

THESE

Présentée

pour obtenir le grade de

DOCTEUR D'AIX-MARSEILLE UNIVERSITÉ

Discipline : **Automatique**

&

**DOCTEUR DE L'ÉCOLE SUPERIEURE DES SCIENCES
ET TECHNIQUES DE TUNIS**

Discipline : **Génie électrique**

par

Amor KHLAIEF

Mastère en Électrotechnique et Systèmes Industriels (ESSTT)

**Contribution à la Commande Vectorielle sans Capteur
Mécanique des Machines Synchrones
à Aimants Permanents (MSAP)**

Thèse présentée et soutenue publiquement le 10 Juillet 2012 devant le jury composé de :

Mme Maria PIETRZAK-DAVID	ENSEEIH-T-INPT, LAPLACE	Rapporteur
Mr. Othman HASNAOUI	ESSTT de Tunis, ERCO	Rapporteur
Mr. Mohamed BOUSSAK	Ecole Centrale Marseille, LSIS	Directeur de thèse
Mr. Abdelkader CHAARI	ESSTT de Tunis, C3S	Directeur de thèse
Mr. Mohamed GABSI	ENS Cachan, SATIE	Examineur
Mr. Mohamed JEMLI	ESSTT de Tunis, C3S	Examineur
Mr. Rachid OUTBIB	Aix-Marseille Université, LSIS	Examineur

ANNEE : 2012

Thèse préparée en cotutelle entre le Laboratoire des Sciences de l'Information et des Systèmes (LSIS-UMR 7296-France)-pôle Ecole Centrale Marseille (ECM) & l'Unité de Recherche en Commande, Surveillance et Sécurité de fonctionnement des Systèmes (C3S-ESSTT-Tunisie)



AVANT PROPOS

Les travaux présentés dans ce rapport ont été réalisés dans le cadre d'une convention de thèse en cotutelle entre l'Ecole Supérieure des Sciences et Technique de Tunis (ESSTT)-université de Tunis et Aix-Marseille Université (AMU), signée en date du 01 juillet 2008. Ces travaux sont encadrés conjointement par Monsieur **Moncef GOSSA** de l'ESSTT et Monsieur **Mohamed BOUSSAK** de l'Ecole Centrale Marseille (ECM). J'ai débuté mes travaux de thèse au sein de l'Unité de Recherche en Commande, Surveillance et Sûreté de Fonctionnement des Systèmes (**C3S**) rattaché à l'Ecole Supérieure des Sciences et Techniques de Tunis (ESSTT). Depuis le 15 février 2010 et jusqu'à ce jour je suis à temps plein pour mener mes travaux de recherche au sein du Laboratoire des Sciences de l'Information et des Systèmes LSIS-UMR CNRS 7296 – pole Ecole Centrale Marseille avec un financement sur le projet RAPACE. Suite au décès de Monsieur **Moncef GOSSA** survenu le 17 septembre 2011, la continuité d'encadrement de la thèse, côté Tunisien, est assurée par Monsieur **Abdelkader CHAARI** de l'ESSTT.

Je veux remercier ici tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'accomplissement de travail.

En premier lieu, je tiens à témoigner ma profonde reconnaissance à Monsieur **Mohamed BOUSSAK**, Professeur à l'ECM et membre permanent de l'équipe de recherche ESCODI du LSIS, non seulement pour la confiance qu'il m'a témoigné mais aussi pour la qualité de son encadrement, sa disponibilité, sa patience et ses compétences techniques et pédagogiques dont il m'a su me faire profiter. Sa sollicitude et surtout les conseils avisés qu'il m'a prodigué, témoignent de ses qualités scientifiques et humaines. Je tiens également à le remercier pour m'avoir intégré dans le projet de recherche «RAPACE », ce qui m'a permis d'approfondir mes connaissances dans le domaine d'entraînement électrique à vitesse variable.

J'exprime mes sincères gratitude à Monsieur **Moncef GOSSA**, Professeur à l'ESSTT et ancien responsable de l'unité C3S. C'est avec grande tristesse que j'ai appris au début de cette année universitaire le décès de mon directeur de thèse Monsieur **Moncef GOSSA** suite à une longue maladie. Il s'agit d'une perte d'un Professeur serviable que j'ai côtoyé durant mes études d'une part et d'un directeur qui m'a soutenu durant mes travaux de thèse. Que son âme repose en paix et que la terre qui a tenu à le garder lui soit légère.

J'exprime mes vifs remerciements à Monsieur **Abdelkader CHAARI**, Maître de conférences à l'ESSTT et responsable de l'unité C3S, qui malgré ses diverses responsabilités, a accepté d'assurer la continuité de diriger cette thèse. Je le remercie pour le temps qu'il m'a consacré, pour la disponibilité et le soutien qu'il m'a prodigué et d'avoir accepté de participer au jury.

Je remercie Madame **Maria PIETRZAK-DAVID**, Professeur à l'Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT) et membre du groupe CODIASE de LAPLACE, d'avoir accepté la lourde tâche de rapporteur malgré ses nombreuses responsabilités et sollicitations et pour l'honneur qu'elle m'a fait en acceptant de participer à ce jury.

Que Monsieur **Othman HASNAOUI**, Maître de conférences à l'ESSTT, soit vivement remercié pour avoir accepté la lourde tâche de rapporteur de cette thèse et d'avoir accepté de participer au jury de thèse.

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur **Mohamed GABSI**, Professeur à l'ENS Cachan, et Monsieur **Rachid OUTBIB** Professeur à Aix-Marseille Université et responsable de l'équipe de recherche ESCODI du LSIS, qui ont bien voulu examiner ce travail et prendre part au jury de ma thèse.

Je remercie chaleureusement Monsieur **Mohamed JEMLI**, Maître de conférences à l'ESSTT, pour son aide, ses conseils au cours de mes études et pour avoir accepté de participer à ce jury.

Je remercie Monsieur **Mustapha OULADSINE**, Professeur à Aix-Marseille Université et directeur du LSIS, pour m'avoir accueilli au sein du LSIS.

Je remercie Monsieur **Frédéric FOTIADU**, Professeur et Directeur de l'Ecole Centrale Marseille (ECM), pour m'avoir accueilli au sein de Centrale Marseille et Technologies (CMRT) de l'ECM dans lequel j'ai mené mes travaux de recherche.

Je remercie également l'ensemble des membres du CMRT de l'ECM, particulièrement Madame **Sylvie BANGUET** et Madame **Catherine JAZZAR**, pour avoir accepté la relecture du manuscrit. Je tiens également à témoigner ma reconnaissance aux personnels de l'ECM pour leur gentillesse, leur disponibilité et leur aide. Que Monsieur **Arnaud DAURIAC**, technicien à l'ECM, trouve ici l'expression de ma sincère reconnaissance pour m'avoir apporté son aide précieuse pour la réalisation des cartes électroniques.

Je tiens également à remercier Monsieur **Moussa BENDJEDIA**, Post-doctorant au laboratoire LSIS-pôle Ecole Centrale Marseille, pour les différents échanges que nous avons eus sur le projet RAPACE et la publication de plusieurs travaux en commun.

Mes remerciements s'adressent également à mes collègues en thèse, en particulier : **Mohamed TRABELSI**, **Youssef AGREBI ZORGANI**, **Mabrouk JUILLI**, **Faten GROUZ**, **Kamel JEMLI**, **Adel CHBEB**... avec qui j'ai passé des meilleurs moments durant ces dernières années à l'ECM.

Je remercie de tout mon cœur Monsieur **Lotfi HAMDI**, responsable de site Hôtel Technoptic, Marseille Innovation, pour son soutien dans les phases critiques durant l'avancement de mes travaux de recherches.

A mes parents, qui ont toujours cru en moi et m'ont accompagné moralement tout au long de ce parcours. L'éducation, soin et conseils qu'ils m'ont prodigués, m'ont toujours guidé pour faire les bons choix dans ma vie. Sans leur soutien, encouragement et prières, rien n'aurait été possible.

A mon épouse, la seule personne qui a partagé avec moi les moments d'inquiétude avant ceux de joie, pendant ces longues années de thèse. Son soutien et ses mots m'ont toujours aidé à dépasser les moments difficiles. Il n'y pas de mots suffisamment forts pour lui exprimer ma gratitude. Je la remercie énormément pour la compréhension et la patience dont elle fait preuve durant ces années.

A ma deuxième famille, celle de mon épouse, qui m'a offert le meilleur cadeau de ma vie (mon épouse) et qui m'a toujours encouragé et soutenu. Je la remercie vivement pour ses paroles, ses prières et la confiance qu'elle m'a accordée.

Enfin, c'est un immense plaisir que je dédie ce mémoire, à mes adorables sœurs **Baya**, **Nedra**, **Somaya**, **Mona** et mes frère **Mohamed**, **Samsoum**, **Abdou** et bien sûr tous les membres de ma famille qui m'ont épaulé durant la rédaction de ce mémoire.

Table des matières

AVANT PROPOS.....	2
INTRODUCTION GENERALE.....	13

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART DE LA COMMANDE SANS CAPTEUR MECANIQUE DU MSAP

I. INTRODUCTION.....	23
II. ENTRAINEMENT A VITESSE VARIABLE PAR ACTIONNEURS SYNCHRONES A AIMANTS	24
II.1 Entraînement de disques durs d'ordinateurs	24
II.2 Système de propulsion électrique	25
II.3 Moteurs synchrones à aimants pour l'aéronautique.....	26
II.4 Récupération Assistée PAR Capteurs Embarqués (RAPACE).....	27
II.5 Traction électrique.....	28
II.6 Machine synchrone à aimants pour la domotique	29
II.7 Fonctionnement en génératrice des MSAP.....	30
III. ETAT DE L'ART DE LA COMMANDE SANS CAPTEUR MECANIQUE DU MSAP	31
III.1 Estimation basée sur les observateurs	32
III.1.1 Filtre de Kalman.....	32
III.1.2 Observateur de Luenberger.....	34
III.1.3 Observateur par mode glissant.....	35
III.1.4 Estimation de la vitesse par la technique MRAS	37
III.2 Estimation de la vitesse par injection d'un signal à haute fréquence	39
III.3 Commande directe du couple (DTC).....	40
III.3.1 La commande DTC classique	40
III.3.2 Commande DTC synchrone.....	43
III.3.3 Commande DTC synchrone sans capteur mécanique	45
III.4 Autres méthodes appliquées pour une machine à pôles lisses	46
IV. ETAT DE L'ART DE DETECTION DE LA POSITION INITIALE	46
IV.1 Estimation basée sur la mesure de l'inductance de phase	47
IV.2 Détection de la position à l'arrêt à partir de la saillance magnétique.....	48
IV.3 Estimation de la position initiale par l'injection d'un signal à haute fréquence ..	49
IV.4 Détection de la position initiale par l'application des impulsions de tension	49
IV.5 Autres méthodes	50
IV.5.1 Méthode d'Anisotropie Magnétique	50
IV.5.2 Méthode INFORM	51
V. CONCLUSION.....	51

CHAPITRE II : MODELISATION DE LA MSAP ASSOCIEE A SON CONVERTISSEUR DE PUISSANCE

I. INTRODUCTION.....	54
II. MODELISATION DE LA MSAP	54
II.1 Généralités.....	54
II.2 Hypothèses simplificatrices	54
II.3 Constitution d'une MSAP.....	55
II.3.1 Différentes structures du rotor	56

II.4	Notations.....	56
II.5	Equations électriques d'une machine synchrone à aimants.....	57
II.6	Equation mécanique.....	59
II.7	Couple électromagnétique de la MSAP.....	59
II.8	Modèle équivalent d'une machine synchrone triphasée dans le système des axes d, q	60
II.8. 1	Equations électriques dans le repère d, q	61
II.8. 2	Equations de flux.....	62
II.8. 3	Schéma équivalent en régime transitoire.....	64
II.8. 4	Expression du couple électromagnétique.....	65
II.8. 5	Modèle d'état de la MSAP.....	66
II.9	Modélisation dans un repère lié au stator.....	67
II.9. 1	Axes de repère lié au stator.....	68
II.9. 2	Modèle d'état dans un référentiel lié au stator.....	69
II.9. 3	Modèle d'état non linéaire d'une MSAP dans le référentiel lié au stator.....	70
III.	MODELISATION DU CONVERTISSEUR DE PUISSANCE.....	70
III.1	Description de la chaîne de conversion de l'énergie.....	71
III.2	Onduleur de tension.....	71
III.3	Technique de modulation vectorielle.....	73
III.4	Principe de fonctionnement de la MLI vectorielle.....	74
III.5	Description de l'algorithme de la MLI vectorielle.....	76
IV.	CONCLUSION.....	81

CHAPITRE III : COMMANDE VECTORIELLE AVEC CAPTEUR MECANIQUE DE LA MSAP : SIMULATION ET VALIDATION EXPERIMENTALE

I.	INTRODUCTION.....	83
II.	COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP.....	83
II.1	Découplage dynamique entrée sortie.....	83
II.2	Etude de la régulation des courants de Park.....	84
II.3	Etude de la régulation de la vitesse rotorique.....	87
III.	ASSOCIATION CONVERTISSEUR MACHINE.....	89
III.1	Résultats de simulation.....	89
IV.	DESCRIPTION DU BANC D'ESSAI EXPERIMENTAL.....	93
IV.1	Description de la carte de commande dSpace DS1103.....	94
IV.2	Architecture de commande et traitement en temps réel.....	96
IV.3	Onduleur de tension et mesure.....	97
IV.4	Chaîne d'acquisition et de traitement de données.....	98
IV.5	Partie mécanique du banc d'essais.....	99
V.	RESULTATS EXPERIMENTAUX DE LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP.....	101
V.1	Régulation des courants.....	102
V.2	Régulation de vitesse pour une commande à flux rotorique orienté.....	105
VI.	CONCLUSION.....	110

CHAPITRE IV : MISE EN ŒUVRE DE LA COMMANDE VECTORIELLE SANS CAPTEUR MECANIQUE DE LA MSAP AVEC ESTIMATION DE LA POSITION INITIALE

I.	INTRODUCTION	112
II.	DETECTION DE LA POSITION INITIALE DU ROTOR DE LA MSAP	113
II.1	Principe de la méthode de détection de la position initiale du rotor.....	113
II.2	Mise en équations.....	115
II.3	Applications des vecteurs tests pour l'estimation de la position initiale	117
II.4	Résultats expérimentaux de détection de la position initiale.....	119
II.5	Discrimination de l'incertitude sur la position initiale.....	121
III.	ESTIMATION EN REGIME DYNAMIQUE DE LA POSITION ET DE LA VITESSE DE LA MSAP	125
III.1	Estimation de la vitesse par la technique MRAS.....	126
III.1.1	Principe de la technique MRAS.....	126
III.1.2	Equations de l'observateur MRAS.....	127
III.1.3	Etude de stabilité de l'observateur MRAS.....	130
III.1.4	Résultats de simulation par la technique MRAS.....	134
III.1.5	Résultats expérimentaux de la commande vectorielle sans capteur mécanique avec estimation de la vitesse par la méthode MRAS.....	135
III.1.6	Estimation de la vitesse par l'observateur MRAS avec détection de la position initiale	138
III.2	Estimation de la position et de la vitesse par l'observateur non linéaire	140
III.2.1	Mise en équations de l'observateur non linéaire.....	141
III.2.2	Estimation de la vitesse rotorique.....	144
III.2.3	Résultats de simulation avec l'observateur non linéaire.....	146
III.2.4	Résultats expérimentaux d'estimation de la vitesse par la l'observateur non linéaire	149
III.2.5	Résultats expérimentaux de l'estimation de la vitesse avec détection de la position initiale	151
IV.	CONCLUSION	155

CHAPITRE V : CONTINUTE DE FONCTIONNEMENT DU MSAP EN PRESENCE DE DEFAUTS CONVERTISSEUR DE PUISSANCE ET SANS CAPTEUR MECANIQUE

I.	INTRODUCTION	158
II.	RECHERCHE DE SIGNATURES REPRESENTATIVES DE DEFAUT D'OUVERTURE D'UNE PHASE STATORIQUE	159
II.1	Problématique.....	159
II.2	Simulation de la commande vectorielle avec capteur mécanique de la MSAP en présence d'une repture d'une phase statorique	160
II.3	Résultats d'expérimentation.....	163
III.	RECHERCHE DE SIGNATURES DE DEFAUT D'OUVERTURE D'UNE PHASE DE LA MSAP	166
III.1	Détection et localisation de défauts d'ouverture d'une phase	166
III.2	Transformée de Fourier discrète.....	167
III.3	Résultats d'expérimentation de détection d'ouverture d'une phase	169
IV.	PERFORMANCES DE LA COMMANDE VECTORIELLE SANS CAPTEUR MECANIQUE DE LA MSAP SUITE A DES DEFAUTS DES TRANSISTORS DE PUISSANCES	175
IV.1	Performances de l'observateur MRAS vis-à-vis de défauts des transistors.....	175
IV.1.1	Résultats expérimentaux pour le fonctionnement avec un transistor à l'état Off..	175
IV.1.2	Résultats expérimentaux pour le fonctionnement avec deux transistors à l'état Off	179

IV.2	Performances de l'observateur non linéaire vis-à-vis de défauts des transistors	182
IV.2.2	<i>Résultats pour le fonctionnement avec deux transistors à l'état Off</i>	186
V.	RECONFIGURATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE DES MSAP	
	SUITE AU DEFAUT DU CAPTEUR MECANIQUE	190
V.1	Problématique	190
V.2	Principe de reconfiguration de la commande vectorielle suite au défaut du capteur mécanique	191
V.3	Résultats expérimentaux en utilisant la méthode MRAS	192
V.4	Résultats expérimentaux en utilisant l'observateur non linéaire	197
VI.	CONCLUSION	202
	CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES	204
	BIBLIOGRAPHIE	210
	ANNEXE	231
a.1)	Identification des paramètres électrique et mécanique	232
a.	Identification des paramètres électriques	233
i.	Les équations des tensions et des flux statorique	233
ii.	Equations des flux dans le repère de <i>Park</i>	235
iii.	Mesure des inductances	235
iv.	Mesure du flux de l'aimant du rotor	237
b.	Le moment d'inertie des masses tournantes	238
i.	Allure expérimentale de la vitesse pour l'essai de ralentissement	239
b.1)	Etude de la régulation	240

NOTATIONS ET ABRÉVIATIONS

Notations

L_{sa}, L_{sb} et L_{sc} : Inductances propres respectivement des phases a, b, c ;

$M_{ab}, M_{ac}, M_{ba}, M_{bc}, M_{ca}$ et M_{bc} : Inductances mutuelles respectivement des phases a, b et c ;

L_{sf} : Inductance équivalente de l'aimant permanent;

i_f : Courant équivalent de l'inducteur;

l_s : Inductance de fuite;

L_{0s} : Terme constant de l'inductance propre d'une phase du stator;

L_{2s} : Amplitude du premier harmonique de l'inductance propre d'une phase;

R_s : Résistance d'une phase statorique;

$\hat{\Phi}_{fd}$: Flux d'induction maximum de l'aimant permanent;

K_t : Constante de couple;

N_p : Nombre de paire de pôle;

θ_m : Position mécanique réelle du rotor;

$\Omega = \frac{d\theta_m}{dt}$: Vitesse angulaire mécanique réel du rotor;

θ_r : Position électrique du rotor $\theta_r = N_p \theta_m$;

$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$: Vitesse angulaire électrique du rotor;

$[V_s]$: Vecteurs des tensions statoriques;

$[i_s]$: Vecteurs des courants statoriques;

J : Moment d'inertie de la partie tournante;

f : Coefficient de frottement visqueux;

C_{em} : Couple électromagnétique délivré par le moteur;

C_r : Couple résistant appliqué sur l'arbre du moteur;

$I_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} = \sqrt{3} \cdot I_{s_eff}$: Courant statorique du moteur;

$V_s = \sqrt{v_d^2 + v_q^2} = \sqrt{3} \cdot V_{s_eff}$: Tension statorique du moteur;

δ : Déviation angulaire entre la tension statorique et l'axe q du repère de *Park*;

ρ : Déviation angulaire entre le flux statorique et l'axe d du repère de *Park*;

φ : Déviation angulaire entre le courant statorique et la tension statorique du moteur;

$\tau_d = \frac{L_d}{R_s}, \tau_q = \frac{L_q}{R_s}$: Constante de temps respectivement d'axe direct et en quadrature;

Y : Vecteur de sortie;

[A] : Matrice d'évolution;

[B] : Matrice de commande;

[C] : Matrice de sortie;

[U] : Vecteur de commande;

θ_0 : Position initiale du rotor;

V_{DC} : Tension d'alimentation du bus continu de l'onduleur;

α : Angle du vecteur de référence;

$\|\vec{v}_{ref}\|$: Module du vecteur de référence;

v_d, v_q : Composantes de tension statoriques dans le repère dq ;

i_d, i_q : Composantes de courant statoriques dans le repère dq ;

v_α, v_β : Composantes de tension biphasées statoriques dans le repère $\alpha\beta$;

i_α, i_β : Composantes de courant statoriques dans le repère $\alpha\beta$;

φ_α : Phase à l'origine du courant i_α ;

φ_β : Phase à l'origine du courant i_β ;

T_{sw} : Période de commutation;

T_e : Période d'échantillonnage;

ω_0 : Pulsation propre;

ξ : Coefficient d'amortissement;

$K_{p_{id}}, K_{p_{iq}}$: Coefficient de l'action proportionnelle respectivement du courant i_d et du courant i_q ;

$K_{i_{id}}, K_{i_{iq}}$: Coefficient de l'action intégrale du régulateur PI respectivement du courant i_d et du courant i_q ;

$K_{i_{iq}}$: Coefficient de l'action intégrale de la boucle de régulation du courant i_q ;

$K_{p_{\Omega}}$: Coefficient de l'action proportionnelle du régulateur IP de vitesse;

$K_{i_{\Omega}}$: Coefficient de l'action intégrale du régulateur IP de vitesse;

$[\varepsilon]$: Différence entre le modèle de référence et le modèle ajustable;

$[W]$: Bloc de contre réaction, qui constitue l'entrée du bloc linéaire;

K_1, K_2 : Gains d'adaptation;

$K_{i\omega_r-est}, K_{p\omega_r-est}$: Gains du régulateur PI pour corriger l'erreur entre la vitesse réelle et celle estimée;

λ : Gain de l'observateur non linéaire.

Abréviations

MSAP : Machine Synchrone à Aimants Permanents;

TVC : Thrust Vector Control ou TVC;

AGV : Automotrices Grande Vitesse;

EHA : Electro-Hydrostatic Actuator;

RAPACE : Récupération Assistée PAR Capteurs Embarqués;

FKE : Filtre de Kalman Etendu;

OMG : Observateur par Mode Glissant;

f.é.m : Force électromotrice;

MRAS : Model Reference Adaptive System;

DTC : Direct Torque Control;

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion;

DSP : Digital Signal Processor;

FPGA : Field Programmable Gate Array, réseau de portes programmables;

PLL : Phase Locked Loop;

DFT : Transformée de Fourier Discrète;

FFT : Fast Fourier Transform;

MAM : Méthode d'Anisotropie Magnétique;

INFORM : Indirect Flux detection by On-line Reactance Measurement;

CAN : Convertisseurs Analogiques Numériques;

MCC : Machine à Courant Continu;

PI : Proportionnel-Intégral;

IP : Intégral-Proportionnel;

MCSA : Motor Current Signature Analysis;

IGBT : Integrated Gate Bipolar Transistor;

MOSFET : Metal-Oxyde-Semiconductor Field-Effect-Transistor.

INTRODUCTION GENERALE

L'augmentation constante de nouveaux besoins a permis d'élargir fortement les champs d'application et d'innovation des entraînements électriques à vitesse variable. Cette innovation concerne les dispositifs d'électroniques de puissance, les procédés de conversion électromécanique de l'énergie, les systèmes de commande associés et les méthodes de traitement de l'information.

Récemment, les activités de recherche se sont accentuées pour réduire les coûts associés au pilotage électronique et faciliter l'intégration de l'entraînement à vitesse variable des machines à courant alternatif. Afin d'assurer une alimentation stable et efficace, les chercheurs ont développé de nouveaux composants à base de semi-conducteurs. Ces recherches ont permis le développement de convertisseurs statiques à base de nouveaux types d'interrupteurs statiques de puissance tels que les IGBTs (Integrated Gate Bipolar Transistor) et les MOSFETs (Metal-Oxyde-Semiconductor Field-Effect-Transistor). De nouvelles techniques de commande ont aussi été développées pour améliorer la performance et la robustesse des entraînements électriques à vitesse variable [Ben-93]. Actuellement, des circuits intégrés et des processeurs numériques, tels que les DSP (Digital Signal Processor), les FPGA (Field Programmable Gate Array, réseau de portes programmables), spécialisés pour l'entraînement des machines asynchrone et synchrone facilitent l'implantation expérimentale [Kad-00].

Les actionneurs électriques et leurs contrôles sont de plus en plus présents dans tous les secteurs domestiques et industriels ainsi que dans les secteurs technologiques de pointe [Ala-00], [Per-96], [Poz-03], [Ama-01], [Ber-00], [Lab-08] et [Alh-05]. Les secteurs concernés sont nombreux : métallurgie, textile, papeterie, domotique, transports terrestres (ferroviaire et routier, véhicules industriels, robotique mobile), transports maritimes (propulsion électrique navale) et avioniques (avion de plus en plus électrique) [Kha-06], [Nfo-06]... En plus, les machines synchrones à aimants (MSAP) sont de plus en plus utilisées dans les systèmes embarqués, à cause de l'absence de pertes au rotor et compte tenu de leur compacité.

Avec la réduction des coûts des aimants du type terres rares (Samarium-Cobalt et Néodyme-Fer-Bore), les moteurs synchrones à aimants permanents sont de plus en plus utilisés dans les actionneurs électromécaniques [Loc-06]. Ce type de moteur est omniprésent dans les applications industrielles, par rapport aux machines asynchrones et synchrones réticents auto commutés, en raison de sa compacité, sa simplicité de commande, son rendement, sa robustesse et sa puissance massique élevée.

La commande vectorielle du MSAP nécessite une électronique qui reste relativement complexe, et un microprocesseur performant. En effet, les MSAP ne peuvent être commandées que si les enroulements statoriques sont alimentés en fonction de la position du rotor. L'électronique et les composants reliés à la mesure de la position sont encore très coûteux. Cette position est obtenue à partir des capteurs mécaniques qui sont généralement sensibles aux perturbations et leur maintenance est coûteuse. Par ailleurs, la mesure d'une variable physique peut être délicate d'un point de vue technique. Ce capteur permet d'éviter tout risque d'instabilité ou de décrochage du MSAP. On parle dans ce cas de machine autopilotée ou autosynchrone. L'élimination du capteur de position réduit considérablement le coût et élimine le besoin de la maintenance régulière de pièces mécaniques, et par conséquent augmente la fiabilité. Par conséquent, le regain d'intérêt, manifesté par les différents secteurs industriels et par le monde de la recherche, prouve que la commande vectorielle des actionneurs synchrones sans capteur mécanique est un créneau très porteur en vue d'accroître l'efficacité et la fiabilité de la conception des systèmes d'entraînement à vitesse variable.

Ces problèmes peuvent être résolus en utilisant un système dynamique, appelé observateurs d'états [Bou-04], [Chb-10], [Zhe-08]. Ces derniers, permettent la détermination d'un modèle d'estimation d'état en utilisant les grandeurs accessibles du moteur, telles que les courants et les tensions [Ezz-11], [Pey-03], [Mob-01], [Hu-07] et [Adr-11]. Lorsqu'un système est complètement observable, les variables d'état peuvent être reconstituées. Différentes méthodes d'entraînement sans capteurs de position ont été proposées par plusieurs chercheurs. Les techniques d'estimation basées principalement sur la théorie d'observateur d'état, la technique de la mesure des tensions induites aux bornes de la machine et la technique basée sur la mesure de l'effet de saillance en sont tous des exemples. En plus, ce principe de commande connaît un développement important ces dernières années notamment avec l'évolution de l'intégration des techniques nouvelles de l'intelligence artificielle telles que, les réseaux de neurones et la logique floue [Bat-03]. Une des principales difficultés pour la commande du MSAP est la détection de la position initiale du rotor afin de le piloter dans le sens de rotation imposé par la commande et un démarrage avec son couple maximum, sans perte de contrôle et décrochage [Per-05], [Khl-07].

