text{II.24})$$

Dans un repère lié au stator le couple électromagnétique peut s'exprimer comme suit :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P (\psi_{s\alpha} \cdot i_{s\beta} - \psi_{s\beta} \cdot i_{s\alpha}) \quad (\text{II.24})$$

II.3 MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION UTILISE

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou des thyristors GTO pour les grandes puissances, le séquençage imposé aux interrupteurs statiques permet de réaliser un choix précis du vecteur de tension à appliquées aux enroulements statoriques de la machine. Il est constitué de trois bras, de deux interrupteurs pour chacun. Pour assurer la continuité en courants chaque interrupteur est monté en antiparallèle avec une diode de récupération. Les interrupteurs (K_1, K_4), (K_2, K_5), (K_3, K_6) sont contrôlés de manière complémentaire pour éviter le court-circuit de la source [64], [26]. Le schéma structurel d'un tel convertisseur statique alimentant le stator de la machine est illustré par la figure II.4 [26].

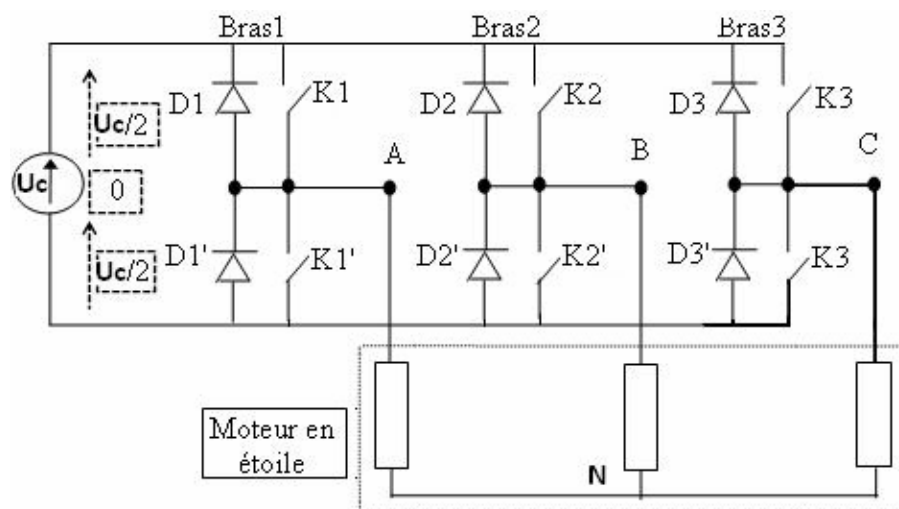


Fig.II.4 Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le stator de la machine

Pour simplifier la modélisation de l'onduleur, on supposera que les interrupteurs sont idéaux (temps de commutation nul, pertes négligeables), la charge triphasée, est équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé [70], [26], [69].

L'objectif de la commande est de trouver la bonne combinaison de contrôle des interrupteurs, de façon à reconstituer la forme de 3 signaux sinusoïdaux. Soit C_K , les signaux de commande des bras K de l'onduleur ; avec $K \in \{1, 2, 3\}$. [77]

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

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

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

$$\begin{cases} V_{aN} = V_{sa} = \frac{U_c}{3}(2 \cdot C_1 - C_2 - C_3) \\ V_{bN} = V_{sb} = \frac{U_c}{3}(2 \cdot C_2 - C_1 - C_3) \\ V_{cN} = V_{sc} = \frac{U_c}{3}(2 \cdot C_3 - C_2 - C_1) \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

Sous formes matricielle :

$$[C_K] = [C_1 \ C_2 \ C_3]^T; \quad [V_{sabc}] = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T \quad (\text{II.27})$$

Où V_{sabc} est le vecteur des tensions simples à la sortie de l'onduleur, donné par [74], [26] [69] :

$$[V_{sabc}] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot U_c \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} = U_c \cdot [T_s] \cdot [C_K] \quad (\text{II.28})$$

II.4 LES RESULTATS DE SIMULATION

Pour réaliser la simulation nous traduisons le modèle mathématique de la machine utilisant les blocs de simulation par le logiciel **Matlab/Simulink** les paramètres de la machine sont présentés dans l'annexe A.

II.4.1 ALIMENTATION PAR LE RESEAU

Les résultats de simulation présentés pour une machine en démarrage directe, alimentée par le réseau (230/400V et 50Hz). Un démarrage à vide est effectué jusqu'à l'instant $t = 0.5s$, on inverse le sens de rotation en charge à $t = 1s$, et enfin l'élimination de la charge à l'instant $t = 1.5s$.

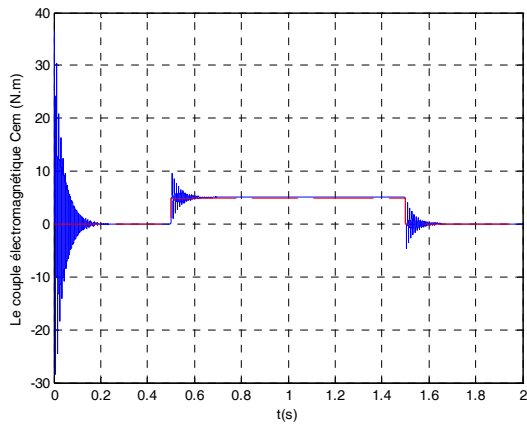


Fig.II.5 le couple électromagnétique C_{em} (N.m)

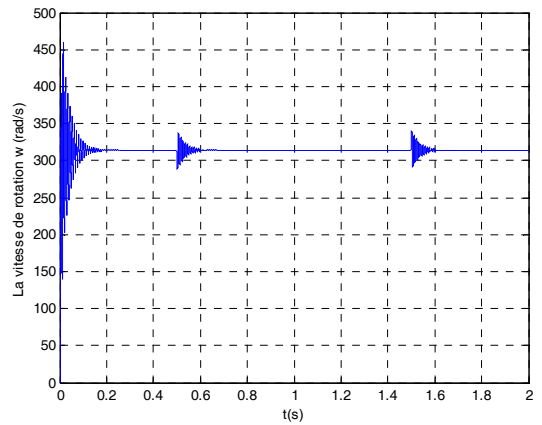


Fig.II.6 la vitesse de rotation w_r (rad/s)

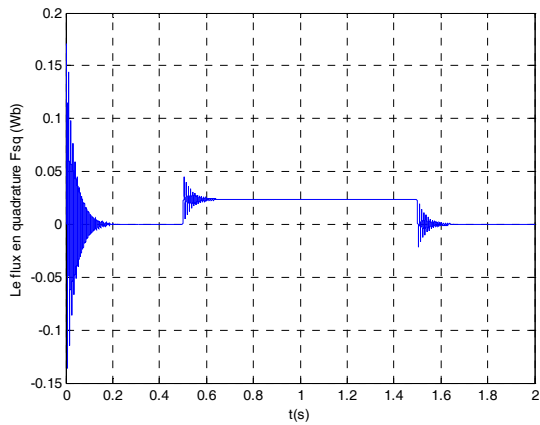


Fig.II.7 La composante directe du flux ψ_{sd}

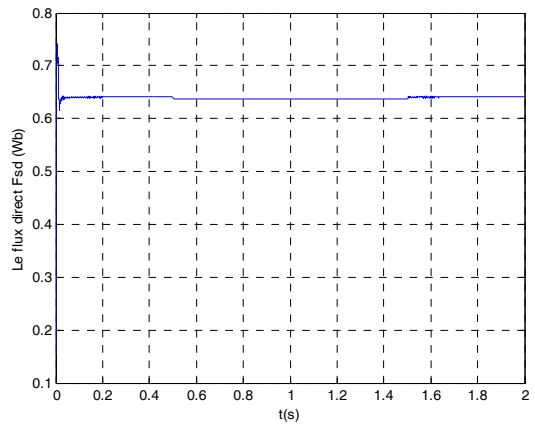


Fig.II.8 La composante en quadrature du flux ψ_{sq}

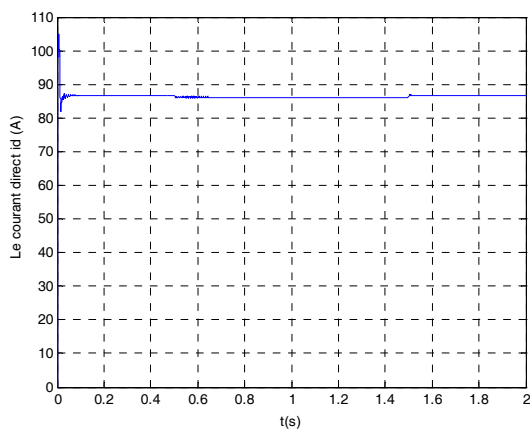


Fig.II.9 Courant directe i_{sd}

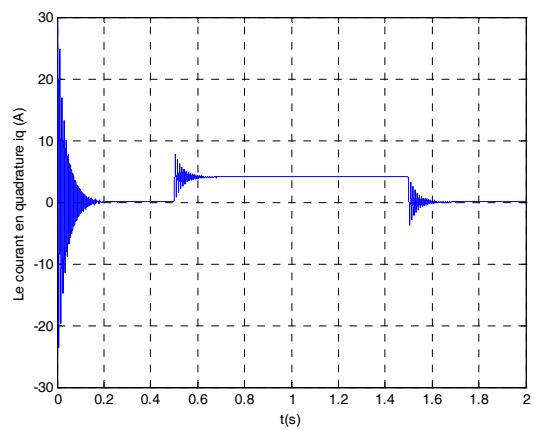


Fig.II.10 Courant en quadrature i_{sq}

Les figures au-dessus représentent l'évolution de quelques variables fondamentales de la machine synchrone, à savoir les composantes directes et en quadratures du courant et du flux statoriques, le couple électromagnétique et la vitesse.

En fonctionnement à vide de la MSAP, on note un appel excessif du courant lors de la mise sous tension du moteur en régime transitoire qui se stabilise pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante.

La vitesse oscille dans le régime transitoire jusqu'à se stabilise au régime permanent à une valeur fixe. La durée de mise en vitesse (environ 0.2 s) est déterminée par l'inertie totale autour de l'arbre de rotation, le moteur n'étant pas chargé, la vitesse atteinte est égale à la vitesse de synchronisme (314 rad/s).

On note les oscillations du couple instantané lors de la mise sous tension. A la fin de la phase de démarrage, le couple s'annule puisque le moteur n'est pas chargé.

En charge, une perturbation du couple ($C_r = 5\text{Nm}$), est appliquée à l'arbre de la machine (à l'instant $t = 0.5\text{s}$). Le couple électromagnétique se stabilise finalement à la valeur du couple de charge, évidemment on observe une perturbation de la vitesse de rotation avant qu'il stabilise à nouveau proche de 314 rad/s, le couple de charge ne doit pas atteindre le couple de décrochage. Si on dépasse le couple de décrochage le moteur va s'arrêter parce que la force d'attraction ne suffit pas pour attirer les pôles de rotor. On remarque également une augmentation de l'amplitude des courants statoriques.

Selon l'équation du couple électromagnétique (II.18) sa forme est dérivée de la forme du courant en quadrature i_q , on constate que l'effet de la saillance influe légèrement sur le couple principal, donc dans certaines applications on peut le négliger.

II.4.2 ALIMENTATION PAR UN ONDULEUR DE TENSION

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

Dans les figures suivantes la machine est alimentée à travers un onduleur de tension avec une commande MLI, dont la fréquence de la porteuse triangulaire est de 1 kHz

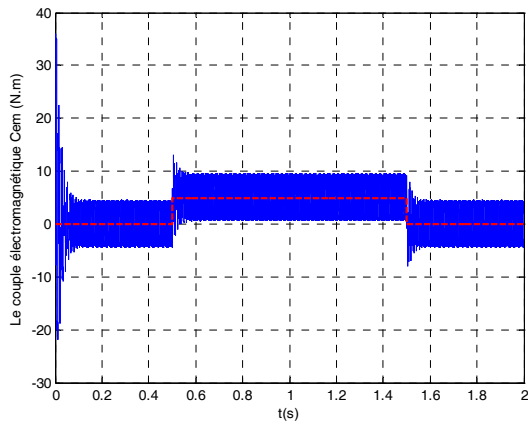


Fig.II.11 le couple électromagnétique C_{em} (N.m)

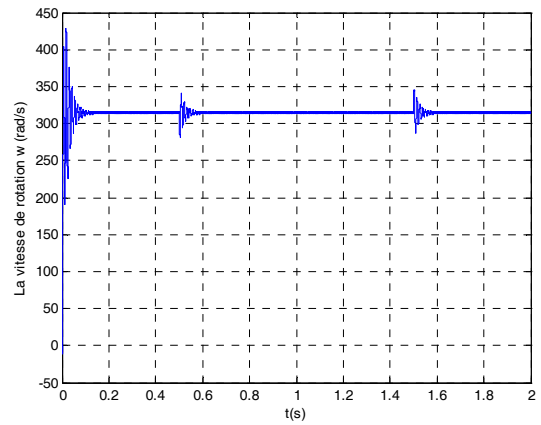


Fig.II.12 la vitesse de rotation w_r (rad/s)

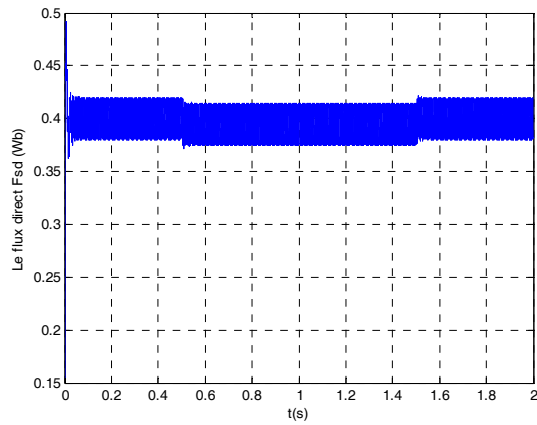


Fig.II.13 Le flux directe ψ_{sd}

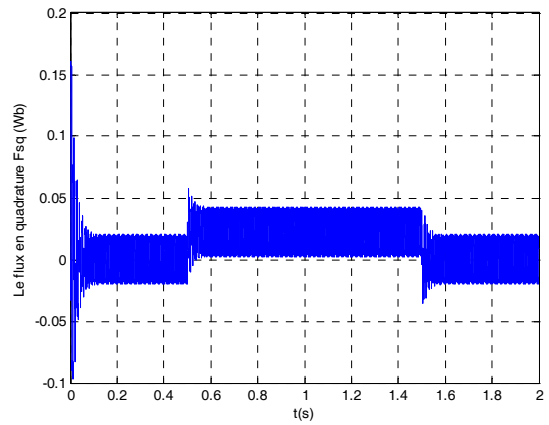


Fig.II.14 Le flux en quadrature ψ_{sq}

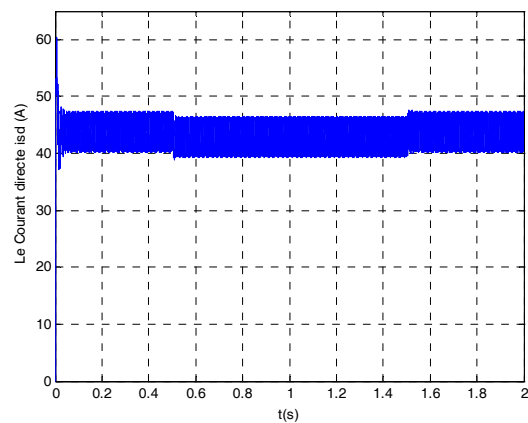


Fig.II.15 Courant directe i_{sd}

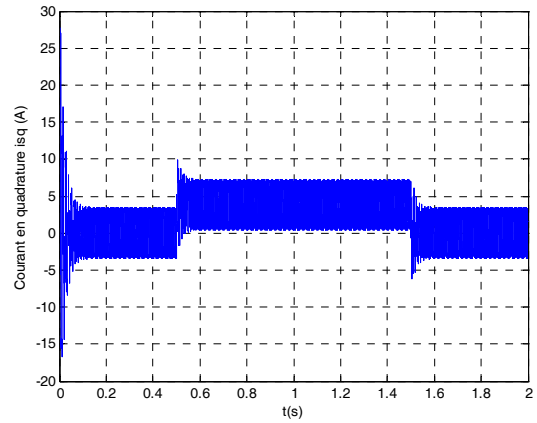


Fig.II.16 Courant en quadrature i_{sq}

Dans un repère lié au stator on donne les composantes directes et en quadrature du courant et du flux.

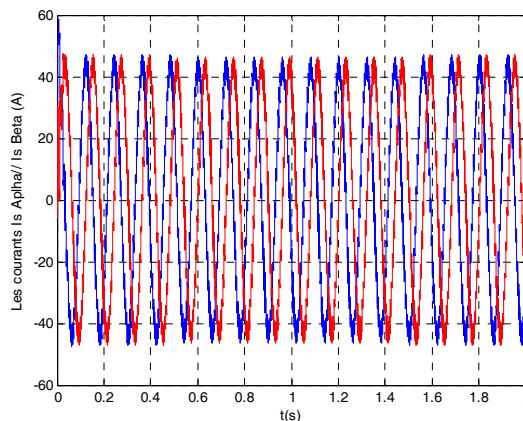
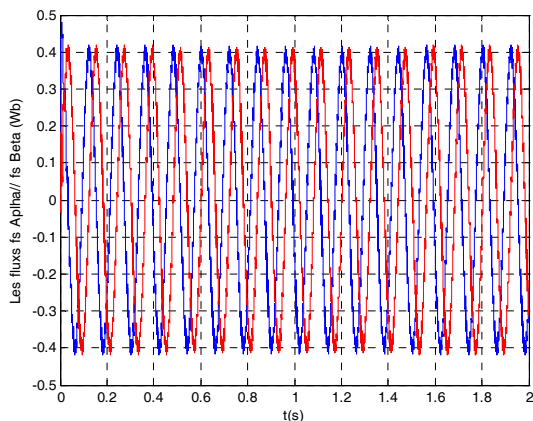


Fig.II.17 Les flux directe et en quadrature $\psi_{s\alpha\beta}$ **Fig.II.18** Courant directe et en quadrature $i_{s\alpha\beta}$

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

L'examen des courbes des figures de 11 à 16 montre que durant la phase où la machine fonctionne à vide ($t < 0.5$ s), la vitesse atteint la vitesse synchronisme (314 rad/s), avec un accroissement très rapide.

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

A partir de $t = 0.5$ s une perturbation de couple de charge est appliquée provoquant une légère diminution de la vitesse en tant qu'on ne dépasse pas le couple de décrochage. Le couple électromagnétique rejoint sa valeur pour compenser cette oscillation avec une réponse quasi instantanée, avant que se stabiliser à la valeur du couple résistant.

II.5 CONCLUSION

Le but de ce chapitre est de valider le modèle de la machine synchrone alimenté par le réseau, ainsi que le modèle de l'onduleur de tension.

Par ailleurs, pour étudier une machine électrique, le but de l'électrotechnicien est d'élaborer un modèle aussi fin que possible qui puisse rendre compte de la réalité. On sait que le dimensionnement d'une motorisation se fait en prenant en compte les régimes transitoires (mise en vitesse, et l'influence des perturbations) qui sont plus contraignants que les régimes établis. Il est important donc que les modèles soient utilisables aussi bien en régime statique que dynamique. C'est facile à faire pour le moteur à courant continu, ça l'est beaucoup moins pour le moteur synchrone et asynchrone à cause du couplage entre les paramètres de ces machines, et aussi à cause de la non-linéarité des équations régissant le fonctionnement de ces machines.

De nombreuses applications industrielles nécessitent un contrôle de vitesse ou de position. La relation fondamentale de la dynamique montre que le contrôle de la vitesse (ou de la position qui est la primitive de la vitesse) passe par le contrôle du couple.

C'est pour ce la le but du deuxième chapitre est consacré à l'étude du contrôle vectoriel et control directe du couple.

Afin de concevoir ces commandes avec un outil de simulation performant. Il faut reformuler nos modèles sous forme de Schéma-bloc. Cette technique qui est classique pour les automaticiens, est plus nouvelle pour les machines électriques à cause des non linéarités qu'elles présentent. Cependant, on présente des modèles et schéma blocs suffisamment simples pour être intégrés sous un logiciel « *Matlab/Simulink* ». Ce logiciel nous a permis de faire la simulation de mode de fonctionnement classique et de valider ainsi nos modèles pour passer à l'étape ultérieure de commande.

Chapitre 3 :

Commande de MSAP

-Commande vectorielle

-Commande Directe Du Couple

III.1 INTRODUCTION

Dans un entraînement à vitesse variable, le moteur constitue un élément de la boucle de régulation. Il est donc nécessaire de prendre en compte son comportement dynamique.