Dans la plupart des applications industrielles, un défaut dans la machine ou dans le convertisseur d'alimentation peut conduire à une perte de la machine en cas de démagnétisation des aimants permanents ou plus grave à une perte de contrôle du système [Abd1-05], [Abd2-05], [Blo-06]. Il est donc important de pouvoir détecter un défaut naissant

et de mettre en place une stratégie de commande tolérante aux défauts qui garantisse un niveau maximal de sûreté de fonctionnement [Wei-02], [Mav-07]. Le problème reste encore très ouvert et il nous paraît judicieux d'y explorer de nouvelles techniques. Dans ce cadre, nous allons nous appuyer sur les nombreux travaux de recherche sur la commande et la détection des défauts des MSAP.

Notre contribution à ce vaste domaine va concerner les thèmes suivants :

- Implantation d'une nouvelle approche de détection de la position initiale de la MSAP à pôles saillants (basée sur l'application des vecteurs tests);
- Développement de lois de commande sans capteur avec un Système Adaptatif avec Modèle de Référence (MRAS) pour une MSAP à pôles saillants;
- Développement de lois de commande sans capteur avec un observateur non linéaire pour une MSAP à pôles saillants;
- Implantation de la commande sans capteur en ajoutant un algorithme d'estimation de la position initiale au démarrage du MSAP à pôles saillants pour garantir un démarrage stable et avec un couple maximum;
- Application des approches de détection et de localisation des défauts d'ouverture d'une phase statorique à l'aide de la Transformée de Fourier Discrète (DFT);
- Développement d'architectures de commande tolérantes au défaut du capteur mécanique du MSAP à pôles saillants.

Le travail de cette thèse consiste à étudier et appliquer les stratégies de commande vectorielle par orientation de flux sans capteur mécanique des actionneurs électriques synchrones à aimants permanents, permettant de garantir un fonctionnement de hautes performances statiques et dynamiques en utilisant la carte dSpace DS1103. Pour ce faire, nous avons articulé notre mémoire en cinq chapitres.

Le premier chapitre constitué de trois parties, nous donnerons un aperçu sur l'état de l'art des différents domaines d'application de la MSAP afin de montrer l'importance de ce type de machine. Nous discuterons ensuite des principaux avantages de chaque application. Nous citerons ensuite les techniques d'estimation de la position du rotor et de la vitesse existantes dans la littérature. Le troisième volet de ce chapitre est dédié à l'état de l'art des techniques d'estimation de la position initiale du rotor qui ont été proposées dans la littérature. Chaque partie est destinée à donner une analyse assez précise pour chaque stratégie mentionnée ci-dessus concernant les méthodes proposées, leurs avantages et inconvénients.

Dans le second chapitre, nous abordons le problème de la modélisation dynamique de la MSAP dans un repère lié au rotor puis au stator. Les modèles proposés sont mis sous forme d'équations d'état pour décrire avec précision le comportement dynamique de la MSAP. En effet, la transcription du modèle dynamique sous forme de schéma bloc est à envisager de manière à pouvoir simuler le modèle à l'aide du logiciel *Matlab-Simulink*. La fin de ce chapitre est consacrée à la présentation du convertisseur statique commandé avec la technique *MLI vectorielle*.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude des performances du contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique développé pour la MSAP. Initialement, nous présentons le principe général de la commande vectorielle. Ensuite, nous présentons les structures des blocs de régulation des courants et de vitesse pour cette stratégie de commande, et calculer les paramètres des régulateurs. A la fin de ce troisième chapitre, une phase d'expérimentation à base de la carte de commande temps réel dSpace DS1103 et *Matlab-Simulink* sera décrite, et plusieurs résultats de tests seront présentés. Ce dispositif servira par la suite pour la réalisation expérimentale des différentes techniques de contrôle du MSAP à tester.

Le quatrième chapitre aborde la mise en œuvre de la commande vectorielle sans capteur mécanique de la MSAP avec estimation de la position initiale du rotor. Nous proposons deux méthodes originales pour la commande sans capteur mécanique de la MSAP à pôles saillants. D'abord, l'algorithme de détection de la position initiale du rotor de la MSAP en utilisant les impulsions de tensions, est présenté. Cette nouvelle approche permet la détection de la position initiale et d'augmenter la précision. Après avoir développé les principes de la méthode proposée, nous allons présenter une nouvelle approche qui permet de détecter la position avec une incertitude de 15° électrique. Cette nouvelle approche est basée sur l'application de signaux tests aux bornes des phases statoriques du MSAP. L'analyse des courants crêtes permet de détecter la position initiale du rotor. La méthode proposée pour la détection de cette position initiale donne deux valeurs avec une période de 180° pour les mêmes courants crêtes des phases statoriques. Pour lever cette ambiguïté, nous allons réaliser un essai de saturation du circuit magnétique.

En suite, la deuxième partie de ce chapitre est destinée à étudier le fonctionnement des deux méthodes différentes pour l'estimation de la position et de la vitesse du rotor des moteurs synchrones à pôles saillants dans un système de commande à flux orienté. La première méthode (MRAS) est basée sur le modèle dynamique de la MSAP, formulé dans un repère tournant d, q . La deuxième méthode concernant l'observateur non linéaire, est une

structure qui permet d'estimer l'état du système à partir des tensions et des courants dans le repère lié au stator. Avec ce dernier, il sera aussi possible d'estimer la position du rotor en utilisant la fonction trigonométrique arctangente. Par dérivation de la position estimée, nous en déduisons la vitesse de rotation du rotor. Enfin, nous allons clôturer ce chapitre par la présentation des résultats expérimentaux de la commande sans capteur mécanique en utilisant les deux méthodes citées précédemment avec détection de la position initiale dans le cas de la MSAP à pôles saillants.

Dans le cinquième chapitre, l'accent sera mis sur les performances de la commande vectorielle du MSAP, associée à l'onduleur de puissance en présence de défauts. Dans un premier temps, nous étudions les défauts d'ouverture d'une phase afin de déterminer une signature permettant de les détecter et de les localiser. Dans ce but, nous utilisons des signatures à l'aide de la Transformée de Fourier Discrète (DFT) qui est basée sur la mesure des phases des courants statoriques. La deuxième partie de ce chapitre est consacrée à l'application de cette méthodologie d'identification en boucle fermée et à la détection de défauts d'ouverture d'une phase du MSAP. Nous présenterons ensuite les performances de la commande sans capteur mécanique des MSAP en présence de défaillances. Dans notre étude, nous nous sommes limités aux défauts qui peuvent survenir au niveau de l'onduleur (les défauts dans les interrupteurs de puissance (IGBTs)). Pour terminer, nous développerons avec validation expérimentale d'une approche basée sur un observateur de vitesse (MRAS et l'observateur non linéaire) qui permet la transition d'une commande avec capteur mécanique vers une commande sans capteur. Cette approche nous permet de valider la reconfiguration de la commande vectorielle du MSAP suite au défaut du capteur mécanique.

Nous terminons par une conclusion générale sur l'ensemble des résultats obtenus et nous exposons les différentes contributions que nous avons apportées par rapport à l'existant, ainsi que les perspectives que nous envisageons pour la poursuite de ces travaux de recherche.

PUBLICATIONS PERSONNELLES

Les travaux présentés dans cette thèse ont donné lieu aux publications suivantes:

Revue internationale avec comité de lecture :

- [1] **Khlaief A.**, Bendjedia M., Boussak M., Gossa M., “A nonlinear observer for high performance sensorless speed control of IPMSM drive,” *IEEE Trans. Power Electronics.*, vol. 27, no. 6, pp. 3028-3040, June 2012.
- [2] **Khlaief A.**, Jemli K., Boussak M., Gossa M., “Study on inverter’s IGBT fault behavior with permanent magnet synchronous motor’s drive,” *International Review of Electrical Engineering (IREE)*, vol. 6, Issue 3, June 2011.
- [3] Chbeb A., Jemli M., Boussak M., **Khlaief A.**, Gossa M., “Sensorless speed control of permanent magnet synchronous motor drive using extended Kalman filter with initial rotor position estimation,” *Journal of Electrical Systems (JES)*, vol. 5, Issue 2, June 2009, pp 1-19.
- [4] **Khlaief A.**, Boussak M., Gossa M., “MRAS based adaptive speed estimation for sensorless vector control with online estimation of stator resistance of IPMSM drive,” soumis en février 2012 à la revue *ISA Transactions (Elsevier)*, (retour des rapports des 4 reviewers, des modifications ont été apportées à la version finale).
- [5] **Khlaief A.**, Boussak M., Gossa M., “A sensorless initial rotor position estimation scheme for a vector controlled IPMSM,” *International Journal on Sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering*.
- [6] F. Grouz, **Khlaief A.**, Boussak M., Sbita L., “FDI based on an adaptive observer for current and speed sensors of PMSM drives,” à soumettre pour la revue *Int. J. Industrial Electronics and Drives*.
- [7] Bendjedia M., **Khlaief A.**, Boussak M., “Speed sensorless outrunner PMSM drive with sinusoidal inverter output filter and long cable for flying remote operative vehicle,” à soumettre pour *IEEE Trans. Power Electronics*.

Congrès internationaux avec actes et comité de lecture :

- [1] Chbeb A., Jemli M., **Khlaief A.**, Boussak M., Gossa M., “A novel technique for initial rotor position detection for sensorless speed control of permanent magnet motor drive,” Ninth international conference on Sciences and Techniques of Automatic Control, STA’2008, 22-24 December 2008, Monastir, Tunisie, CDROM.
- [2] **Khlaief A.**, Boussak M., Jemli M., Gossa M., “Field-oriented control of interior permanent magnet synchronous motor with a space vector modulation,” Ninth international conference on Sciences and Techniques of Automatic control, STA’2008, 22-24 December 2008, Monastir, Tunisie, CDROM.
- [3] **Khlaief A.**, Abassi M., Boussak M., Gossa M., “DSP based SVPWM technique for field oriented speed control of permanent magnet synchronous motor drive,”

- 10th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering STA'2009, CDROM.
- [4] Abassi M., **Khlaief A.**, Jemli M., Boussak M., Gossa M., "Direct torque of permanent magnet synchronous motor drive," 10th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering STA'2009, CDROM.
- [5] **Khlaief A.**, Boussak M., Gossa M., "Open phase faults detection in PMSM drives based on current signature analysis," XIX International Conference on Electrical Machines ICEM' 2010, CDROM.
- [6] **Khlaief A.**, Boussak M., Gossa M., "Sensorless speed vector control of PMSM drive based on MRAS method," 11th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering STA'2010, CDROM.
- [7] **Khlaief A.**, Boussak M., Gossa M., "A sensorless initial rotor position estimation scheme for a vector controlled IPMSM drive," 11th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering STA'2011, CDROM.
- [8] **Khlaief A.**, Boussak M., Jemli M., Gossa M., "Détection de la position initiale du rotor des moteurs synchrones à aimants," Journées Tunisiennes d'Electrotechnique et d'Automatique, JTEA'2008. 2-4 mai 2008.
- [9] **Khlaief A.**, Bendjedia M., Boussak M., Chaari A., "Nonlinear observer for sensorless speed control of IPMSM drive with stator resistance adaptation," accepté à la XXth International Conference on Electrical Machines ICEM' 2012, 2-5 sept. 2012.
- [10] Bendjedia M., **Khlaief A.**, Boussak M., "Sensorless speed control of an outrunner PMSM drive connected to long cable for flying remote operative vehicle," accepté à la XXth International Conference on Electrical Machines ICEM' 2012, 2-5 sept. 2012.

Chapitre I

ETAT DE L'ART DE LA COMMANDE SANS CAPTEUR MECANIQUE DU MSAP

I. INTRODUCTION

La machine synchrone à aimants permanents (MSAP), connaît un regain d'intérêt dans le domaine de la traction électrique et dans le domaine de la production d'énergie électrique [Ast-03]. Elle est par exemple utilisée dans la nouvelle génération de système de contrôle du vecteur de poussée (en anglo-saxon Thrust Vector Control ou TVC), les nouvelles Automotrices Grande Vitesse (AGV) d'Alstom... Elle est aussi utilisée dans l'exploitation du potentiel énergétique éolien pour produire de l'énergie électrique sur des sites isolés avec raccordement aux réseaux électriques de distribution. Il s'agit dans ce chapitre de présenter d'une façon non exhaustive l'ensemble des domaines d'application de la MSAP afin de montrer l'importance de ce type de machine.

En général, les MSAP sont auto-commutées au moyen de capteurs directs tels que des sondes à effet Hall, des codeurs optiques incrémentaux, ou des capteurs de type résolveur. Ces capteurs donnent une information sur la position du rotor quelle que soit la vitesse [Cha-00], [Vor-97], [Bon-01]. La commande vectorielle des MSAP nécessite l'utilisation d'un capteur de position pour synchroniser les deux champs induit et inducteur. Dans la littérature, plusieurs techniques de mesures indirectes de la position du rotor sont développées. En effet, la première méthode est basée sur la variation du flux qui traverse les enroulements statoriques, générant ainsi une tension induite aux bornes de chaque phase de la machine [Mob-01], [Gen-10], [Mor-02]. Une autre méthode est basée sur la technique du filtre de Kalman [Bou-04], [Dha-91], [Per-05], [BoI-03], [Bri-12], une troisième méthode développée par [Ezz-11], [Bra-10], [Chi-07] est basée sur les observateurs d'état, une quatrième méthode est basée sur les boucles à verrouillage de phase (en anglo-saxon Phase Locked Loop ou PLL) [Per-11], [Che-06] et une cinquième méthode est basée sur un observateur non-linéaire [Ort-11], [Kim-11] ...

Dans la majorité des applications industrielles utilisant la commande sans capteur mécanique des moteurs synchrones à aimants, il est indispensable de connaître la position initiale du rotor [Pil-96], [Bou-05], [Per-07]. Si le moteur démarre sans connaître cette position, il y aura un mouvement aléatoire avant que l'algorithme d'estimation de la position du rotor en régime dynamique converge vers la bonne valeur de la position [khl-07], [Ena-03], [Sch-97], [Tru-03]. Ce type de réponse peut être catastrophique pour certaines applications industrielles. A l'arrêt, les courants et les tensions aux bornes du moteur sont nuls, alors il est impossible de déterminer la position initiale du rotor puisqu'il n'y a aucune information disponible.

Avant d'aborder la commande sans capteur mécanique du MSAP, un état de l'art de la commande sans capteur mécanique est indispensable afin de connaître les techniques qui ont été développées dans ce domaine.

II. ENTRAÎNEMENT A VITESSE VARIABLE PAR ACTIONNEURS SYNCHRONES A AIMANTS

Vu son meilleur rendement, son meilleur couple massique et la baisse du prix des aimants, les MSAP sont couramment utilisées dans différentes applications industrielles dans une gamme de puissance d'une centaine de Watts (servomoteurs) à plusieurs méga Watts (systèmes de propulsion des navires...). Le secteur de l'automobile [Per-96], [Gas-04], les actionneurs électro hydrauliques, les avions électriques, la traction électrique, les machines-outils, les générateurs éoliens et le compresseur d'un réfrigérateur constituent les principales utilisations de ces moteurs [Gas-04], [Rob-95]. Dans ce contexte, nous pouvons citer les principales applications présentées dans les sections suivantes.

II.1 Entraînement de disques durs d'ordinateurs

A cause de l'environnement de travail et le nombre d'heures de fonctionnement très élevé, la MSAP constitue une des solutions techniques pour la réalisation des moteurs des entraînements de disques durs pour les ordinateurs [Car-93]. Ce système électromécanique est généralement constitué de deux éléments différents. Le premier, consiste à entraîner des disques en aluminium contenant les informations sous forme numérique; le deuxième permet de déplacer les têtes magnétiques qui sont capables de lire ou d'écrire de nouvelles informations sur le disque.

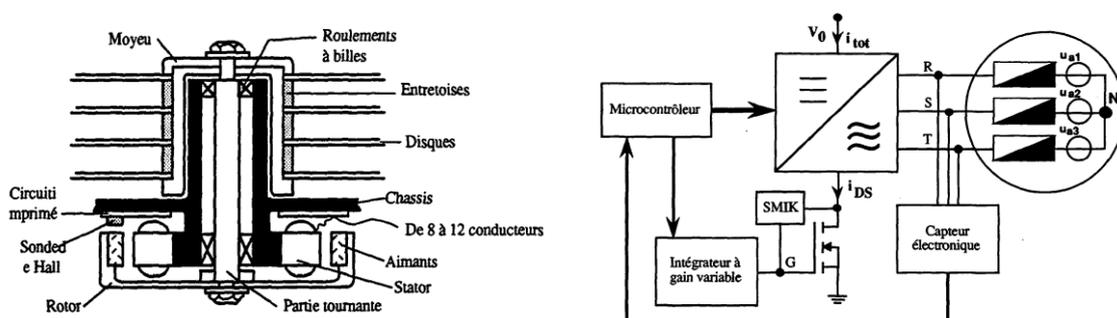


Figure I.1 : Entraînement de disques durs d'ordinateurs [Car-93].

La figure I.1 montre une coupe du système d'entraînement de disques durs pour les ordinateurs. Généralement, le moteur synchrone est commandé en boucle fermée via le

microprocesseur de l'ordinateur en utilisant des capteurs à effet Hall. En effet, ces sondes sont utilisées pour garantir les principales exigences liées à la rotation des disques en aluminium qui sont : le démarrage rapide du système, l'autopilotage et la stabilisation du moteur à vitesse constante. De plus, l'apparition des ordinateurs portables a poussé la production de ce type d'entraînement à des centaines de milliers d'exemplaires par jour.

II.2 Système de propulsion électrique

Grâce à ces avantages, la machine synchrone s'impose dans la plupart des domaines de la propulsion électrique. En effet, l'entraînement direct des hélices pour propulser les navires par des moteurs électriques permet d'améliorer la fiabilité, de faciliter la maintenance, la réduction du niveau de bruit et du coût à cause de l'absence des organes de transmissions mécaniques (multiplicateurs, réducteurs...). La figure I.2 présente les principaux éléments constituant le système de propulsion électrique d'un navire.

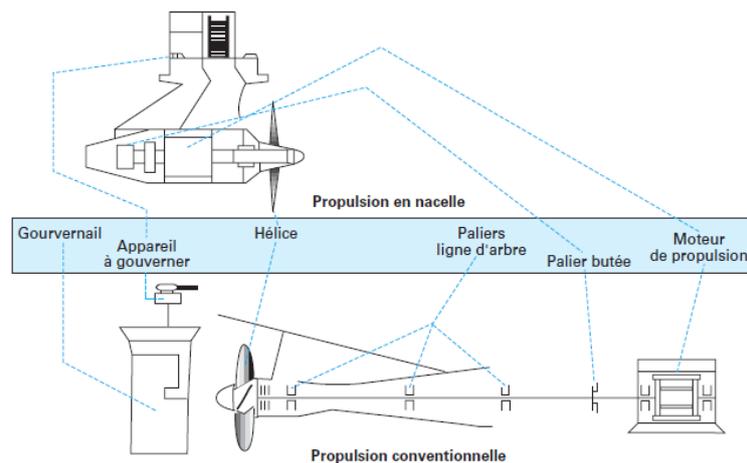


Figure I.2 : Principaux éléments du système de propulsion navale [Fil-00].

L'avantage des MSAP par rapport aux machines synchrones à rotor bobiné réside dans la suppression de l'excitation de ces moteurs. Dans ce cadre, [Lat-06], présente une étude comparative de trois topologies des machines synchrones à aimants afin d'extraire la plus performante pour ce type d'application. Sa comparaison repose sur les machines à aimants cylindriques, discoïdes à champ axial et à flux transverse. L'étude consiste à utiliser une machine à entraînement direct caractérisée par une forte puissance massique à vitesse lente. A la fin de l'étude, l'auteur conclut que la machine synchrone à aimants permanents montés sur surface rotorique est la mieux adaptée pour la propulsion des navires tout électrique.

II.3 Moteurs synchrones à aimants pour l'aéronautique

La machine synchrone à aimants permanents connaît un regain d'intérêt dans le domaine de l'aéronautique ou dans le domaine de contrôle du vecteur de poussée. Durant les dernières années, les actionneurs électro hydrauliques ont joué un rôle croissant à bord des avions.

Ces actionneurs sont de types hydrauliques qui incluent leur propre générateur hydraulique, activé par une pompe électrique. De plus, cette technologie apparaît seulement sur les avions en développement. Leurs avantages sont la commande directe de la faible inertie et la diminution de la probabilité de rupture du circuit. La figure I.3 montre un système d'actionneurs électrohydrauliques ou électrohydrostatiques (en anglo-saxon Electro-Hydrostatic Actuator (EHA)).

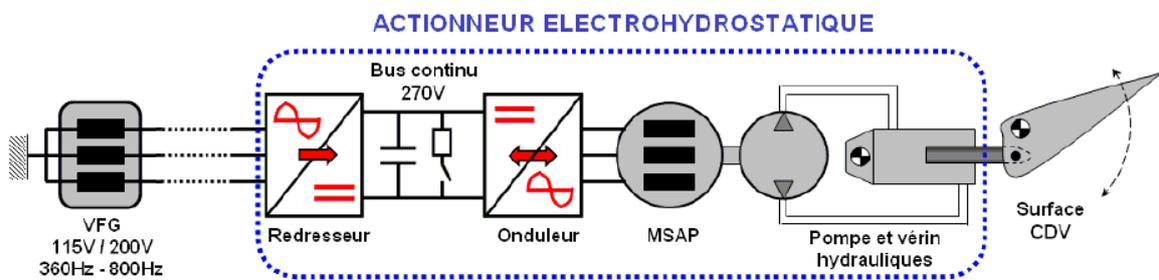


Figure I.3 : Système des actionneurs électro hydrauliques [Mav-07].

Pour l'obtention des performances définies pour ces actionneurs, les MSAP sont généralement favorisées en raison de leurs excellents rendements et de leurs larges plages de vitesse à puissance constante. Ce système commande le mouvement de translation d'un vérin par une pompe hydraulique entraînée par une MSAP. L'alimentation du moteur et la mise en œuvre d'un convertisseur de puissance capable de tolérer des pannes, en cas de défaillance, afin de maintenir son fonctionnement, a été présenté par Mavier [Mav-07]. Il conclut que l'utilisation d'un onduleur à 4 bras est la topologie la plus favorisée pour cette application.

La figure I.4 présente la nouvelle génération de système de contrôle du vecteur de poussée (Thrust Vector Control (TVC)) d'une fusée basée sur l'utilisation des vérins électromécaniques [Lab-08]. Il s'agit d'un système crucial pour le bon fonctionnement du petit lanceur de l'Europe (Belgique et Italie), de plus il assure son contrôle durant les phases de propulsion. Chaque sous-système TVC consiste en un ensemble de batteries, de deux vérins électromécaniques et d'un équipement de l'électronique de contrôle numérique

(communication avec le calculateur centrale, boucles de régulation, alimentation des MSAP...) et de puissance.

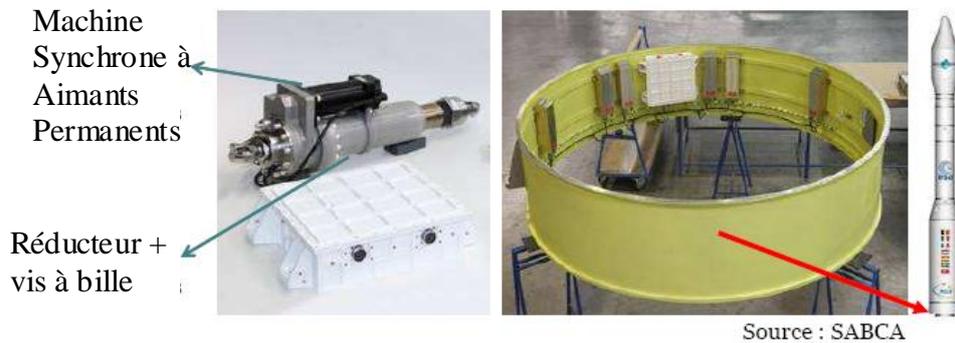


Figure I.4 : Système de contrôle du vecteur de poussée [Lab-08].

Le problème de la fiabilité est primordial dans le domaine spatial. Pour le cas du système TVC, les principales études ont été dédiées aux stratégies de commande vectorielle de la MSAP, dans le cas de la marche en mode dégradé sur deux phases [Lab-10]. Dans leurs articles, les chercheurs étudient deux architectures de puissance et deux stratégies de commande permettant la marche en mode dégradé. Les résultats expérimentaux présentés montrent que la stratégie de commande en mode dégradé permet de minimiser les oscillations du couple au niveau de l'arbre du MSAP.

II.4 Récupération Assistée PAR Capteurs Embarqués (RAPACE)

Le projet RAPACE est développé dans notre laboratoire et en partenariat avec 7 autres entreprises et laboratoires associés (GEOCEAN, Aero Composite Saintonge, AKA Automatismes, Helice, Dely, Aegates Consulting, INRIA).

Ce projet est financé par la direction générale de la Compétitivité, de l'Industrie et des Services (DGCIS) pour mettre au point les briques technologiques requises pour aborder une utilisation commerciale du concept d'engin captif.

Le projet RAPACE consiste en la réalisation d'un engin volant captif dont la portance est effectuée par une hélice entraînée par un moteur synchrone à haute tension, son alimentation est assurée par un ombilical qui permet de maintenir le vol pendant un temps illimité. Il est capable de déployer très facilement et rapidement un capteur jusqu'à une hauteur moyenne d'observation aérienne de 300m d'altitude par tout opérateur sans formation particulière. En effet, cet engin peut être embarqué sur tout type de supports navals [You-Rap]. De plus, l'avantage de ce type d'engin c'est qu'il est capable de tenir une position et une altitude d'observation fixée pendant un temps non limité sans intervention de l'opérateur.

L'intérêt du dispositif réside dans sa conception, et, surtout son autonomie illimitée. Ainsi, il est capable de décoller et de revenir sur son système de lancement grâce à des automatismes qui prennent en charge les principales séquences de vol et les conditions météorologiques pour limiter le pilotage humain à des commandes de haut niveau [Pole-mer].

Au laboratoire LSIS, notre tâche pour cette application est la conception de la commande sans capteur mécanique de la machine synchrone à rotor externe alimentée par le câble ombilical [Ben1-12], [Ben2-12]. Pour ma part, j'ai participé pendant 2 ans au développement du banc d'essai du moteur, plus précisément à l'élaboration de la commande sans capteur mécanique et à l'étude des problèmes de chute de tension dans le câble d'alimentation. La figure I.5 montre la photo de l'engin avec les capteurs embarqués.



Figure I.5 : Photo de l'engin du projet RAPACE [Pole-mer].

II.5 Traction électrique

Pour réduire la masse et le volume d'automotrices à grande vitesse (AGV), la société Alstom a développé de nouveaux systèmes de traction ferroviaire basés sur la MSAP de fortes puissances [Alst]. L'objectif poursuivi dans la conception de ces systèmes est d'exploiter la logeabilité de l'actionneur à aimants pour répartir la puissance sur l'ensemble des rames. Comme nous montre la figure I.6, la nouvelle disposition des MSAP dans les rames permet de disposer de plus de place pour les passagers, en conservant les mêmes normes de sécurité, sans augmentation des coûts de construction. D'autre part, les principales caractéristiques de la répartition de la motorisation sur toute la longueur de la rame (automotrices à plancher bas) résident dans l'amélioration du comportement dynamique du train. En plus, avec des moteurs de type synchrones à aimants, la société Alstom a battu le record du monde de vitesse sur rail à 574.8km/h [Alst].

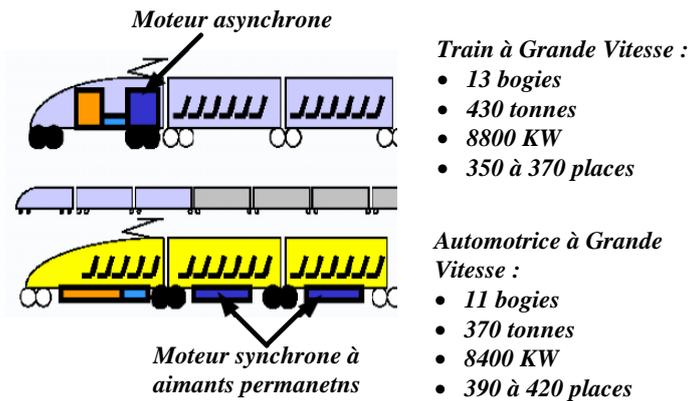


Figure I.6 : Les chaînes de tractions d'automotrice à grande vitesse [Abd-05].

En conclusion, l'utilisation des MSAP permet une augmentation du rapport poids/puissance car un moteur à aimants a une performance plus élevée qu'un moteur classique de même taille et une réduction de la consommation d'énergie du train. Dans ce cadre, Alstom considère comme un enjeu majeur d'établir la synthèse d'un modèle permettant d'appréhender, par simulation, le comportement des MSAP en présence de défaillances statoriques. C'est pour cette raison que A. Abdallah [Abd-05], a mis au point un modèle flexible permettant de tester le comportement des machines synchrones à aimants permanents en présence de différentes configurations de défaillances statoriques (court-circuit de spires, court-circuit entre phases...).

II.6 Machine synchrone à aimants pour la domotique

Avec la réduction des coûts des aimants du type terres rares, les moteurs synchrones à aimants permanents sont de plus en plus utilisés dans la domotique. Parmi les différentes applications, nous pouvons citer les nouvelles générations des machines à laver (figure I.7). La construction de moteurs synchrones à aimants permanents permet de réaliser un moteur de faible épaisseur. Ce moteur est adapté aux commandes directes; il est possible de monter directement un moteur de faible épaisseur sur le tambour en supprimant la courroie et les volants, ce qui simplifie la mécanique du système et réduit le niveau de bruit en fonctionnement [Chi-07].

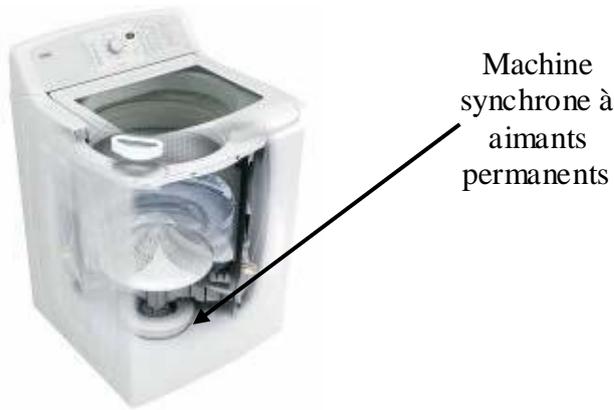


Figure I.7 : Nouvelle génération des lave-linge [Chi-07].

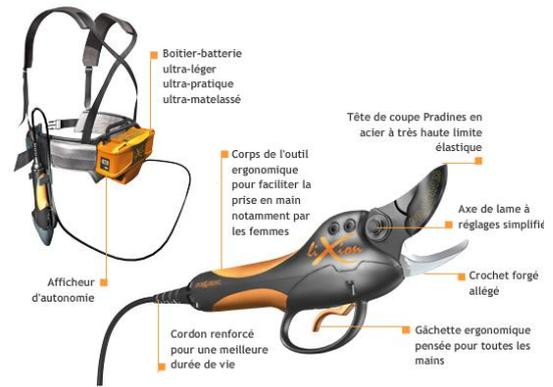


Figure I.8 : Sécateurs électroniques [Grp-Pell].

Pour répondre aux exigences des viticulteurs, jardiniers et arboriculteurs, la société Pellenc propose une gamme de sécateurs électroniques (figure I.8) à base des MSAP. Ce système a nécessité plusieurs années de travail et bénéficié des toutes dernières technologies. Faisant partie des outils les plus légers, compacts et dotés du Lithium-ion (technologie ultra haute capacité), il assure à l'utilisateur une bonne autonomie (une journée entière de travail) (garantit une utilisation sans pollution) tout en préservant le confort de travail. Il est à noter que la commande du moteur synchrone est assurée par un contrôle vectoriel sans capteur mécanique [Grp-Pell].

II.7 Fonctionnement en génératrice des MSAP

Dans le domaine de production d'énergie électrique, la machine synchrone à aimants permanents a déjà été utilisée dans le cadre d'exploitation du potentiel énergétique éolien sur des sites isolés avec raccordement au réseau de distribution [Cim-05]. En fait, l'inducteur à aimants garantit la présence des f.é.m. et la possibilité de freiner en cas de vents violents, ce qui permet de simplifier la conception de la turbine. La simplification qui en résulte occasionne une suppression des freins aérodynamiques en bout des pales de l'éolienne. Récemment, la société ABB a proposé un concept en forte puissance pour la production d'énergie, en exploitant une génératrice synchrone à aimants permanents à champ radial et à grand nombre de pôles [Dah-00]. La figure I.9 montre l'architecture de la nacelle des futurs aérogénérateurs haute tension [Mul-04].



Figure I.9 : Photo d'aérogénérateurs haute tension.

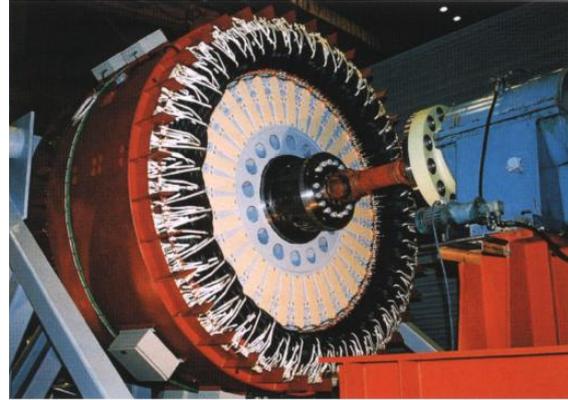


Figure I.10 : Prototype de générateur à aimants.

Le prototype de générateur à aimants permanents à 16 paires de pôles est présenté par la figure I.10. Ce type de générateur est capable de délivrer directement de la haute tension (une tension supérieure à 20KV) sans avoir recours à un transformateur auxiliaire, à cause des câbles utilisés pour la conception des bobines statoriques. En effet, la production de la haute tension sans transformateur élévateur est parmi les points les plus intéressants dans cette gamme de puissances élevées. Il débite sur un redresseur à diodes puis l'énergie est transportée en courant continu vers un convertisseur DC-AC qui peut être associé à des batteries électrochimiques en situation autonome. Cette structure génère, alors, la source alternative monophasée ou triphasée nécessaire [Mul-12].

Après avoir présenté l'impact de l'actionneur synchrone à aimants sur les différents champs d'application dans les domaines industriels, nous tenterons dans la section qui suit l'état de l'art de la commande sans capteur mécanique de la MSAP.

III. ETAT DE L'ART DE LA COMMANDE SANS CAPTEUR MECANIQUE DU MSAP

Actuellement, beaucoup de travaux ont été effectués sur la commande sans capteur mécanique du MSAP. Cette partie présente les techniques récentes et les plus utilisées dans ce domaine. Pour cette vue d'ensemble, il est possible de rassembler la totalité des techniques de la commande sans capteur mécanique du MSAP dans quatre grands groupes :

- Les observateurs [Chi-07], [Ezz-11], [Yoo-09], [Bou-04];
- Estimation de la position du rotor par l'injection d'un signal à haute fréquence [Zhe-08], [Pii-08], [Jan-04];
- Commande directe du couple [Mor-27], [Zho-97], [Lo1-03];

- Autres méthodes [Lee-10];

Nous allons développer dans la section suivante le principe de chaque méthode ainsi que ses avantages et ses inconvénients.

III.1 Estimation basée sur les observateurs

Dans la littérature, plusieurs approches de la commande sans capteur mécanique de la MSAP basée sur les observateurs d'états ont été proposées. Nous distinguons les catégories suivantes: le filtre de Kalman [Bo1-03], [Dha-90], [Dha-91], [Chb-10], [Bou-04], l'observateur de Luenberger [Kim-95], [Lim-94], les Systèmes Adaptatifs avec Modèle de Référence (MRAS) [Mai-09], [Liu-10], l'observateur de Matsui [Mat-92], [Tak-94], les observateurs non linéaires tels que les observateurs par modes glissants [Jia-07], [Lia-08].

III.1.1 Filtre de Kalman

En utilisant le filtre de Kalman, nous pouvons implanter la commande sans capteur mécanique, car il permet d'observer et de prédire la position, la vitesse ainsi que le couple de charge à partir de la mesure des courants et des tensions d'alimentation. Par ailleurs, puisque le système étudié est non linéaire, on fera appel à l'algorithme du filtre de Kalman étendu (FKE) [Bo1-01], [Bou-05], [Dha-90], [Dha-91]. Ce dernier donnera une estimation optimale récursive des états à partir de la mesure d'autres variables.

Le principe de l'algorithme du filtre de Kalman peut être donné par le schéma bloc suivant :

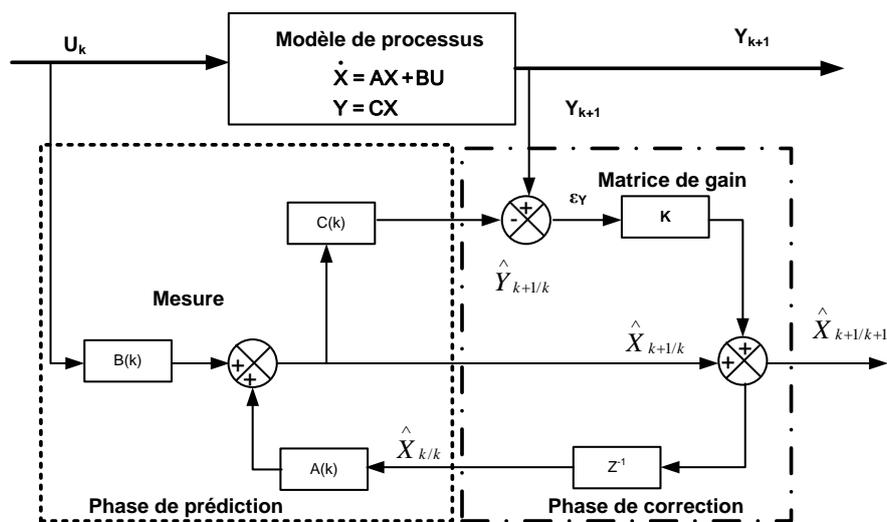


Figure 1.11 : Schéma de principe du filtre de Kalman.

Le filtre de Kalman consiste à reconstituer l'état du système perturbé dans un environnement stochastique à partir des mesures disponibles. En effet, ce type d'observateur est le mieux adapté en milieu stochastique [Chb-10], [Bou-04], [Ben-07], [Bo1-03]. Avec ce filtre, on peut étendre l'estimation à tous les paramètres électriques et mécaniques du moteur. L'inconvénient du filtre de Kalman réside dans le temps de calcul, ce qui rend un peu difficile la rapidité de l'implantation de cet algorithme à cause de la présence de plusieurs opérations matricielles. L'avantage de cette technique est le filtrage des variables estimées. Pour cela, plusieurs chercheurs ont utilisé l'algorithme du filtre de Kalman pour la commande sans capteur mécanique des moteurs électriques. Dans cette partie, on présente les principaux travaux réalisés par ce filtre pour les MSAP, ainsi que les solutions proposées afin d'améliorer les performances de cet observateur.

Dans [Per-05], Z. Peroutka étudie l'influence de l'utilisation de l'équation mécanique dans le modèle du FKE. Il présente par la suite l'influence des variations des paramètres sur le comportement de l'observateur. Des résultats de simulations sont présentés sans validation expérimentale. Il utilise les signaux de commande de l'onduleur et la mesure de la tension du bus continu, afin de reconstruire les tensions de phase. Il conclut que l'utilisation d'un modèle simplifié possède l'avantage d'être léger en temps de calcul, mais il introduit des erreurs d'estimation. En plus, il ne permet pas d'estimer le couple de charge.

Une autre technique développée dans [Kim-99], consiste à réduire l'ordre du système et de diminuer le temps de calcul. Cette méthode est basée sur le choix des f.é.m. et la vitesse du rotor comme variable d'état dans le plan (d,q) . En effet, l'auteur réduit l'ordre du système à 3, ce qui lui permet de minimiser les opérations matricielles afin de réduire le temps de calcul. Il propose d'utiliser la fonction trigonométrique arc tangente pour estimer la position du rotor à partir des f.é.m. estimées. Des résultats de simulations ainsi que des résultats expérimentaux sont représentés pour confirmer la robustesse du FK d'ordre réduit vis-à-vis la variation de la résistance statorique.

M. Boussak [Bou-05] propose une commande vectorielle sans capteur de position et de vitesse d'une MSAP à pôles saillants. L'algorithme du FKE permettant l'estimation de la position et de la vitesse est réalisé à partir des courants et tensions mesurés dans un référentiel lié au stator. L'estimation de la position initiale est déterminée à partir des courants statoriques mesurés après l'application des signaux tests aux bornes du MSAP. Il présente des résultats expérimentaux en régime transitoire et en régime permanent sur une machine de 1.4 kW. L'erreur maximale entre la position réelle du rotor avec celle observée est de 5.4° électriques (1.1° mécaniques). Il conclut que l'estimation de la position initiale avec une

précision de 30° électriques est suffisante pour démarrer la MSAP dans le bon sens sans perte de performance du couple électromagnétique. Il met en évidence les bonnes performances de la commande sans capteur mécanique. Enfin, il souligne la nécessité d'utiliser un filtrage de signaux mesurés (courants et tensions) dans le but d'améliorer les performances de l'algorithme proposé.

III.1.2 Observateur de Luenberger

Généralement, les grandeurs nécessaires à la commande d'un système sont difficiles à mesurer et ce pour des raisons économiques ou technologiques. Pour remédier à ce problème, Luenberger a étudié la notion d'observabilité afin de proposer son observateur pour les systèmes linéaires.

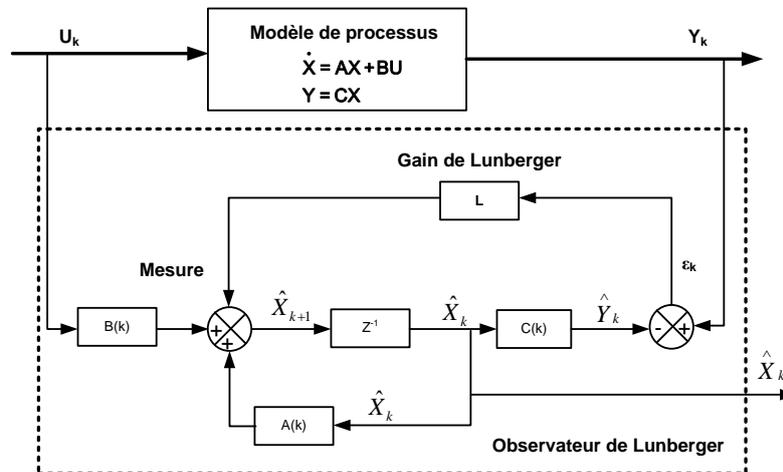


Figure I.12 : Schéma bloc de l'observateur de Luenberger [Gas-04].

Ce type d'observateur est adapté aux systèmes où les mesures ne sont pas très bruitées. En plus, l'observateur de Luenberger prend en compte la nature non linéaire du modèle d'état de la machine synchrone. Dans le cas d'un système observable, on peut représenter cet observateur par la figure I.12.

L'observateur de Luenberger est caractérisé par sa simplicité et sa stabilité, comme il a été mentionné dans [Bra-10]. A partir d'un choix judicieux des gains de Luenberger, il est possible d'établir une dynamique d'observation plus rapide que celle du moteur. C'est pour cette raison que cet observateur est utilisé pour estimer la vitesse du rotor des MSAP. Dans le travail présenté dans [Lim-94], les auteurs ont utilisé deux observateurs de Luenberger en cascade. Le premier a été utilisé pour estimer la position du rotor à partir des courants statoriques, le deuxième pour l'estimation de la vitesse de rotation qui est caractérisée par une dynamique plus lente. Les auteurs ont négligé l'équation mécanique de la vitesse du moteur,

ils supposent que la constante du temps mécanique est très inférieure devant la constante de temps électrique, ce qui permet de minimiser les équations de l'observateur.

J. Kim [Kim-95], propose un observateur de Luenberger d'ordre réduit pour estimer les f.é.m. du MSAP. Par conséquent, la position et la vitesse du rotor peuvent être estimées à partir des tensions statoriques dans un référentiel lié au stator. Sa principale conclusion est que les pôles et les zéros de la fonction de transfert du système peuvent varier en raison de variations paramétriques, et par conséquent, les incertitudes des modèles peuvent dégrader les performances de ces observateurs.

L. Gasc [Gas-04] présente une étude d'une MSAP en fonctionnement sans capteur mécanique pour de très faibles ondulations de couple, visant une application de type assistance de direction automobile. A travers une commande vectorielle utilisant un filtre de Kalman associé à un observateur de couple de type Luenberger, cette structure lui permet d'assurer un contrôle sans capteur tout en réduisant fortement les ondulations de couple. Cette approche lui permet d'améliorer le temps de réponse, de réduire les ondulations de couple et de réguler la vitesse lors d'un impact de charge. Il étudie, par la suite, la robustesse vis-à-vis des variations paramétriques de l'observateur de Luenberger d'ordre 1 et d'ordre 3. Il indique que l'observateur de Luenberger d'ordre réduit s'avère plus performant qu'un observateur d'ordre complet. Des résultats expérimentaux ont montré que l'observateur de couple lui permet de reconstruire le couple résistant. En conclusion, il résume que pour une régulation de position cette approche révèle de très bonnes dispositions pour remédier aux variations de position liées aux frottements statiques.

III.1.3 Observateur par mode glissant

L'observateur par mode glissant (OMG) connaît des développements importants au début des années 1950. Il estime les variables d'état du système à partir de la mesure des tensions et des courants de phase. Ce type d'observateur utilise le modèle du système, il repose sur l'utilisation d'une commutation à haute fréquence permettant de forcer la trajectoire des variables estimées à rester dans la surface de glissement [Isl-03], [Kan-04], [Kim-11]. La figure I.13 présente la structure de l'estimation de la vitesse de la MSAP en utilisant l'observateur par mode glissant.

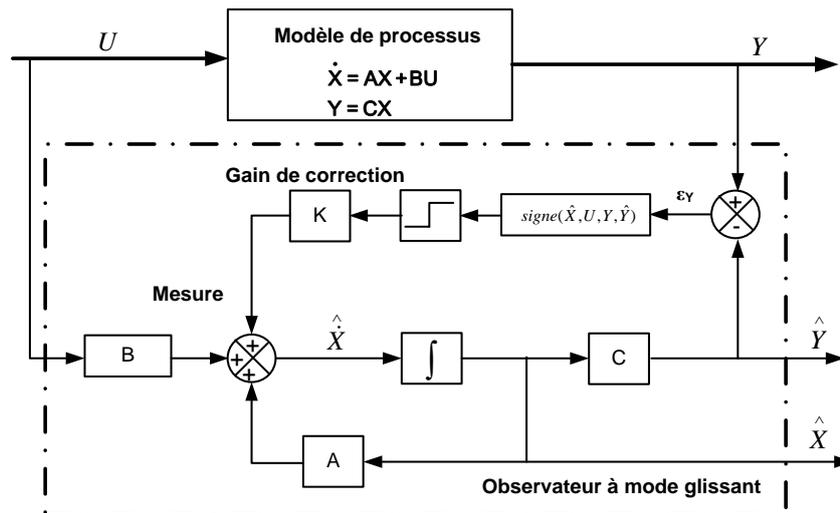


Figure I.13 : Schéma du principe de l'observateur par mode glissant [Mor-05].

La synthèse d'OMG est basée sur la comparaison entre les variables observées et celles mesurées. La conception de l'OMG consiste à faire converger vers zéro l'erreur entre les sorties mesurées du système et celles estimées. Le principal inconvénient de ce type de commande est le phénomène dit de chattering qui est caractérisé par des oscillations à haute fréquence autour de la surface de glissement. La difficulté pratique principale de cette technique réside dans le choix du gain de correction \mathbf{K} pour assurer une erreur d'estimation nulle. L'observateur par mode glissant est caractérisé par sa robustesse vis-à-vis des variations des paramètres du moteur et un choix de la surface de commutation est assez libre. Pour cela, ce type d'observateur est largement utilisé pour estimer la vitesse du moteur dans le but d'une commande sans capteur.

S. Chi [Chi-07] présente les stratégies de commande à puissance constante avec et sans capteur mécanique de position ni de vitesse. L'estimation de la position du rotor est basée sur l'estimation des f.é.m. du moteur. Ces f.é.m. sont filtrées par un filtre du premier ordre afin d'extraire la composante fondamentale. Après la mise en forme des f.é.m., une fonction trigonométrique arctangente a été utilisée pour calculer la position du rotor. Enfin, il propose d'utiliser une boucle à verrouillage de phase pour estimer la vitesse du rotor à partir de la position estimée. Des résultats expérimentaux sont présentés pour un fonctionnement à haute et à moyenne vitesse. Par contre, cette approche n'est pas valable pour les basses vitesses.

Généralement, les méthodes d'estimation de la vitesse souffrent des variations paramétriques du moteur. Pour résoudre ce problème, Jiaxi [Jia-07] propose une nouvelle approche de commande sans capteur basée sur l'estimation des courants statoriques dans le repère (α, β) . Le gain de correction est déterminé pour que l'erreur entre les courants mesurés et ceux estimés tend vers zéro. L'estimation des courants statoriques ainsi que la vitesse

mécanique de la machine sont obtenus en étudiant la stabilité d'une fonction de Lyapunov. Dans le but d'améliorer la précision et de réduire le bruit du système, la position du rotor estimée est obtenue par un nouvel algorithme basé sur l'intégration pure de la vitesse estimée. Enfin, il présente quelques résultats expérimentaux lui permettant d'accentuer la nécessité d'utiliser un filtre passe bas afin d'améliorer les performances de la commande sans capteur mécanique.

F. Morand [Mor-05] présente une étude des méthodes d'observation de vitesse avec modèle du moteur asynchrone. Il étudie par la suite la commande sans capteur de position où il compare deux méthodes différentes pour estimer la vitesse du rotor. La première méthode est une estimation à base du Filtre de Kalman d'ordre réduit et la deuxième est une estimation à partir d'un observateur à mode glissant. Il tire comme conclusion que l'OMG s'avère moins performant que le filtre de Kalman. Il remarque aussi que les observateurs pressentent des problèmes de convergence et d'observabilité dans la zone de faible vitesse.

III.1.4 Estimation de la vitesse par la technique MRAS

Cette partie a pour objectif de présenter le principe général sur les Systèmes Adaptatifs avec Modèle de Référence (MRAS) ainsi que les travaux utilisant cette technique. Les résultats de simulation et d'expérimentation pour la commande d'une MSAP à pôles saillants utilisant la technique MRAS, seront l'un des objectifs du chapitre suivant.

Dans les années 1950, les systèmes adaptatifs ont connu un développement théorique et pratique relativement importants. Pour minimiser l'erreur d'estimation, le mécanisme d'adaptation agit sur certains paramètres du système ajustable, selon une stratégie fixée par ce dernier. Les spécifications des MRAS résident dans le choix du modèle choisi par l'opérateur. Sa structure est composée des deux modèles : un modèle de référence et un modèle adaptatif où s'ajustent les paramètres. Cette méthode autorise une grande rapidité d'implantation et conduit à des réalisations simples [Zhi-09], [Sam-03], [Koj-06]. Le schéma de principe de l'estimation de la vitesse rotorique en utilisant la méthode MRAS, peut être représenté par la figure I.14 [Yon-08].

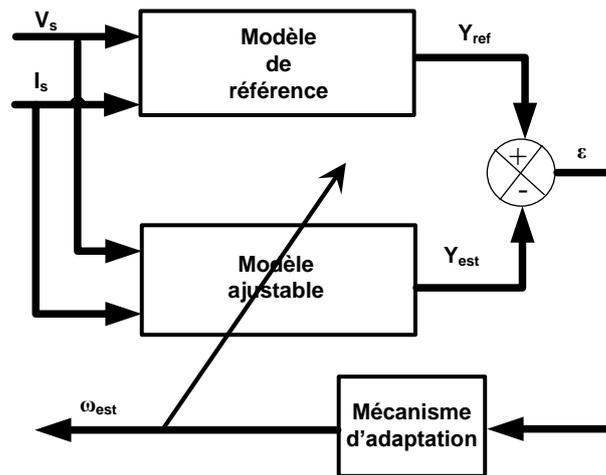


Figure I.14 : Schéma de principe de l'estimation de la vitesse par la technique MRAS.

La méthode MRAS a été appliquée à la MSAP dans [Lia-03] pour l'estimation de la vitesse rotorique et du courant statorique. L'observateur MRAS permettant l'estimation de la vitesse rotorique est réalisé à partir des courants et tensions mesurés dans un référentiel lié au rotor. Il confirme que cette méthode est assez robuste vis-à-vis des variations paramétriques du moteur. Il présente des résultats expérimentaux pour l'estimation de la vitesse avec estimation de la position initiale et témoigne la divergence de l'observateur pour un certain point de fonctionnement. Une autre technique proposée dans [Kim-05], [Mai-09], consiste à estimer la vitesse en utilisant la puissance réactive du stator. L'avantage de cette méthode d'estimation est l'indépendance vis-à-vis de la variation de la résistance statorique de la machine. Par contre, il dépend seulement de l'inductance en quadrature qui subit une légère variation au cours du fonctionnement. En effet, l'estimation de la position est de bonnes performances pour un fonctionnement à vitesse nulle. Des résultats de simulations sont présentés afin de valider l'approche proposée [Mai-09]. Les travaux présentés [An-08], [Liu-10], sont basés sur la méthode MRAS pour estimer et identifier les paramètres électriques de la MSAP (la résistance, le flux de l'aimant et l'inductance de fuite). Ils présentent des résultats expérimentaux (en régime permanent) effectués sur une MSAP commandée avec capteur mécanique. Enfin, ces auteurs ont confirmé la simplicité et la robustesse de cet observateur.

Dans [Aki-04], il étudie la commande sans capteur de vitesse ou de position d'une machine synchrone, dans le but de garder les performances obtenues avec le fonctionnement avec capteur, en utilisant une estimation de la vitesse du rotor à partir du FKE puis à travers un modèle adaptatif avec modèle de référence. Il conclut que l'utilisation de la méthode MRAS est beaucoup plus simple avec un temps d'exécution plus rapide, par contre les

variables d'état estimées du système sont moins précises. Enfin, des résultats de simulation et d'expérimentation sont présentés pour un fonctionnement à faible vitesse.

Les auteurs des travaux, ici présentés, ont utilisé cette technique pour les MSAP à pôles lisses. Dans la suite de notre travail, nous développerons cette méthode pour estimer la vitesse du rotor de la MSAP à pôles saillants.