Suivant le niveau des performances demandées par l'utilisation, on sera amené à considérer un modèle de la machine plus ou moins complexe adapté au type de commande choisie.

Lorsque les performances dynamiques demandées ne sont pas trop contraignantes (variation du couple électromagnétique assez faible), ce qui est le cas des entraînements de pompes, ventilateurs, compresseurs, ..., on peut utiliser des commandes relativement simples (commandes scalaire par exemple).

Lorsqu'on est plus exigeant sur les performances dynamiques, ce qui est le cas des machines-outils, des appareils de levage, des entraînements de laminoirs, ... etc., il est nécessaire de maîtriser le couple à faible vitesse et pendant les régimes transitoires. On utilise alors des commandes dites "vectorielles" où à "orientation de flux" qui permettent de contrôler les courants statoriques et rotoriques et donc le couple.

Ces commandes, qui utilisent des algorithmes mis en œuvre par des microprocesseurs, exigent que l'on connaisse la vitesse du moteur. L'utilisation d'un capteur de vitesse permet d'optimiser les performances sur toute la plage de vitesse, y compris à l'arrêt où il faut pouvoir imposer la position du rotor.

Lorsqu'il n'est pas nécessaire de réaliser un couple important à vitesse nulle et qu'il n'y a pas de contrainte de positionnement à l'arrêt, les technologies récentes de l'électronique de commande permettent de s'affranchir de la présence d'un capteur de vitesse pour réaliser une commande directe du couple.

La commande des semi-conducteurs de l'onduleur est directement déterminée par calcul à partir d'un modèle approprié du moteur et de la mesure des tensions et courants statoriques.

III.2 COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP

Le développement des nouvelles technologies des semi-conducteurs et des convertisseurs statiques a permis de fonctionner à des fréquences de commutation très élevée et, par conséquent, une meilleure maîtrise de la conversion d'énergie. Parallèlement, des calculateurs puissants ont permis l'application de nouveaux algorithmes de commande assurant un découplage du flux et du couple dans les machines à courant alternatif, en régime transitoire qu'en régime permanent.

Le contrôle vectoriel porte en général sur des machines alimentées en tension et régulées en courant sur les axes d et q . Cette topologie permet une meilleure dynamique dans le contrôle du couple tout en évitant les inconvénients d'une alimentation en courant [62], [11], [50].

Afin de contrôler le couple d'une machine synchrone à aimants permanents, il est nécessaire de contrôler le vecteur courant. Ceci est possible en contrôlant instantanément son amplitude et son retard par rapport à la F.e.m, ou bien ces composantes suivant l'axe direct et l'axe en quadrature.

Il existe deux méthodes distinctes pour contrôler le vecteur courant [62] :

- La première consiste à imposer directement les courants de phase dans une bande autour des courants de référence : c'est le contrôle par hystérésis.
- La deuxième exige la connaissance du modèle de la machine et permet, en fonction de l'erreur des courants de phase par rapport à leurs références, de déterminer les tensions de références d'une commande MLI d'un onduleur de tension alimentant la machine.

III.2.1 COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP POUR L'ASSERVISSEMENT DE LA VITESSE

L'objectif de la commande vectorielle de la MSAP est d'obtenir un modèle équivalent à celui d'une machine à courant continu, c-à-d un modèle linéaire et découplé, ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique [72], [62].

Les variables d'état dans l'équation du couple (III.1) sont les courants direct et en quadrature i_d et i_q .

$$C_{em} = p \cdot [(L_d - L_q) i_d \cdot i_q + \psi_m \cdot i_q] \quad (III.1)$$

Les stratégies de commande utilisées consiste à maintenir la composante directe du courant i_d égale a zéro. Nous contrôlons le couple uniquement par la composante i_q . On règle ainsi la vitesse par la composante i_q .

III .2.2 STRUCTURE GLOBALE DE LA COMMANDE

La référence du courant direct I_d^* est fixée égale a zéro et la sortie du régulateur de vitesse I_q^* constitue la référence du couple C_{em}^* . Les références des courants I_q^* et I_d^* sont comparées séparément avec les courants réels mesurés de la machine i_d et i_q .

Les erreurs des courants sont appliquées à l'entrée des régulateurs classiques de type PI. Un bloc de découplage génère les tensions de références v_d^* et v_q^* .

Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse, qui permet de générer la référence de courant I_q^* . Cette référence est limitée au courant maximal. Par contre, le courant I_d^* est imposé nul dans ce cas.

Les sorties du Bloc de découplage v_d^* et v_q^* passent par une transformation biphasé vers triphasé se qui nous donne les trois tensions de référence v_a^* , v_b^* et v_c^* de la commande MLI, et qui doit comparés avec une porteuse triangulaire pour générer les signaux de l'onduleur à MLI.

La figure III.1 représente le schéma global de la commande vectorielle en vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d, q) .

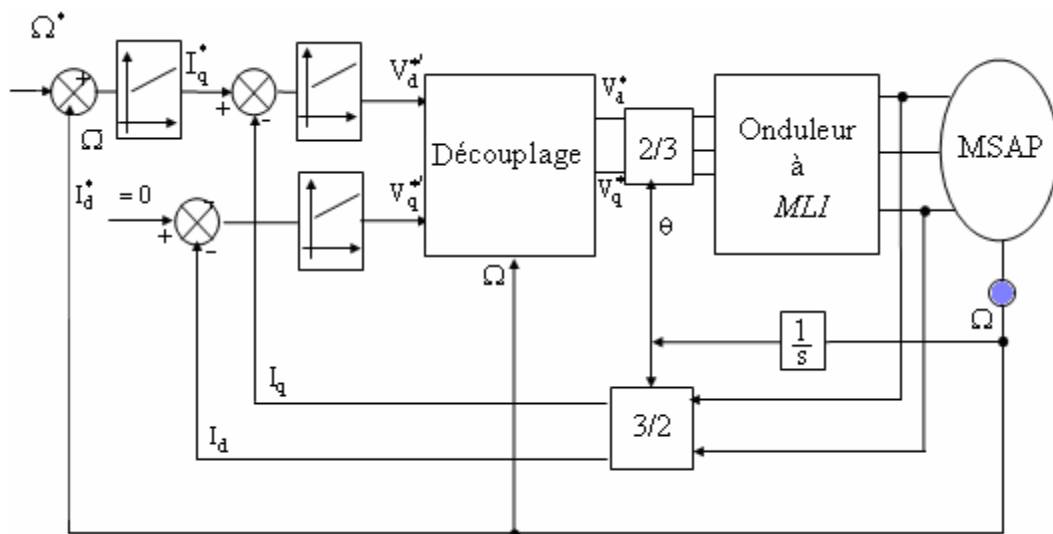


Fig. III.1 : Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.

III.2.3 CALCUL DES REGULATEURS

La régulation est effectuée à l'aide des régulateurs de type PI ou PID (proportionnelle, intégrale, dérivée). Les algorithmes, même les plus performants, sont toujours une combinaison de ces actions. Nous avons adopté un régulateur proportionnel intégral (PI). Dont le coefficient intégral K_i sert de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée donc de réduire le dépassement. Comme le terme proportionnel K_p permet le réglage de la rapidité du système et donc le temps de réponse.

III.2.3.1 REGULATEUR DU COURANT

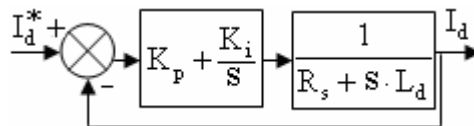


Fig. III.2 : Boucle de régulation du courant I_d .

La fonction de transfert en boucle fermée, nous donne un système de type 1^{er} ordre avec une constante de temps : $\tau = \frac{R_s}{K_i}$

$$FT(s) = \frac{I}{\tau \cdot s + I} \quad (\text{III.2})$$

Le temps de réponse t_{rep} est défini par l'instant où la grandeur de sortie vaut 95 % de la valeur finale donnée lorsque le temps t devient infini, soit :

$$t_{rep} = 3 \cdot \tau$$

$$K_p = \frac{3 \cdot L_d}{t_{rep}} \quad (\text{III.3})$$

$$K_i = \frac{3 \cdot R_s}{t_{rep}}$$

III.2.3.2 REGULATEUR DE LA VITESSE

Dans les conditions de la commande des courants avec compensation, la situation est effectivement devenue similaire à celle de la machine à courant continu.

De l'équation mécanique on peut trouver :

$$\Omega(s) = \frac{I}{J \cdot s + f_v} (C_{em}(s) - C_r) \quad (III.4)$$

Le couple électromagnétique s'écrit :

$$C_{em}(s) = p \cdot \psi_m \cdot I_q^* = K_t \cdot I_q^* \quad (III.5)$$

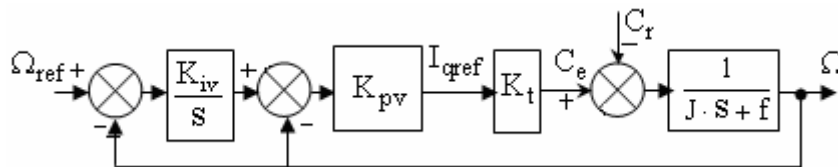


Fig. III.3 : Schéma fonctionnel du contrôle de la vitesse.

En considérant le couple de charge comme une perturbation, on dispose d'une fonction de transfert en boucle fermée par rapport à la consigne sous la forme :

$$FT(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_0 \cdot s + \omega_0^2} \quad (III.6)$$

Avec :

$$\begin{cases} \omega_0 = \sqrt{\frac{K_{pv} \cdot K_t \cdot K_{iv}}{J}} \\ 2 \cdot \zeta \cdot \omega_0 = \frac{f}{j} + \frac{K_{pv} \cdot K_t}{J} \end{cases} \quad (III.7)$$

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

Généralement les coefficients K_{iv} et K_{pv} sont ajustables, dans certain le calcul exact de ces coefficients ne donne pas de bons résultats.

III.2.4 SIMULATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE

On effectuer un démarrage à vide de la MSAP puis on applique échelon de couple de charge de valeur $C_r = 5N.m$ à l'instant $t = 0.5s$. A $t = 1.5s$ la charge est éliminée. La consigne de vitesse est de 150 rad/s jusqu'à l'instant $t = 1s$, puis le sens de rotation est inversé.

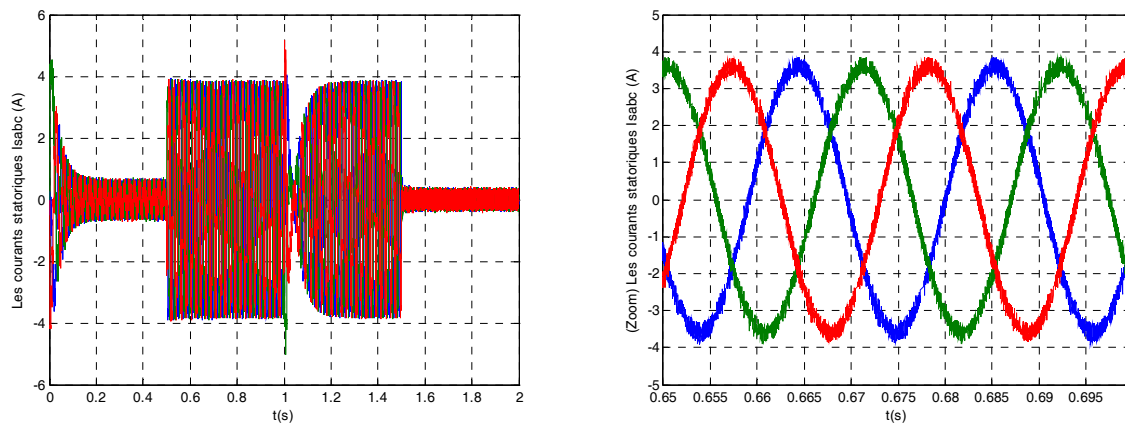


Fig. III. 4 Les courants statoriques I_{sabc} (A) (avec un zoom pour montrer la forme du courant)

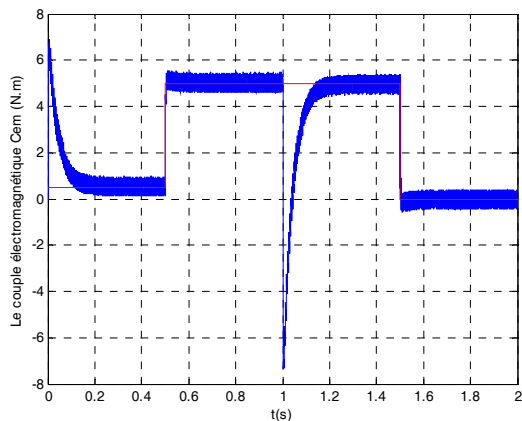


Fig.III.5 le couple électromagnétique C_{em} (N.m)

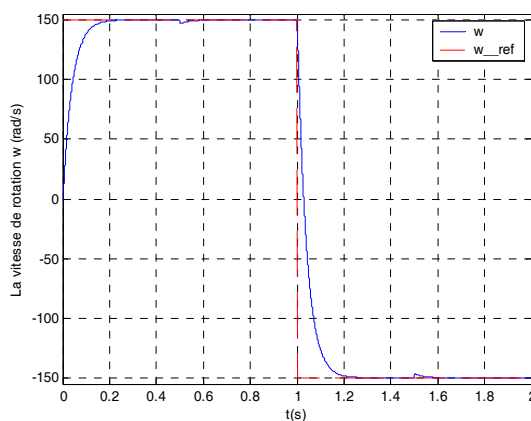


Fig.III.6 la vitesse de rotation w_r (rad/s)

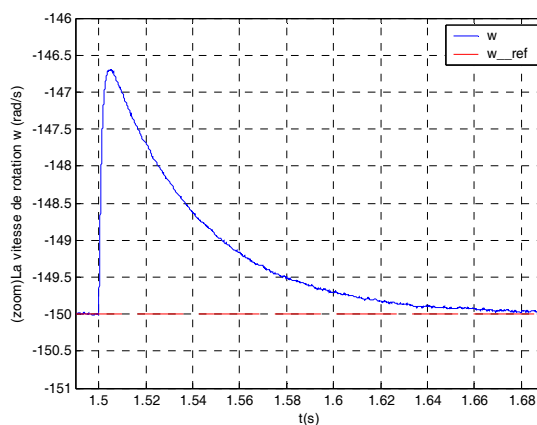
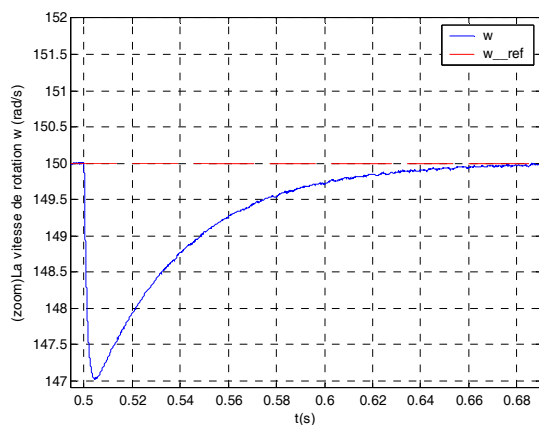


Fig.III.7 Zoom sur la vitesse de rotation w_r (rad/s)

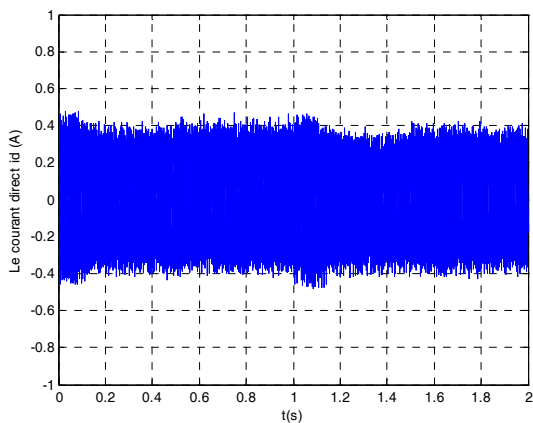


Fig.III.8 Courant directe i_{sd}

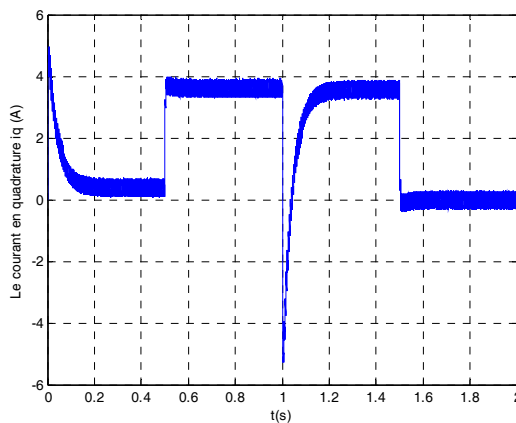


Fig.III.9 Courant en quadrature i_{sq}

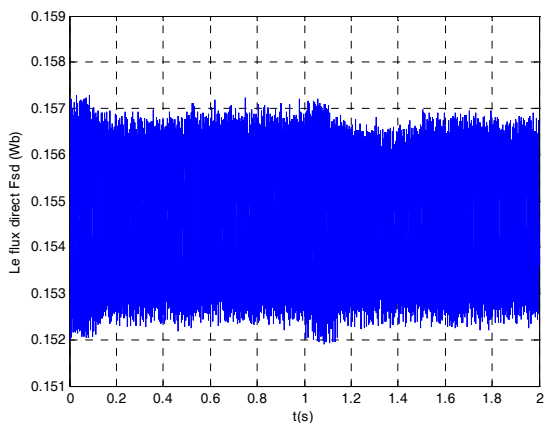


Fig.III.10 La composante directe du flux ψ_{sd}

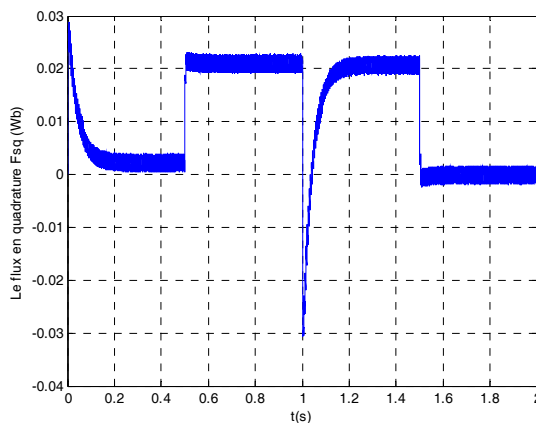


Fig.III.11 La composante en quadrature du flux ψ_{sq}

L'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte rapidement sans dépassement avec une petite perturbation lorsque on applique un couple résistant a $t = 0.5s$ et son élimination a $t = 1.5s$. Le temps de réponse est acceptable environ $0.2s$. L'effet de la perturbation est rapidement éliminé et que le couple électromagnétique se stabilise à la valeur du couple de charge $5 N.m$, une réaction négative est observée lors de l'inversion du sens de rotation et puis le couple rejoint son trajectoire de référence.

La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la MSAP le couple est commandé par une simple action sur le courant i_q alors que i_d est fixé égale $= 0A$ (similaire a la commande d'une machine à courant continu).

III.3 COMMANDE DIRECT DU COUPLE DE LA MSAP

Au cours des dernières décennies, le développement des nouvelles techniques de traitement des signaux a permis la réalisation de stratégies de régulation entièrement performantes. Les plus récentes démarches dans cette direction sont celles regroupées sous le terme de Contrôle Direct du Flux statorique et du Couple électromagnétique (DTC) [26], [1], [58], [73].

Deux principales stratégies ont été développées quasiment en même temps dans deux centres de recherche différents en 1985. Ces deux stratégies de commande sont essentiellement caractérisées par la régulation à structures variables du flux statorique et du couple électromagnétique. Ces lois de commande sont connues sous les noms de [26], [1] :

- Contrôle Vectoriel Direct du Flux Statorique : Direct Self Control (DSC), développé par M. Depenbrock.
- Contrôle Direct du Couple : Direct Torque Control (DTC), développé par L. Takahashi.

Dans ce qui suit, nous développons le principe du contrôle direct du flux statorique et du couple électromagnétique de la machine. Pour cette stratégie de commande, nous expliquons le principe de réglage du flux et du couple électromagnétique se basant sur le modèle discret de l'onduleur de tension à deux niveaux et en utilisant les vecteurs de tension désirées.