III.2 Estimation de la vitesse par injection d'un signal à haute fréquence

En analysant toutes les techniques d'estimation de la position du rotor de la MSAP, que nous venons de citer, nous constatons que pour avoir une estimation robuste, trois conditions doivent être validées :

- Une excitation permanente indépendante de l'excitation fondamentale est nécessaire pour avoir une estimation de la position du rotor à basse vitesse y compris la position à l'arrêt;
- L'algorithme d'estimation doit être basé sur des saillances modélisables et dépendantes de la position du rotor, afin d'avoir une estimation indépendante des paramètres de la machine synchrone à aimants;
- Un traitement de signal robuste est indispensable pour extraire la position du rotor avec le minimum de perturbations.

Pour cela, une technique qui valide ces trois conditions a été proposée dans [Bia-07], [Hu-08], [Rac-10], [Jan-03], [Nog-03], [Kos-08]. Cette technique, est basée sur l'injection d'un signal de tension à haute fréquence superposée à la tension de référence d'alimentation de la machine. En effet, le signal résultant de l'injection contient des informations sur la position du rotor de la MSAP [Car-09], [Che-08], [Gue-05].

L'injection d'une tension à haute fréquence dans la machine permet aux auteurs d'employer un modèle simplifié de la machine synchrone à aimants dit "modèle dans le domaine des hautes fréquences" [Ari-06]. Ils négligent, dans ce cas, les résistances statoriques par rapport aux réactances. Il présente l'avantage d'être indépendant des variations paramétriques, mais il montre les inconvénients suivants : le choix de la fréquence du signal à injecter peut poser des problèmes et des ondulations autour de la valeur finale du couple électromagnétique [Deg-00].

Dans les travaux effectués par Z. Zheng [Zhe-08], deux tensions sont injectées dans les deux axes du repère (d,q) lié au rotor. Pour extraire la position du rotor, l'auteur a utilisé le filtre de Kalman pour extraire la composante désirée. Cette méthode permet d'estimer la

position à basse vitesse et à vitesse quasi-nulle avec de bonnes performances. Par contre, la méthode est sensible aux variations paramétriques, de plus le calcul des matrices de covariance est difficile et demande également une parfaite connaissance des paramètres du moteur. Il présente des résultats expérimentaux validant la méthode proposée.

Une autre approche a été proposée par C. Choi [Cho-08]. Dans le but de minimiser l'influence du temps mort au niveau de la commande des onduleurs, la position du rotor est estimée par deux techniques. La première méthode consiste à injecter une tension selon l'axe direct. En fonctionnement à vide, l'amplitude du courant mesurée sur l'axe d est modulée par une information liée à la position du rotor. La seconde méthode consiste à faire l'analyse spectrale des courants de la MSAP suite à l'injection d'une tension haute fréquence selon l'axe en quadrature. Le basculement entre ces deux méthodes se fait à l'aide d'un système de contrôle en se basant sur la valeur du couple électromagnétique appliqué sur l'arbre du moteur. Des résultats expérimentaux sont présentés pour un fonctionnement à très basse vitesse avec le minimum d'ondulation au niveau de la vitesse.

III.3 Commande directe du couple (DTC)

Dans la littérature, on peut trouver un certain nombre de commandes qui utilisent l'orientation du flux statorique, puis appliquent le vecteur tension à toute période de commutation, pour obtenir l'amplitude du flux et du couple souhaités. Cette technique de commande peut être classée en deux groupes : la commande DTC classique, la commande DTC synchrone [Lin-07].

III.3.1 La commande DTC classique

Au début des années 1980 est apparue la première commande directe du couple (DTC, Direct Torque Control) [Tak-86], qui a été appliquée initialement à la commande des machines asynchrones. D'autres chercheurs ont développé cette technique pour les machines synchrones [Zho-97], [Luu-00], [Lo1-03], [Sun-01]. La commande DTC d'un MSAP est basée principalement sur la détermination de la séquence de commande des interrupteurs de son convertisseur de puissance. Il est indispensable de bien connaître l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique, le choix de la séquence de commutation est généralement basé sur l'utilisation d'un régulateur à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du moteur. Contrairement aux lois classiques de commande qui sont basées sur un réglage de la valeur moyenne du vecteur tension par modulation de largeur d'impulsion (MLI), ce type de stratégie se classe donc dans la catégorie des commandes en amplitude.

Les commandes DTC sont basées sur le sens physique et sur une approche relativement empirique de la variation des états du couple et des flux entre deux instants de commutations. Nous présentons ici les caractéristiques de la DTC qui peuvent être formulées comme ci-dessous :

- Elle est caractérisée par un découplage naturel entre les grandeurs de contrôle;
- La fréquence de commutation est variable et difficile à maîtriser afin d'assurer d'excellentes caractéristiques dynamiques;
- La stratégie de commande est insensible, dans sa version de base, aux variations des paramètres de la machine;
- Ce type de commande utilise des éléments non linéaires de type hystérésis qui nécessitent une correction temporelle très rapide;
- Elle est caractérisée par une fréquence de calcul de quelques dizaines de KHz; qui nécessite des architectures numériques comme le processeur de traitement de signaux (DSP);
- La commande DTC classique conduit à des bruits acoustiques et des oscillations de couple indésirables pouvant engendrer de résonance mécanique.

A partir des mesures des courants et des tensions du MSAP, les expressions du couple électromagnétique et l'amplitude du flux estimé sont données par :

$$\begin{cases} \vec{\Phi}_s = \int (\vec{V}_s - R_s \vec{i}_s) dt + \Phi_{s0} \\ C_e = \vec{\Phi}_s \cdot \vec{i}_s \end{cases} \quad (I.1)$$

avec $\vec{\Phi}_s$ représente le vecteur de flux statorique, \vec{V}_s et \vec{i}_s vecteurs tension et courant statorique, C_e le couple électromagnétique, Φ_{s0} la valeur initiale du vecteur flux.

D'après cette équation, nous pouvons constater que l'estimation du flux et du couple dépend du flux statorique initial et de la résistance statorique. Par conséquent, cette estimation dépend de la position initiale du rotor au démarrage [Haq-03], [Rah-04]. En effet, l'erreur sur l'estimation de la position initiale du rotor et l'incertitude sur la valeur de la résistance statorique, entraînent une erreur sur l'estimation du flux et du couple [Fre-96].

Les principaux éléments d'une commande directe du couple du MSAP sont donnés par la figure suivante :

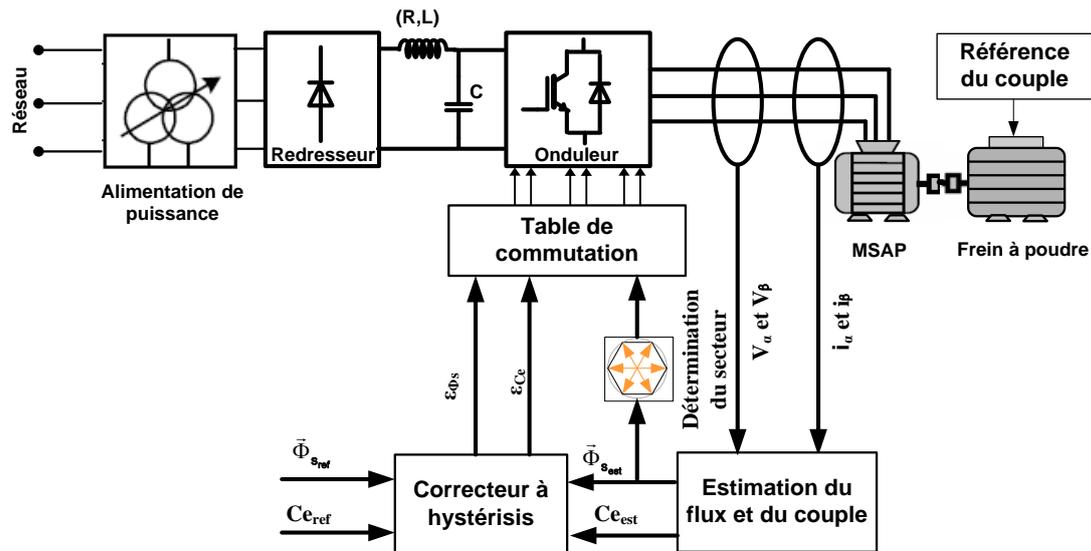


Figure I.15 : Représentation du principe de la commande DTC classique.

A partir des équations électriques, on remarque que l'évolution du vecteur flux statorique est imposée par le vecteur de tension statorique. Le choix du vecteur tension \vec{V}_s dépend de la variation souhaitée du module de flux statorique $\vec{\Phi}_s$ et de la position de ce vecteur dans un référentiel lié au stator. En plus, pour augmenter ou diminuer le couple, il faut agir sur la position du vecteur flux statorique. Le module du flux et du couple peuvent être contrôlés à l'aide des comparateurs à hystérésis à deux états, comme le montre la figure (I.15).

A chaque période de commutation, le module du flux statorique et du couple électromagnétique sont comparés à des valeurs de référence $\vec{\Phi}_{sref}$ et le couple de référence C_{eref} . Les sorties logiques des comparateurs représentent respectivement un ordre de croissance ou de décroissance du couple et du flux. Selon la variation souhaitée, il faut appliquer un vecteur tension adéquat parmi huit possibilités fournies par l'onduleur de tension [Mar-02]. Le module et la rotation du vecteur flux peuvent être contrôlés à l'aide des six vecteurs non nuls. A partir des sorties des comparateurs et le numéro du secteur, la table de commutation génère les états de commutation de l'onduleur de tension.

Les avantages de cette méthode sont : une commande relativement simple, de ne pas utiliser un capteur mécanique pour mesurer la position du rotor ou la vitesse du moteur, avec un contrôle rapide et précis du couple. De plus, en utilisant cette technique de commande, on n'a pas besoin ni d'un algorithme de génération de l'étage MLI pour la commande du convertisseur ni d'un régulateur PI. Il est à noter tout de même que les calculs dans le repère

rotorique (d , q) et le découplage de courant par rapport aux tensions de commande ne sont plus nécessaires.

Par contre, cette commande nécessite l'estimation de la position à l'arrêt, afin d'estimer le flux statorique au démarrage. Dans le travail présenté dans [Ena-03], les auteurs ont utilisé l'injection d'un signal à haute fréquence pour estimer cette dernière. Après l'estimation de la position initiale avec une incertitude de 180° , ils utilisent la saturation du circuit magnétique pour identifier la position des pôles des aimants. Les résultats obtenus dans ce travail montrent la robustesse de la méthode face aux variations de la résistance statorique et de l'inductance d'axe direct.

D'une façon générale, la commande DTC a trois inconvénients :

- Elle requiert l'estimation du flux et du couple électromagnétique;
- Problèmes à basse vitesse et à l'arrêt;
- A cause de l'utilisation des régulateurs à hystérésis, la fréquence de commande des interrupteurs de puissance n'est pas constante ce qui provoque un contenu spectral riche en harmonique qui augmente les pertes dans la machine.

A cause de ces inconvénients, cette méthode est améliorée en éliminant les régulateurs à hystérésis et la table de sélection de vecteurs. C'est une alternative à la méthode classique de la commande DTC et à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique. Le principe de cette méthode ainsi que ses avantages et ses inconvénients sont mentionnés dans la section suivante.

III.3.2 Commande DTC synchrone

Dans cette partie de ce chapitre, nous allons décrire le deuxième groupe de la commande DTC, qui est basé sur le même principe mais avec de véritables améliorations. Cette méthode est appelée DTC synchrone, qui nous permet d'avoir une modulation synchrone [Aba-09], [Tan-04]. Le principe de ce type de commande est représenté par la figure I.16. Cette technique de commande présente une nouvelle approche où le contrôle de grandeurs telles que le couple et le flux sont régulés au niveau de la commande des interrupteurs de commutations. Pour certaines applications industrielles, l'asservissement de vitesse est nécessaire. Pour cela, la consigne de couple sera généralement produite par une boucle de vitesse. A partir des consignes externes de vitesse ou de position, les algorithmes de commande fournissent les références de flux et de couple. Afin d'obtenir la commutation la plus adéquate, les signaux de commande des cellules de l'onduleur doivent être générés à partir de l'évolution du couple et de flux.

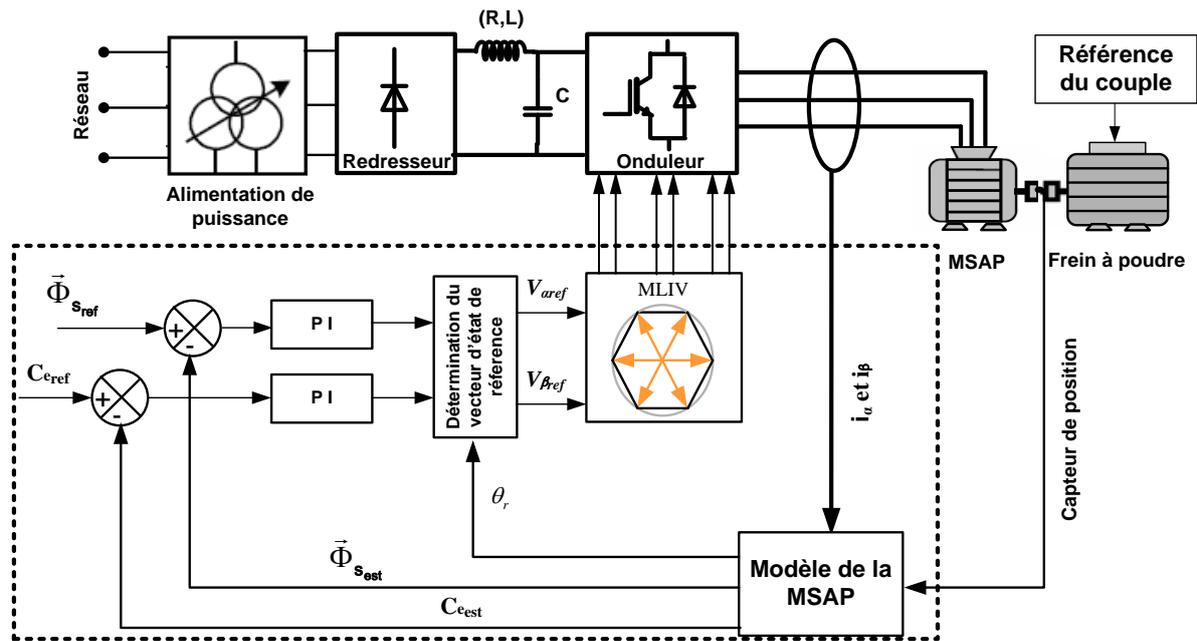


Figure I.16 : Représentation du principe de la commande DTC synchrone.

A partir de cette configuration, le vecteur de sortie des régulateurs correspond à l'entrée de la modulation MLI vectorielle, par conséquent, avec cette technique de commande l'onduleur fonctionne à fréquence constante [Swi-02]. Cette méthode consiste à supprimer les régulateurs à hystérésis et la table de sélection de vecteurs, ce qui permettra d'éliminer les problèmes qui y étaient associés.

La commande DTC synchrone permet donc de contrôler le vecteur flux statorique dans un repère lié au stator (α, β) . Ainsi, les vecteurs de flux considérés sont le vecteur de flux statorique estimé et celui de consigne. Les expressions des composantes de ces deux vecteurs sont obtenues par projection sur les axes $\alpha\beta$. En utilisant ces composantes, nous pouvons calculer la référence du vecteur flux statorique à chaque instant donné. A partir de ce vecteur, la MLI vectorielle génère les signaux de commande pour les interrupteurs et l'onduleur de tension. Enfin, il faut définir un bloc de commande DTC synchrone qui possède comme entrée les composantes du flux estimé et du flux de consigne.

A. Llor [Llo-03], propose une commande DTC synchrone d'une MSAP et une machine synchrone à rotor bobiné. Il propose de piloter le bloc de DTC synchrone en utilisant 4 techniques différentes, afin d'obtenir les références du flux à partir de la consigne de vitesse. La première technique est basée sur les calculs des références de flux et du couple à partir des consignes de courant statorique dans le repère (d, q) . Les autres techniques génèrent, de façon indépendante, les consignes de flux et de couple en utilisant l'angle du vecteur de flux statorique dans le repère (α, β) . Elles se distinguent par trois algorithmes de traitements

différents pour obtenir ce dernier. En étudiant la robustesse de chaque algorithme vis à vis aux variations paramétriques de la machine synchrone, l'auteur a développé un algorithme qu'il considère comme le plus satisfaisant. Il étudie en simulation l'influence du temps mort de l'onduleur et des erreurs d'estimation sur l'erreur statique du vecteur flux obtenu.

III.3.3 Commande DTC synchrone sans capteur mécanique

Bien que cette méthode améliore la dynamique du système et diminue les oscillations du couple ainsi que les pertes dans la machine, elle requiert encore une fois la connaissance de la vitesse et de la position de la machine. En effet, pour améliorer cette technique, il est nécessaire de supprimer le capteur mécanique de position ou de vitesse, en effectuant une commande sans capteur mécanique [Tan-03], [Aih-99]. Parmi les travaux les plus intéressants à ce sujet, nous citerons :

Dans [Gil-10], les auteurs proposent une commande DTC synchrone d'une MSAP à pôles saillants sans capteur mécanique en utilisant un observateur du flux statorique. Cet observateur est basé sur les équations du flux du moteur dans le repère (α, β) . Des simulations ont été réalisées, afin d'étudier l'effet de la variation de la résistance statorique sur la performance de l'observateur. En effet, la robustesse de l'observateur du flux est basée principalement sur la bonne détermination de la valeur de la résistance statorique. Pour améliorer les performances de la commande sans capteur mécanique, un estimateur en ligne de la résistance statorique a été rajouté à l'observateur de vitesse. La stabilité de l'observateur de flux statorique ainsi que l'estimateur de la résistance est prouvée par l'analyse de stabilité de Lyapunov. L'estimateur de la résistance du stator est très efficace à la fois en haute et basse vitesse car il est capable d'identifier la valeur réelle de la résistance dans un temps très faible.

Les résultats de simulations et d'expérimentations montrent qu'après le régime transitoire, la résistance observée converge vers la valeur réelle de la résistance à haute et à basse vitesse, ce qui prouve la robustesse de l'estimateur de la résistance statorique. En revanche, les performances de l'observateur de la résistance diminuent pendant l'augmentation du couple de charge. Après avoir estimé la résistance en temps réel, ils présentent des résultats expérimentaux sur une machine de faible puissance en comparant entre la position réelle et celle estimée avec une erreur maximale de 3 degrés électrique pour une vitesse de rotation de 5 tr/min.

S. Sayeef [Say-10], présente une commande en couple sans capteur mécanique de la MSAP à très basse vitesse, avec estimation de la position du rotor à l'arrêt. La position du rotor est estimée à l'aide de deux observateurs : le premier algorithme est destiné à observer la

position à basse vitesse en utilisant la technique d'injection d'un signal à haute fréquence, le deuxième algorithme est basé sur l'observateur à mode glissant afin d'estimer la position du rotor à haute vitesse. Le basculement entre ces deux algorithmes se fait à l'aide d'une fonction de pondération en se basant sur la valeur de la position estimée. Il présente des résultats expérimentaux à haute et à basse vitesse pour des essais sur un moteur de 1 kW et montre une bonne estimation du flux et du couple électromagnétique avec une erreur d'estimation de la position qui ne dépasse pas 1.76 degrés électrique. A travers l'algorithme d'estimation utilisant l'injection d'une tension à haute fréquence suivant l'axe direct, cette structure lui permet d'assurer l'estimation de la position du rotor à l'arrêt. Ces résultats prouvent l'efficacité de l'utilisation de deux estimateurs pour garantir la commande sans capteur mécanique du moteur dans les différentes gammes de vitesse.

III.4 Autres méthodes appliquées pour une machine à pôles lisses

Un nouvel observateur non linéaire pour les MSAP à pôles lisses a été proposé récemment dans [Lee-10], [Ort-11]. Dans ce cas, la valeur de l'inductance de chacun des enroulements statoriques ne varie pas en fonction de la position du rotor. La structure de l'observateur est basée sur le flux statorique comme variable d'état. Cet observateur est stable facile à mettre en œuvre et ne nécessite pas beaucoup de temps de calcul.

Par comparaison avec l'observateur de Luenberger, cet observateur non linéaire a l'avantage d'estimer la position du rotor indépendamment de l'estimation de la vitesse de rotation, ce qui permet de minimiser l'erreur d'estimation. La vitesse du rotor est estimée à partir de la position en utilisant un régulateur de type PI. Par contre, les auteurs de ce travail ont proposé cet observateur sans avoir estimé la position initiale du rotor.

Au cours de ce travail, nous avons développé et appliqué cet observateur non linéaire pour les MSAP à pôles saillants. Malgré que les inductances statoriques varient en fonction de la position du rotor, nous avons amélioré considérablement les performances de l'estimateur. D'autre part, nous avons ajouté à cet observateur un algorithme d'estimation de la position initiale au démarrage du moteur pour garantir un démarrage stable avec un couple maximum [Kh11-12].

IV. ETAT DE L'ART DE DETECTION DE LA POSITION INITIALE

Dans cette partie, nous nous intéressons aux différentes méthodes développées dans la littérature pouvant être mises en œuvre pour la détection de la position initiale du rotor des

MSAP. Toutes ces méthodes permettent de générer une information pertinente pour l'élaboration des indicateurs pour la détection de la position initiale du rotor.

Dans ce qui suit, nous allons commencer par la méthode développée principalement par la mesure de l'inductance de phase [Kul-92], [Sch-97]. Ensuite, nous allons présenter la méthode la plus utilisée dans les dernières années, [Che-06], [Jeo-05], [Kim-04], [Jan-04], [Jan-03], [Haq-03], [Nog-98]. Pour finir, nous allons classer les méthodes et nous discuterons brièvement des avantages, des inconvénients et des limitations des ces différentes techniques.

Ces techniques peuvent être classées en quatre groupes :

- Estimation basée sur la mesure de l'inductance de phase;
- Détection de la position à l'arrêt à partir de la saillance magnétique;
- Estimation de la position initiale par injection d'un signal à haute fréquence;
- Détection de la position initiale par l'application des impulsions de tension;
- Autres méthodes.

IV.1 Estimation basée sur la mesure de l'inductance de phase

Cette méthode a été développée par A. B. Kulkarni et M. Ehsani [Kul-92]. Elle est apparue au début des années 90 et exploitée par [Kul-92], [Sch-97]. Les auteurs de cette méthode cherchent à identifier la position du rotor de la machine en fonction de l'inductance de phase en utilisant des grandeurs électriques mesurables comme le courant et la tension. A l'arrêt, la vitesse de rotation est nulle, par conséquent, la variation du courant dans l'enroulement du stator qui est due à la variation de l'inductance, nous permet d'estimer la position du rotor à l'arrêt. Un algorithme a été proposé qui permet de donner la valeur de l'inductance de phase la plus proche de la valeur calculée afin d'augmenter la précision sur l'estimation de la position initiale.

Pour distinguer la position initiale θ_0 de $\theta_0 + \pi$, les valeurs des trois courants statoriques sont utilisées afin d'obtenir l'information exacte de la position du rotor. Cette méthode permet d'obtenir des résultats satisfaisants en simulation et en pratique. Elle permet d'estimer la position initiale avec une erreur maximum de 0.7 degré électrique. Par contre, la méthode est sensible aux bruits causés par les dérivés des courants statoriques. De plus, le calcul des inductances est long, difficile et demande également une parfaite connaissance des paramètres du moteur et de sa température.

IV.2 Détection de la position à l'arrêt à partir de la saillance magnétique

Plusieurs auteurs ont proposé de déterminer la position du rotor par application d'impulsions courtes de courant dans les phases du moteur, permettant de détecter l'état de saturation locale du circuit magnétique. Cette variation du niveau de saturation est due aux flux engendrés par des aimants permanents, ou par excitation séparée [Sch-97], [Car-93], [Cor-98], [Tur-03].

L'alimentation simultanée des trois phases par un onduleur constitué de six transistors, permet de détecter la position initiale avec une résolution de 30 degrés électriques, à partir du signe du flux composé. Cette approche nécessite une connaissance parfaite de la géométrie du moteur et des caractéristiques physiques des matériaux qui le constituent (courbe de magnétisation, etc). L'interaction entre les courants de phase et le niveau de saturation est un problème fortement non linéaire et complexe qui nécessite une analyse théorique plus profonde des phénomènes. Par conséquent, il est nécessaire de faire les essais avec différentes amplitudes de courant avant que la méthode fonctionne correctement. Ainsi, il s'avère que cette méthode est non utilisable pour des moteurs à grande constante de temps électrique ce qui limite son champ d'application.

Une autre approche [Aih-03] d'estimation de la position de l'axe du rotor est basée sur la saillance magnétique du rotor et l'utilisation des déphasages entre les tensions de référence et les courants suivant les axes d , q . La méthode employée par ces derniers, consiste en effet à exciter le moteur par un courant de référence selon l'axe d , ensuite par un courant de référence selon l'axe q , à condition de bien choisir leurs amplitudes pour éviter la rotation du rotor de la machine.

L'estimation de la position initiale est périodique de 180° , ce qui donne deux domaines possibles. Pour lever cette ambiguïté, on procède à l'excitation du moteur par un courant d'amplitude assez grande pour saturer le circuit magnétique de la machine, Malheureusement, le moteur tourne pendant l'essai de saturation, ce qui n'est pas acceptable sur le plan pratique. L'utilisation d'un filtre passe bas, pour détecter le déphasage entre le courant et la tension de référence, produit une erreur de mesure. C'est pourquoi, en pratique, plusieurs essais ont été réalisés pour vérifier la faisabilité de la méthode.

L'avantage de cette méthode est sa robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance statorique et le changement de la température.

IV.3 Estimation de la position initiale par l'injection d'un signal à haute fréquence

Les méthodes d'estimation de la position du rotor basées sur la tension d'alimentation de la machine ne sont pas valables à l'arrêt. C'est pourquoi il est nécessaire d'injecter une tension supplémentaire indépendante de la tension de référence d'alimentation de la machine. Cette tension doit être faible de manière à éviter la rotation du rotor et d'engendrer le minimum de perturbations possibles (couple et pertes). En effet, cette tension à haute fréquence est sinusoïdale triphasée équilibrée. La gamme de fréquence est comprise entre quelques centaines de Hertz jusqu'à 3-4 KHz. La majorité des chercheurs utilisent une fréquence de 500Hz qui est devenue standard dans ce domaine [Khl-07].

Les composantes des courants suivant l'axe d et q sont faibles et ayant des amplitudes proportionnelles à la moyenne des inductances d'axe direct et d'axe transversal sont fonctions de la position initiale du rotor. Il suffit, ensuite, d'appliquer une boucle à verrouillage de phase (PLL) pour estimer cette position [Che-06].

Contrairement à la précédente méthode, une autre technique se focalise sur un autre aspect des équations électriques de la machine pour remonter jusqu'à la position initiale du rotor. Il s'agit d'utiliser la saillance "naturelle" due à la saturation vue du stator [Jan-03]. Cette saturation est due, en général, au flux principal de l'aimant permanent. L'estimation de cette saillance provoque la détermination de la position de l'axe d . L'interaction entre la tension injectée et la saillance produit des harmoniques dans les courants statoriques. Le traitement de signal du deuxième harmonique de courant permet d'extraire la position initiale du rotor [Kim-04], [Jan-04], [Jeo-05].

IV.4 Détection de la position initiale par l'application des impulsions de tension

Le principe de la méthode consiste à alimenter le stator du MSAP par des impulsions de tension dans les différentes configurations de phases et de mesurer les courants qui en résultent [Bou-05], [Ena-03], [Cha-00], [Mat-92]. En effet, l'application d'impulsions de tension aux bornes des bobinages donne naissance à des à-coups de couple. Ceci conduit à des faibles déplacements intempestifs du rotor, ce qui exige le bon choix de la durée de l'impulsion afin de s'affranchir à ce problème. Nous allons développer, dans la suite de ce travail, le principe de cette méthode ainsi que les résultats obtenus.

Avec cette méthode la position du rotor est estimée sans qu'on ait besoin d'un matériel additionnel et sans calcul complexe. Bien évidemment, pour aboutir à une bonne précision, il faut réduire au maximum l'effet du bruit dans le courant. Cette méthode pourrait être appliquée pour les machines de faible saillance. En effet, nous pouvons détecter la position du rotor à partir des différents signes des courants crêtes [Khl-12].

Pour conclure, cette technique exige une identification parfaite du temps de réponse de chaque machine, ce qui évite le chevauchement entre les courants des deux impulsions successives de tension.

IV.5 Autres méthodes

Un certain nombre de travaux [Scc-96], ont été réalisés pour la détection de la position initiale, qui n'appartiennent pas aux techniques mentionnées précédemment. Ces méthodes peuvent être classées en deux techniques : la méthode MAM (Méthode d'Anisotropie Magnétique) et la méthode INFORM (Indirect Flux detection by On-line Reactance Measurement).

IV.5.1 Méthode d'Anisotropie Magnétique

La méthode MAM a été développée par [Per-07], basée sur les propriétés anisotropes des aimants permanents. Ce type d'aimant peut présenter de différentes qualités mécaniques et magnétiques, il est caractérisé par un faible coût, une grande variété de types et de formes. La méthode MAM est indépendante de type des matériaux ferromagnétiques, contrairement aux méthodes classiques qui sont limitées à des moteurs à pôles saillants. Par conséquent, cette méthode pourrait être appliquée pour les différents types de moteurs linéaires synchrones à aimants. L'algorithme d'estimation est basé sur l'injection d'un signal à haute fréquence pour détecter les propriétés anisotropes des aimants permanents. La fréquence de la tension injectée est comprise entre plusieurs dizaines de KHz jusqu'à 500 KHz, et choisie soigneusement afin d'obtenir de bons résultats [Per-05].

Cette méthode consiste à alimenter les phases *a* et *b* du moteur par une tension sinusoïdale à très haute fréquence, qui permettra d'obtenir un courant de l'ordre de 10 mA. L'algorithme d'estimation doit être basé sur la mesure de la tension entre la phase *c* et le neutre. Si le neutre est inaccessible, ce qui est le cas de la plupart des moteurs synchrones, alors la tension est reconstruite avec un neutre artificiel. Par conséquent, il est nécessaire d'utiliser un amplificateur différentiel pour mesurer cette tension. L'amplitude et la phase de cette tension mesurée sont fonctions de la position initiale du rotor. Des résultats expérimentaux sont

présentés afin de valider la méthode proposée. Cette méthode permet d'estimer la position initiale avec une erreur maximale de 5.1 degré électrique.

A cause des signaux à très haute fréquence, la mesure des harmoniques est assez difficile ce qui élimine la possibilité d'utiliser les convertisseurs analogiques numériques (CAN). Par conséquent, il existe plusieurs thèmes nécessitant une recherche pointue, par exemple l'influence de la température sur l'erreur d'estimation de la position initiale puisque les propriétés des aimants permanents changent avec la température. En effet, les inconvénients de cette méthode sont, qu'il faut d'une part utiliser un neutre artificiel dans le cas où le neutre est inaccessible et d'autre part la nécessité d'utiliser un matériel adéquat pour générer une tension à très haute fréquence.

IV.5.2 Méthode INFORM

La méthode INFORM (Indirect Flux detection by On-line Reactance Measurement) a été développée par M. Schroedl [Sch-96], [Rie-04]. Cette méthode consiste à appliquer des tensions déphasées dans les différentes configurations de phases et de mesurer les variations des courants qui en résultent. A l'arrêt, les auteurs négligent la f.é.m. et la tension aux bornes de la résistance. En effet, cette méthode est basée sur la variation du vecteur courant par rapport au vecteur tension. Par conséquent, cette variation dépend de la position du rotor.

Ainsi, la variation de l'inductance de l'enroulement statorique est due à la variation du courant. Enfin, la position du rotor à l'arrêt peut être estimée en utilisant une relation de correspondance entre l'inductance et le courant [Rob-04].

V. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons d'abord décrit l'état de l'art de la commande sans capteur mécanique de la MSAP. En effet, nous avons débuté par une représentation succincte de l'ensemble des domaines d'application de la MSAP afin de montrer l'importance de ce type de machine ainsi que ses différents avantages et inconvénients.

Ensuite, nous avons présenté les différentes méthodes développées dans la littérature pour la détection de la position initiale du rotor des MSAP. Bien que les méthodes soient nombreuses sur l'estimation de la position initiale de la MSAP, l'utilisation des impulsions de tension dans les différentes configurations de phases et la mesure des courants qui en résultent, semble être la technique la plus attractive car elle offre la possibilité de détecter cette position avec des erreurs acceptables.

Dans la troisième partie de ce chapitre, nous avons décrit les méthodes sans capteur mécanique les plus connues qui peuvent être appliquées au MSAP.

Dans le cadre de cette thèse, nous allons nous intéresser au développement de deux méthodes d'estimation: la première est un observateur non linéaire basé sur l'estimation du flux statorique. La deuxième est la méthode Adaptative du Modèle de Référence (MRAS) basée sur un modèle en courant. Avec cette méthode, on peut étendre l'estimation des paramètres électriques du moteur.

L'objectif général du chapitre suivant est d'étudier et d'implanter en temps réel, la commande sans capteur mécanique en utilisant la méthode MRAS et un observateur non linéaire pour une MSAP à pôles saillants.

Chapitre II

MODELISATION DE LA MSAP ASSOCIEE A SON CONVERTISSEUR DE PUISSANCE

I. INTRODUCTION

Actuellement, la littérature témoigne d'un grand intérêt porté à la MSAP. En effet, elle a une large utilisation dans le domaine d'entraînements électriques à vitesse variable. De ce fait, il nous paraît important de lui consacrer toute une partie dans cette thèse.

Nous présenterons l'actionneur étudié qui se limite, dans notre thèse, à la MSAP et son système de contrôle commande. En effet, sous le nom de machine synchrone, on regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant, pour obtenir un fonctionnement en moteur ou en générateur, le champ magnétique du rotor est généré par des aimants permanents. Après avoir évalué les différentes structures du rotor à aimants utilisées dans la construction du rotor, nous rappellerons les éléments de constitution de cette machine. Ensuite, nous décrirons la modélisation de la MSAP dans un repère lié au rotor et dans un repère lié au stator. Enfin, nous présenterons la modélisation de la chaîne de puissance qui l'alimente.

II. MODELISATION DE LA MSAP

II.1 Généralités

Pour l'application de la commande en vitesse variable, la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents repose sur les paramètres électrique et mécanique (le moment d'inertie, le frottement visqueux, résistances et inductances, flux d'excitation des aimants...), qui décrivent les phénomènes électromagnétiques et électromécaniques, et sur les hypothèses simplificatrices citées ci-dessous.

La modélisation de cette machine associée à un onduleur triphasé permet d'appliquer la commande et à l'identification de ces paramètres. Nous nous intéresserons, tout d'abord, à la modélisation de la MSAP dans l'espace d'état. Ensuite, nous présenterons le modèle de l'onduleur.

II.2 Hypothèses simplificatrices

Le modèle de la machine synchrone à aimants est beaucoup plus complexe que celui des machines à courant continu, il nécessite l'utilisation des lois de commandes de plus en plus performantes, et par voie de conséquence leur commande se verra plus complexe, du fait que [Khl-07], [Rob-95]:

- Les grandeurs sont alternatives, à fréquence fixe ou variable;
- Le système est non linéaire à coefficients variables et à entrées et sorties multiples.

Le modèle établi au système lors de son fonctionnement, est basé sur des phénomènes physiques qui peuvent être partiellement ou totalement pris en compte. Le modèle sera plus simple pour un nombre d'hypothèses plus grand. Dans le cas de la MSAP, la modélisation est dépendante des hypothèses simplificatrices suivantes :

- L'hystérésis, et l'effet de peau dans les parties magnétiques sont négligeables;
- Circuit magnétique est supposé non saturé;
- Harmoniques d'encoche et d'espaces ne sont pas prises en compte;
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices (F.m.m.) entrefer;
- Circuit magnétique est supposé parfaitement feuilleté.

II.3 Constitution d'une MSAP

La structure du MSAP se comporte, comme une machine asynchrone. Le schéma de la MSAP peut être représenté par trois enroulements a , b et c au stator avec les aimants permanents au rotor.

L'alimentation des enroulements statoriques donne naissance à une force magnétomotrice tournante à la vitesse angulaire ω_r , le rotor ou la roue polaire à aimants permanents dont le nombre de pôles est égal à celui du stator permet de produire la force magnétomotrice d'excitation, le schéma de la figure II.1 illustre la représentation de la MSAP.

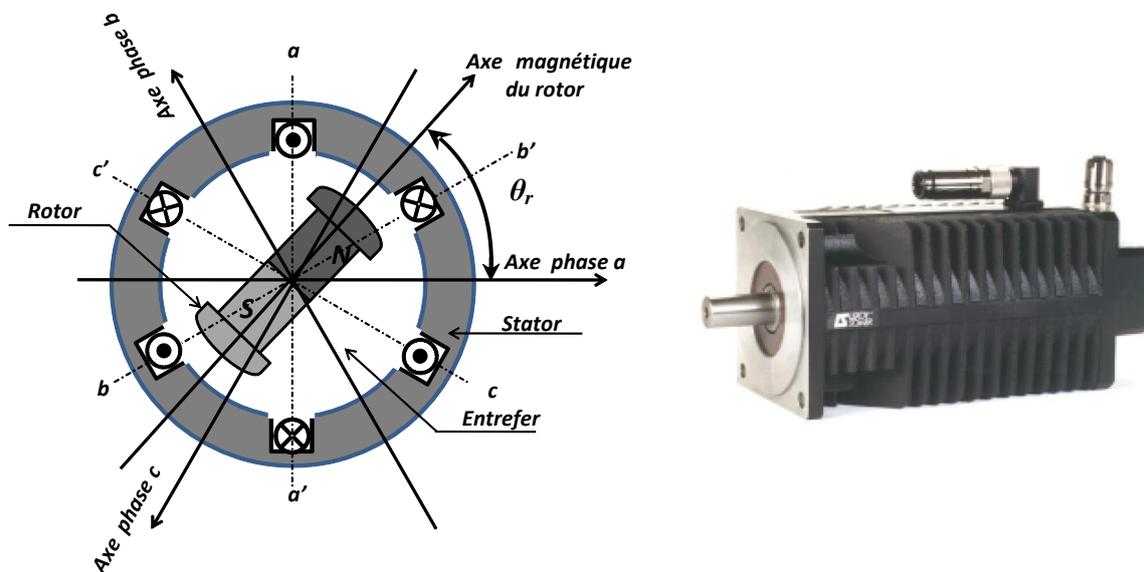
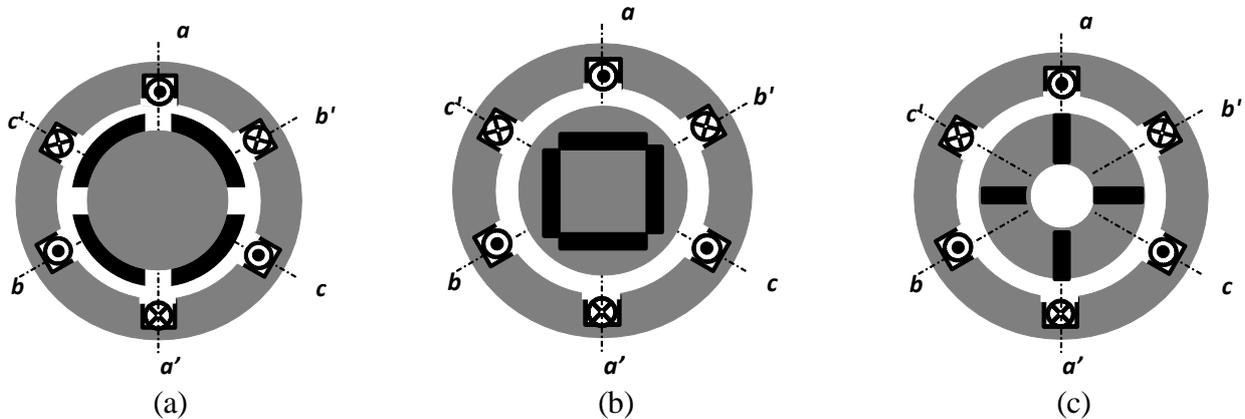


Figure II.1 : Représentation de la machine synchrone à aimants permanents.

II.3. 1 Différentes structures du rotor

La figure suivante représente la machine à aimants avec les différentes structures possibles du rotor à pôles lisses et pôles saillants :



Machine à aimants collés Machine à aimants insérés en surface Machine enterrées au rotor

Figure II.2 : Machine à aimants permanents (MSAP).

La figure II.2 (a) représente une machine à aimants collés en surface à pôles lisses (l'inductance d'axe direct est égale à l'inductance d'axe en quadrature $L_d = L_q$) elle est caractérisée par un grand entrefer [Gre-97]. De plus, la figure II.2 (b) représente une machine à aimants insérés. Cette machine est caractérisée par une saillance directe (l'inductance d'axe direct est inférieure à l'inductance d'axe en quadrature ($L_d < L_q$)). Par conséquent, l'effet de saillance provoque l'augmentation du couple max. Pour finir, la figure II.2 (c) représente une machine à aimants enterrés au rotor, dite aussi à concentration de flux. Elle est caractérisée par une saillance inversée (l'inductance d'axe en quadrature est inférieure à l'inductance d'axe direct ($L_d > L_q$)) [Gre-97], [Nia-05].

II.4 Notations

Les phases du stator et l'aimant permanent sont représentés par leurs axes. Les phases statoriques seront indiquées par a , b et c . Le flux du rotor sera désigné par f .

- L_{sa}, L_{sb} et L_{sc} : Les inductances propres respectivement des phases a , b , c ;
- $M_{ab}, M_{ac}, M_{ba}, M_{bc}, M_{ca}$ et M_{bc} : Les inductances mutuelles respectivement des phases a , b et c ;
- L_{sf} : Inductance équivalente de l'aimant permanent;

- i_f : Courant équivalent de l'aimant permanent;
- l_s : Inductance de fuite;
- L_{0s} : Terme constant de l'inductance propre d'une phase du stator;
- L_{2s} : Amplitude du premier harmonique de l'inductance propre d'une phase;
- R_s : Résistance d'une phase statorique;
- N_p : Nombre de paire de pôles;
- θ_m : Position mécanique réelle du rotor;
- $\Omega = \frac{d\theta_m}{dt}$: Vitesse angulaire mécanique réelle du rotor;
- θ_r : Position électrique du rotor $\theta_r = N_p \theta_m$;
- $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$: Vitesse angulaire électrique du rotor.

II.5 Equations électriques d'une machine synchrone à aimants

Les équations électriques régissant le fonctionnement d'une machine synchrone dans un repère fixe lié au stator (a, b, c) s'écrivent sous la forme suivante :

$$[v_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \quad (\text{II.1})$$

Avec

$$[v_s] = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}; [i_s] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}; [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix}; [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

- $[v_s]$: Vecteur des tensions statoriques;
- $[i_s]$: Vecteur des courants statoriques;
- $[\Phi_s]$: Vecteur des flux statoriques;
- $[R_s]$: Matrice des résistances statoriques.

Les flux totalisés $[\Phi_s]$ des phases statoriques s'écrivent dans le repère lié au stator sous la forme matricielle suivante :

$$[\Phi_s] = [L_{ss}][i_s] + [\Phi_{sf}] \quad (\text{II.3})$$

Avec

$$\begin{bmatrix} L_{ss} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{sb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{sc} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} \Phi_{sf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sf} \end{bmatrix} i_f = \begin{bmatrix} L_{af} \\ L_{bf} \\ L_{cf} \end{bmatrix} i_f \quad (\text{II.4})$$

où

$\begin{bmatrix} \Phi_{sf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_{af} & \Phi_{bf} & \Phi_{cf} \end{bmatrix}^T$ représente le vecteur de projection du flux de l'aimant permanent sur les 3 phases a, b, c , $\begin{bmatrix} L_{sf} \end{bmatrix}$ correspond à la matrice des inductances mutuelles stator-aimants, et L_f est la valeur maximale de ces inductances mutuelles, $\begin{bmatrix} L_{ss} \end{bmatrix}$ est la matrice des inductances statoriques.

D'après les équations des flux, nous pouvons remarquer la non-linéarité du modèle du moteur synchrone à aimants, qui est due au couplage entre les grandeurs statorique et rotorique. En effet, le principe de la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents par orientation du flux rotorique, consiste à découpler les grandeurs électriques du moteur afin de disposer de variables de contrôle indépendantes [Adr-11], [Lem-06], [Per-06].

La matrice des inductances mutuelles entre les phases statoriques et les aimants permanents dépend de la position angulaire électrique θ_r du rotor :

$$\begin{bmatrix} L_{sf} \end{bmatrix} = L_f i_f \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

D'après la figure II.1, la forme matricielle des inductances statoriques en fonction de la position du rotor θ_r est donnée par la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} L_{ss} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_{ls} + L_{0s} + L_{2s} \cos(2\theta_r) & -\frac{L_{0s}}{2} + L_{2s} \cos(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & -\frac{L_{0s}}{2} - L_{2s} \cos(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ -\frac{L_{0s}}{2} + L_{2s} \cos(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & l_{ls} + L_{0s} + L_{2s} \cos(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\frac{L_{0s}}{2} + L_{2s} \cos(2\theta_r) \\ -\frac{L_{0s}}{2} + L_{2s} \cos(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\frac{L_{0s}}{2} - L_{2s} \cos(2\theta_r) & l_{ls} + L_{0s} + L_{2s} \cos(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Pour l'étude du fonctionnement de la machine dans tous les régimes, nous allons utiliser le système d'équations électriques suivant :

$$\begin{bmatrix} v_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \end{bmatrix} + \frac{d\{\begin{bmatrix} L_{ss} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \end{bmatrix}\}}{dt} + \frac{d\{\begin{bmatrix} L_{sf} \end{bmatrix} i_f\}}{dt} \quad (\text{II.7})$$

Il est possible d'aboutir à l'expression des tensions en fonction des courants, flux et vitesse :

$$\begin{bmatrix} v_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{ss} \end{bmatrix} \frac{d\begin{bmatrix} i_s \end{bmatrix}}{dt} + \omega_r \frac{d\begin{bmatrix} L_{ss} \end{bmatrix}}{d\theta_r} \begin{bmatrix} i_s \end{bmatrix} + \omega_r \frac{d\begin{bmatrix} \Phi_{sf} \end{bmatrix}}{d\theta_r} \quad (\text{II.8})$$

A partir des équations précédentes, nous remarquons que l'étude du système est assez difficile vu le nombre d'équations différentielles à coefficients variables. Pour résoudre ce problème, nous allons utiliser des transformations mathématiques (*Park* et *Clark*), qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. Ainsi, nous allons présenter la modélisation de la MSAP dans un repère lié au rotor, puis au stator en utilisant respectivement la transformation de *Park* et de *Clark*.

II.6 Equation mécanique

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

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \quad (\text{II.9})$$

où: $\omega_r = N_p \Omega$ avec:

- J : le moment d'inertie total ramené sur l'arbre du moteur;
- f : le coefficient de frottement visqueux;
- C_{em} : le couple électromagnétique délivré par le moteur;
- C_r : le couple résistant appliqué sur l'arbre du moteur;

Dans notre cas, la charge est constituée de l'inertie entraînée et du frottement visqueux.

II.7 Couple électromagnétique de la MSAP

D'une façon générale, le couple électromagnétique délivré par la machine, obtenu à partir de la dérivée de l'énergie mécanique par rapport à la position électrique du rotor, est donné par l'expression suivante :

$$C_{em} = \frac{1}{2} N_p \left[\frac{1}{2} [i_s]^T \frac{d[L_{ss}]}{d\theta_r} [i_s] + [i_s]^T \frac{d[\Phi_{sf}]}{d\theta_r} \right] \quad (\text{II.10})$$

En faisant apparaître les grandeurs statoriques et rotoriques dans l'équation (II.10) et après simplification, on aboutit à la formule du couple électromagnétique suivante :

$$C_{em} = \frac{1}{2} N_p \left[\frac{1}{2} [i_s]^T \frac{d[L_{ss}]}{d\theta_r} [i_s] + [i_s]^T \frac{d[L_{sf}]}{d\theta_r} i_f \right] \quad (\text{II.11})$$

Dans ce qui suit nous allons développer l'expression du couple électromagnétique dans un repère lié au rotor.

II.8 Modèle équivalent d'une machine synchrone triphasée dans le système des axes d, q

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

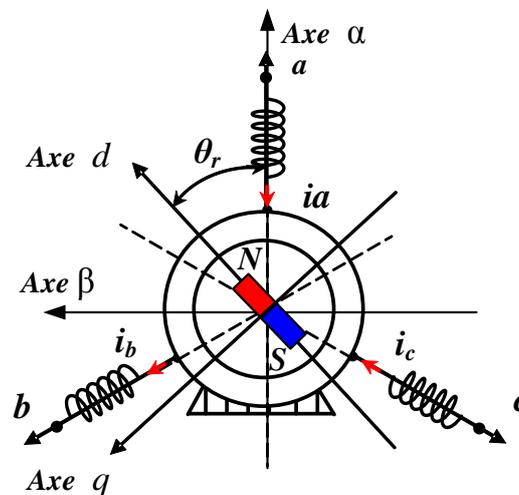


Figure II.3 : Représentation du moteur synchrone à aimants dans le repère $d-q$ et $\alpha-\beta$.

Pour exprimer l'ensemble des relations de la machine dans ce repère, nous allons appliquer la transformation orthogonale au stator et au rotor, en nous basant sur les hypothèses simplificatrices. La transformation de *Park* utilisée, conserve l'expression de la puissance instantanée, dans les deux repères.

II.8.1 Equations électriques dans le repère d, q

Avec un système biphasé (d, q) par deux bobines décalées de $\frac{\pi}{2}$ dans l'espace, on peut créer un champ tournant identique à celui créé par un système triphasé quelconque (a, b, c). Dans la suite de ce mémoire, nous utiliserons aussi bien pour le stator que pour le rotor des transformations orthogonales, dont l'inverse de la matrice de passage est égale à sa transposée :

$$[P(\theta_r)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Le calcul de l'inverse de $[P(\theta_r)]$ est immédiat, il vient donc :

$$[P(\theta_r)]^{-1} = [P(\theta_r)]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

Soit $[P(\theta_r)]$ la matrice de transformation de *Park*, cette transformation fait correspondre les vecteurs $[v_{dq0}]$, $[i_{dq0}]$ et $[\Phi_{dq0}]$.

Le vecteur v_0 représente la composante homopolaire et les vecteurs v_d et v_q qui représentent les vecteurs diphasés des tensions v_a , v_b et v_c .

Après transformation et simplification, le système d'équations des tensions dans le repère de *Park*, est donné par :

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + \left(\frac{d\Phi_d}{dt} \right) - \omega_r \Phi_q \\ v_q = R_s i_q + \left(\frac{d\Phi_q}{dt} \right) + \omega_r \Phi_d \\ V_0 = R_s i_0 + \left(\frac{d\Phi_0}{dt} \right) \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

Ce système représente le modèle électrique dynamique dans le référentiel de *Park*. Dans notre cas, le système est équilibré (la somme des composantes a, b, c est nulle), donc la troisième équation est nulle.

Dans le système d, q tournant à la vitesse du rotor, les grandeurs électriques et magnétiques sont de type continu, ce qui rend sa commande similaire à la commande des machines à courant continu. Ce système sera utilisé dans la commande vectorielle de la MSAP.

II.8. 2 Equations de flux

De même pour les flux, $[\Phi_{dq}] = [P(\theta_r)][\Phi_{abc}]$, en multipliant l'équation (II.3) à gauche et à droite par la matrice de *Park* $[P(\theta_r)]$, nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \end{bmatrix} = [P(\theta_r)] \begin{bmatrix} L_{sa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{sb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{bc} & L_{sc} \end{bmatrix} \left([P(\theta_r)]^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \right) + [P(\theta_r)] i_f \begin{bmatrix} L_{af} \\ L_{bf} \\ L_{cf} \end{bmatrix} = [P(\theta_r)] \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

Les flux totalisés dans chaque phase s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} \Phi_d = L_d i_d + K_e \\ \Phi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

Avec $K_e = \sqrt{\frac{3}{2}} \hat{\Phi}_{fd}$

où L_d, L_q sont respectivement les inductances directe et en quadrature. Elles sont supposées indépendantes de la position θ_r , $\hat{\Phi}_{fd}$ valeur crête du flux généré par les aimants lorsque son axe longitudinal est aligné avec celui de l'un des enroulements statoriques (déterminé dans l'annexe).

Après transformation et arrangement des équations en faisant les manipulations et les transformations nécessaires, on aboutit aux équations électriques du MSAP exprimées dans le repère lié au rotor :

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + L_d \cdot \left(\frac{d}{dt} i_d \right) - \omega_r L_q i_q \\ v_q = R_s i_q + L_q \cdot \left(\frac{d}{dt} i_q \right) + \omega_r L_d i_d + K_e \omega_r \end{cases} \quad (II.17)$$

Le diagramme vectoriel qui nous permet d'analyser le fonctionnement moteur de la machine synchrone à aimants est représenté par la figure II.4.

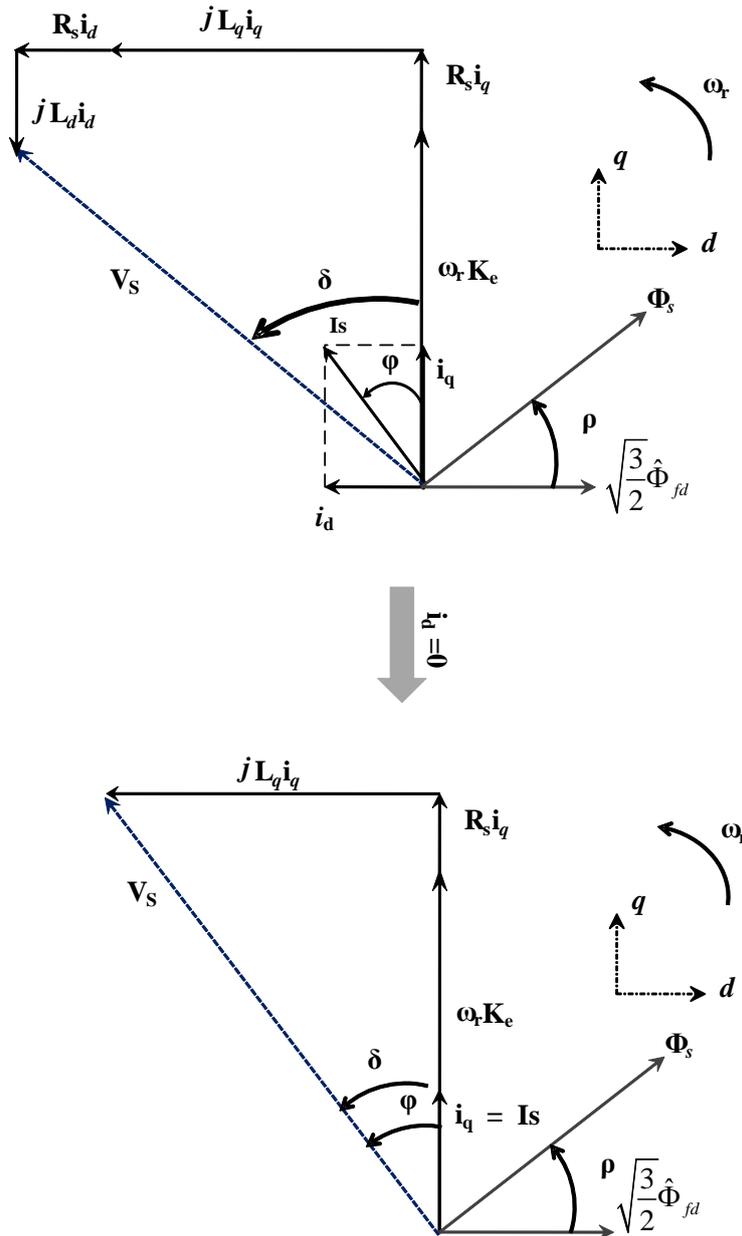


Figure II.4 : Diagramme vectoriel de la MSAP pour fonctionnement moteur.