III.3.1 SELECTION DES VECTEURS TENSION A APPLIQUER

A partir de la structure de l'onduleur et son principe, nous constatons qu'il existe huit combinaisons possibles de (C_1, C_2, C_3) . A partir de ces combinaisons nous déterminons six séquences de tension active ($V1...V6$) délivrées par l'onduleur pour alimenter le stator de la machine, et deux séquences de tension nulle ($V0$ et $V7$).

La table de vérité de la commande peut être résumée dans le tableau suivant, [74], [69] :

Vecteur	C_{K1}	C_{K2}	C_{K3}	V_{sa}	V_{sb}	V_{sc}	V_s
V_0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	$2U_c/3$	$-U_c/3$	$-U_c/3$	$\sqrt{2/3}U_c$
V_2	1	1	0	$U_c/3$	$U_c/3$	$-2U_c/3$	$\sqrt{2/3}U_c \cdot e^{j\frac{\pi}{3}}$
V_3	0	1	0	$-U_c/3$	$2U_c/3$	$-U_c/3$	$\sqrt{2/3}U_c \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}}$
V_4	0	1	1	$-2U_c/3$	$U_c/3$	$U_c/3$	$\sqrt{2/3}U_c \cdot e^{j\pi}$
V_5	0	0	1	$-U_c/3$	$-U_c/3$	$2U_c/3$	$\sqrt{2/3}U_c \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}}$
V_6	1	0	1	$U_c/3$	$-2U_c/3$	$U_c/3$	$\sqrt{2/3}U_c \cdot e^{j\frac{5\pi}{3}}$
V_7	1	1	1	0	0	0	0

Tab.III.1 Table de vérité d'un onduleur triphasé

Le vecteur de sortie peut être à tout instant, approximé par une combinaison linéaire de deux de ces six vecteurs non nuls.

On désigne par séquence de niveaux de phase chaque combinaison des variables C_1 , C_2 , C_3 donnant un élément de l'ensemble (C_1, C_2, C_3) . Vu que, pour l'onduleur à 2-niveaux, ces variables sont de nature binaire, il y a au total 8 séquences de niveaux de phase différentes.

La Fig. III.12 illustre la correspondance entre chaque séquence de niveaux de phase et le vecteur tension, obtenue analytiquement par l'équation (II.26). On peut constater l'existence de deux séquences de niveaux de phase différentes ((0,0,0) et (1,1,1)) donnant origine au même vecteur tension nul. [26]

L'ensemble des vecteurs tensions délivrées par un onduleur à 2-niveaux ainsi que les séquences de niveaux de phase correspondantes sont représentées dans la Fig.III.13 [26], [69], [1]

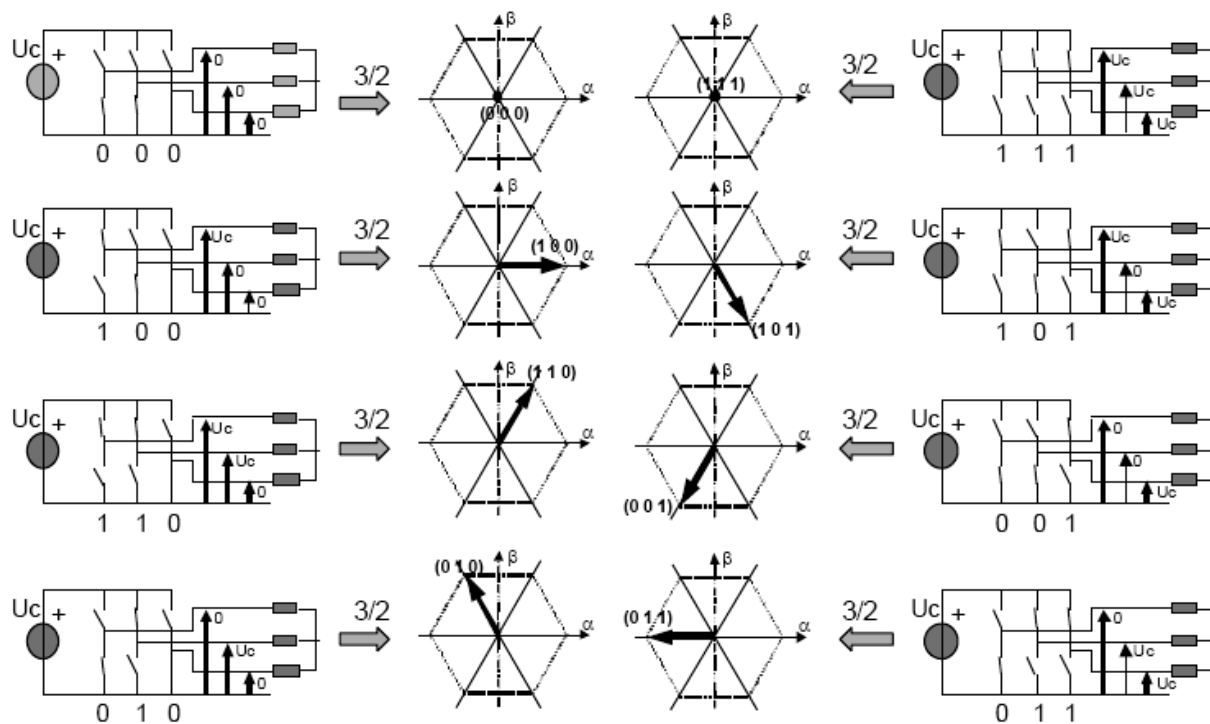


Fig.III.12 Correspondance entre chaque configuration onduleur et vecteur tension.

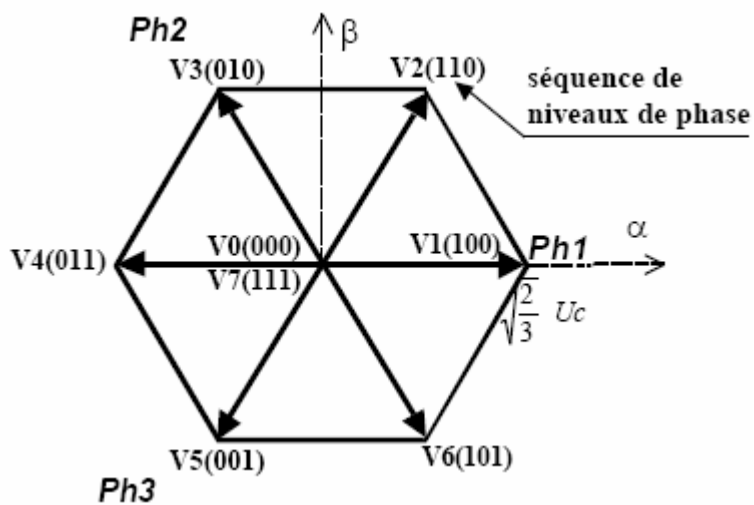


Fig.III.13 Vecteurs tension et séquences de niveaux de phase d'un onduleur 2-niveaux dans le plan α, β .

III.3.2 ESTIMATION ET CONTROLE DU FLUX STATORIQUE

Le flux statorique de la machine est décrit par l'équation électrique suivante :

$$\frac{d}{dt} \psi_s = V_s - R_s \cdot i_s \quad (\text{III.8})$$

$$\psi_s = \psi_{s0} + \int_0^t (V_s - R_s \cdot i_s) dt \quad (\text{III.9})$$

Dans la mesure où on peut considérer le terme résistif négligeable, la trajectoire de ψ_s suit la direction du vecteur tension de sortie du convertisseur V_s [1], [75], [76]. Si V_s est un vecteur de tension non nul, l'extrémité du vecteur ψ_s suit la direction de V_s qui est fixé à l'intérieur d'un intervalle de commutation.

À l'instant $(t+\Delta t)$, $\psi_s(t+\Delta t)$ se déduit du vecteur flux à l'instant t par la sommation vectorielle suivante, à l'intérieur d'une période de commutation de l'onduleur (Figure III.14) :

$$\psi_s(t + \Delta t) = \psi_s(t) + V_s \cdot \Delta t \quad (\text{III.10})$$

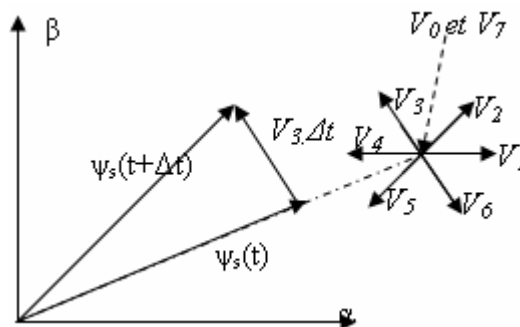


Fig.III.14 Évolution du vecteur flux statorique en fonction du vecteur tension appliqué

Si une tension nulle est appliquée, nous constatons que la variation du module du flux statorique est toujours négative et proportionnelle au terme de la chute de tension ($R_s \cdot i_s$) [77],

$$\frac{d}{dt} \psi_s = -R_s \cdot i_s \quad (\text{III.11})$$

A moyenne et grande vitesse, le terme ($R_s \cdot i_s$) peut être négligé et par conséquent la variation du flux statorique est nulle pour un vecteur tension inactif.

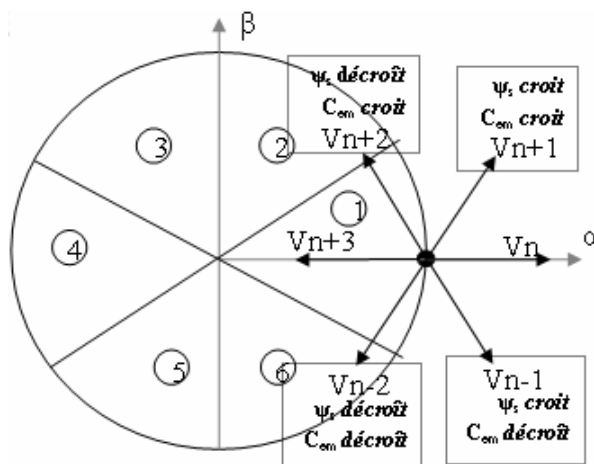


Fig.III.15 choix de V_s

Dans le secteur n, et pour un sens de rotation positif :

- Pour augmenter l'amplitude du flux statorique on peut appliquer V_n, V_{n+1} ou V_{n-1} .
- Pour diminuer l'amplitude du flux statorique on peut appliquer V_{n+2}, V_{n+3} ou V_{n-2} .

Ceci est dû à ce que les vecteurs (V_n, V_{n+1}, V_{n-1}) possèdent une composante V_{sd} positive, par conséquent ils ont tendance à augmenter le flux. En revanche, les autres vecteurs ($V_{n+2}, V_{n+3}, V_{n-2}$) possèdent une composante V_{sd} négative permettant de diminuer le flux statorique [1].

III.3.3 REGULATION DU FLUX

Pour le contrôle du flux, on associe au régulateur à hystérésis du flux statorique a une variable « K_ψ » à deux états (0 ou 1), qui définit l'action désirée sur le comportement du flux (figure II.7). [60]

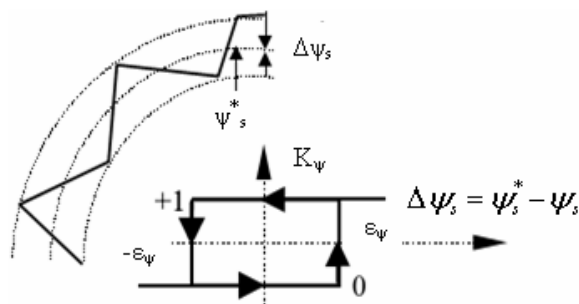


Fig.III.16 Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le module du vecteur flux statorique

Ainsi, selon le choix du vecteur tension statorique sur les intervalles successifs de durée

la période d'échantillonnage, on peut faire suivre à l'extrémité du vecteur flux statorique une trajectoire quasi circulaire (bande d'hystérésis) et maintenir l'amplitude du flux proche d'une valeur de référence constante [78], [69], [1].

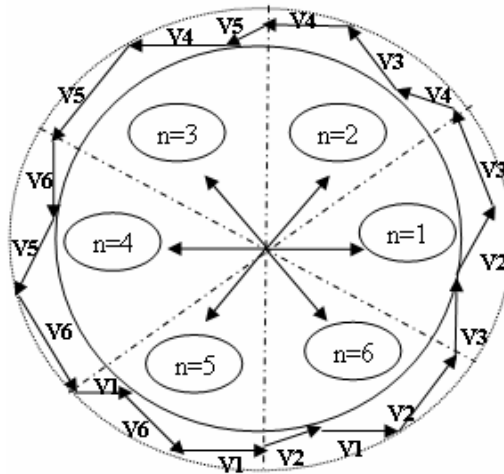


Fig.III.17 Trajectoire du flux statorique dans le plan (α, β)

III.3.4 CONTROLE DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivante [78], [1], [75], [77], [51], [55] :

$$C_{em} = K_c (\vec{\psi}_s \times \vec{\psi}_m) \Rightarrow C_{em} = K_c |\vec{\psi}_s| |\vec{\psi}_m| \sin(\delta) \quad (\text{III.12})$$

Avec $\delta = \theta_s - \theta_r$

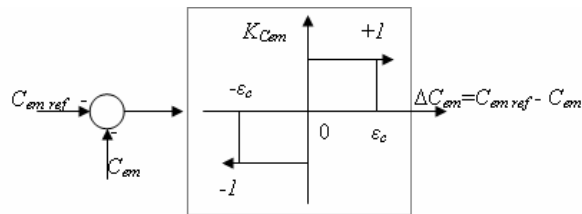
Où δ est l'angle entre les deux vecteurs flux statorique et rotorique

K_c est une constante dépendant des paramètres de la machine,

$\vec{\psi}_m$ est le vecteur du flux rotorique;

D'une manière générale trois points fondamentaux sont à envisager :

- L'action d'un vecteur ne sera pas le même sur le couple et sur le flux statorique. En effet cette action dépend de la position du flux au moment de l'application du vecteur tension.
- L'action d'un même vecteur dépend aussi du sens de rotation de la machine.
- La rapidité de l'augmentation ou de la diminution du flux ou du couple dépend aussi du vecteur tension appliquée.



FigIII.18 Réglage du couple électromagnétique par un régulateur à hystérésis double bandes

Connaissant la valeur du couple électromagnétique C_{em} , obtenue par estimation, on va calculer l'écart qui existe entre le couple de la machine et sa référence, celui-ci génère la valeur $K_{Cem} = 1$ pour augmenter le couple, $K_{Cem} = -1$ pour le réduire, un vecteur actif sera toujours appliqué lorsque l'erreur de couple devient en dehors de sa bande d'hystérésis. Le vecteur nul sera seulement utilisé pour faire évoluer le couple à l'intérieur de la bande d'hystérésis ($K_{Cem} = 0$ pour maintenir le couple constant).

III.3.5 ÉLABORATION DE LA TABLE DE COMMUTATION AVEC SEQUENCES NULLES

D'une manière générale trois points fondamentaux sont à envisager :

- L'action d'un vecteur ne sera pas le même sur le couple et sur le flux statorique. En effet cette action dépend de la position du flux au moment de l'application du vecteur tension.
- L'action d'un même vecteur dépend aussi du sens de rotation de la machine.

La rapidité de l'augmentation ou de la diminution du flux ou du couple dépend aussi du vecteur tension appliquée.

Par conséquent, selon la position du vecteur flux dans le plan (α, β) , on définit une table définissant le vecteur tension à appliquer pour chaque combinaison des variables K_{Cem} et K_{ψ} .

La sélection du vecteur tension à appliquer à la machine, aussi bien que la séquence des niveaux de phase et les signaux de commande de l'onduleur se font par la suite à l'aide du tableau de localisation (Tabl.II.2). Ce tableau est synthétisé à partir des règles qualitatives d'évolution du couple et du flux statorique, et constitue ainsi le noyau de l'algorithme de commande [79], [20], [78], [69].

<i>n</i>		1	2	3	4	5	6
<i>Flux</i>	<i>Couple</i>						
$K_{\psi}=1$	$K_{Cem}=1$	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁
	$K_{Cem}=0$	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀
	$K_{Cem}=-1$	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅
$K_{\psi}=0$	$K_{Cem}=1$	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂
	$K_{Cem}=0$	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇
	$K_{Cem}=-1$	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄

Tabl.III.2 Table de commutation avec séquences nulles.

II.3.6 ÉLABORATION DE LA TABLE DE COMMUTATION SANS SEQUENCES NULLES

A partir de cette table commande, nous connaissons les différents vecteurs de tension actifs à appliquer afin de pouvoir maintenir le module du flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur des bandes de tolérance définies. En revanche, l'idée de n'appliquer que des séquences de tension actives n'est pas optimale. En effet, l'absence de séquences de tension nulle dans la table de commande contribue à augmenter le nombre de commutations et donc les pertes correspondantes.

Pour définir cette table de commutation, nous avons supposé que la sortie du régulateur du couple ne prend que deux états, comme celle du flux. Ceci revient à dire que la condition de maintien du couple est rarement utilisée [20], [1].

Les séquences qui correspondent à K_{Cem} nulle du tableau II.2 sont ignorées (voir Tabl.II.3). La table suivante illustre cette modification.

K_{Cem}	1	1	0	0
K_{ψ}	1	0	1	0
$n=1$	V ₂	V ₃	V ₆	V ₅
$n=2$	V ₃	V ₄	V ₁	V ₆
$n=3$	V ₄	V ₅	V ₂	V ₁
$n=4$	V ₅	V ₆	V ₃	V ₂
$n=5$	V ₆	V ₁	V ₄	V ₃
$n=6$	V ₁	V ₂	V ₅	V ₄

Tabl.III.3 Table de commutation sans séquences nulles.

Dans ce cas, si K_ψ et K_{Cem} sont égales à 1 (erreurs positives) alors, on exige une augmentation du (flux/couple) et si elles sont égales à 0 (erreurs négatives) alors on applique un vecteur tension qui provoque une diminution du (flux/couple).

III.3.7 SCHEMA GLOBAL DU CONTROLE DIRECT DU COUPLE

La (Figure III.19) représente la structure générale du contrôle direct du couple d'une machine synchrone à aimant permanent alimentée par un onduleur à deux niveaux de tension. A chaque période d'échantillonnage Δt , on fait une estimation du flux statorique et du couple électromagnétique à partir de la mesure des courants statoriques et de la connaissance du vecteur tension imposé. La vitesse de rotation est mesurée par le capteur, comparée avec une référence, l'erreur de cette comparaison passe par un régulateur de type PI pour construire la référence du couple.

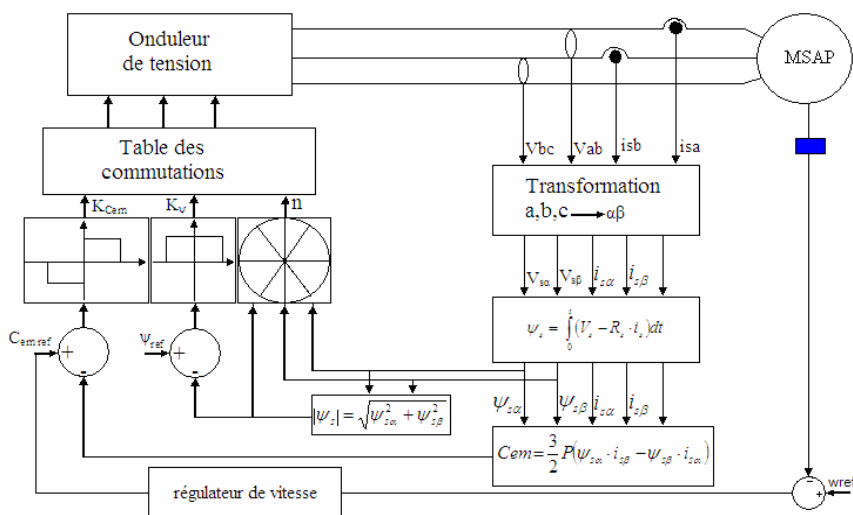


Fig.III.19 Schéma bloc du DTC selon TAKAHASHI

III.3.8 SIMULATION DU VARIATEUR MUNI DE LA STRATEGIE DTC

Pour illustrer le comportement de la structure de commande DTC appliquée à une machine synchrone, alimenté par un onduleur de tension triphasé, en absence et en présence de la boucle de réglage de vitesse par un correcteur PI, on présente dans ce qui suit des résultats de simulation de cette commande. Ainsi ces simulations sont effectuées pour différentes références de vitesse et différentes charges, le flux de référence est maintenu constant et égal à 0.25 *Wb*. A chaque simulation on compare les différentes variables de commande dans la machine et leurs références.

III.3.8.1 Simulation de la stratégie DTC pour les grandes vitesses sans variation de R_s

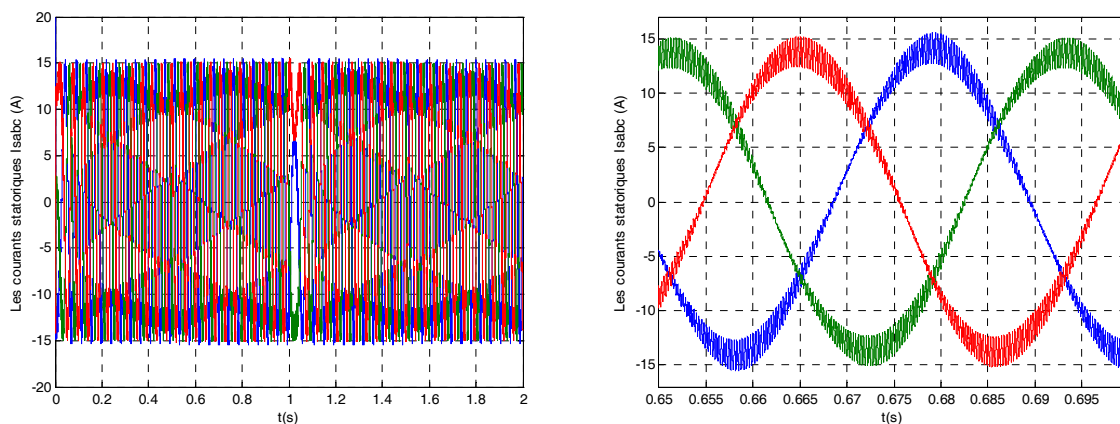


Fig. III. 20 Les courants statoriques I_{sabc} (A) (et zoom pour montrer la forme du courant)

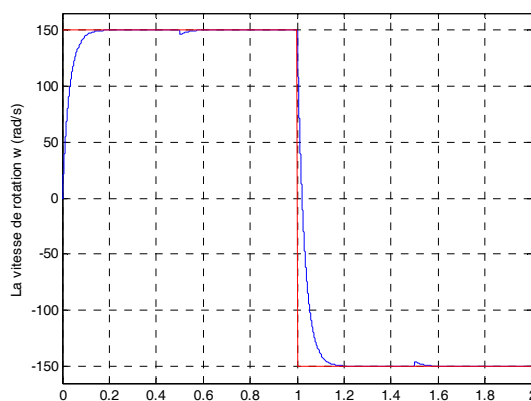
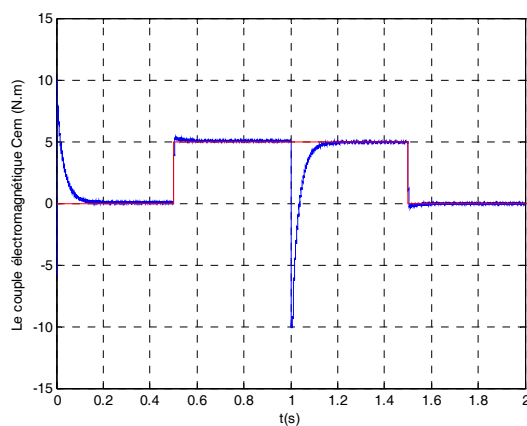


Fig.III.21 Le couple électromagnétique C_{em} (N.m)

Fig.III.22 La vitesse de rotation ω_r (rad/s)

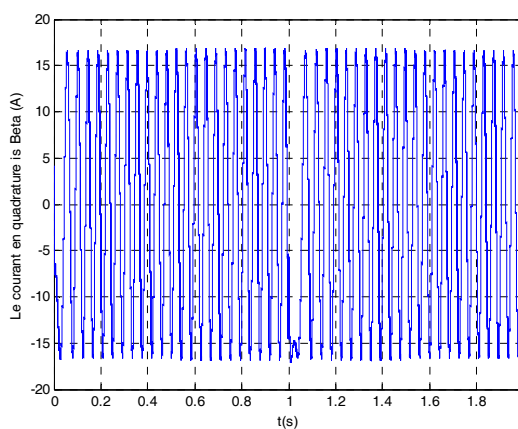
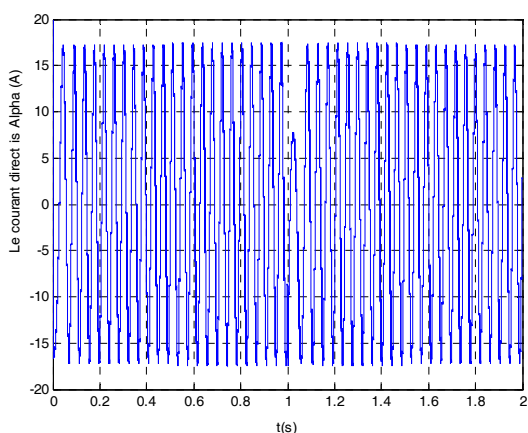


Fig.III.23 Courant directe $i_{s\alpha}$

Fig.III.24 Courant en quadrature $i_{s\beta}$

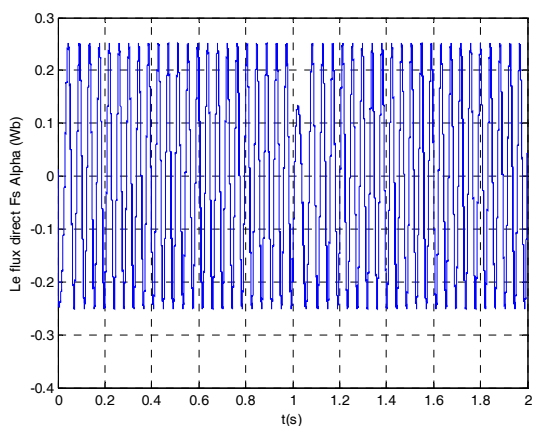


Fig.III.25 Flux directe du ψ_{sa}

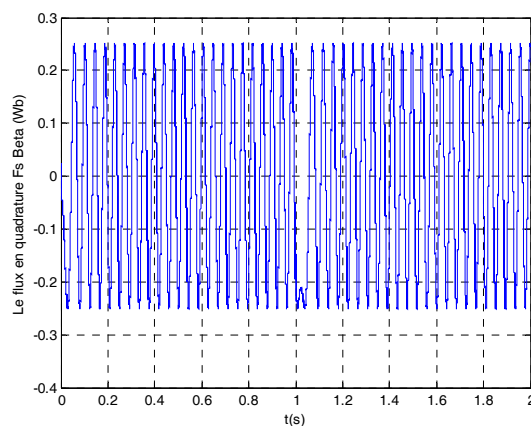


Fig.III.26 Flux en quadrature du $\psi_{s\beta}$

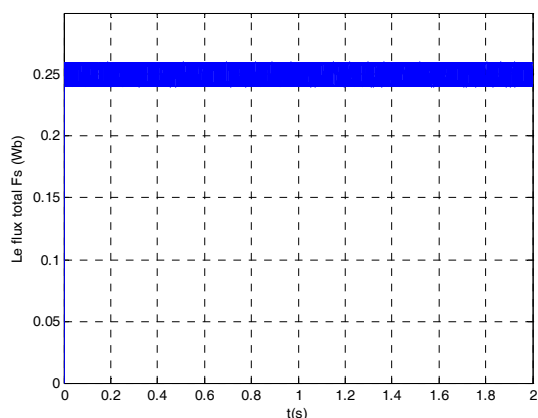


Fig.III.27 Flux total ψ_s

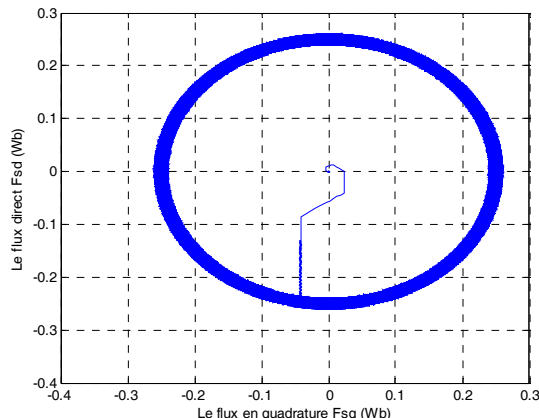


Fig.III.28 Trajectoire du flux statorique $\psi_{sd}=f(\psi_{sq})$

La Figure III.20 montre que le courant statorique garde une forme sinusoïdale moins bruité par rapport à la commande vectorielle.

La figure III.25 et 26 montre que les deux composantes de flux ψ_{sa} et $\psi_{s\beta}$ sont en quadrature et que le vecteur flux statorique suit sa référence ($\psi_{s_ref} = 0.25Wb$) et décrit une trajectoire quasi-circulaire comme le montre les figures III.27 et 28.

La figure III.27 présente la forme du flux statorique soumis à un réglage non linéaire à structures variables dont l'hystérésis a été fixée à 1.25% de flux nominal. On peut constater qu'après l'installation rapide (temps de réponse très petit), le flux statorique est maintenu constant, sa valeur évoluant de façon symétrique à l'intérieure de la bande d'hystérésis, ce qui confirme que l'amplitude de ce vecteur est maintenue constante par le contrôleur de flux même lors de l'application de la charge ou l'inversion du sens de rotation.

La variation du couple lors de l'inversion du sens et de la perturbation n'affecte plus le

flux ce qui confirme que le découplage est parfait.

La vitesse répond sans dépassement au démarrage et lors de l'inversion de sens de rotation figures III.22, avec un temps de réponse relativement court, aussi le couple de charge a peu d'influence sur la vitesse.

Le figure III.21 illustre la réponse du système et montre la haute dynamique du couple, on constate que le contrôleur à hystérésis à trois niveaux permet le contrôle du moteur dans les deux sens de rotation, mais avec un nombre de commutations plus élevées ce qui augmente les pertes par commutation des interrupteurs.

III.3.8.2 Simulation de la stratégie DTC pour les petites vitesses avec variation de R_s

La commande DTC est basée sur l'estimation de l'amplitude et de la position du flux statorique, et du couple électromagnétique. Seule la variation de la résistance du stator peut influencer sur la performance de la commande DTC, la variation de la résistance es due principalement aux variation de la température, l'influence du changement de R_s est de grande influence lors de fonctionnement à des vitesses de rotation petites, Plusieurs recherches ont prouvé que la variation de cette résistance statorique peut réduire la robustesse de l'entraînement et peut provoquer une instabilité du système d'entraînement [15], [19], [91].

Un estimateur de type PI de la résistance est proposé tel qu'il est montré sur la figure III.29.

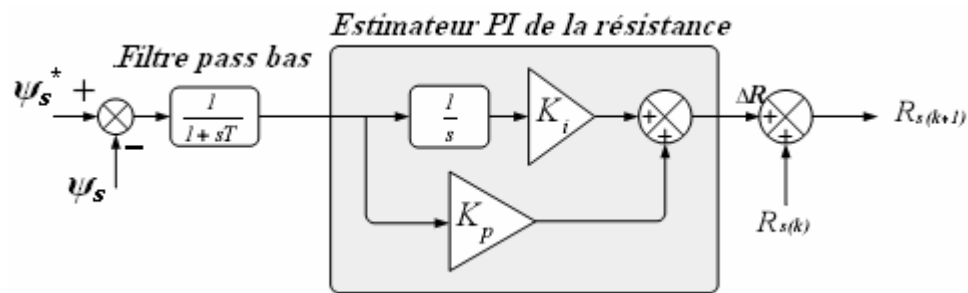


Fig.III.29 Estimateur PI de ΔR_s

Dans le bloc estimateur de couple électromagnétique et du flux statorique, les courants et les tensions statoriques sont nécessaires selon les relations III.9 et II.24. Aussi dans III.9 la valeur réelle de la résistance statorique est essentielle.

A grande vitesse où des grande valeurs de v_s sont nécessaires influence du terme $R_s \cdot i_s$ peut être négligeable, par contre lorsque v_s devient de petite valeur le terme de la chute de

tension n'est plus négligeable ce qui provoque une variation du flux estimés et par conséquence le couple et la position du flux statorique.

Donc pour un fonctionnement à basse vitesse la compensation de la résistance statorique devient nécessaire pour que la commande soit stable.

L'écart entre le flux de référence et le flux statorique estimé de la machine, $e(k) = \psi_s^*(k) - \psi_s(k)$ passe par un filtre passe bas puis par un régulateur PI, la sortie du régulateur est l'erreur dûe à la variation de la résistance (ΔR_s)

Cette valeur de ΔR_s est ajoutée à la valeur précédente de R_s pour obtenir la nouvelle valeur dont le but est de maintenir la résistance utilisée dans l'estimateur égale à la valeur réelle de la machine lorsqu'elle change.

On suppose que la résistance varie linéairement de sa valeur réelle (1.4 Ω) jusqu'à 100% de sa valeur initiale (2.8 Ω), cette variation démarre après 0.25 s depuis le démarrage.

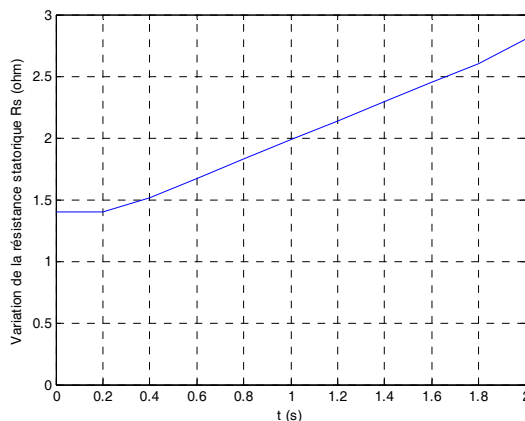


Fig.III.30 Variation de la résistance statorique

- Sans Compensation de R_s :

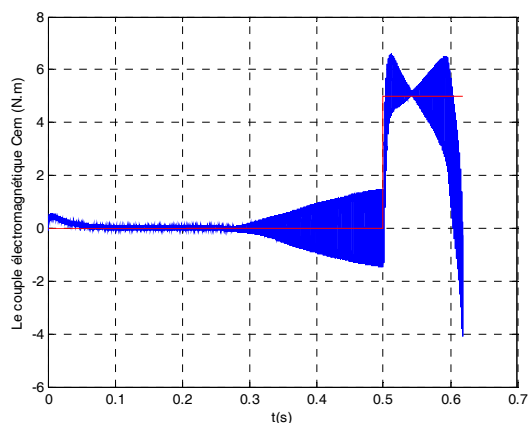
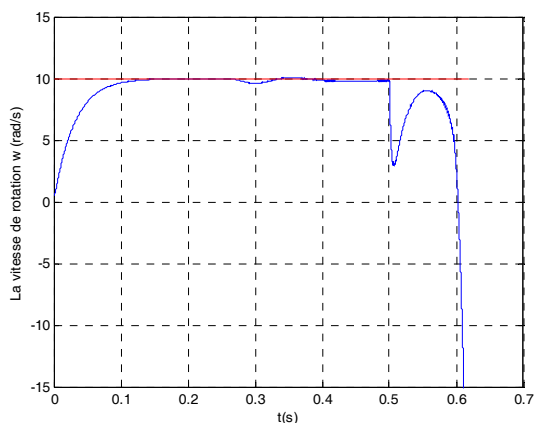


Fig.III.31 La vitesse de rotation ω_r (rad/s)

Fig.III.32 Le couple électromagnétique C_{em} (N.m)

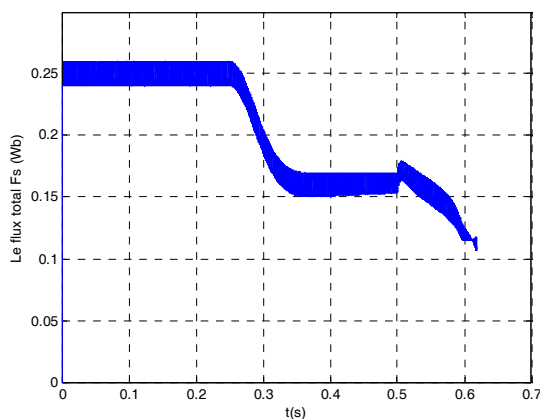


Fig.III.33 Flux total ψ_s

- Avec Compensation de R_s

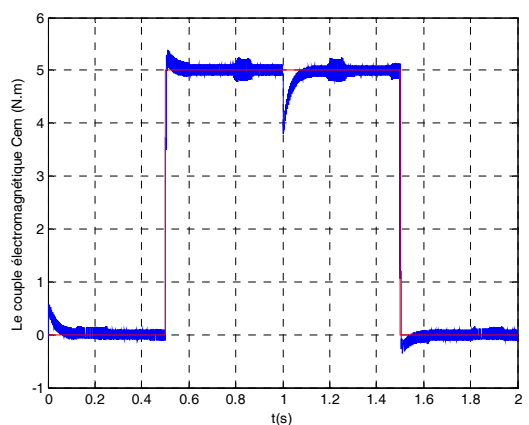
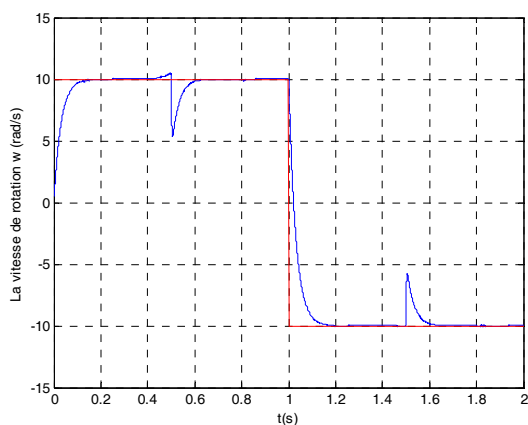


Fig.III.34 La vitesse de rotation ω_r (rad/s)

Fig.III.35 Le couple électromagnétique C_{em} (N.m)

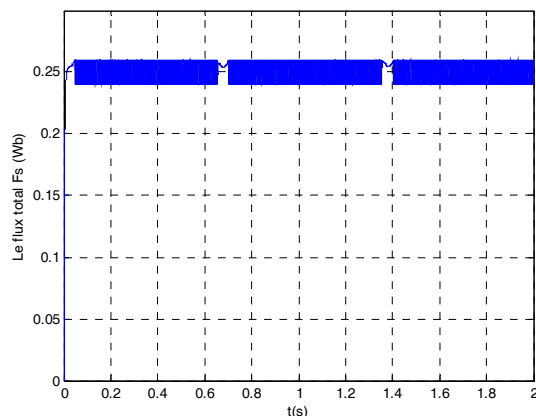


Fig.III.36 Flux total ψ_s

Les Figures III.31 et 32 représentent l'évolution de la vitesse et du couple électromagnétique pour un fonctionnement à vitesse réduite avec prise en compte de la variation de la résistance.

L'influence sur la vitesse reste petite lors de la marche à vide jusqu'à l'application de charge où la vitesse a divergé, par contre, les ondulations du couple sont augmentées dès que la résistance commence à varier. Après l'application de la charge le couple diverge aussi.

L'augmentation de la résistance provoque une augmentation de la chute de tension donc une diminution du flux statorique de la machine comme le montre la figure III.33.

Après compensation de la résistance utilisant l'estimateur PI, on remarque dans la figure III.34 que la vitesse suit parfaitement sa référence, la mise en vitesse est effectuée sans dépassement, les perturbations dues à l'application de la charge sont rapidement éliminées et la vitesse rejoint sa trajectoire.

Dans la figure III.35 le couple évolue avec une grande dynamique sauf que les ondulations sont augmentées surtout en charge.

Le flux suit leur référence après un régime transitoire très court et reste dans les limites de sa bande d'hystérésis malgré le changement de la résistance à vide en charge et lors de l'inversion du sens de rotation.

III.4. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord étudié la commande vectorielle de la MSAP et confirmant par simulation sa simplicité et sa grande dynamique vis à vis des perturbations de la charge. Et ensuite on a abordé la commande directe du couple pour faire une comparaison entre ses performances et celles de la commande vectorielle. Une très grande dynamique est prouvée par la commande DTC devant tous type de perturbations. La suppression de l'étage modulateur pour la commande DTC améliore les performances dynamiques car on agit en instantané et non plus en valeur moyenne. Nous avons montré l'apport de la loi de commande DTC pour le découplage entre le flux et le couple, entraînant d'excellentes performances dynamiques. Pour cette stratégie, deux régulateurs non linéaires à structures variables sont définis pour le flux statorique et pour le couple électromagnétique. Mais la maîtrise de la fréquence de commutation reste toujours un problème pour cette stratégie.

Les stratégies de contrôle direct sont, quant à elles, basées sur une régulation des valeurs instantanées du couple et du flux statorique à partir du choix d'un ou plusieurs vecteurs tension menant finalement à une action directe sur les configurations du convertisseur statique.