Le diagramme vectoriel de la MSAP pour le fonctionnement moteur représente les relations vectorielles entre les différentes tensions et le courant du moteur dans le repère de

Park (d, q). Dans ce diagramme, le courant i_d est choisi égal à zéro de telle sorte que le flux rotorique soit aligné avec l'axe d .

En plus, lorsque le courant i_d est nul, le modèle du moteur synchrone se réduit à celui d'un moteur à courant continu à excitation indépendante. Cette technique nous permet de contrôler le couple et par la suite la vitesse en utilisant la composante en quadrature du courant i_q .

Avec :

- $I_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} = \sqrt{3} \cdot I_{s_eff}$: courant statorique du moteur;
- $V_s = \sqrt{v_d^2 + v_q^2} = \sqrt{3} \cdot V_{s_eff}$: tension statorique du moteur;
- δ : déviation angulaire entre la tension statorique et l'axe q du repère de *Park*;
- ρ : déviation angulaire entre le flux statorique et l'axe d du repère de *Park*;
- φ : déviation angulaire entre le courant statorique et la tension statorique du moteur.

En plus, les grandeurs vectorielles sont liées aux grandeurs efficaces par un coefficient égal à $\sqrt{3}$.

II.8.3 Schéma équivalent en régime transitoire

La figure II.20 montre le schéma équivalent en régime transitoire de la MSAP dans le repère de *Park*.

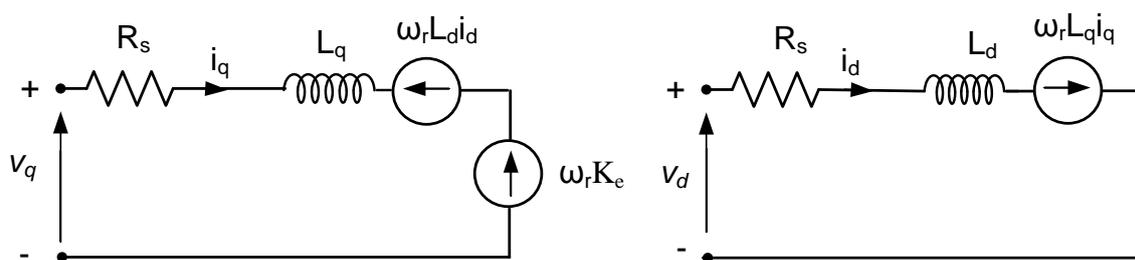


Figure II.5 : Circuits équivalents du MSAP dans le repère $d-q$.

Traditionnellement, le circuit équivalent par phase de la machine synchrone de la figure II.5 est exploité pour l'analyse et la simulation numérique des entraînements de ce type de machine en régime transitoire. Les différents éléments des circuits équivalents du MSAP dans le repère $d-q$ sont calculés dans l'annexe.

II.8. 4 Expression du couple électromagnétique

Pour définir la nouvelle expression du couple dans le nouveau référentiel, nous effectuons le bilan énergétique du MSAP.

La puissance fournie à la machine est donnée par l'expression suivante :

$$[v_d i_d + v_q i_q] = [R_s i_d^2 + R_s i_q^2] + \left[\frac{1}{2} L_d \left(\frac{d}{dt} i_d^2 \right) + \frac{1}{2} L_q \left(\frac{d}{dt} i_q^2 \right) \right] + [\omega_r \Phi_d i_q - \omega_r \Phi_q i_d] \quad (\text{II.18})$$

$$P_{fm} = P_{js} + P_{ms} + P_{tr} \quad (\text{II.19})$$

où :

$$P_{fm} = (i_d v_d + i_q v_q) \quad (\text{II.20})$$

Cela signifie que la quantité d'énergie consommée par la machine est convertie en énergie magnétique et mécanique. Le terme P_{js} représente la puissance perdue par effet joule au stator. L'énergie magnétique emmagasinée par les inductances du stator est définie par le terme P_{ms} et le terme P_{tr} représente la puissance transmise au système mécanique du moteur.

où :

$$P_{js} = (R_s i_d^2 + R_s i_q^2) \quad (\text{II.21})$$

$$P_{ms} = \left(\frac{1}{2} L_d \left(\frac{d}{dt} i_d^2 \right) + \frac{1}{2} L_q \left(\frac{d}{dt} i_q^2 \right) \right) \quad (\text{II.22})$$

$$P_{tr} = (\omega_r \Phi_d i_q - \omega_r \Phi_q i_d) = \omega_r (K_e i_q + (L_d - L_q) i_q i_d) \quad (\text{II.23})$$

L'expression du couple en fonction des courants statoriques (i_d, i_q) et du flux d'induction maximum de l'aimant permanent ($\hat{\Phi}_{fd}$) du MSAP est donnée par la relation suivante :

$$C_{em} = N_p (K_e i_q + (L_d - L_q) i_q i_d) \quad (\text{II.24})$$

D'après l'équation précédente, le couple électromagnétique se décompose en deux termes :

$$C_{emp} = K_t i_q \quad (\text{II.25})$$

$$C_{emr} = N_p (L_d - L_q) i_q i_d \quad (\text{II.26})$$

où : $K_t = N_p K_e$ représente la constante de couple, C_{emp} représente le couple principal créé par l'aimant et C_{emr} est dû à l'anisotropie rotorique et représente le couple réductant dû à la saillance du MSAP. Dans le cas d'une machine à pôles lisses, le dernier terme est nul.

II.8. 5 Modèle d'état de la MSAP

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

$$\begin{aligned} \frac{dX}{dt} &= [A]X + [B][U] \\ Y &= [C]X \end{aligned} \quad (\text{II.27})$$

où X représente le vecteur d'état du système, Y le vecteur de sortie (les grandeurs mesurables), $[A]$ la matrice d'évolution, $[B]$ la matrice de commande, $[C]$ la matrice de sortie, et $[U]$ représente le vecteur de commande.

Après simplification, les équations électriques de la MSAP peuvent être modélisées par une représentation d'état sous la forme suivante:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_d} & \omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{1}{\tau_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dq} \end{bmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \omega_r K_e \end{pmatrix} \quad (\text{II.28})$$

où, $\tau_d = \frac{L_d}{R_s}$ et $\tau_q = \frac{L_q}{R_s}$ sont respectivement les constantes de temps d'axe direct et en quadrature.

En appliquant le théorème du moment cinétique appliqué au rotor, nous en déduisons la conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique dans les machines synchrones à aimants. Avec J le moment d'inertie des parties tournantes de l'ensemble machine-charge de celui-ci, il vient:

$$\begin{cases} \frac{J}{N_p} \left(\frac{d}{dt} \omega_r \right) + \frac{f}{N_p} \omega_r = C_{em} - C_r \\ \left(\frac{d}{dt} \omega_r \right) = \frac{N_p^2}{J} \left\{ K_t i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \right\} - \frac{N_p}{J} C_r - \frac{f}{J} \omega_r \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

La régulation de la vitesse de rotation de la MSAP, du couple ou de position s'effectue par le vecteur d'état qui peut être constitué de quatre variables d'état.

Pour une régulation du couple et de vitesse angulaire, le modèle non linéaire d'état dans le repère tournant $d-q$ est décrit par le système ci-dessous:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{d\omega_r}{dt} \\ \frac{d\theta_r}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_d} & \frac{L_q}{L_d}\omega_r & 0 & 0 \\ -\frac{L_d}{L_q}\omega_r & -\frac{1}{\tau_q} & -\frac{K_e}{L_q} & 0 \\ N_p^2 \frac{L_d - L_q}{J} i_q & N_p \frac{K_t}{J} & -\frac{f}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{N_p}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ C_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.30})$$

Le couple résistant est considéré généralement comme une perturbation externe sur le système à compenser par le régulateur de vitesse.

Il s'agit d'un système différentiel non linéaire à cause des termes $i_d\omega_r$, $i_q\omega_r$, $i_d i_q$ et C_r , qu'on peut intégrer numériquement pour déterminer les caractéristiques dans les régimes transitoires [Luu-00]. A partir du modèle dans les axes d, q de Park liés au rotor, nous pouvons définir le fonctionnement de la machine synchrone à aimants dans un régime quelconque.

Ce modèle sera utilisé par l'algorithme de l'observateur MRAS (Système Adaptatif à Modèle de Référence) pour l'estimation de la vitesse rotorique en régime dynamique. Le principe de ce type d'observateur ainsi que les résultats obtenus, feront l'objet du chapitre IV.

II.9 Modélisation dans un repère lié au stator

Le choix du référentiel pour l'application des techniques d'observation au sens de l'automatique pour estimer la vitesse et la position à l'arrêt est essentiel; le cas parfait consiste à utiliser le référentiel de Park lié au rotor. Nous ne sommes pas favorables à cette solution pour une commande sans capteur car les quatre entrées (deux courants et deux tensions) de l'estimateur sont dépendantes de la position estimée [Bou-04], [Khl-07]. En effet, une erreur d'estimation sur la position initiale du rotor donne une répercussion néfaste par cumul d'erreur sur l'évolution des valeurs estimées par rapport au système réel.

II.9.1 Axes de repère lié au stator

Pour avoir une modélisation dans un référentiel lié au stator, il est indispensable d'utiliser la transformation de *Clark* qui utilise les repères d'axes (α, β) à condition de connaître parfaitement la position initiale du rotor.

Pour $\theta_r = 0$, les matrices de transformation de *Park* deviennent les matrices de *Concordia* :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.31})$$

La matrice inverse $[C]^{-1}$ est donnée par :

$$[C]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.32})$$

La transformation de *Clark* consiste à faire un passage entre le système triphasé abc , et un système diphasé α, β . L'axe α est superposé sur l'axe a , comme le montre la figure II.3.

A partir du modèle d, q lié au rotor, nous pouvons déterminer le modèle de *Clark* (α, β) de la machine synchrone à aimants permanents lié au stator, on utilise la transformation de *Clark* suivante :

$$[C(\theta_r)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) \\ -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{II.33})$$

Cette matrice étant normée et orthogonale, ce qui nous permet d'avoir $[C(\theta_r)] \cdot [C(\theta_r)]^{-1} = [I]$ (avec $[I]$ la matrice de l'identité), donc son inverse est égale à sa transposée.

$$[C(\theta_r)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{II.34})$$

La transformation de *Clark* consiste à substituer aux grandeurs triphasées réelles qui peuvent être des courants, des tensions, ou des flux par un système de grandeurs diphasées.

II.9.2 Modèle d'état dans un référentiel lié au stator

En se référant au schéma (II.3) les quantités statoriques $[v_{dq}]$; $[\Phi_{dq}]$; $[i_{dq}]$ nécessitent une matrice de passage vers le référentiel $\alpha\beta$ analogue à celle de *Park* d'angle θ_r . Pour une modélisation dans le repère fixe ($\alpha\beta$), toutes les équations s'écrivent en fonction des nouvelles variables électriques i_α et i_β et des nouvelles entrées v_α et v_β . Ce qui, pour une MSAP à pôles saillants, conduit aux équations électriques suivantes :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_s - \omega_r (L_d - L_q) \sin(2\theta_r) & \omega_r (L_d - L_q) \cos(2\theta_r) \\ \omega_r (L_d - L_q) \cos(2\theta_r) & R_s + \omega_r (L_d - L_q) \sin(2\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \\ &+ \frac{1}{2} \begin{bmatrix} (L_d + L_q) + (L_d - L_q) \cos(2\theta_r) & (L_d - L_q) \sin(2\theta_r) \\ (L_d - L_q) \sin(2\theta_r) & (L_d + L_q) - (L_d - L_q) \cos(2\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} i_\alpha \\ \frac{d}{dt} i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.35}) \\ &+ \begin{bmatrix} -K_e \omega_r \sin(\theta_r) \\ K_e \omega_r \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Les fréquences dans les circuits électriques sont imposées par les tensions statoriques d'entrées v_α et v_β . Par contre, la modélisation dans le repère de *Park* nous permet d'utiliser des grandeurs non alternatives.

Dans un repère lié au stator, l'expression du couple électromagnétique se déduit des expressions des courants i_d , i_q avec les composantes de *Clark*, qui est alors donné par l'expression suivante :

$$\begin{cases} i_d = i_\alpha \cos(\theta_r) + i_\beta \sin(\theta_r) \\ i_q = -i_\alpha \sin(\theta_r) + i_\beta \cos(\theta_r) \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

En reportant l'équation (II.36) dans l'expression du couple électromagnétique (II.24), la nouvelle expression du couple du MSAP dans un référentiel lié au stator est donnée par la relation suivante :

$$C_{em} = N_p \left\{ \frac{1}{2} (L_d - L_q) \left((i_\alpha^2 - i_\beta^2) \sin(2\theta_r) + 2i_\alpha i_\beta \cos(2\theta_r) \right) + K_e (i_\beta \cos(\theta_r) - i_\alpha \sin(\theta_r)) \right\} \quad (\text{II.37})$$

II.9.3 Modèle d'état non linéaire d'une MSAP dans le référentiel lié au stator

A partir des équations qui lient les tensions aux courants et en rajoutant l'équation mécanique et la position rotorique, l'expression littérale de l'équation d'état dans le référentiel $\alpha\beta$ lié au stator s'écrit sous la forme :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_\alpha}{dt} \\ \frac{di_\beta}{dt} \\ \frac{d\omega_r}{dt} \\ \frac{d\theta_r}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{2L_\pi} (L_\Sigma - L_\Delta \cos(2\theta_r)) + \frac{\omega_r L_\Sigma}{2L_\pi} L_\Delta \sin(2\theta_r) & \frac{\omega_r L_\Delta}{2L_\pi} (L_\Delta - L_\Sigma \cos(2\theta_r)) + \frac{R_s}{2L_\pi} L_\Delta \sin(2\theta_r) \\ -\frac{\omega_r L_\Delta}{2L_\pi} (L_\Delta + L_\Sigma \cos(2\theta_r)) + \frac{R_s}{2L_\pi} L_\Delta \sin(2\theta_r) & -\frac{R_s}{2L_\pi} (L_\Sigma + L_\Delta \cos(2\theta_r)) - \frac{\omega_r L_\Sigma}{2L_\pi} L_\Delta \sin(2\theta_r) \\ -\frac{Np^2}{J} \left(K_t \sin(\theta_r) + \frac{L_\Delta}{2} i_\alpha \sin(2\theta_r) \right) & \frac{Np^2}{J} \left(K_t \cos(\theta_r) + \frac{L_\Delta}{2} (i_\beta \sin(2\theta_r) + 2i_\alpha \cos(2\theta_r)) \right) \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{K_e}{L_q} \sin(\theta_r) & 0 \\ -\frac{K_e}{L_q} \cos(\theta_r) & 0 \\ -\frac{f}{J} & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{2L_\pi} (L_\Sigma - L_\Delta \cos(2\theta_r)) & -\frac{L_\Delta}{2L_\pi} \sin(2\theta_r) & 0 \\ -\frac{L_\Delta}{2L_\pi} \sin(2\theta_r) & \frac{1}{2L_\pi} (L_\Sigma - L_\Delta \cos(2\theta_r)) & 0 \\ 0 & 0 & \frac{Np}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ Cr \end{bmatrix} \quad (\text{II.38})$$

avec $L_\Sigma = L_d + L_q$, $L_\Delta = L_d - L_q$ et $L_{\pi} = L_d \cdot L_q$.

Le modèle ainsi obtenu sera utilisé par l'algorithme de l'observateur non linéaire pour l'estimation de la position et la vitesse rotorique en régime dynamique. Le principe de ce type d'observateur sera détaillé dans le chapitre IV. Ce même modèle sera utilisé pour la simulation de l'algorithme d'estimation de la position initiale du rotor.

III. MODELISATION DU CONVERTISSEUR DE PUISSANCE

Pour réaliser la régulation de la vitesse ou de la position des MSAP, il est indispensable d'utiliser un onduleur de tension qui est constitué d'une source de tension continue constante et de six interrupteurs de puissance avec des diodes en antiparallèle. Grâce à une séquence d'ouverture et de fermeture de ces interrupteurs, l'onduleur de puissance commute le courant dans les phases de la machine afin d'obtenir un système triphasé de tensions et de courants d'amplitude et de fréquence réglables.

III.1 Description de la chaîne de conversion de l'énergie

Le schéma structurel de la chaîne de conversion de l'énergie alimentant le stator du MSAP est illustré par la figure II.6 :

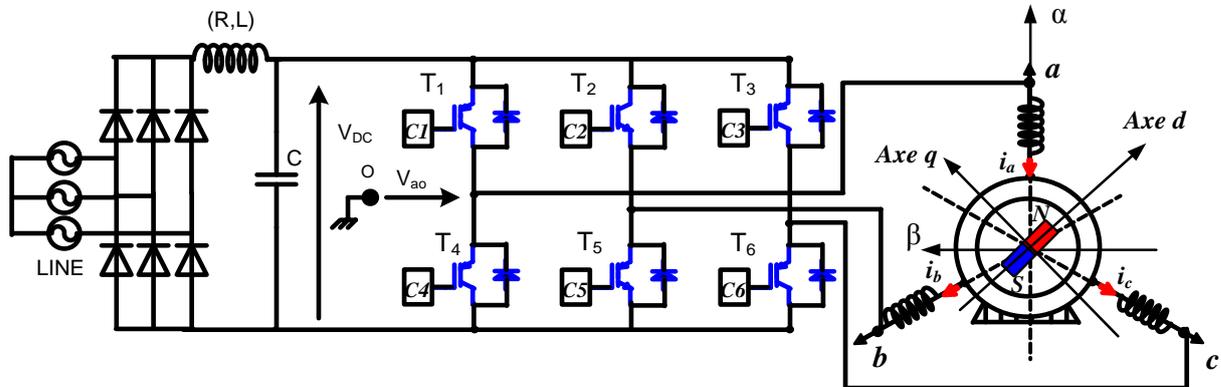


Figure II.6 : Configuration de l'association convertisseur MSAP.

Pour alimenter le circuit intermédiaire, le moyen le plus simple consiste en un redresseur à diodes en pont triphasé, assurant la conversion de la tension alternative générée par le réseau triphasé en une tension continue. Après un étage de filtrage, l'onduleur est alimenté par une source de tension continue V_{DC} . Les commutateurs d'un même bras de l'onduleur sont toujours complémentaires. Chaque interrupteur de puissance est réalisé par un IGBT en anti-parallèle avec une diode, où ces composants sont supposés parfaits.

III.2 Onduleur de tension

Dans l'étude de l'ensemble onduleur-machine, nous supposons que la charge triphasée, est équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé et la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable. Du fait que les constantes de temps de la machine sont très grandes devant le temps de passage d'un état *ON* à l'état *OFF* des composants semi-conducteurs, on peut faciliter la modélisation et diminuer le temps de simulation en modélisant l'onduleur par un ensemble d'interrupteurs idéaux.

Pour la modélisation de l'onduleur, on considère les hypothèses suivantes :

- Transistors parfaits : la commutation des transistors est instantanée (temps de fermeture et ouverture nuls) et sans pertes. Enfin, la chute de tension dans les transistors est considérée nulle;
- Alimentations parfaites : la tension aux bornes du bus continu est constante et ne varie pas avec la puissance échangée.

La modélisation de l'onduleur consiste à trouver une relation entre les grandeurs de commande des transistors et les grandeurs électriques de la machine synchrone. Ainsi, comme les grandeurs de commande agissent sur les interrupteurs commandables, on peut définir la fonction de commutation suivante :

$$C4 = 1 - C1 \qquad C5 = 1 - C2 \qquad C6 = 1 - C3 \qquad (\text{II.39})$$

A titre d'exemple la tension V_{a0} vaut $\frac{V_{DC}}{2}$ lorsque $C1 = 1$ et $C4 = 0$ elle devient $-\frac{V_{DC}}{2}$ lorsque $C1 = 0$ et $C4 = 1$. Avec le même raisonnement pour V_{b0} et V_{c0} , les tensions de sortie de l'onduleur par rapport au point milieu O de la source prise comme référence de potentiel, sont données par le système suivant :

$$\begin{cases} V_{ao} = (2C_1 - 1) \frac{V_{DC}}{2} \\ V_{bo} = (2C_2 - 1) \frac{V_{DC}}{2} \\ V_{co} = (2C_3 - 1) \frac{V_{DC}}{2} \end{cases} \qquad (\text{II.40})$$

Les tensions composées s'écrivent en fonction des tensions V_{a0} , V_{b0} et V_{c0} sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} = (C_1 - C_2) V_{DC} \\ V_{bc} = V_{b0} - V_{c0} = (C_2 - C_3) V_{DC} \\ V_{ca} = V_{c0} - V_{ao} = (C_3 - C_1) V_{DC} \end{cases} \qquad (\text{II.41})$$

Le système de tensions équilibrées v_a , v_b et v_c s'écrit en fonction des tensions composées sous la forme suivante :

$$\begin{cases} v_a = \frac{1}{3} (V_{ab} - V_{ac}) \\ v_b = \frac{1}{3} (V_{bc} - V_{ab}) \\ v_c = \frac{1}{3} (V_{ca} - V_{bc}) \end{cases} \qquad (\text{II.42})$$

En faisant intervenir les équations II.27, on tire finalement les tensions simples aux bornes des enroulements statoriques :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{V_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C1 \\ C2 \\ C3 \end{bmatrix} \qquad (\text{II.43})$$

L'onduleur peut être commandé en utilisant plusieurs techniques dont: la commande par hystérésis et la technique de Modulation par Largeur d'Impulsions (MLI). En ce qui concerne la technique MLI, nous citerons pour référence la MLI sinus-triangle, la précalculée et la MLI vectorielle, stratégies les plus fréquemment employées [Mar-04] [Ben-93].

Ainsi les indices de modulations D_a , D_b et D_c sont obtenus par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} D_a = \frac{v_a}{V_{DC}} \\ D_b = \frac{v_b}{V_{DC}} \\ D_c = \frac{v_c}{V_{DC}} \end{cases} \quad (\text{II.44})$$

De plus, nous pouvons déterminer les tensions composées en fonction des indices de modulations :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{DC} (D_a - D_b) \\ V_{bc} = V_{DC} (D_b - D_c) \\ V_{ca} = V_{DC} (D_c - D_a) \end{cases} \quad (\text{II.45})$$

Après avoir présenté la modélisation de l'onduleur, nous rappellerons le principe de fonctionnement de la technique de modulation vectorielle. En effet, cette technique sera utilisée par l'algorithme de la commande vectorielle du MSAP.

III.3 Technique de modulation vectorielle

Les tensions appliquées aux bornes des phases statoriques sont de forme quasi sinusoïdale donc ayant un contenu d'harmonique, qui provoque l'augmentation des pertes dans la machine ainsi que des oscillations mécaniques sur l'arbre.

Pour réduire ce problème, il existe deux possibilités:

- Soit augmenter le nombre des niveaux de tension fourni par l'onduleur [Gas-04];
- Soit imposer sur chaque période de commutation la technique de Modulation de Largeur d'Impulsions [Khl-07].

Chacune de ces techniques permet d'obtenir des caractéristiques différentes des tensions de sortie de l'onduleur (amplitude maximale de la tension, spectre d'harmonique). La MLI avec porteuse présente des inconvénients. D'autres stratégies de génération des signaux MLI

ont été développées, par la suite. Pour la commande des machines synchrones ou asynchrones, la MLI vectorielle ou « Space Vector PWM » en anglo-saxon, semble être la plus souvent adaptée.

A partir des tensions simples v_a , v_b et v_c de la machine, on peut construire les composantes du vecteur tension \vec{v}_{ref} qui peuvent être définies par la relation suivante :

$$\vec{v}_{ref} = \frac{2}{3} (v_a + \bar{a}v_b + \bar{a}^2v_c) \tag{II.46}$$

avec $a = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$

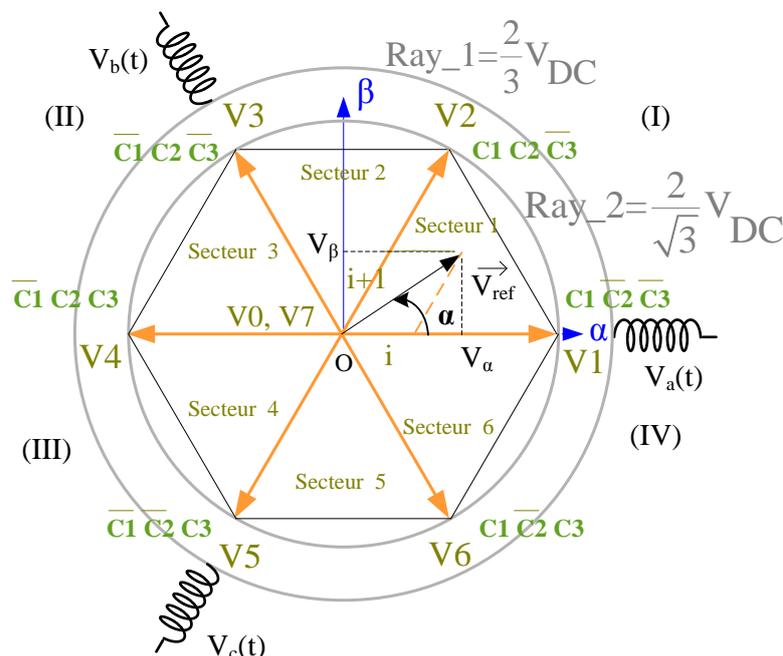


Figure II.7 : Représentation des huit vecteurs de tension statoriques fournis par l'onduleur.

La figure II.7 représente les huit vecteurs réalisables par l'onduleur dans le plan (α, β) . En effet, la modulation vectorielle offre l'avantage de minimiser les harmoniques de courant, de réduire les pulsations du couple et de maximiser la puissance disponible, ce qui justifie son utilisation. Cet algorithme sert d'interface algorithmique entre la commande vectorielle et le bloc de génération des impulsions de commande des IGBTs de l'onduleur.