Dans ce chapitre la vitesse est mesurée par un capteur de vitesse (codeur incrémental, une génératrice tachymétrique,...etc). Dans la pratique l'existence de ce capteur affecte la sensibilité de la commande, augmente le coût et la fragilité du système d'entraînement. C'est pour cette raison le but du chapitre suivant est l'élimination du capteur et l'optimisation de la commande.

Chapitre 4 :

Amélioration Des Performances De La DTC

- Commande sans capteur de vitesse

+ Observateur de Luenberger

+ Filtre de Kalman

- Régulation Par Logique Floue

IV.1 INTRODUCTION

Que ce soit la commande scalaire, la commande vectorielle ou la commande DTC, pour asservir la vitesse de la charge il faut mesurer celle-ci par l'intermédiaire d'un capteur mécanique. Pour des raisons économiques et techniques, certaines applications imposent d'éliminer ce capteur mécanique. Par exemple dans le domaine des petites puissances, la suppression du capteur mécanique de vitesse peut présenter un intérêt économique et améliorer la sûreté de fonctionnement.

La robustesse, le faible coût, les performances et la facilité d'entretien font l'intérêt du contrôle dans de nombreuses applications industrielles. Les progrès de l'électronique de puissance et de l'électronique numérique permettent aujourd'hui d'aborder la commande d'axe à vitesse variable dans des applications faibles puissances. Les chercheurs ont développé diverses approches de commande pour maîtriser en temps réel le flux, le couple et la vitesse des machines électriques.

Ce chapitre a pour but principal d'étudier et d'améliorer les différentes techniques de détermination de la vitesse mécanique des machines synchrones sans capteur de vitesse. On s'intéresse principalement à l'observateur de Luenberger, le filtre de Kalman. Ces méthodes sont basées sur une représentation d'état des régimes dynamiques du moteur.

Dans le but d'optimiser les performances du système d'entraînement, la logique floue est proposée comme technique intelligente appliquée sur le système de contrôle pour améliorer ces performances dynamiques.

Dans un premier temps nous décrirons les principes généraux d'un observateur et développerons la formulation nécessaire à l'observation de la vitesse. Alors que dans un second temps nous pourrions établir le filtre de Kalman étendu avec la commande directe du couple de la MSAP. Les résultats de simulation sont présentés et interprétés ainsi qu'une comparaison entre les différentes stratégies appliquées.

La logique floue sert à améliorer les performances du régulateur de vitesse par action sur les paramètres k_i et k_p du régulateur.

IV.2 SUPPRESSION DU CAPTEUR DE VITESSE

La commande sans capteur de vitesse de la machine synchrone est un axe de recherche et de développement industriel fondamental, car il représente une fonctionnalité particulièrement stratégique sur le plan commercial pour la plupart des constructeurs des actionneurs électriques. De plus, être robuste face à la suppression du capteur de vitesse renforce encore l'idée d'utiliser la machine synchrone comme actionneur électromécanique privilégié. En effet, le fonctionnement sans capteur mécanique de vitesse des variateurs synchrones est devenu l'un des principaux centres d'intérêt des chercheurs à l'heure actuelle, qui essayent de faire remplir sa fonction implicitement par des capteurs des grandeurs électriques et d'algorithmes de calcul afin de reconstruire la vitesse de la machine [83], [43], [50], [44]. Les méthodes d'estimation de la vitesse ainsi développées sont divisées en deux groupes [6] :

- Le premier utilise les composantes fondamentales des tensions et des courants statoriques,
- le second se base sur l'injection des composantes à hautes fréquences par l'alimentation et sur l'utilisation des harmoniques d'encoches de la machine.

Différentes structures d'observateurs d'état, ont été proposées en littérature. Elles sont très attractives et donnent de bonnes performances dans une gamme étendue de vitesse [80], [81].

IV.2.1 TYPES DES OBSERVATEURS

Selon le domaine d'application et d'utilisation de l'observateur on distingue deux grandes familles d'observateurs :

IV.2.1.1 OBSERVATEURS DE TYPE DETERMINISTES

L'observateur déterministe prend deux formes différentes, observateur d'ordre réduit où seulement les variables d'état non mesurables du système sont reconstruites, et l'observateur d'ordre complet pour lequel toutes les variables d'état du système sont reconstruites. Les performances de cette structure dépendent bien évidemment du choix de la matrice des gains. Il existe aussi d'autres types d'observateur qui sont les observateurs adaptatifs dont le calcul de la matrice des gains de correction s'effectue par la méthode de Lyapunov [85], [35].

IV.2.1.2 OBSERVATEURS DE TYPE STOCHASTIQUES

Ces observateurs donnent une estimation optimale des états en se basant sur des critères stochastiques. Leurs observations se basent sur la présence du bruit dans le système, ce qui est souvent le cas. L'algorithme du filtre de Kalman illustre bien cette application [6]. Le filtre de Kalman est un observateur d'état optimal pour un contexte stochastique défini, il permet la reconstruction de l'état d'un système à partir des signaux d'entrée et de mesures, à l'aide de son modèle dynamique échantillonné [66].

IV.2.2 COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE PAR UN OBSERVATEUR DE LUENBERGER

Si on ne prend pas en considération les bruits influent sur le système à entraîner (fonctionnement dans un environnement déterministe), nous avons utilisé un observateur de Luenberger étendu d'ordre 2 ou bien observateur d'ordre réduit, pour déterminer la vitesse de rotation et le couple de charge, afin, supprimer les capteurs mécaniques de notre modèle.

IV.2.2.1 DESCRIPTION DE L'OBSERVATEUR:

On sait que le couple électromagnétique dans une machine synchrone peut s'exprimer comme suit [31], [32], [35] :

$$C_{em} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot p \cdot \psi_m \cdot i_q \quad (IV.1)$$

En remplaçant (IV.1) dans l'équation mécanique (II.17) on trouve le système d'équation suivant :

$$\begin{aligned} \frac{d\omega}{dt} &= \frac{1}{J} \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot p \cdot (\psi_m i_{sq}) - C_r - f_v \cdot \omega \right) \\ \frac{dC_r}{dt} &= 0 \end{aligned} \quad (IV.2)$$

Ce type d'observateur permet de reconstruire la vitesse et le couple de charge à partir du courant statorique en quadrature et du calcul de la vitesse via les équations de la machine [58]. Si on considère que le couple de charge est constant entre deux instants d'échantillonnage, le système d'équation sous forme des variables d'état est donné par :

$$\begin{cases} \dot{X} = A.X + B.u \\ y = C.X \end{cases} \quad (\text{IV.3})$$

Avec;

$$X = \begin{bmatrix} \omega \\ C_r \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} -\frac{f_v}{J} & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{p.\psi_m.\sqrt{\frac{3}{2}}}{J} \\ 0 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}^T$$

L'observateur de Luenberger d'ordre (2) deux comme le montre la figure (IV.1), est exprimé par le système des variables d'état suivant [93], [58], [85], [35] :

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A.\hat{X} + B.U + L(Y - \hat{Y}) \\ \hat{Y} = C.\hat{X} \end{cases} \quad (\text{IV.4})$$

$$\text{Avec : } \hat{X} = \begin{bmatrix} \hat{\omega} \\ \hat{C}_r \end{bmatrix}; L = \begin{bmatrix} l_1 & 0 \\ 0 & l_2 \end{bmatrix}$$

Où \hat{X} est la valeur observée de l'état et L est la matrice des gains de l'observateur. L'erreur de prédiction de sortie ($y - \hat{y}$) est utilisée pour corriger le comportement de l'observateur proportionnellement à celle-ci à l'aide de la matrice de gain L .

En réalité, le choix de L devrait être choisi précisément pour nous permettre d'obtenir la stabilité et la bonne réponse de l'observateur. Elle permet de fixer la dynamique d'observation en imposant deux pôles p_1 et p_2 . Nous obtenons donc l'observateur d'ordre réduit qui s'écrit comme suit :

$$\begin{cases} \dot{\hat{\omega}} = -\frac{f_v}{J}\omega - \frac{1}{J}\hat{C}_r + \frac{p.\psi_m.\sqrt{\frac{3}{2}}}{J}.i_{sq} + l_1(\omega - \hat{\omega}) \\ \dot{\hat{C}}_r = 0.\hat{\omega} + 0.\hat{C}_r + l_2(C_r - \hat{C}_r) \end{cases} \quad (\text{IV.5})$$

Les coefficients l_1 et l_2 correspondent au vecteur de gains de l'observateur, ces gains peuvent être obtenus par un placement adéquat des pôles [7]. Si le pôle est plus proche de 0, la réponse est plus rapide, mais le système est plus sensible aux bruits.

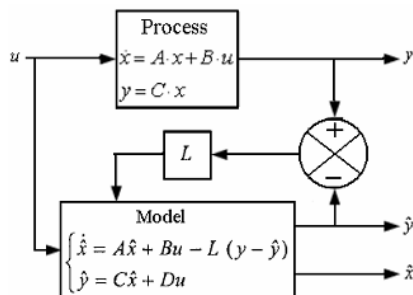


Fig.IV.1 Schéma synoptique d'un observateur de Luenberger d'ordre réduit

IV.2.2.2 SIMULATION DE LA COMMANDE DTC AVEC UN OBSERVATEUR DE LUENBERGER

A l'aide de logiciel de simulation Simulink de Matlab on effectue le montage d'un variateur de vitesse de la machine synchrone à aimant permanent commandée par une commande DTC, dont le capteur de vitesse est éliminé et remplacé par un observateur de Luenberger d'ordre deux (02) de vitesse et de couple de charge.

IV.2.2.2.1 Fonctionnement à grande vitesse

Pour tester la robustesse du système, la machine est démarré à vide jusqu'à l'instant $t=0.5s$ où on applique une perturbation de couple de charge jusqu'à $t=1.5s$, ainsi on élimine le couple de charge. Une inversion de sens de rotation de la machine par inversion de la référence à l'instant $t= 1s$. La référence de la vitesse est de 150 rad/s , et après inversion de -150 rad/s .

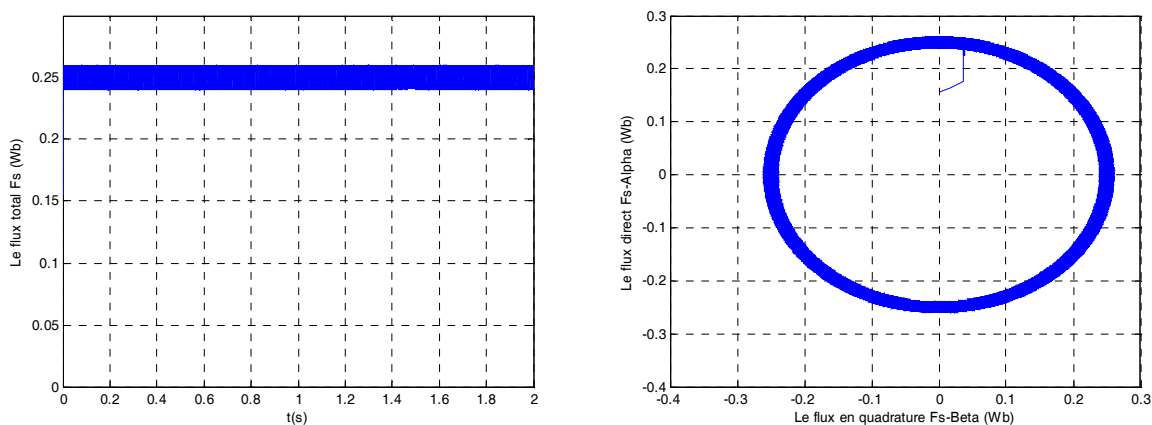


Fig.IV.2 Le flux statorique total et son trajectoire dans le plan α, β (Wb)

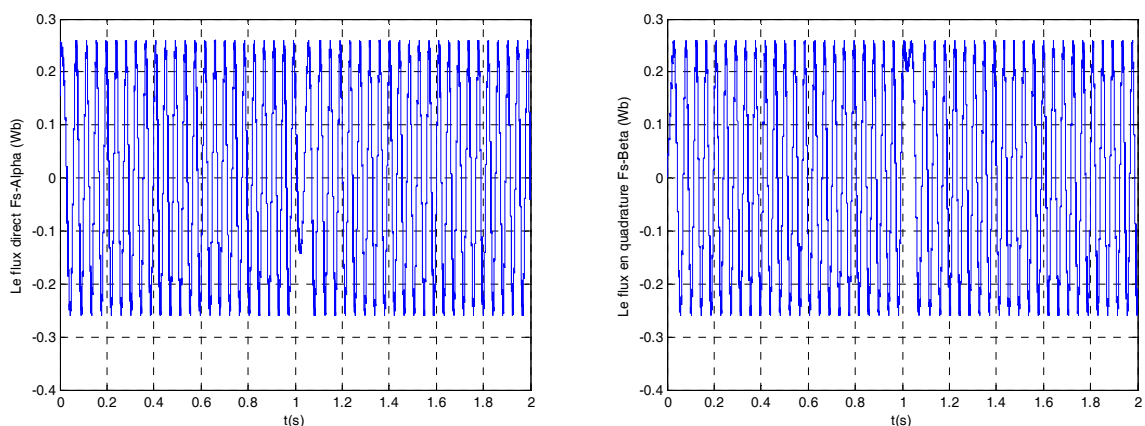


Fig.IV.3 Les composantes flux statorique directe et en quadrature (Wb)

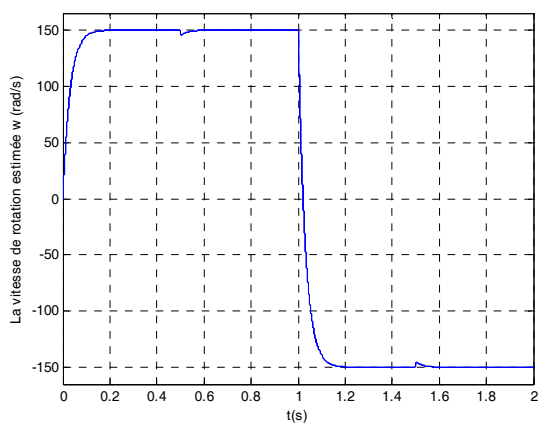


Fig.IV.4 la vitesse de rotation ω (rad/s)

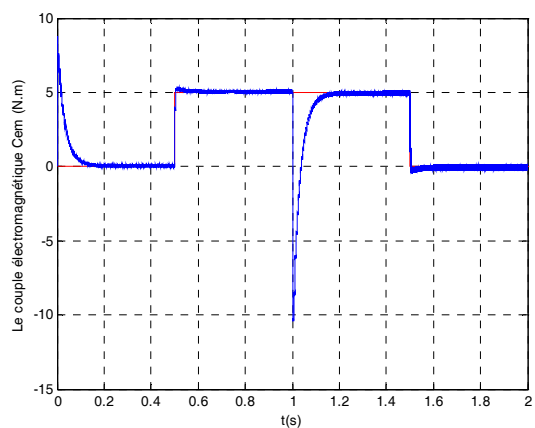


Fig.IV.5 Le couple électromagnétique ($N.m$)

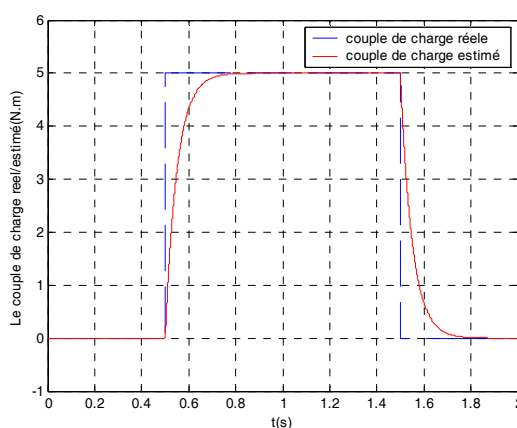


Fig.IV.6 Couple de charge Cr réel et Cr estimé

La figure IV.2 représente l'évolution de flux statorique, qu'il reste sur sa référence même lorsqu'on applique la perturbation de charge et même lorsqu'on inverse le sens de rotation,

donc la variation du couple n'influe pas sur le flux ce qui confirme le bon découplage entre ces variables. Le flux aussi crée une trajectoire circulaire lorsqu'il tourne, ce qui est expliqué par la forme des composantes du flux $\psi_{s\alpha}$ et $\psi_{s\beta}$ qui sont de forme sinusoïdale déphasées entre elles par 90° comme le montre la figure IV 3.

La vitesse estimée est parfaite et présente une très bonne performance vis-à-vis la variation de la charge et surtout lors de l'inversion du sens de rotation comme la montre la figure (IV.4) ce qui confirme la robustesse de la commande appliquée, le temps de la mise en vitesse diminue de moitié par rapport à la DTC classique. De même pour le couple électromagnétique, les ondulations de celui-ci ont remarquablement diminuées.

La figure IV.6 montre que l'observateur de Luenberger est capable de reconstruire rapidement les variations sur le couple de charge.

IV.2.2.2 Fonctionnement à petite vitesse

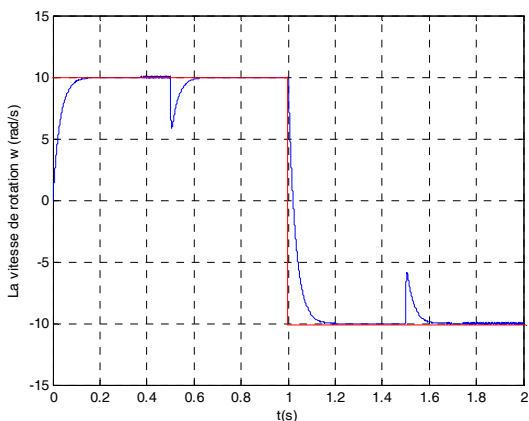


Fig.IV.7 la vitesse de rotation ω (rad/s)

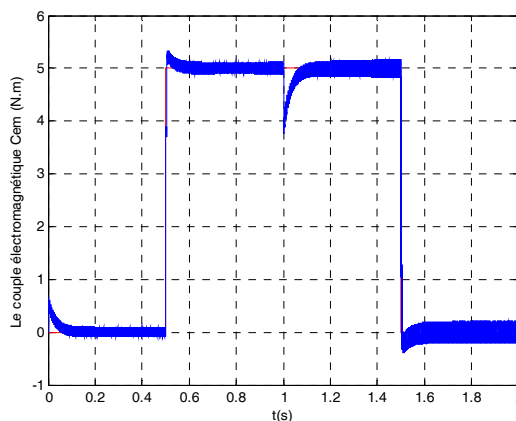


Fig.IV.8 Le couple électromagnétique (N.m)

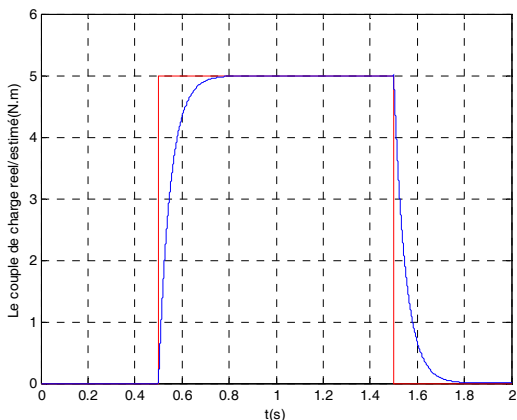


Fig.IV.9 Couple de charge $Cr_{réel}$ et $Cr_{estimé}$

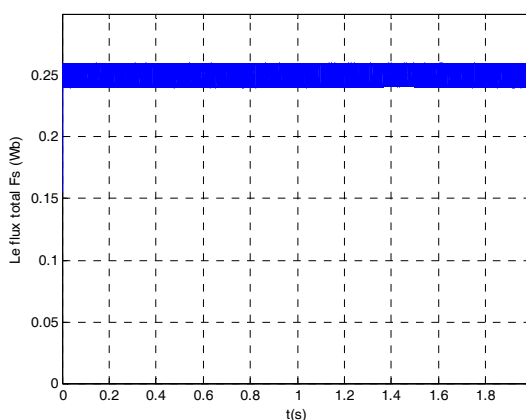


Fig.IV.10 Le flux statorique total

Les figures IV.7 et IV.8 représentent les performances de la vitesse et du couple électromagnétique, on remarque la grande influence de la charge sur la vitesse qu'elle diminue jusqu'à 1/2 de la vitesse de référence, mais avec une grande robustesse surtout lors de l'inversion du sens de rotation et de la mise en vitesse, elle atteint la référence sans dépassement avec un temps de réponse très court. On remarque aussi la grande dynamique du couple surtout lors de l'inversion du sens, sauf que les ondulations du couple sont augmentées. Aucune modification sur le couple de charge et sur le flux statorique total n'est remarquée.

IV.2.3 ESTIMATION DE LA VITESSE PAR UN FILTRE DE KALMAN APPLIQUE À LA MSAP

Le filtre de Kalman étendu est un outil mathématique capable de déterminer des grandeurs d'états non mesurables évolutives ou des paramètres du système d'état à partir des grandeurs physiques mesurables. Il permet la reconstruction de l'état d'un système à partir des signaux d'entrée et de mesures, à l'aide de son modèle dynamique échantillonné. Le vecteur d'état du processus est l'information que l'on cherche à extraire du bruit additionnel. Le filtre de Kalman est un observateur donnant la prédiction du vecteur d'état. Dans un environnement stochastique, lorsque les variances des bruits sont connues, le filtre de Kalman est un observateur performant [40], [89].

Ce filtre repose sur un certain nombre d'hypothèses, notamment sur les bruits. En effet, on suppose que les bruits qui affectent le modèle sont centrés et blancs. De plus, les bruits d'état doivent être décorrelés des bruits de mesure [39], [96], [95].

VI.2.3.1 APPLICATION DU FILTRE DE KALMAN ETENDU A LA MSAP

Notre modélisation ne pouvant représenter parfaitement le processus à cause des diverses erreurs (de modélisation et de mesure) nous introduisons le vecteur d'erreur $w(k)$ dans notre modèle. Les équations d'états du système en discret sont [66], [6], [21], [87], [86] :

$$\begin{cases} X(k+1) = f(X(k), k) + g(u(k), k) + w(k) \\ y(k) = h(X(k), k) + v(k) \end{cases} \quad (IV.6)$$

Avec : $w(k)$ et $v(k)$ sont le bruit d'état et le bruit de mesures respectivement, $u(k)$ et $y(k)$ sont les vecteurs d'entrée et de sortie respectivement, $X(k)$ est le vecteur d'état qu'on peut écrire comme suit:

$$\hat{X}(k+1) = f(\hat{X}(k), k) + g(u(k), k) + K_k [y(k) - h(\hat{X}(k), k)] \quad (IV.7)$$

Dans notre cas les variables de sortie sont le cosinus et le sinus de l'angle du flux statorique qui sont calculés à partir de la composante directe et en quadrature du flux :

$$\begin{bmatrix} y_1(k) \\ y_2(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s(k) \\ \sin \theta_s(k) \end{bmatrix} \quad (IV.8)$$

Les variables à estimer sont la vitesse ω et la position θ_s

On sait que ψ_α et ψ_β sont le cosinus et le sinus du vecteur flux statorique total, et le vecteur d'entrée $u(k)=0$, donc le modèle (IV.6) peut s'écrire comme suit:

$$\begin{cases} X(k+1) = F.X(k) + w(k) \\ y(k) = h(X(k)) + v(k) \end{cases} \quad (IV.9)$$

$$\text{Avec: } F = \begin{bmatrix} 1 & T_s & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad h(X(k)) = \begin{bmatrix} \cos \theta_s(k) \\ \sin \theta_s(k) \end{bmatrix}$$

T_s est le temps d'échantillonnage

On peut simplifier le calcul de la matrice des gains de Kalman qui est donné par [21], [86] :

$$K = \begin{bmatrix} 0 & k_1 \\ 0 & k_2 \\ 0 & k_3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta}_s & \sin \hat{\theta}_s \\ -\sin \hat{\theta}_s & \cos \hat{\theta}_s \end{bmatrix} \quad (IV.10)$$

k_1, k_2 , et k_3 sont des paramètres ajustables.

L'erreur entre les grandeurs estimées et les grandeurs réelles de la machine $\varepsilon(k)$ est donnée par :

$$\varepsilon(k) = y_2(k) \cdot \cos \hat{\theta}_s(k) - y_1(k) \cdot \sin \hat{\theta}_s(k) \quad (IV.11)$$

Les grandeurs à estimer en fonction de l'erreur $\varepsilon(k)$ sont écrites comme suit :

$$\hat{\theta}_s(k+1) = [\hat{\theta}_s(k) + T_s \cdot \hat{\omega}(k) + k_1 \cdot \varepsilon(k)] \quad (IV.12)$$

$$\hat{\omega}_s(k+1) = [\hat{\omega}_s(k) + w'(k) + k_2 \cdot \varepsilon(k)] \quad (IV.13)$$

Avec w' est la double intégration du bruit qui est calculé en fonction de l'erreur comme suit :

$$w'(k+1) = [w'(k) + k_3 \cdot \varepsilon(k)] \quad (IV.14)$$

La figure IV.11 représente le modèle du filtre de Kalman étendu pour estimer la vitesse et la position selon [21] et [86].

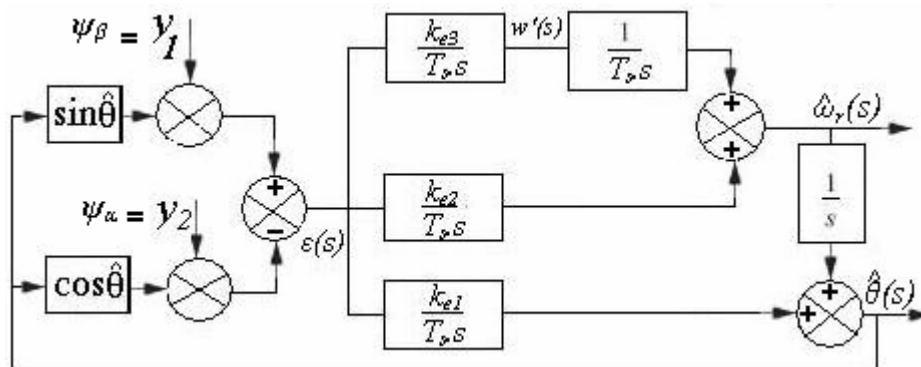


Fig. IV. 11 Modèle mathématique du filtre de Kalman étendu

IV.2.3.2 RESULTATS DE SIMULATION

Le schéma synoptique de la figure IV.12 représente une commande directe du couple avec un filtre de Kalman, utilisé pour l'estimation de vitesse de rotation et de la position.

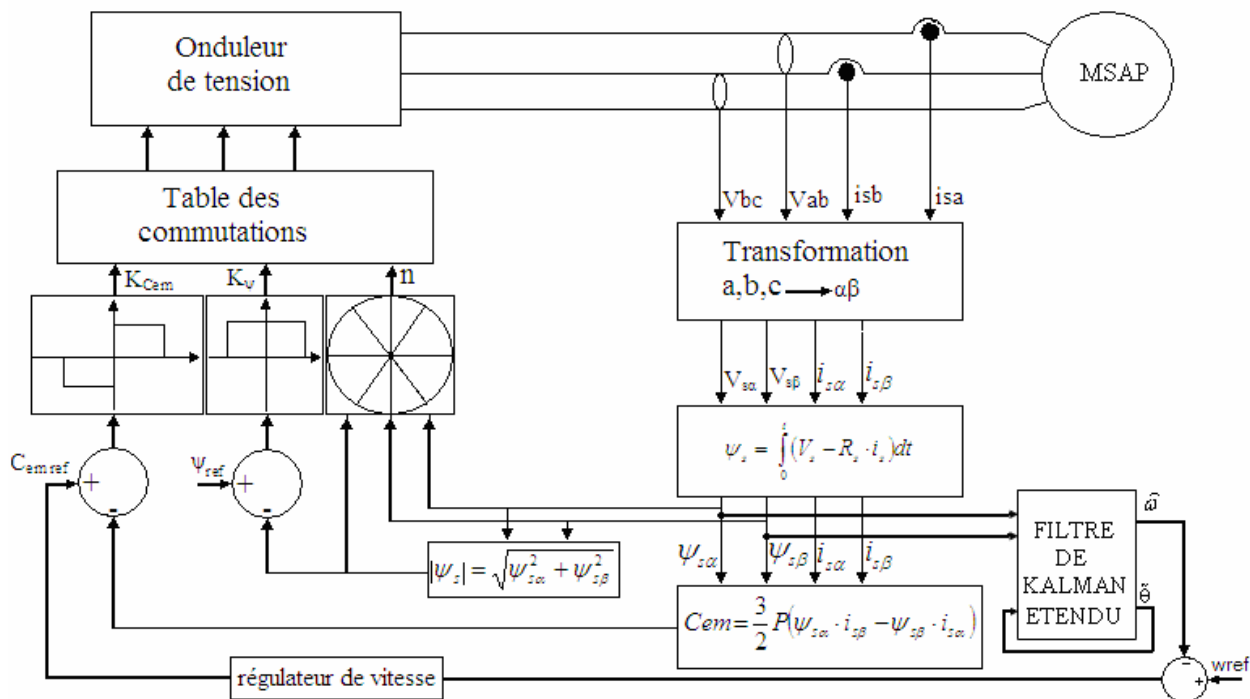


Fig. IV. 12 Schéma global de la commande DTC de la MSAP

On effectue un démarrage à vide de la MSAP puis on applique un échelon de couple de charge de valeur $C_r = 5N.m$ à l'instant $t = 0.5s$. A $t = 1.5s$ la charge est éliminée. La consigne de vitesse est de $150 rad/s$ jusqu'à l'instant $t = 1s$, puis le sens de rotation est inversé ($-150 rad/s$).

IV.2.3.2.1 Fonctionnement à grande vitesse

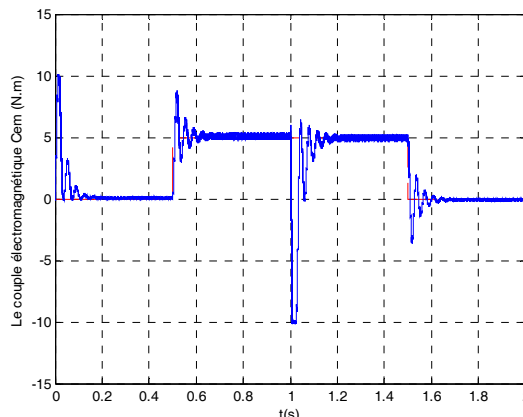
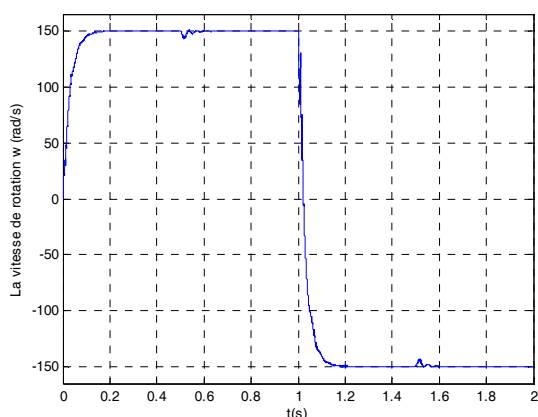


Fig.IV.13 Le couple électromagnétique avec EKF Fig.IV.14 la vitesse de rotation avec EKF

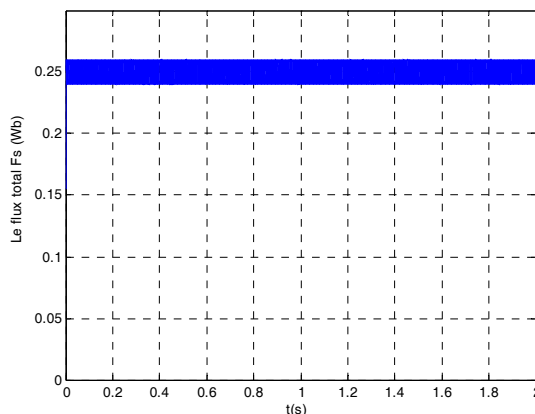


Fig.IV.15 Le flux statorique total avec EKF

L'évolution du couple représenté par la figure IV.14 présente un grand dépassement lors de l'application de la charge et lors de l'élimination de la charge. On remarque aussi qu'il y a des oscillations pour chaque changement effectué, ce qui est peut être dû au mauvais choix des paramètres de la matrice des gains. La vitesse évolue avec une grande robustesse sans dépassement à la mise en vitesse, l'influence de la charge est très petite comme il est montré à la figure IV.13.

Malgré ces oscillations du couple et ses variations entre des valeurs positives et des valeurs négatives le flux reste régulier et suit sa référence, ce qui confirme que le découplage est toujours bien assuré.

IV.2.3.2 Fonctionnement à petite vitesse

Pour la même valeur de couple de charge $C_r = 5 \text{ N.m}$, la référence de la vitesse est de 10 rad/s , et après inversion à $t = 1 \text{ s}$ de -10 rad/s .

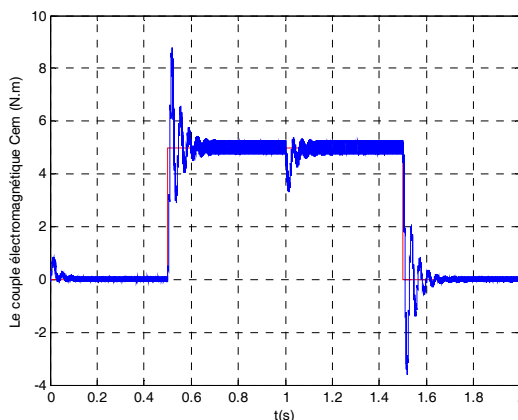
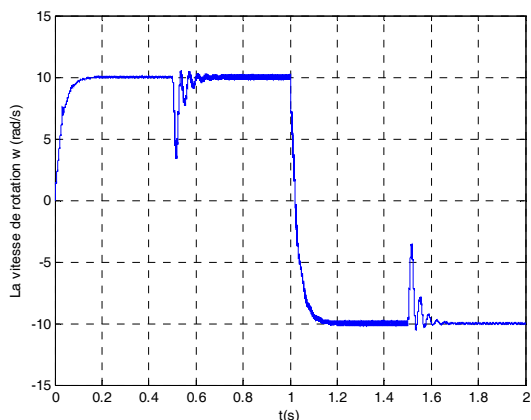


Fig.IV.16 Le couple électromagnétique par EKF

Fig.IV.17 la vitesse de rotation par EKF

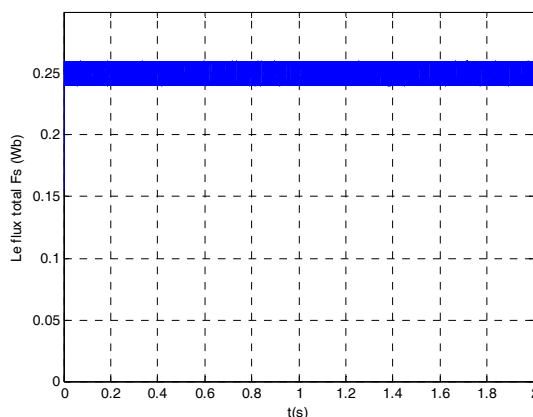


Fig.IV.18 Le flux statorique total

Les figures IV.16 et IV.17 nous montrent que les ondulations du couple et de vitesse augmentent surtout en charge. Mais l'essentiel ici est que le filtre de Kalman nous a permis de fonctionner à des petites vitesses. On remarque aussi la grande influence de la charge sur la vitesse qu'elle diminue de plus de $1/2$ de la vitesse de référence, la vitesse atteint la référence sans dépassement avec un temps de réponse très court 0.15 s à peu près. On remarque aussi la grande dynamique du couple surtout lors de l'inversion du sens. Aucune modification sur le flux statorique total n'est remarquée.

Pour la comparaison entre les deux méthodes d'observation, on remarque qu'en générale l'utilisation de l'observateur de Luenberger donne de très bons résultats que se soit pour les

grandes ou les petites vitesses.

La simplicité du calcul ainsi que l'ordre deux de l'observateur nous a permis de trouver rapidement les bonnes valeurs des paramètres de la matrice de la dynamique L .

Vu de la nature stochastique du filtre de Kalman, et de la forme aléatoire du bruit, le calcul des paramètres de la matrice de Kalman ne donne pas de bons résultats. Les paramètres de cette matrice sont ajustables.

IV.3 APPLICATION DE LA TECHNIQUE INTELLIGENTE SUR LA COMMANDE DE LA MSAP

La théorie de la logique floue a été mise au point au milieu des années soixante à l'université de BERKELEY en CALIFORNIE par le professeur LOTFI A. ZADEH. Le texte «Fuzzy Sets» a paru en 1965 dans la revue «Information and Control». Il est considéré généralement comme le début de la théorie [52], [53].

On pourrait dire que la logique floue constitue une des approches qui, tout compte fait, ne sont pas nouvelles. Leur développement se fait à travers les méthodes par lesquelles l'homme essaye de copier la nature et de reproduire des modes de raisonnement et de comportement qui lui sont propres.

IV.3.1 RÉGULATEUR FLOUE :

La commande floue est certainement le domaine d'application de la logique floue le plus utilisée. Son but est, comme en automatique classique de gérer un processus selon une consigne désirée, par action sur des grandeurs physiques. Sa particularité est de reproduire le comportement d'un opérateur humain, plutôt que de réaliser un modèle mathématique du système [54].

Les régulateurs flous utilisent généralement une expertise exprimée sous forme de règles. La forme générique pour un régulateur à deux entrées et une sortie est la suivante :
Si { x_1 est A_1 et x_2 est A_2 } alors { y est B }.

IV.3.2 LA DTC AVEC UN REGULATEUR FLOU PI DE VITESSE

Cette partie établit un régulateur flou PI de la vitesse, qui applique les principes et la méthode de la logique floue pour ajuster le coefficient proportionnel k_p et le coefficient intégral k_i du régulateur PI à chaque instant, et obtient finalement le système pour s'adapter à différentes variations de vitesse.

IV.3.2.1. INTERFACE DE FUZZIFICATION

Le régulateur flou contient deux variables en entrées, l'erreur de vitesse E_ω et sa variation ΔE_ω , et deux variables en sortie, les coefficients proportionnels k_p et intégrale k_i .

La répartition des fonctions d'appartenance des variables d'entrée et de sortie sur l'univers de discours est proposée par [56] montrée ci-dessous :

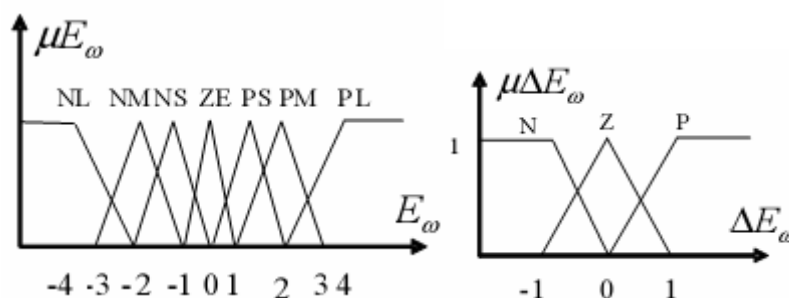


Fig.IV.19. Les fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée.

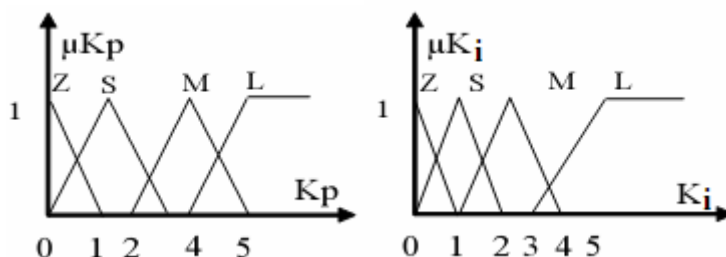


Fig.IV.20. La fonction d'appartenance pour les variables de sortie.

Sept ensembles flous sont proposés pour l'erreur de vitesse E_ω , et trois ensembles pour sa variation.

IV.3.2.2. LA TABLE DES RÈGLES

Quand l'erreur de vitesse est relativement grande, une grande valeur devrait également être assigné au k_p accélèrent la réponse de vitesse de système, mais k_i doit prendre une valeur tout à fait petit ou même un zéro afin d'empêcher la saturation intégrale et le dépassement

distinct de vitesse. Quand l'erreur de vitesse est moyenne, le k_p doit prendre une valeur relativement petite et k_i doit prendre une valeur moyenne, afin de diminuer le dépassement et assurer la réponse rapide de vitesse.

Quand l'erreur de vitesse est relativement petite, le système fonctionne habituellement dans l'état d'équilibre, ainsi un k_p moyen et un grand k_i devraient être assignés pour diminuer l'erreur statique et pour assurer la stabilité du système.