III.4 Principe de fonctionnement de la MLI vectorielle

Les six interrupteurs de l'onduleur sont commandés de manière complémentaire deux à deux. Pour cela nous avons que trois degrés de liberté, ayant chacun deux états : fermé (F) ou ouvert (O). Suivant la combinaison de l'état des interrupteurs de l'onduleur, on peut dresser le

tableau (II.1) qui montre les huit vecteurs de tension à appliquer à la machine à chaque instant dont six sont actifs (\vec{v}_1 jusqu'à \vec{v}_6) et deux sont nuls (\vec{v}_0 et \vec{v}_7). D'après la figure II.7, on remarque que les six vecteurs actifs définissent six secteurs angulaires de $\frac{\pi}{3}$ rad. Si on repère ces secteurs par un l'indice i , les relations exprimant ces vecteurs sont :

$$\vec{v}_i = \frac{2V_{DC}}{\sqrt{3}} \exp\left(\frac{i\pi}{3} - \frac{\pi}{3}\right) \quad (II.47)$$

$$\vec{v}_{i+1} = \frac{2V_{DC}}{\sqrt{3}} \exp\left(\frac{i\pi}{3}\right) \quad (II.48)$$

T ₁	T ₂	T ₃	V _{ab}	V _{bc}	V _{ca}	v _α	v _β	$\vec{v}_{ref} = v_{\alpha_ref} + jv_{\beta_ref}$	Nom
O	O	O	0	0	0	0	0	$\vec{v}_0 = 0$	\vec{v}_0
F	O	O	V _{DC}	0	-V _{DC}	$\frac{2V_{DC}}{\sqrt{3}}$	0	$\vec{v}_1 = \frac{2V_{DC}}{\sqrt{3}} e^{j0}$	\vec{v}_1
F	F	O	0	V _{DC}	-V _{DC}	$\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$	V _{DC}	$\vec{v}_2 = \frac{2V_{DC}}{\sqrt{3}} e^{j\frac{\pi}{3}}$	\vec{v}_2
O	F	O	-V _{DC}	V _{DC}	0	$-\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$	V _{DC}	$\vec{v}_3 = \frac{2V_{DC}}{\sqrt{3}} e^{j\frac{2\pi}{3}}$	\vec{v}_3
O	F	F	-V _{DC}	0	V _{DC}	$-\frac{2V_{DC}}{\sqrt{3}}$	0	$\vec{v}_4 = \frac{2V_{DC}}{\sqrt{3}} e^{j\frac{3\pi}{3}}$	\vec{v}_4
O	O	F	0	-V _{DC}	V _{DC}	$-\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$	-V _{DC}	$\vec{v}_5 = \frac{2V_{DC}}{\sqrt{3}} e^{j\frac{4\pi}{3}}$	\vec{v}_5
F	O	F	V _{DC}	-V _{DC}	0	$\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$	-V _{DC}	$\vec{v}_6 = \frac{2V_{DC}}{\sqrt{3}} e^{j\frac{5\pi}{3}}$	\vec{v}_6
F	F	F	0	0	0	0	0	$\vec{v}_7 = 0$	\vec{v}_7

Tableau II.1: Différentes combinaisons des vecteurs de tension de l'onduleur triphasé.

La répartition des vecteurs de tension dans le plan (α, β), comme l'indique la figure II.7 est un hexagone symétrique où l'amplitude du vecteur de référence est limitée par un cercle de rayon $\frac{2}{\sqrt{3}}V_{DC}$. Par conséquent, cette technique de modulation permet l'obtention d'un taux de modulation maximale égale à $\frac{2}{\sqrt{3}}$ ce qui ressemble à une augmentation de 15% par rapport à la modulation sinusoïdale.

III.5 Description de l'algorithme de la MLI vectorielle

Suivant la représentation vectorielle, le principe consiste à considérer un vecteur tension quelconque comme étant, dans un intervalle de temps T_{sw} , la combinaison de 2 vecteurs adjacents et du vecteur nul. Autrement dit (figure II.8), pour appliquer la tension v_{ref} pendant le temps T_{sw} , il est équivalent d'appliquer [Mar-04]:

- La tension \vec{v}_2 pendant le temps t_2 ;
- La tension \vec{v}_1 pendant le temps t_1 ;
- Une tension nulle pendant les temps T_0 et T_7 .

Avec les durées de temps T_0 et T_7 définies par la relation suivante :

$$T_0 + T_7 = \frac{T_{sw}}{2} - t_1 - t_2 \quad (\text{II.49})$$

L'équation du vecteur de référence devient :

$$\vec{v}_{ref} = \vec{v}_1 \frac{t_1}{T_{sw}} + \vec{v}_2 \frac{t_2}{T_{sw}} \quad (\text{II.50})$$

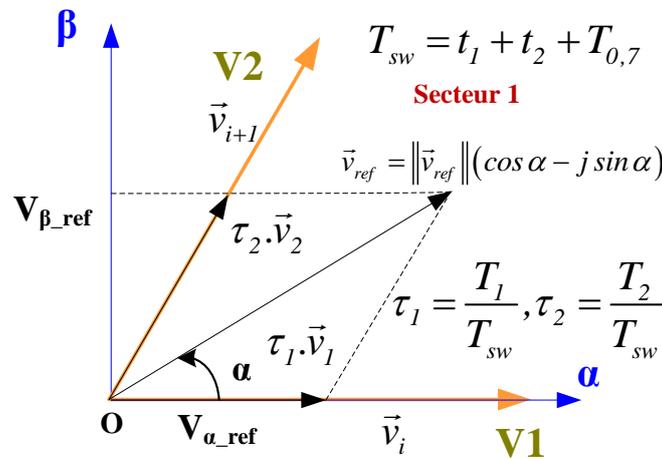


Figure II.8 : Principe d'application d'un vecteur de référence.

En effet, on peut reconstruire n'importe quelle tension en combinant deux vecteurs adjacents. Pour exprimer le vecteur tension de référence (v_{ref}) appliqué au moteur à chaque instant en fonction de l'état des interrupteurs et en rappelant qu'un vecteur dans un repère fixe α, β , peut être décrit par la relation suivante :

$$\vec{v}_{ref} = v_{\alpha_ref} + jv_{\beta_ref} \quad (\text{II.51})$$

Finalement, on conclut les rapports cycliques selon les relations :

$$\tau_1 = K_{\text{mod}} \frac{T_{\text{sw}}}{2} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \quad (\text{II.52})$$

$$\tau_2 = K_{\text{mod}} \frac{T_{\text{sw}}}{2} \sin(\alpha) \quad (\text{II.53})$$

$$\text{avec } K_{\text{mod}} = \sqrt{3} \frac{\|\vec{v}_{\text{ref}}\|}{V_{\text{DC}}}$$

avec α et $\|\vec{v}_{\text{ref}}\|$ représentent respectivement l'angle et le module du vecteur de référence.

L'angle et le module du vecteur de référence peuvent s'écrire sous la forme suivante :

$$\|\vec{v}_{\text{ref}}\| = \sqrt{v_{\alpha_ref}^2 + v_{\beta_ref}^2} \quad (\text{II.54})$$

$$\alpha = \arctan \frac{v_{\beta_ref}}{v_{\alpha_ref}} \quad (\text{II.55})$$

La somme des deux vecteurs \vec{v}_2 et \vec{v}_1 respectivement appliqués pendant les durées τ_1 et τ_2 donne donc le vecteur de référence souhaité. Sur la figure II.9, nous avons représenté les variations de ces deux rapports cycliques temporels en fonction de l'angle α , dans le premier secteur ($\alpha \in [0 \ 60^\circ]$) et pour $K_{\text{mod}} = 0.4$.

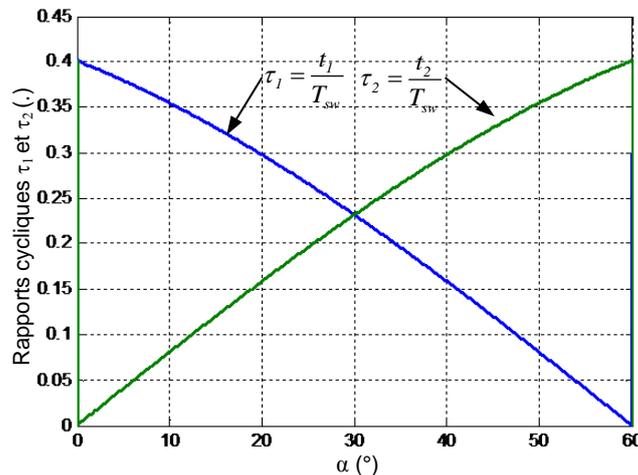


Figure II.9 : Variations des rapports cycliques τ_1 et τ_2 en fonction de l'angle α .

Dans le but de limiter le contenu harmonique des tensions générées, nous avons utilisé une MLI vectorielle avec des impulsions centrées au milieu de la période de commutation.

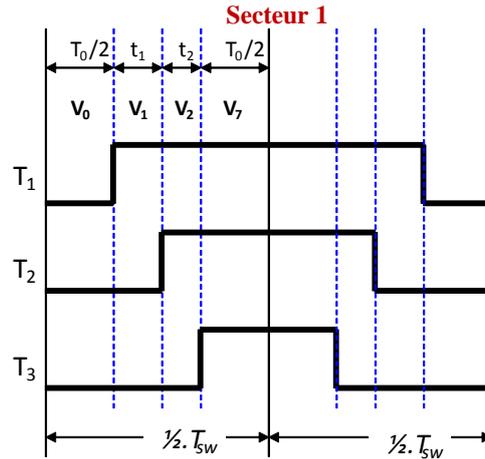


Figure II.10 : Séquences des signaux de commande.

Cette technique consiste à déterminer les instants de commutation de manière à distribuer le temps d'application du vecteur nul de façon identique entre \vec{v}_0 et \vec{v}_7 . Ainsi, on peut reconstituer les signaux de commande à appliquer pour obtenir le vecteur tension de référence, pour cela les interrupteurs sont codés par 1 à l'état fermé et par 0 à l'état ouvert. La figure II.10 montre les séquences des signaux de commande correspondant au premier secteur.

D'une façon générale, pendant une période de commutation T_{sw} , le vecteur tension de référence se trouve dans un secteur formé par \vec{v}_i et \vec{v}_{i+1} , $i \in \{1, 2, 3, 4, 5\}$, comme l'indique la figure (II.7). Pour que sa valeur moyenne sur T_{sw} soit égale à θ_0 , on obtient la relation suivante :

$$\vec{v}_{ref} = \tau_i \vec{v}_i + \tau_{i+1} \vec{v}_{i+1} + \frac{\tau_0}{2} \vec{v}_0 + \frac{\tau_0}{2} \vec{v}_7 \quad (\text{II.56})$$

avec $\tau_i = \frac{t_i}{T_{sw}}$, $\tau_{i+1} = \frac{t_{i+1}}{T_{sw}}$ et $\tau_0 = \frac{T_0}{T_{sw}}$: les rapports cycliques des vecteurs actifs et des

vecteurs nuls (les rapports entre les temps d'application et la période de commutation).

Le but de cette technique est d'obtenir une tension statorique quelconque. Pour ce faire, il faut appliquer sur une période de commutation le vecteur \vec{v}_i pendant un temps t_i puis le vecteur \vec{v}_{i+1} pendant un temps t_{i+1} . Si la somme des durées d'application de ces deux vecteurs est inférieure à T_{sw} ($t_i + t_{i+1} < T_{sw}$), dans ce cas, on complète la séquence de commutation par les vecteurs nuls (\vec{v}_0 et \vec{v}_7). En effet, le problème de la MLI vectorielle réside dans le calcul de ces temps d'applications t_i et t_{i+1} [Gra-87]. A partir des équations II.44, II.46 et II.56, nous

pouvons déduire les relations permettant de calculer les temps de commutation pour les différents secteurs :

$$\begin{bmatrix} T_i \\ T_{i+1} \end{bmatrix} = \sqrt{3} \frac{\|\vec{v}_{ref}\| T_{sw}}{V_{DC} 2} \begin{bmatrix} \sin \frac{i\pi}{3} & -\cos \frac{i\pi}{3} \\ -\sin \frac{(i-1)\pi}{3} & \cos \frac{(i-1)\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \alpha \\ \sin \alpha \end{bmatrix} \quad (II.57)$$

On remarque que pour calculer t_i et t_{i+1} , on a besoin de connaître :

- les composantes de la tension statorique de référence ($v_{\alpha-ref}$ et $v_{\beta-ref}$);
- le secteur angulaire donné par l'indice i dans lequel se situe le vecteur de référence;
- la période de commutation T_{sw} ;
- la tension d'alimentation du bus continu de l'onduleur V_{DC} .

L'algorithme de calcul de la MLI vectorielle peut être décomposé en deux phases : la détermination du secteur angulaire (recherche de l'indice i) et le calcul des temps d'application des deux vecteurs actifs. La figure II.11 montre l'algorithme de détermination du secteur angulaire en se basant sur les composantes de la tension statorique de référence.

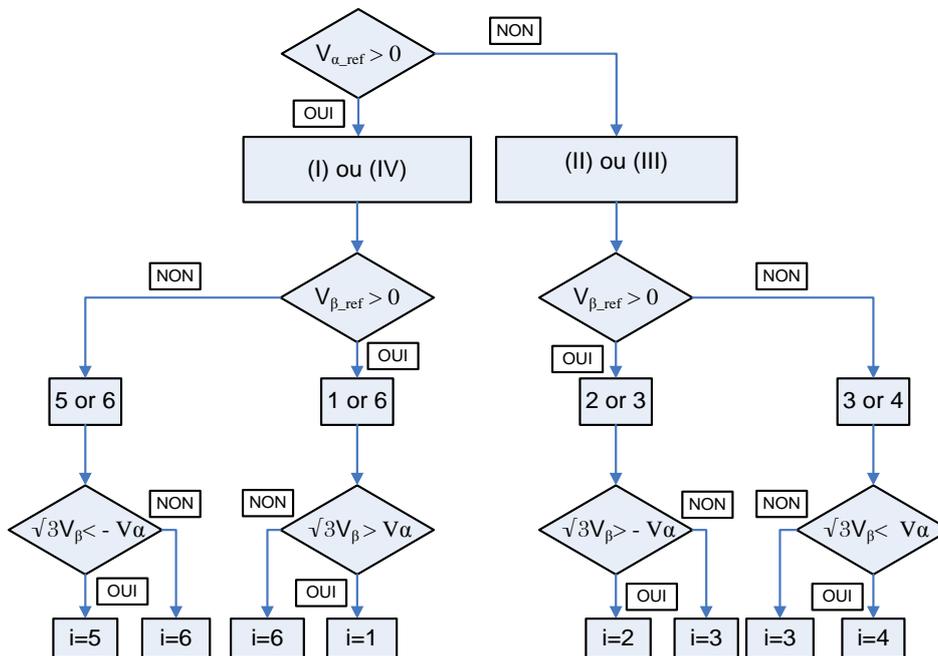


Figure II.11 : Algorithme de détermination du secteur.

Après la détermination des rapports cycliques, on peut résumer les valeurs des indices de modulation pour chaque secteur dans le tableau suivant:

Secteur 1	Secteur 2	Secteur 3
$D_a = \frac{2}{T_{sw}} \left(t_1 + t_2 + \frac{T_0}{2} \right)$	$D_a = \frac{2}{T_{sw}} \left(t_2 + \frac{T_0}{2} \right)$	$D_a = \frac{2}{T_{sw}} \left(\frac{T_0}{2} \right)$
$D_b = \frac{2}{T_{sw}} \left(t_2 + \frac{T_0}{2} \right)$	$D_b = \frac{2}{T_{sw}} \left(t_2 + t_3 + \frac{T_0}{2} \right)$	$D_b = \frac{2}{T_{sw}} \left(t_3 + t_4 + \frac{T_0}{2} \right)$
$D_c = \frac{2}{T_{sw}} \left(\frac{T_0}{2} \right)$	$D_c = \frac{2}{T_{sw}} \left(\frac{T_0}{2} \right)$	$D_c = \frac{2}{T_{sw}} \left(t_4 + \frac{T_0}{2} \right)$
Secteur 4	Secteur 5	Secteur 6
$D_a = \frac{2}{T_{sw}} \left(\frac{T_0}{2} \right)$	$D_a = \frac{2}{T_{sw}} \left(t_6 + \frac{T_0}{2} \right)$	$D_a = \frac{2}{T_{sw}} \left(t_6 + t_1 + \frac{T_0}{2} \right)$
$D_b = \frac{2}{T_{sw}} \left(t_4 + \frac{T_0}{2} \right)$	$D_b = \frac{2}{T_{sw}} \left(\frac{T_0}{2} \right)$	$D_b = \frac{2}{T_{sw}} \left(\frac{T_0}{2} \right)$
$D_c = \frac{2}{T_{sw}} \left(t_4 + t_5 + \frac{T_0}{2} \right)$	$D_c = \frac{2}{T_{sw}} \left(t_5 + t_6 + \frac{T_0}{2} \right)$	$D_c = \frac{2}{T_{sw}} \left(t_6 + \frac{T_0}{2} \right)$

Tableau II.2: Rapports cycliques pour les différents secteurs.

Contrairement à la modulation sinusoïdale, la modulation vectorielle permet de distribuer les zones de roue libre (T_0 et T_7) d’une manière uniforme entre phase et neutre. Vu que l’onduleur triphasé est formé de trois bras indépendants, la MLI triphasée utilise trois modulantes de même amplitude et décalées de $\frac{2\pi}{3}$ l’une par rapport à l’autre. A titre d’exemple, dans la figure II.12 nous avons représenté la variation de l’indice de modulation D_a en fonction de la position électrique du rotor.

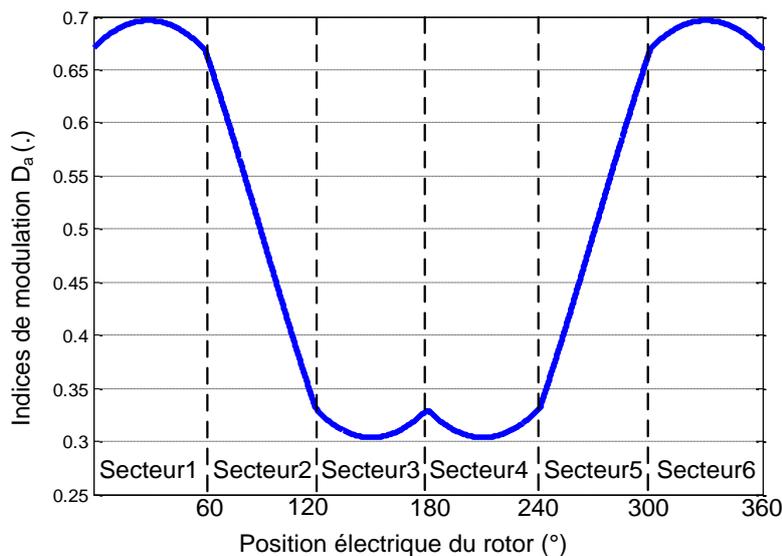


Figure II.12 : Variation de l’indice de modulation en fonction de la position électrique du rotor.

Enfin, les signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur (T_1 jusqu'à T_6) sont déterminés à partir de l'intersection entre une porteuse et la modulante (indice de modulation). Le choix de la fréquence de la porteuse sera développé dans le chapitre III.

IV. CONCLUSION

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté la modélisation dynamique de la MSAP dans un repère lié au rotor, puis au stator en utilisant respectivement la transformation de *Park* et de *Clark* ainsi que le convertisseur statique qui l'alimente. Nous avons développé les modèles non linéaires de la machine synchrone sous forme d'une représentation d'état dans les différents repères utilisés pour notre étude. Ainsi, nous allons utiliser ces modèles pour la réalisation des observateurs de vitesse ainsi que pour l'implantation des lois de commande. Ensuite, nous avons exposé les problématiques et les hypothèses simplificatrices pour aborder notre étude. Et pour finir, nous avons détaillé le modèle d'état du MSAP et de son convertisseur statique commandé avec la technique MLI vectorielle.

Dans le troisième chapitre, nous allons exposer les différents résultats de simulation et d'expérimentation pour mettre en œuvre la commande par orientation du flux rotorique de la MSAP avec capteur mécanique en utilisant la technique de modulation vectorielle.

Chapitre III

COMMANDE VECTORIELLE AVEC CAPTEUR MECANIQUE DE LA MSAP : SIMULATION ET VALIDATION EXPERIMENTALE

I. INTRODUCTION

Avant de réaliser la validation expérimentale, il est nécessaire d'étudier la faisabilité de l'algorithme de commande par orientation du flux rotorique avec capteur mécanique en utilisant la technique MLI vectorielle. Le modèle de la simulation a été développé dans le référentiel de *Park* et présenté dans le chapitre II. Le principe de la commande vectorielle est de ramener le comportement de la machine synchrone à celui d'une machine à courant continu (MCC). En effet, cette technique est basée sur la transformation des grandeurs électriques vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux des aimants permanents. Notre objectif est non seulement la validation des algorithmes de commande sans capteur mécanique de la MSAP, mais aussi la mise en œuvre d'un banc d'essai permettant de garantir un fonctionnement avec hautes performances statiques et dynamiques.

Nous commencerons, d'abord, par les structures des blocs de régulation de la commande vectorielle de la MSAP. Nous présenterons, ensuite et de façon détaillée les différentes parties du dispositif expérimental en précisant le rôle de chaque élément, ainsi que les problèmes rencontrés.

Enfin, nous passerons en revue quelques résultats expérimentaux de la commande en vitesse avec capteur mécanique.

II. COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP

Dans cette partie, nous allons développer puis tester, par des simulations, une commande vectorielle dans un repère de *Park*. Le principe de la commande vectorielle d'une MSAP par orientation du flux rotorique a pour objectif d'orienter le flux rotorique suivant l'axe d . Cette stratégie consiste à maintenir l'axe d constamment aligné sur le vecteur flux de l'aimant. La référence pour le courant i_d est maintenue à zéro. La référence pour le courant i_q est déterminée par l'intermédiaire d'un correcteur Intégral-Proportionnel (IP) de vitesse. Ce régulateur possède l'avantage de ne pas introduire de zéro dans la fonction de transfert en boucle fermée tout en garantissant une erreur statique nulle. Dans cette commande, nous avons utilisé le découplage de type non linéaire afin de refermer la boucle de régulation des courants de *Park* à travers des régulateurs Proportionnel-Intégral (PI).

II.1 Découplage dynamique entrée sortie

En passant par la transformée de Laplace, on obtient les expressions relatives aux composantes directe et en quadrature les tensions de références statoriques.

$$v_d = (R_s + L_d p)i_d - \omega_r L_q i_q \quad (\text{III.1})$$

$$v_q = (R_s + L_q p)i_q + \omega_r L_d i_d + \omega_r K_e \quad (\text{III.2})$$

L'analyse de ces équations montre l'existence de termes couplés qui induisent une forte interaction entre les deux axes. Les équations précédentes permettent d'aboutir à deux systèmes linéaires, du premier ordre, à coefficients constants :

$$v_d = v_d^{lin} + v_d^{dec} = \left[R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d \right] - L_q \omega_r i_q \quad (\text{III.3})$$

$$v_q = v_q^{lin} + v_q^{dec} = \left[R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q \right] + (L_d i_d + K_e) \omega_r \quad (\text{III.4})$$

avec

$$v_d^{lin} = R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d, \quad v_q^{lin} = R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q \quad (\text{III.5})$$

$$v_d^{dec} = -L_q \omega_r i_q, \quad v_q^{dec} = (L_d i_d + K_e) \omega_r \quad (\text{III.6})$$

Nous choisissons pour le système découplé deux nouvelles entrées v_d^{dec} et v_q^{dec} augmentées des termes de découplage avec des signes opposés. Après avoir présenté les termes de couplages dans les équations statoriques, nous tenterons dans la section qui suit l'étude de la régulation des courants direct et en quadrature. Cependant, l'inconvénient de cette solution est l'utilisation des composantes des courants mesurés qui peuvent être perturbés par le contenu harmonique des courants de phase ainsi que les bruits de mesure. Pour résoudre ce problème, nous avons utilisé les courants de référence pour la compensation des termes de couplages.

II.2 Etude de la régulation des courants de Park

La méthode de commande par orientation du flux rotorique permet de contrôler les grandeurs réelles des courants suivant l'axe direct et en quadrature. La comparaison de ces grandeurs avec celles de référence, nous permet d'avoir les tensions de référence nécessaires pour la commande de l'onduleur de puissance.

Le contrôle des courants direct et en quadrature est assuré par un correcteur PI dont les gains sont K_{p_id} , K_{p_iq} , K_{i_id} et K_{i_iq} . Pour la détermination des paramètres du régulateur PI, nous avons utilisé la méthode de placement des pôles de la fonction de transfert en boucle fermée. Le schéma fonctionnel de la boucle de régulation du courant i_d par un régulateur PI est donné par la figure suivante :

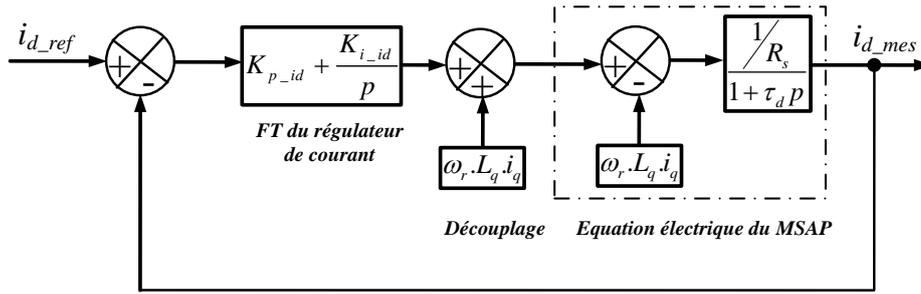


Figure III.1 : Boucle de régulation du courant d'axe direct.

Le correcteur PI de courant selon l'axe d est :

$$C_d(p) = K_{id} \frac{1 + \tau_{id} p}{\tau_{id} p} \quad (\text{III.7})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte du courant selon l'axe d est :

$$God(p) = K_{id} \frac{1 + \tau_{id} p}{\tau_{id} p} \frac{1}{1 + \tau_{\sigma} p} \frac{1}{R_s} \frac{1}{1 + \tau_d p} \quad (\text{III.8})$$

On compense le pôle dominant

$$\tau_{id} = \tau_d \quad (\text{III.9})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte du courant selon l'axe d devient :

$$God(p) = \frac{K_{id}}{\tau_{id} p} \frac{1}{1 + \tau_{\sigma} p} \frac{1}{R_s} \quad (\text{III.10})$$

D'où la fonction de transfert du courant selon l'axe d en boucle fermée suivante :

$$\frac{i_d(p)}{i_d^*(p)} = \frac{K_{id}}{R_s \tau_{id} \tau_{\sigma}} \frac{1}{p^2 + \frac{1}{\tau_{\sigma}} p + \frac{K_{id}}{R_s \tau_{id} \tau_{\sigma}}} \quad (\text{III.11})$$

Soit :

$$\frac{i_d(p)}{i_d^*(p)} = \frac{\omega_{0d}^2}{p^2 + 2\xi\omega_{0d}p + \omega_{0d}^2} \quad (\text{III.12})$$

avec :

$$\omega_{0d}^2 = \frac{K_{id}}{R_s \tau_{id} \tau_{\sigma}} ; \tau_{\sigma} = T_e + T_{sw} ; 2\xi\omega_{0d} = \frac{1}{\tau_{\sigma}}, \quad T_e : \text{période d'échantillonnage et } T_{sw} : \text{période de}$$

commutation.

Pour un coefficient d'amortissement $\zeta = 1$ nous avons $\omega_{0d} t_{rep_c} \approx 4.75 rad$, où t_{rep_c} représente le temps de réponse de la boucle de courant selon l'axe d . La détermination de cette constante est liée à l'application et tient compte des limitations du système. Dans le but de garantir une bonne rapidité à large gamme de vitesse (allant de l'arrêt à la vitesse angulaire mécanique nominale, (égale à 945 rad/s)), nous avons fixé la bande passante de la

boucle de vitesse à 2100 rad/s. Ainsi, dans notre application, nous avons utilisé un temps de réponse $t_{rep_c} = 3$ ms. Cette valeur a été choisie de façon à assurer en plus de l'annulation de l'erreur statique, la stabilité et la rapidité de la boucle de courant. Pour un temps de réponse imposé, nous obtenons les relations suivantes :

$$\omega_{0d} = \frac{1}{\sqrt{2}\tau_\sigma} \quad (\text{III.13})$$

$$K_{i_id} = \frac{R_s \tau_{id}}{2\tau_\sigma} \quad (\text{III.14})$$

Le schéma fonctionnel de la boucle de régulation du courant i_q par un régulateur PI est donné par la figure suivante :

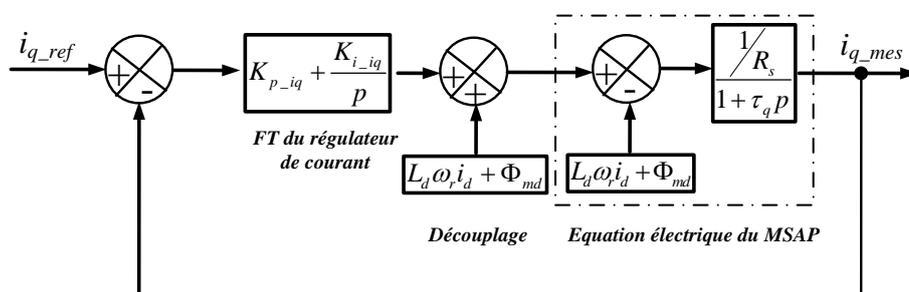


Figure III.2 : Boucle de régulation du courant d'axe en quadrature.