Selon les principes ci-dessus, des règles floues de commande de k_p et de k_i à différents états peuvent facilement être acquis comme montré dans la Table IV.1.

k_p, k_i		E_ω						
		NL	NM	NS	ZE	PS	PM	PL
ΔE_ω	N	L, Z	M, S	S, M	M, L	S, M	M, S	L, Z
	Z	L, Z	M, S	L, M	Z, L	L, M	M, S	L, Z
	P	L, Z	M, M	L, L	Z, L	L, L	M, M	L, Z

Tab.IV.1. table des règles pour le contrôleur F-PI

IV.3.2.3. DEFUZZIFICATION

Nous utilisons pour la défuzzification la méthode du maximum, cette méthode est beaucoup plus simple. La valeur de sortie est choisie comme l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance.

IV.3.3. STRUCTURE DE LA DTC AVEC RÉGULATEURS FLOUS PI DE VITESSE

Le schéma dans figure IV.21 représente la structure d'une commande directe du couple DTC avec un régulateur de vitesse de type PI muni par la logique floue afin d'améliorer ses performances.

Le capteur de vitesse sur la figure sera remplacé par un observateur de Luenberger utilisé pour reconstruire la vitesse de rotation de la machine, cette vitesse est comparée avec une référence désirée, ainsi l'erreur est sa variation représentent les entrées du régulateur flou-PI

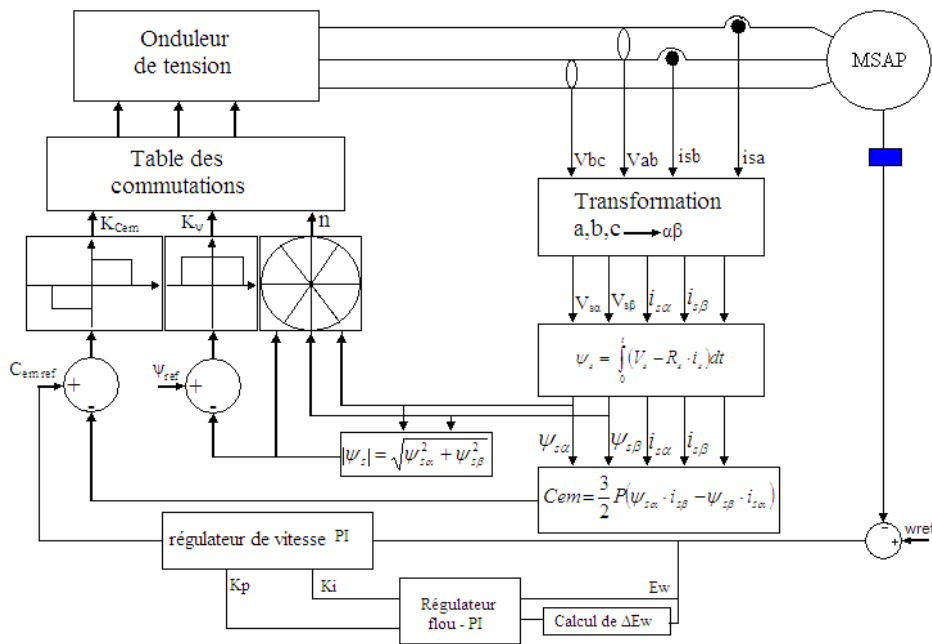


Fig.IV.21. Structure de la DTC avec régulateurs flous PI de vitesse

Dans cette partie nous remplaçons le régulateur classique PI de vitesse par un régulateur flou PI à auto adaptation des paramètres k_p et k_i du régulateur PI.

IV.3.4 APPLICATION DE LA LOGIQUE FLOUE AVEC UN OBSERVATEUR DE LUENBERGER

Pour améliorer les performances du système d'entraînement qui est constitué d'une commande directe du couple et d'un observateur de Lenberger, on ajoute un régulateur flou pour réguler la vitesse, par action sur les paramètres k_p et k_i du régulateur classique.

Les mêmes tests et les mêmes conditions de fonctionnement sont utilisées, une perturbation du couple de charge de $5 N.m$ est appliquée à $t = 0.5 s$. puis une inversion du sens de rotation à $t=1s$, et enfin l'annulation de la charge à $t = 1.5 s$

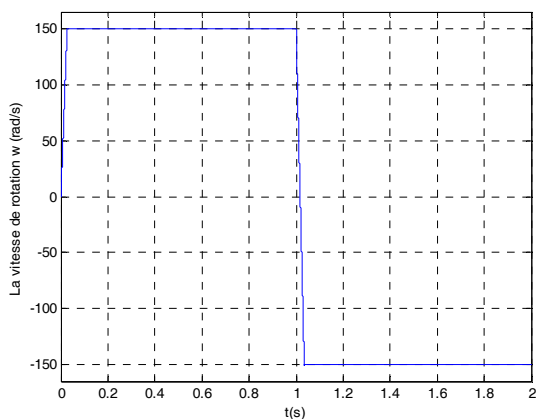


Fig.IV.22 La vitesse de rotation ω (rad/s)

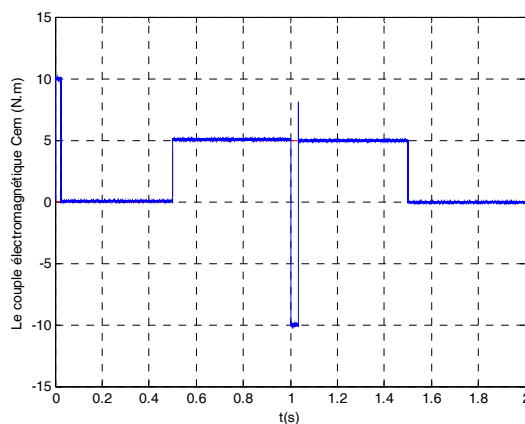


Fig.IV.23. Couple électromagnétique C_{em} (N.m)

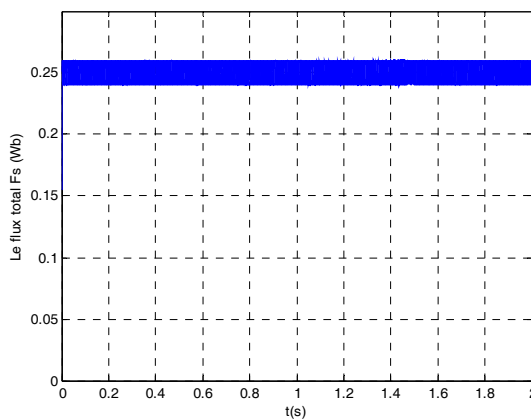


Fig.IV.24. Flux statorique F_s avec Observateur de Luenberger (Wb)

Les figures IV.22 et IV.23 montrent bien l'amélioration des performances du système, une réduction remarquable des ondulations du couple, pas de dépassement ni des pics sauf lors de l'inversion du sens de rotation en charge.

Pour la vitesse un temps de réponse très court, mise en vitesse sans dépassement, et influence négligeable de la charge sur les performances de la vitesse.

Comme le montre la figure IV.24 le flux garde sa forme et oscille autour de sa référence sans dépasser les limites de sa bande d'hystérésis.

IV. 4 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons analysé les propriétés statiques et dynamiques de la commande directe du couple sans capteurs de vitesse de la machine synchrone à aimant permanent MSAP en utilisant le filtre de Kalman étendu, et l'observateur de Luenberger. Ainsi qu'une technique intelligente (logique floue dans ce travail) pour améliorer les performances du système entier.

Généralement, pour les deux types d'observateurs, les résultats de simulation obtenus pour l'estimation de la vitesse sont très satisfaisants de point de vue erreur d'estimation, robustesse et stabilité du système d'entraînement global dans n'importe quelle condition de fonctionnement (vide, charge, inversion de sens de rotation) et ce pour les grandes vitesses que pour les petites vitesses.

D'après les résultats de simulation l'observateur de Luenberger présente une supériorité et donne les meilleures performances par rapport au filtre de Kalman, pour les mêmes propriétés des régulateurs. Sauf que le choix des matrices des coefficients de chaque observateur joue un rôle principal pour les résultats obtenus.

La logique floue est utilisée pour ajuster les paramètres k_i et k_p du régulateur conventionnel. Puisque le régulateur flou de vitesse d'auto-adaptation peut dynamiquement ajuster les paramètres k_p et du k_i selon l'erreur de vitesse et sa variation. Il assure la réponse rapide, le petit dépassement et la précision fine de la vitesse dans haut et à vitesse réduite.

En plus, l'introduction du régulateur flou PI de vitesse améliore la précision de l'estimation du flux statorique, ce qui augmente les performances du système entier.

Conclusion Générale :

CONCLUSION GENERALE

L'ensemble de notre travail porte sur le thème du contrôle de la vitesse des machines synchrones à aimant permanent. A l'origine de l'étude que nous avons présenté, l'idée fondamentale était d'analyser, valider et voir les limites de performances des commandes vectorielles et DTC appliquées à la machine synchrone. L'objectif de base est l'amélioration des performances d'un variateur de vitesse synchrone. Les critères visés à atteindre :

- gagner en robustesse vis a vis des paramètres et des contraintes technologiques des éléments du système,
- obtenir des réponses à grande dynamique.
- Minimiser les ondulations des variables de commande (flux et couple) due à la non maîtrise de la fréquence de commutation, qui provoque l'impossibilité d'appliquer le vecteur tension convenable exacte.

La commande directe du couple (DTC), basée sur la régulation séparée du flux statorique et du couple, consiste à imposer les ordres de commande de l'onduleur de façon directe sans l'intermédiaire d'un étage MLI.

Deux stratégies envisageables pour le contrôle du couple dans le cadre de la commande DTC, contrôleur à simple bande, et à double bande d'hystérésis. Cette dernière a été considérée plus avantageuse par rapport à celle de simple bande parce qu'elle ne nécessite qu'une seule table de commande pour tout point de fonctionnement du moteur, malgré que la stratégie à simple bande à l'avantage des pertes par commutation faibles par rapport a double bande.

Ainsi, pour garder le bon comportement du variateur, il est nécessaire d'avoir une identification assez précise et fiable de la résistance statorique surtout à basse vitesse, ce qui nous oblige à introduire un estimateur de la variation de ce paramètre, l'estimateur PI est simple et donne des résultats acceptables.

La commande sans capteur de vitesse représente une partie principale de notre travail, deux types d'observateurs sont étudiés. Le premier est l'observateur de Luenberger, simple à implanter, ne prend pas en considération les bruits de mesures ni de l'environnement, donc il ne nécessite pas un temps de calcul long. Les résultats prouvent que celui-ci peut répondre aux exigences de la commande, il montre un temps de réponse et une robustesse acceptables.

CONCLUSION GENERALE

Le deuxième observateur étudié est l'observateur de Kalman, c'est un observateur plus compliqué que de Luenberger, il est stochastique parce qu'il prend en considération la matrice du bruit, donc il nécessite un temps de calcul plus long. Les résultats obtenus montrent que cet observateur engendre des ondulations et des oscillations au niveau du couple lorsqu'on change la référence de la vitesse et le couple de charge. Ce qui nous a permis de conclure au rejet de l'observateur de Kalman.

Afin d'améliorer la technique de commande choisie, on s'intéresse à étudier et utiliser la logique floue comme une technique intelligente qu'on peut associer à cette commande. On remplace le régulateur conventionnel PI de la vitesse par un régulateur flou PI d'auto adaptation des coefficients k_p et k_i , cette stratégie donne une très bonne performance au niveau des ondulations du flux et du couple avec un temps de réponse court par rapport au PI conventionnel.

PERSPECTIVES

- Étude de la réduction du coût du dispositif de commande afin d'intégrer la commande DTC dans un produit final avec un coût raisonnable,
- Faire une étude approfondie concernant la fréquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur de tension en quantifiant et adaptant la fréquence imposée par le régulateur à hystérésis.
- Amélioration du comportement de la commande DTC autour de la vitesse nulle et la comparaison par rapport aux commandes classiques.
- L'implémentation de l'algorithme de commande sur un banc d'essai expérimental.

Références Bibliographiques :

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] Belhadj J, " *Commande directe en couple d'une machine asynchrone- structures d'observation- application aux systèmes multimachines-multiconvertisseurs*". Thèse Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 7 juillet 2001.
- [2] Bernard M, Hirsinger L, " *Problème de la motorisation d'un véhicule électrique,*" Journées Electrotechniques, Club EEA, Cachan, Mars 1994.
- [3] Alhassoun Y, " *Etude et mise en œuvre de machines à aimantation induite fonctionnant à haute vitesse* ". Thèse de Doctorat, institut National Polytechnique de Toulouse, 2005.
- [4] Locment F, " *Conception et modélisation d'une machine synchrone à 7 phases à aimants permanents et flux axial : commande vectorielle en modes normal et dégradé*". Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille décembre 2006.
- [5] Zhou F, Jianguo Y, Beizhi L, " *A Novel Speed Observer Based on Parameter-optimized MRAS for PMSMs*". Networking, Sensing and Control, ICNSC 2008. IEEE International Conference on 6-8 April 2008, Pp. 1708 – 1713.
- [6] Morand F, " *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.
- [7] Gasc L, " *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.
- [8] Chunyuan B, Shuangyan R, Liangyu M, " *Sensorless DTC of Super High-speed PMSM.*" Proceedings of the IEEE, International Conference on Automation and Logistics, August 18 - 21, 2007, Jinan, China.
- [9] Zhong L, Rahman M.F, Hu W.Y, Lim K.W, " *Analysis of Direct Torque Control in Permanent Magnet Synchronous Motor Drives.*" IEEE Transactions on Power Electronics, VOL. 12, No. 3, Pp. 528- 536, May 1997.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [10] Chunyuan B, Shuangyan R, Liangyu M, "*Study on Direct Torque Control of Super High-speed PMSM*," International Conference on Automation and Logistics, Proceedings of the IEEE, Pp. 2711- 2715, August 18 - 21, 2007, Jinan, China.
- [11] Grellet G, Clerc G, "*Actionneurs Electriques, Principe/ Modèle / Commande*". Eyrolles, Deuxième Edition 2000.
- [12] Jeon S.H, Oh K.K, Choi J.Y, "*Flux observer with online tuning of stator and rotor resistances for induction motors* " IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, N° 3, June 2002.
- [13] Rong J.W , Jeng D.L, Kuo M.L, " *Robust decoupled control of direct field oriented induction motor drive*". IEEE Industrial Electronics Transactions on Vol.52, Issue 3, pp. 837 – 854. June 2005.
- [14] Shigeo M, Yoji T, Keita H, Yi T, Takao H, "*Design and Control System of Inverter Driven Permanent Magnet Synchronous Motors for High Torque Operation*," IEEE Transactions on Industry Applications, VOL. 29; No. 6, November/December 1993.
- [15] Boussak M, Jarray K, " *A New Stator Résistance Estimation Method for High Performance, Stator-Flux Oriented Sensorless Induction Motor Drives*," IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the 2002 IEEE, Pp. 311 – 316, vol.1, 5-8 Nov. 2002.
- [16] Shigeo M, Keisuke K, Masayuki S, Yoji T, "*Sensorless Control Strategy for Salient-Pole PMSM Based on Extended EMF in Rotating Reference Frame*," IEEE Transactions on industry applications, vol. 38, No. 4, July/august 2002.
- [17] Singh B, Putta-Swamy C.L, Singh B.P, Chandra A, Al-haddad K, "*Performance Analysis of Fuzzy Logic Controlled Permanent Magnet Synchronous Motor Drive* ", IEEE Trans. on Industrial Applications 1995.
- [18] Takahashi I, Noguchi T, "*Take a look back upon the past decade of direct torque control*". IECON, 23rd International Conference on Vol.2, Issue, pp. 546 – 551, Nov 1997.
- [19] Haque M.E, Rahman M.F, " *Influence of stator resistance variation on direct torque*

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

controlled interior permanent magnet synchronous motor drive performance and its compensation". Industry Applications Conference, Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE, Vol. 4, No. 30, Pp. 2563 – 2569, 2001.

[20] Zhong L, Rahman M.F, Hu W.Y, Lim K.W, Rahman M.A, " *A direct torque controller for permanent magnet synchronous motor drives* " IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 14, No. 3, pp 637, September 1999.

[21] Yong L, Ziqiang Z, David H, " *Simplified EKF Based Sensorless Direct Torque Control of Permanent Magnet Brushless AC Drives*". International Journal of Automation and Computing N°01, (2004) 35-41.

[22] Rahman M.F, Zhong L, Hu W.Y, Lim K.W, Rahman M.A, " *A direct torque controller for permanent magnet synchronous motor drives,*" IEEE Transactions on Energy Conversion, TD1_2.1-TD1_2.3, 1997.

[23] Thomas J, Vyncke, René K, Boel J, Mkebeek A.A, " *Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motors - An Overview* " 3rd IEEE Benelux young researchers symposium in electrical power engineering, Ghent Belgium, 27-28 APRIL 2006.

[24] Depenbrock M, " *Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine,*" IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.3, No. 4, Pp.420-429, 1988.

[25] Baader U, Depenbrock M, Gierse G, " *Direct self control (DSC) of inverter-fed induction machine: a basis for speed control without speed measurement* ". Industry Applications, IEEE Transactions on Volume 28, Issue 3, Pp. 581 – 588, May-June 1992.

[26] Carlos D.A.M, " *Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par convertisseur multi niveaux à fréquence imposée,* " Thèse doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, 15 Décembre 2000.

[27] Sayeed A.M, Malik E, Elbuluk D, Zinger S, " *Fuzzy Implementation of Direct Self Control of Induction Machines,*" IEEE Transactions on industry applications, VOL. 30, No. 3, May/June 1994.

[28] Kaddouri A, " *Etude d'une commande non- linéaire adaptative d'une machine synchrone*

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

à *aimants permanents*". Thèse doctorat de Philosophie (PHD), université LAVAL Québec, novembre 2000.

[29] Mazen A, Khenouf H, "*A MATLAB/GUI Case-Study Environment for Nonlinear Control Learning*," Proceedings of the 40th IEEE conference on decision and control Orlando, Florida USA, Pp. 3248-3249, December 2001.

[30] Hangos K.M, Bokor J, Szederkényi G, "*Analysis and Control of Nonlinear Process Systems*," Advanced textbooks in control and signal processing, Springer-Verlag London, 2004.

[31] Cristian L, Andrzej T.M, "*Combining the Principles of Sliding Mode, Direct Torque Control, and Space-Vector Modulation in a High-Performance Sensorless AC Drive*," IEEE transactions on industry applications, VOL. 40, NO. 1, 170-177 January/February 2004.

[32] Cristian L, Ion B, Frede B, "*Direct Torque Control of Sensorless Induction Motor Drives: A Sliding-Mode Approach*". Industry Applications, IEEE Transactions on Volume 40, Issue 2, Pp: 582 – 590, March-April 2004.

[33] Nsabatier J, Poullain S, Patrick L, Jeanluc T, Alain O, "*Robust Speed Control of a Low Damped Electromechanical System Based on CRONE Control: Application to a Four Mass Experimental Test Bench*," Nonlinear Dynamics 38, Pp. 383 – 400, Kluwer Academic Publishers 2004.

[34] Pradeep K, Nandam P, Sen C, "*A Comparative Study of a Luenberger Observer and Adaptive Observer-Based Variable Structure Speed Control System Using a Self-Controlled Synchronous Motor*," IEEE transactions on industrial electronics. Vol. 31, No. 2, Pp. 127-132, April 1990.

[35] M'hamed L, Said H, Benyounes M, "*Commande par modèle interne avec observateur d'une machine synchrone à aimants permanents*," ACTA Electrotehnica Volume 50. No. 2, Pp. 137-145, 2009.

[36] Kalman R.E, "*A new approach to linear filtering and prediction problems*," ASME Journal of Basic Engineering, Series D, Vol.82, pp 34-45, 1960.

[37] Peter-Contesse L.O, "*Variateur de vitesse industriel pour moteur asynchrone de forte puissance : Modulation vectorielle pour un onduleur à trois niveaux de tension, observation*

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

par filtrage de Kalman, Contrôle sans capteur de vitesse ". Thèse de doctorat de l'INP Toulouse, Nov. 1996.

[38] Tounsi B, "*Etude comparative de groupes électrogènes embarqués à large gamme de vitesse variable associant machines à aimants permanents et conversion statique,*" Thèse de doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, Janvier 2006.

[39] Shi K.L, Chan T.F, Wong Y.K, Ho S.L, "*Speed estimation of an induction motor drive using extended Kalman filter* ", Proceeding of Power Engineering Society Winter Meeting, vol. 1, pp. 243-248, Jan 2000.

[40] Shi K.L, Chan T.F, Wong Y.K, Ho S.L, "*Speed estimation of an induction motor drive using an optimized extended Kalman filter* ", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, N° 1, pp. 124-133, Feb. 2002.

[41] Persson J, "*Innovative standstill position detection combined with sensorless control of synchronous motors* ". Thèse de doctorat, école polytechnique fédérale de Lausanne 2005.

[42] Meziane S, Toufouti R, Benalla H, "*Nonlinear control of induction machines using an extended Kalman filter* ". International, Journal of Applied Sciences, vol. 5 N° 4, 2008.

[43] Zhang B, Chen X, Sun G, Feng G, "*A Position Sensorless Vector-control System Based on MRAS for Low Speed and High Torque PMSM Drive* ". Electrical Machines and Systems, 2005. ICEMS 2005, Proceedings of the 8th International Conference on Volume 2, 27-29 Sept. 2005, Pp. 1682 – 1686.

[44] Xiao X, Li Y, Zhang M, Liang Y, "*A Sensorless Control Based on MRAS Method in Interior Permanent-Magnet Machine Drive*". Power Electronics and Drives Systems, PEDS 2005. International Conference on Vol. 01, 16-18 Jan. 2006 Pp: 734 – 738.

[45] Messaoudi M, Kraiem H, Ben Hamed M, Sbita L, Abdelkrim M.N, "*A robust sensorless direct torque control of induction motor based on MRAS and extended Kalman filter* ", Leonardo Journal of Sciences, Issue 12, pp. 35-56, January-June 2008.

[46] Maiti S, Chakraborty C, "*Reactive Power Based Speed Sensorless Controller for Permanent Magnet Synchronous Motor Drive,*" Industrial Technology. ICIT 2006. IEEE

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

International Conference on 15-17 Dec. 2006, Pp. 247–252, 2006.

[47] Sbita L, Ben Hamed M, " *An MRAS - based full order Luenberger observer for sensorless DRFOC of induction motors* ", ICGST-ACSE Journal, vol. 7, N° 1, May 2007.

[48] Kojabadi H.M, Ghribi M, " *MRAS-based adaptive speed estimator in PMSM drives,*" Advanced Motion Control AMC'06, 9th IEEE International Workshop, Pp. 569 – 572, -Istanbul, Turkey, 2006.

[49] Haron A.R, Idris N.R.N, " *Simulation of MRAS-based Speed Sensorless Estimation of Induction Motor Drives using Matlab/Simulink,*" Power and Energy Conference, 2006. PECon '06. IEEE International 28-29 Nov. 2006, Pp.411 – 415.

[50] Chaouch S, " *Commande vectorielle robuste d'une machine a induction sans capteur de vitesse,*" Thèse de doctorat en science, Université de Batna décembre 2005.

[51] Pacas M, Weber J, " *Predictive Direct Torque Control for the PM- Synchronous Machine,*" IEEE transaction, Pp.1249-1254, 2003.

[52] Baghli L, " *Contribution a la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Floue, des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques,*" Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy - I, France, 1999.

[53] Véronique L, " *Réduction de la complexité des contrôleurs flous : application à la commande multi variable.*" Thèse de doctorat de l'institut national des sciences appliquées de Toulouse, Année 1997.

[54] Leonid R, " *Fuzzy Controllers,*" Victoria University of Technology, Melbourne, Australia, A member of the Reed Elsevier plc group, first published 1997.

[55] Mengjia J, Jianqi Q, Cenwei S, Ruiguang L, " *A Fuzzy DTC Method with a SVM Defuzzification to Permanent Magnet Synchronous Machine*". The 30th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Vol. 3, Pp. 3196 – 3199, November 2-6, 2004, Busan, Korea.

[56] Yang J, Huang J, " *Direct torque control system for induction motors with fuzzy speed pi regulator,*" Proceedings of the Fourth International Conference on Machine Learning and

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

Cybernetics, Guangzhou, 568-573, 18-21 August 2005.

[57] Titaouine A, Benchabane F, Yahia K, Moussi A, "*commande d'une machine synchrone à aimants permanents et estimation de ces paramètres en utilisant le filtre de Kalman étendu.*" Courrier du Savoir – N°07, Décembre 2006, pp.37-43.

[58] Ghosn R, "*Contrôle vectoriel de la machine asynchrone à rotor bobiné à double alimentation*". Thèse de doctorat. Institut national polytechnique de Toulouse, Octobre 2001.

[59] Faiz J, Bagher M, Sharifian B, Keyhani A, Bogda Proca A, "*Sensorless Direct Torque Control of Induction Motors Used in Electric Vehicle,*" IEEE transactions on energy conversion, VOL. 18, N° 01, March 2003.

[60] Faiz J, Sharifian B, Bagher M, "*Comparison of different switching patterns in direct torque control technique of induction motors*". Elsevier, Electric Power Systems Research 60 (2001) 63–75, 20 August 2001.

[61] Yang J.Q, Huang J, "*Direct torque control system for induction motors with fuzzy speed pi regulator*" Proceedings of the Fourth International Conference on Machine Learning and Cybernetics, Guangzhou, Pp. 778-783, 18-21 August 2005.

[62] Guy S, Eddie S, "*modélisation et commande des moteurs triphasés*". Ellipses Edition Marketing S.A, 2000.

[63] [LES 81] Lesenne J, Notelet F, Segulier G, "*Introduction A L'électrotechnique Approfondie*". Technique Et Documentation.11, Lavoisier, Paris, 1981.

[64] Caron J.P, Hautier J.P, "*modélisation et commande de la machine asynchrone*" Edition 1995.

[65] Bianchi N, Bolognani S, "*Reducing Torque Ripple in PM Synchronous Motors by Pole-Shifting,*" International Conference on Electrical Machines, Helsinki, Finland, August, 2000, vol. 3, pp.1222-1226.

[66] Zheng Z, "*Commande à haute performance et sans capteur mécanique du moteur synchrone à aimants permanents*". Thèse de doctorat, Institut national polytechnique de TOULOUSE, Mai 2008.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [67] Chatlin " *Machine électrique* ", presses Polytechnique normandes, 1990.
- [68] Grelet G, Clerc G, " *Actionneurs électriques, principes modèles commande,*" Editions Eyrolles, 1997, 491 p. ISBN 2-212-09352-7.
- [69] Ismail E, " *Commande haute performance d'un moteur asynchrone sans capteur de vitesse par contrôle direct du couple* ".Thèse doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, Mars 1999.
- [70] Labrique F, Segulier G, Bausier R, " *Les convertisseurs de électronique de puissance* ", Volume 4 : La conversion continu Alternatif, Lavoisier 1995.
- [71] Amara Y, " *Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation Application au véhicule hybride*". Thèse doctorat, EUR de l'université paris XI, Décembre 2001.
- [72] Shigeo M, Keisuke K, Masayuki S, Yoji T," *Sensorless control strategy for salient-pole PMSM based on extended EMF in rotating reference frame*" IEEE transactions on industry applications, Vol. 38, NO. 4, July/August 2002.
- [73] Michael F, " *Digital control of a three phase induction motor* " Thèse doctorat de l'université de Queensland, October 2002.
- [74] Epaminondas D.M, Athanasios N.S, Emmanuel C.T, " *A New Stator Resistance Tuning Method for Stator-Flux-Oriented Vector-Controlled Induction Motor Drive* ", IEEE trans. Ind. electron, vol. 48, no. 6, December 2001.
- [75] Lin C, Kang-Ling F, Zi-Fan H, " *A scheme of fuzzy direct torque control for induction machine* " Proceedings of the Fourth International Conference on Machine Learning and Cybernetics, Guangzhou 18-21 August 2005.
- [76] Longji Z, Wang R, « *A novel direct torque control system based on space vector PWM* » Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 04. Volume 2, 14-16 Aug. 2004 Page(s):755 - 760 Vol.2.
- [77] Chapuis Y.A, Roye D, Courtine S, " *Commande directe du couple d'une machine asynchrone par le contrôle direct de son flux statorique* ", J. Phys. III France 5 (1995) 863-880

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

JUNE 1995.

[78] Antoni A.P, " *improvement in direct torque control of induction motors* ". Thèses de doctorat de l'université polytechnique de Catalunya Espagne, Novembre 2000.

[79] Nash J.N, "*Direct Torque Control, Induction Motor Vector Control without an Encoder*," IEEE Trans. On industry applications, VOL 33, n° 2, pp. 333-341, 1997.

[80] Ourth T, "*Commande vectorielle d'un moteur asynchrone sans capteur de vitesse, observateur déterministe de flux rotorique*," Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de TOULOUSE, Novembre 1995.

[81] Garcia Soto G, "*Etude et mise en œuvre d'estimateurs et d'observateurs robustes de flux et de vitesse pour une machine à induction à cage commandée vectoriellement*," Thèse de doctorat, Université, Paris XI, France, Octobre 1998.

[82] Messaoudi M, Sbita L, Ben Hamed M, Kraiem H, " *MRAS and Luenberger observer based sensorless indirect vector control of induction motors* ", Asian Journal of Information Technology, vol. 7 ,N°5, pp. 232-239, 2008.

[83] Yan L, Yongdong L, "*Sensorless control of PM synchronous motors based on MRAS method and initial position estimation*". Electrical Machines and Systems, ICEMS 2003. Sixth International Conference on Volume 1, Pp. 96 – 99, 9-11 Nov. 2003.

[84] Merabet A, " *Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone*," Thèse du doctorat en ingénierie de l'université du Québec à Chicoutimi, Mai 2007.

[85] Tae-Sung K, Myoung-Ho S, Dong-Seok H, "*Speed sensorless stator flux-oriented control of induction motor in the field weakening region using Luenberger observer*," IEEE transactions on power electronics, VOL. 20, No. 4, Pp. 864 - 869, July 2005.

[86] Yong L, Zi-Qiang Z, Howe D, " *Instantaneous torque estimation in sensorless direct-torque-controlled brushless dc motors*," IEEE transactions on industry applications, VOL. 42, No. 5, Pp. 1275- 1283, September/October 2006.

[87] Zhu X, Zi-Qiang Z, Howe D, " *Application of Full-Order and Simplified EKF's to Sensorless PM Brushless AC Machines* ". International Journal of Automation and Computing

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

2 (2005) 179-186.

[88] Yong L, Zi-Qiang Z, Howe D, "*Simplified EKF Based Sensorless Direct Torque Control of Permanent Magnet Brushless AC Drives,*" International Journal of Automation and Computing, No. 1, Pp. 35-41 (2004).

[89] AL-Rouh I, "*Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone.*" Thèse de l'Université Henri Poincaré, Nancy I, 2004.

[90] Yen-Shin L, Wen-Ke W, Yen-Chang C, "*Novel Switching Techniques for Reducing the Speed Ripple of AC Drives With Direct Torque Control,*" IEEE transactions on industrial electronics, VOL. 51, NO. 4, Pp. 768 - 775, August 2004.

[91] Tang L, Rahman M. F, "*A novel proportional-integral (PI) stator resistance estimator for a direct torque controlled interior permanent magnet synchronous machine drive,*" In Conf. Proc. IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC'03), VOL. 1, June 1-4, 2003, pp. 382-388.

[92] Tang L, Zhong L, Rahman M. F, Hu Y, "*A novel direct torque control scheme for interior permanent magnet synchronous machine drive System with low ripple in torque and flux — a speed-sensorless approach,*" IEEE Trans. ind. Applicat., VOL 39, No. 6, pp. 1748-1756, Nov./Dec, 2003.

[93] George C, Verghese S, Sanders R, "*Observers for Flux Estimation in Induction Machines,*" IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 35, No. 1, Pp. 85- 94, February 1988.

[94] Jia-Qiang Y, Huang J, "*Direct torque control system for induction motors with fuzzy speed pi regulator,*" Proceedings of the Fourth International Conference on Machine Learning and Cybernetics, Guangzhou, Pp. 778 -783, 18-21 August 2005.

[95] Zein I, Loron L, Forgez C, "*An extended Kalman filter and an appropriate model for the real-time estimation of the induction motor variables and parameters.*" IASTED International Conference on Measurement and Control MECO, Pittsburgh USA, Mai 2001.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

[96] Comnac V, Cernat M, Cotorogea M, Draghici I, " *Sensorless direct torque and stator flux control of induction machines using an extended Kalman filter* ". Proceeding of the 2001 IEEE international conference on control applications, Mexico City, Mexico, Sep. 2001.

Annexe :

**PARAMETRES DE LA MACHINE SYNCHROME A AIMANT
PERMANENT MSAP : [SIN 95]**

GRANDEURS NOMINALES

Nombre de paire de pôles	$P = 6$
Tension efficace nominale simple	$V_n = 240V$
Fréquence nominale	$f = 50 \text{ Hz}$

PARAMETRES ELECTRIQUES

Résistance de l'enroulement statorique	$R_s = 1.4\Omega$
Inductance statorique directe	$L_d = 5.6e-3 \text{ H}$
Inductance statorique en quadrature	$L_q = 5.8e-3 \text{ H}$
Flux de l'aimant permanent rotorique	$\psi_r = 0.1546 \text{ Wb}$

PARAMETRES MECANIQUES

Moment d'inertie	$J = 0.00176 \text{ kg.m}^2$
Coefficient de frottement visqueux	$f_v = 0.00038818$

Travaux Scientifiques :

○ *Publications Internationales*

[1] **Khalil NABTI**, Khoudir ABED, Hocine BENALLA. "*Sensorless Direct Torque Control of Induction Machine Using Luenberger Observer and Simplified Extended Kalman Filter.*" International Review of Automatic Control (IREACO). Volume 01 Issue 01, 2008.

[2] **Khalil NABTI**, Khoudir ABED, Hocine BENALLA. "*Sensorless Direct Torque Control of Brushless AC Machine Using Luenberger observer.*" Journal of Theoretical and Applied Information Technology (JATIT). Volume 04 N° 08, pp 725-730. 2008.

[3] **Khalil NABTI**, Khoudir ABED, Hocine BENALLA. "*Improved DTC relying on Hybrid Fuzzy-self tuning PI Regulator for the Permanent Magnet Synchronous Machine.*" ICGST-ACSE Journal. Volume 8. Issue III. January 2009.

[4] **Khalil NABTI**, Khoudir ABED, Hocine BENALLA. "*Speed-Sensorless Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motors Improved by Fuzzy-PI Regulation.*" International Journal of Electrical Engineering (IJEE) Issue 01, volume 01, 2009.

[5] Khoudir ABED, **Khalil NABTI**, Hocine BENALLA "*High-Performance Intelligent Sensorless Control of Induction Machine Based Extended Luenberger and Kalman Filter Observers Using Fuzzy-PI Controller.*" International Review of Automatic Control (IREACO). Volume 01 Issue 01, 2008.

[6] Khoudir ABED, **Khalil NABTI**, Hocine BENALLA. "*A New Fuzzy Indirect Rotor Field Oriented Control Scheme Based Speed Sensorless Induction Machine Drive Feed Through an Ameliorate Three Level Voltage Inverter.*" International Journal of Applied Engineering Research (IJAER) on volume 3 pp. 359–368, 2008.

[7] Khoudir ABED, **Khalil NABTI**, Hocine BENALLA "*A Fuzzy IRFOC Application Based Speed Sensorless Control of IM Using a speed and load Torque Observer.*" International Journal of Electronic and power Engineering (IJEPE), 2(3). 179 - 184, 2008.

[8] Khoudir ABED, **Khalil NABTI**, Hocine BENALLA "*A New SML Observer Implementation for Speed Sensorless Based Robust IRFOC IM drives*"

International Journal of Electronic and power Engineering (IJEPE), 2(4). 377-282, 2008.

[9] Khoudir ABED, **Khalil NABTI**, Hocine BENALLA *"Improved Intelligent Sensorless Control of IM Using EKF Observer and Fuzzy-PI Controller Based IRFOC Scheme."* International Journal of Electronic and Electrical Engineering (IJEED) Issue 01, volume 01, 2009.

○ **Communications Nationales**

[10] **Khalil NABTI**, Khoudir ABED, Hocine BENALLA. *"Direct Torque Control System, for Permanent Magnet Synchronous Machine with Fuzzy Speed Pi Regulator"*, 1st Mediterranean Conference of Intelligent Systems and Automation (CISA'08). 2008. Université Badji Moukhtar, Annaba, ALGERIA.

[11] Khoudir ABED, **Khalil NABTI**, Hocine BENALLA. *"Ameliorate Speed Sensorless Control of Induction Machine by a Three Level Voltage Inverter using Indirect Rotor Field Oriented Control Scheme."* proceeding of ICES'06. pp.260-265. May 08-10, 2006, Oum El-Bouaghi, ALGERIA.

[12] Mohamed Saleh JEBBAR, Khoudir ABED, **Khalil NABTI**, Hocine BENALLA. *"Redresseur cascade de courant à trois niveaux – onduleur de tension à trois niveaux – application à la conduite de la machine triphasée."* Conférence internationale sur l'électrotechnique et ses applications ICEEA'08, 20 et 21 Mai 2008. Université Djilali Liabes, Sidi Bel Abbès, ALGERIE.

○ **Communications Internationales**

[13] Khoudir ABED, **Khalil NABTI**, Hocine BENALLA. *"A Speed Sensorless Control for Triphase Induction Machine using Indirect Field-Oriented Control Scheme."* Proceeding of IASTED International Conference on Applied Simulation and Modeling (ASM 2006), pp 522-057, June 26- 28, 2006. Rhodes, Greece.

[14] Khoudir ABED, **Khalil NABTI**, Hocine BENALLA *"A Fuzzy IRFOC Application in Speed Sensorless Control of IM Feed Through an Ameliorate Three Level Voltage Inverter."* Proceeding of IASTED International Conference on Applied Simulation and Modeling (ASM 2007), August 29, 31 2007. Palma De Mallorca, Spain.

ملخص

الهدف من العمل المعروف في هذه الرسالة هو دراسة مختلف طرق التحكم في الآلات التزامنية وتحسين مستوى أداءها باستعمال طرق التحكم الذكية مع استعمال الملاحظات لإلغاء المراقبات الميكانيكية. في هذا الإطار قمنا في الجزء الأول من الرسالة بدراسة مكتبية بغرض الإطلاع على المجالات التي يمكننا المساهمة فيها. ثم قمنا في الجزء الثاني بتطوير عدة خوارزميات بعد نمذجة الآلة التزامنية عن طريق وضع نظامها المكافئ باستعمال المحاكات الرقمية. قمنا بعرض سريع لطريقة التحكم الشعاعية الكلاسيكية و طريقة التحكم المباشر في العزم في الجزء الثالث من هذه الرسالة بينما خصصنا جزءها الرابع لتحسين أداء طرق التحكم بإدماج عدة طرق تحكم غير خطية, خاصة في ما يتعلق بالملاحظات كملاحظ لوانبغر و مرشحات كالمان. ثم اقترحنا باستعمال طريقة المنطق الضبابي بتطوير عمل المعدل الكلاسيكي و ذلك عن طريق تعديل معاملاته ذاتيا.

كلمات المفاتيح:

محرك تزامني, التحكم المباشر في العزم, التحكم الشعاعي, ملاحظ لوانبغر, مرشح كالمان, المنطق الضبابي.

Résumé

Le travail présenté dans cette thèse a pour objectif l'étude des stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone. Dans la première partie de cette thèse on a effectué une recherche bibliographique dans le domaine, puis dans le deuxième chapitre on a étudié et modélisé la machine synchrone ainsi que l'onduleur de tension. Dans la troisième partie la commande vectorielle est modélisée et simulée ainsi que la commande directe du couple, une comparaison entre les différentes techniques de commande est réalisée. Alors que dans la quatrième partie on propose une commande sans capteur mécanique par l'utilisation de l'observateur de Luenberger et du filtre de Kalman, enfin la logique floue est utilisée pour une auto-adaptation des paramètres du régulateur conventionnel PI.

Mots-clés :

Moteur synchrone, commande vectorielle, commande direct de couple, observateur de Luenberger, filtre de Kalman, logique floue.

Abstract

The scope of work in our research thesis is the study of different strategies of control for synchronous machines and speed sensorless vector control uses observers and fuzzy logic.

After a stat of art about different types of machine and techniques of control in the first part, the modelling and simulation of different parts of the controlled process, is presented in the second part of the thesis. We present in the third part the classical vector control techniques and its limitation to training a high performance control; we try also to solve the problem of parameters variation in the last part of this chapter. The fourth part exposes a sensorless control techniques, based on observers such as the Luenberger observer, Kalman. Finally, we used the intelligent control via fuzzy logic as a self adaptation of the PI regulator parameters.

Keywords:

Synchronous motor, vector control, direct torque control, sensorless control, Luenberger observer, Kalman filter, Fuzzy logic.