Le correcteur PI de courant selon l'axe q est :

$$C_q(p) = K_{iq} \frac{1 + \tau_{iq}p}{\tau_{iq}p} \quad (\text{III.15})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte du courant selon l'axe q est :

$$Goq(p) = K_{iq} \frac{1 + \tau_{iq}p}{\tau_{iq}p} \frac{1}{1 + \tau_\sigma p} \frac{1}{R_s} \frac{1}{1 + \tau_q p} \quad (\text{III.16})$$

On compense le pôle dominant

$$\tau_{iq} = \tau_q \quad (\text{III.17})$$

La compensation du pôle dominant repose sur la bonne évaluation du système à corriger. Cette méthode en étant simple et rapide à mettre en œuvre, pourvoit l'avantage d'avoir des performances acceptables [Car-10]. Il est à noter que la compensation des pôles n'a d'intérêt que si les paramètres de la machine synchrone sont connus avec une certaine précision car les gains des correcteurs en dépendent directement. Dans le cas contraire la régulation sera défailante.

La fonction de transfert en boucle ouverte du courant selon l'axe q devient :

$$Goq(p) = \frac{K_{iq}}{\tau_{iq} p} \frac{1}{1 + \tau_{\sigma} p} \frac{1}{R_s} \quad (\text{III.18})$$

D'où la fonction de transfert du courant selon l'axe q en boucle fermée suivante :

$$\frac{i_q(p)}{i_q^*(p)} = \frac{K_{iq}}{R_s \tau_{iq} \tau_{\sigma}} \frac{1}{p^2 + \frac{1}{\tau_{\sigma}} p + \frac{K_{iq}}{R_s \tau_{iq} \tau_{\sigma}}} \quad (\text{III.19})$$

Soit :

$$\frac{i_q(p)}{i_q^*(p)} = \frac{\omega_{0q}^2}{p^2 + 2\xi\omega_{0q}p + \omega_{0q}^2} \quad (\text{III.20})$$

$$\text{avec : } \omega_{0q}^2 = \frac{K_{iq}}{R_s \tau_{iq} \tau_{\sigma}} ; \tau_{\sigma} = T_e + T_{sw} ; 2\xi\omega_{0q} = \frac{1}{\tau_{\sigma}}$$

Pour un coefficient d'amortissement $\zeta = 1$, nous avons $\omega_{0q} \cdot t_{rep_c} \approx 4.75 \text{ rad}$, avec t_{rep_c} qui représente le temps de réponse de la boucle de courant suivant l'axe q .

Pour un temps de réponse imposé, nous obtenons les relations suivantes :

$$\omega_{0q} = \frac{1}{\sqrt{2}\tau_{\sigma}} \quad (\text{III.21})$$

$$K_{iq} = \frac{R_s \tau_{iq}}{2\tau_{\sigma}} \quad (\text{III.22})$$

Dans la régulation du courant en quadrature i_q nous avons utilisé le même temps de réponse que celui de la boucle du courant direct i_d .

II.3 Etude de la régulation de la vitesse rotorique

Dans notre système de commande le temps de réponse de la boucle interne de courant est très faible par rapport à la dynamique de la boucle externe de vitesse. En effet, on suppose que la réponse des courants d'axe direct et en quadrature est quasi-instantanée par rapport à la partie mécanique. Le contrôle de la vitesse est assuré par régulateur de type IP dont les gains sont respectivement $K_{p-\Omega}$ et $K_{i-\Omega}$. La chaîne de régulation de vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant :

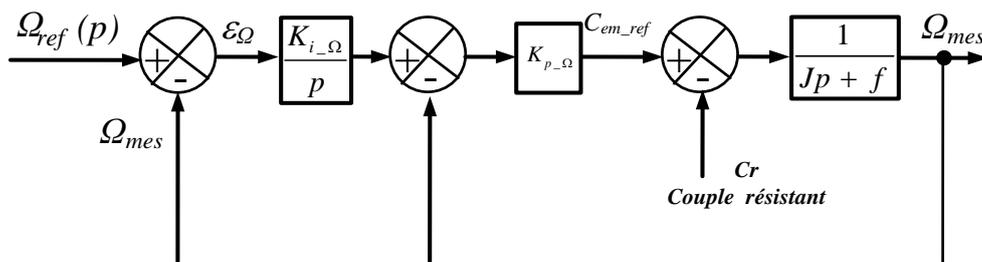


Figure III.3 : Boucle de régulation de vitesse.

Avec J représente le moment d'inertie ramené sur l'axe du moteur et f est le frottement visqueux.

D'après le schéma fonctionnel de la régulation de vitesse, nous avons :

$$\Omega_{mes} = \frac{1}{Jp + f} (C_{em_ref} - Cr) \quad (III.23)$$

Dans le cas d'utilisation d'un régulateur IP, la fonction de transfert en boucle fermée s'écrit maintenant :

$$\frac{\Omega_{mes}}{\Omega_{ref}} = \frac{1}{\frac{J}{K_{i_Ω}} p^2 + \frac{1}{K_{i_Ω} K_{p_Ω}} (K_{i_Ω} + f)p + 1} \quad (III.24)$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2nd ordre :

$$G_{BF} = \frac{1}{\frac{1}{\omega_{0Ω}} p^2 + \frac{2\xi}{\omega_{0Ω}} p + 1} \quad (III.25)$$

Après avoir identifié le dénominateur à la forme canonique, il est nécessaire de résoudre le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_{i_Ω}} = \frac{1}{\omega_{0Ω}^2} \\ \frac{2\xi}{\omega_{0Ω}} = \frac{1}{K_{i_Ω} K_{p_Ω}} (K_{p_Ω} + f) \end{cases} \quad (III.26)$$

Afin d'obtenir une réponse sans dépassement ($\xi = 1$), on doit respecter la relation suivante :

$\omega_{0Ω} t_{rep_Ω} \approx 4.75$ (A partir des abaques d'un système de second ordre (présentés dans l'annexe)), où $t_{rep_Ω}$ représente le temps de réponse en vitesse du système. Les paramètres du régulateur de vitesse sont les suivants :

$$\begin{cases} K_{i_{-\Omega}} = J \left(\frac{4.75}{t_{rep_ \Omega(5\%)}} \right)^2 \\ K_{p_{-\Omega}} = \frac{J \omega_0^2 + f}{(2J \omega_0)} \end{cases} \quad (III.27)$$

Après avoir déterminé les paramètres des régulateurs des courants et de vitesse, nous présentons dans la section qui suit les résultats de simulation et d'expérimentation.

III. ASSOCIATION CONVERTISSEUR MACHINE

Dans cette partie, nous avons pu mettre en évidence les performances des correcteurs de vitesse et des courants de Park qui assurent un découplage entre le flux et le couple de la machine. La figure III.4 représente le schéma bloc de la commande par orientation du flux rotorique d'une machine synchrone à aimants.

Dans la partie simulation, nous allons utiliser le logiciel Matlab-Simulink afin de valider le schéma bloc de la commande vectorielle de la MSAP avec un onduleur vectoriel, dont les paramètres sont présentés dans l'annexe.

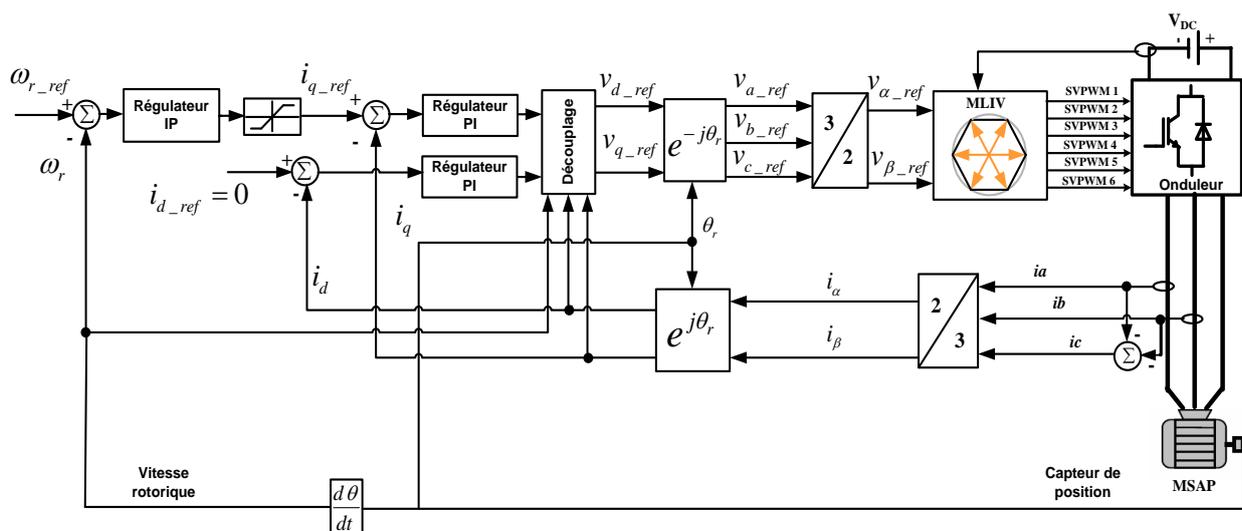
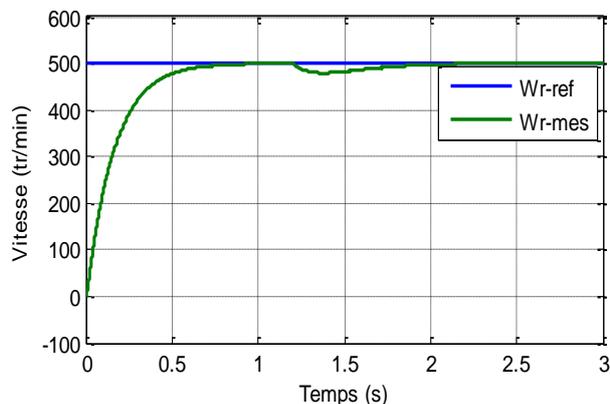


Figure III.4 : Schéma bloc de la commande vectorielle avec un onduleur vectoriel.

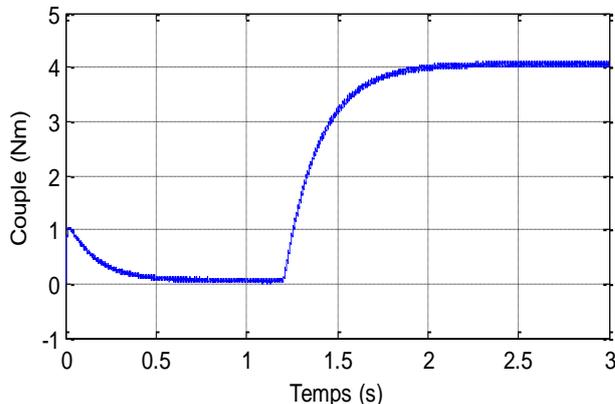
Dans le but d'approcher le schéma de simulation de la commande vectorielle au système réel, nous avons utilisé l'onduleur vectoriel que nous avons modélisé dans le chapitre II. Dans la figure III.4, le bloc de la transformation de Park permet de transformer les tensions de références v_{d_ref} et v_{q_ref} en deux tensions sinusoïdales v_{α_ref} et v_{β_ref} qui sont appliquées aux entrées du bloc de la MLI vectorielle.

III.1 Résultats de simulation

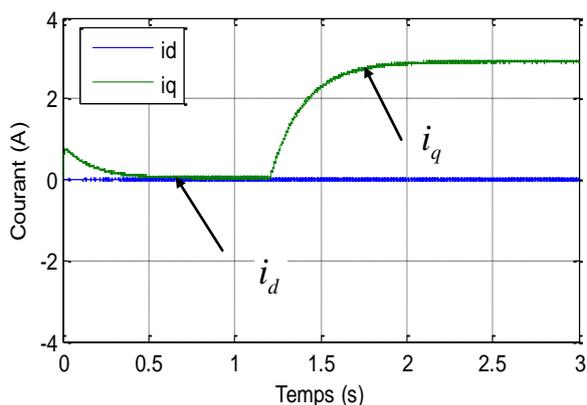
La simulation présentée par la suite est réalisée sur une machine synchrone à aimants alimentée par un onduleur commandé selon le principe de la MLI vectorielle. Avec les valeurs de la tension du bus continu est $V_{DC} = 540V$, la fréquence de la porteuse $f_p = 16KHz$ et un temps de simulation de 3s. Dans cette simulation, nous avons utilisé la méthode de calcul numérique de «Runge-Kutta» d'ordre 4.



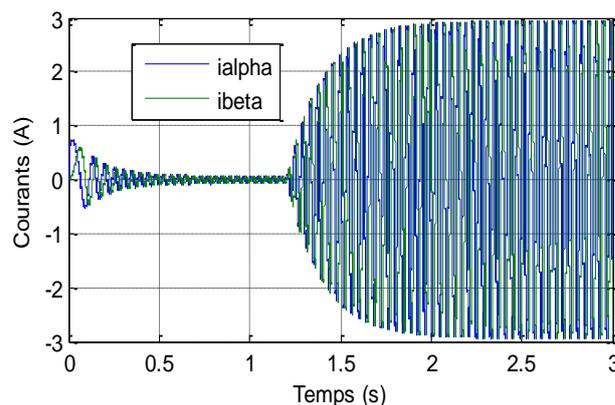
(a) Vitesse de rotation (tr/min).



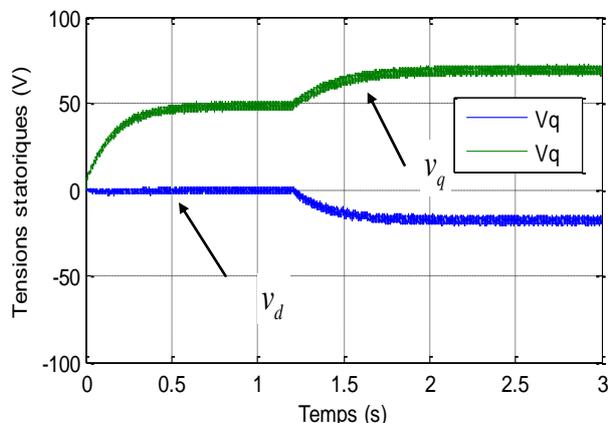
(b) Couple électromagnétique (Nm).



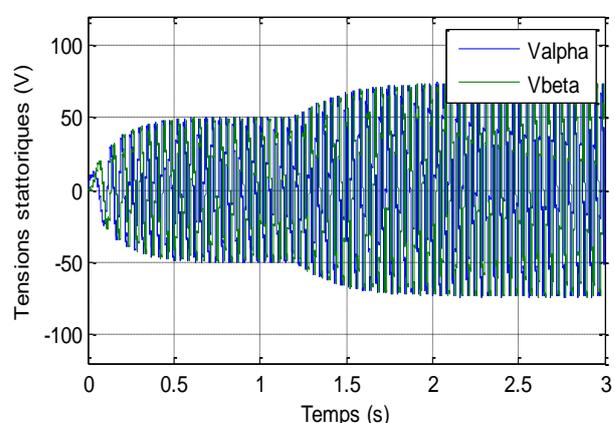
(c) Courants statoriques i_d et i_q (A).



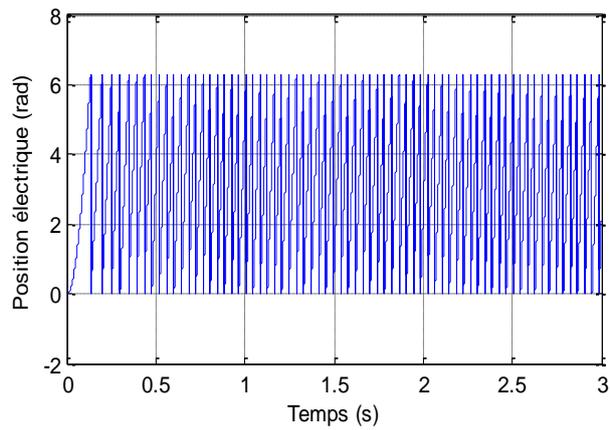
(d) Courants statoriques i_α et i_β (A).



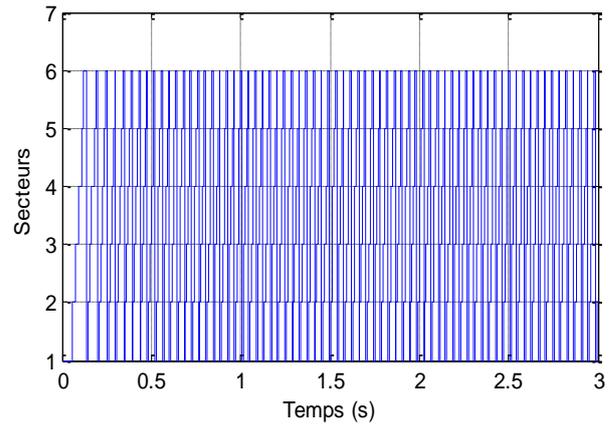
(e) Tension directe et quadrature v_{d_ref} , v_{q_ref} (V).



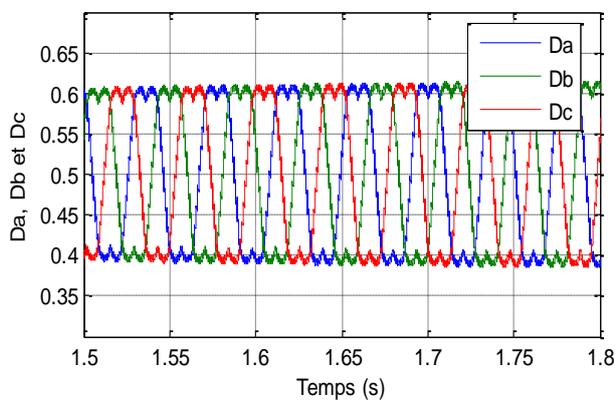
(f) Tensions statoriques v_{α_ref} , v_{β_ref} (V).



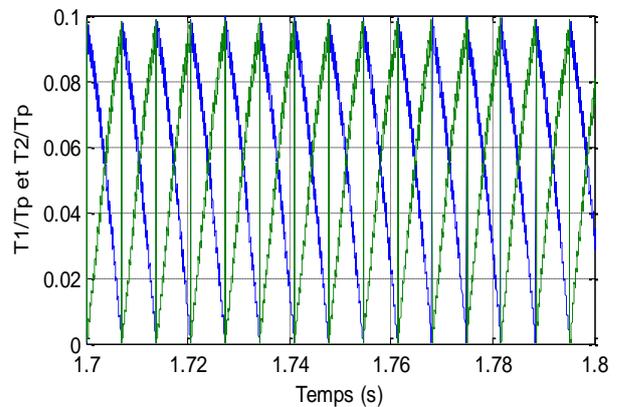
(g) Position électrique du rotor (rad).



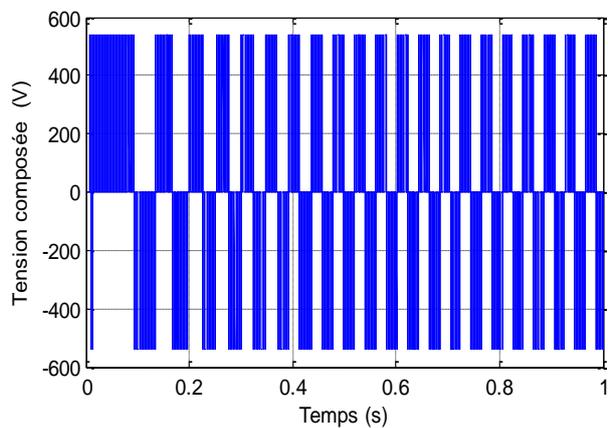
(h) Variation du secteur.



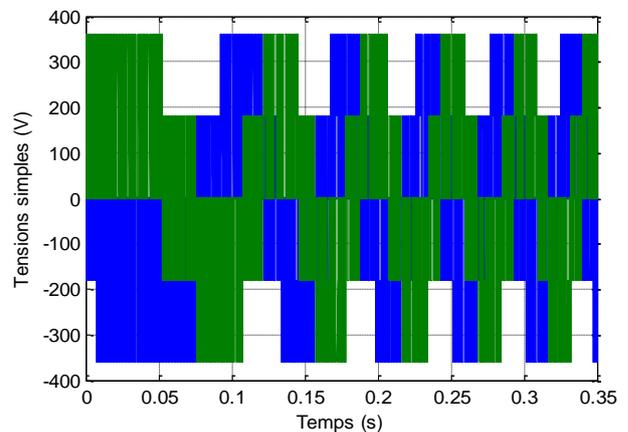
(i) Indices de modulations D_a , D_b et D_c .



(j) Rapports cycliques τ_k et τ_{k+1} .



(k) Tension composée v_{ab} (V).



(l) Tensions simples v_a et v_b (V).

Figure III.5 : Résultats de simulation de la commande par orientation du flux avec MLIV.

Les résultats de simulation montrés dans la figure III.5 sont obtenus avec un échelon de vitesse égal à 500tr/min.

Pour simuler le comportement des grandeurs électriques et mécaniques de la MSAP, on démarre la machine à vide puis on insère un couple de charge, à l'instant $t=1.2s$. La figure III.5 (a), montre l'évolution de la vitesse rotorique après l'application d'un profil de couple de charge. Nous pouvons remarquer que la vitesse diminue puis revient à sa valeur initiale. On observe, à partir de la figure III.5 (b) et III.5 (a), de faibles oscillations du couple et de la vitesse à cause de l'utilisation de l'onduleur vectoriel. Dans la figure III.5 (b), nous avons augmenté le temps d'application du couple de charge pour qu'il soit semblable à celui du frein à poudre (voir section IV.5).

Dans la figure III.5 (c), on constate que le courant i_q augmente pendant la phase de démarrage puis diminue pour atteindre une valeur constante. En régime permanent et après l'application du couple de charge, le courant i_q est proportionnel au couple électromagnétique. Par ailleurs, le courant i_d est maintenu égal à zéro et il suit la consigne pendant tout le cycle de fonctionnement. D'après cette figure, on remarque que les courants i_d et i_q sont bien réglés, par conséquent la commande est robuste vis-à-vis des variations brusques de la charge. Ces résultats montrent le découplage entre le couple électromagnétique et le flux des aimants traduit par l'évolution des courants direct et en quadrature. De plus, Les mesures suivent les consignes, ce qui permet de valider les performances du régulateur de courant. Les tensions de sortie sont représentées par la figure III.5 (e). Au démarrage, la figure III.5 (d) montre que les courants statoriques i_α et i_β augmentent légèrement, puis ils diminuent pour atteindre une faible valeur en régime permanent, en suivant l'évolution de la charge. Dans la figure III.5 (f), on remarque que les tensions de références v_{α_ref} et v_{β_ref} sont sinusoïdales. Cela valide l'algorithme de la MLI vectorielle. Les indices de modulations ainsi que les rapports cycliques de sortie sont représentés par la figure III.5 (i) et III.5 (j).

La tension composée, en sortie du convertisseur, représentée par la figure III.5 (k) varie entre plus et moins la tension du bus continu. Les tensions des phases v_a et v_b sont illustrées par la figure III.5 (l), il est surtout intéressant de constater le bon déphasage des tensions (la tension v_b est décalée de 120° par rapport à la tension v_a).

La configuration de la technique MLI vectorielle montre une bonne performance de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la MSAP. Dans la section suivante, on présente le banc d'essai expérimental développé spécialement pour tester les performances des régulateurs et des algorithmes développés.

IV. DESCRIPTION DU BANC D'ESSAI EXPERIMENTAL

D'une façon générale, l'ensemble du banc d'essais se compose essentiellement de 3 groupes : qui sont le moteur synchrone couplé au frein à poudre, le convertisseur de puissance, ainsi que l'ensemble de commande et de la régulation de cet ensemble à base de la carte de commande dSpace DS1103 et Matlab-Simulink. Dans le but d'amplifier et d'adapter les signaux de commande générés par la carte DS1103 aux entrées des transistors de puissance IGBT, une carte de commande à base d'IR2130 a été réalisée.

Comme nous montre la figure III.6, la structure globale de la commande de moteurs électriques est composée de plusieurs parties. En effet, cette structure permet de faciliter le passage de la phase simulation à la phase expérimentation. Chacune des parties va être décrite ci-après.

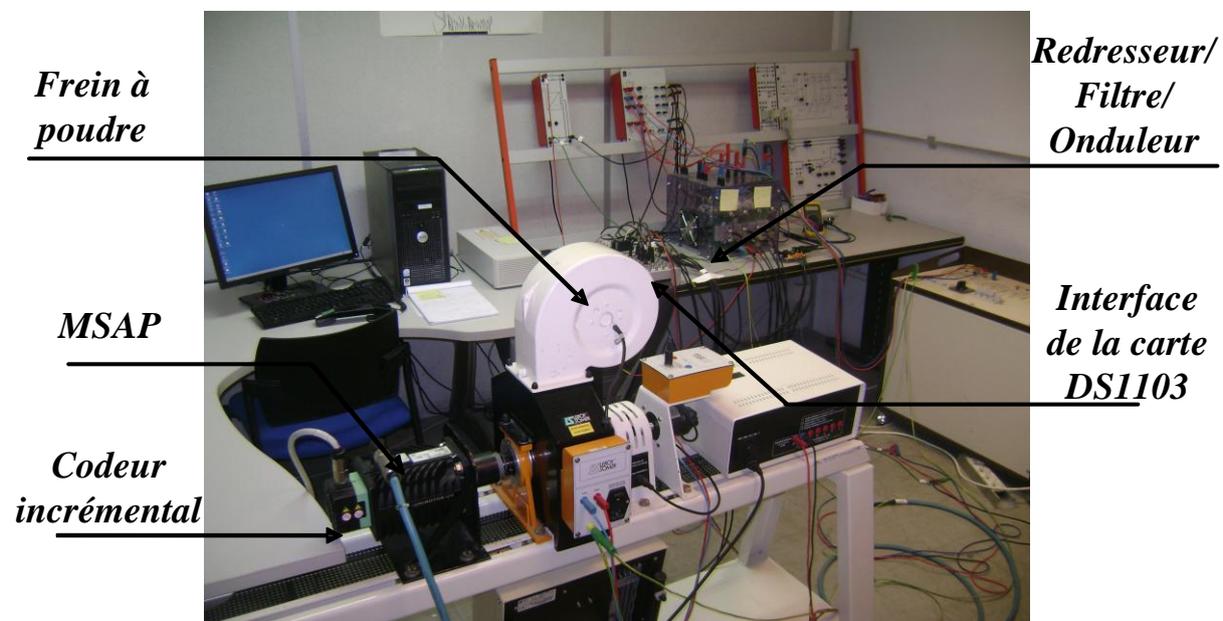


Figure III.6: Vue d'ensemble du banc d'essais expérimental.

Les dispositifs basés sur carte dSpace permettent aux concepteurs de systèmes de commande de machines électriques de réduire considérablement les coûts et temps de développement, et également, d'accroître la qualité et la performance de la commande. La figure III.7 présente l'ensemble du banc d'essai à base de dSpace DS1103 mis en œuvre pour le développement d'un dispositif expérimental dédié à la commande avec et sans capteur mécanique de la MSAP.

En effet, ce dispositif expérimental permet de développer et d'implanter les différents algorithmes de commande, bien évidemment les techniques de la commande en vitesse ou en position d'une machine synchrone. Il est à noter qu'il est possible d'exploiter ce banc d'essais

pour la commande d'autres moteurs électriques tels que les moteurs pas à pas ou les moteurs synchrones à reluctance variable.

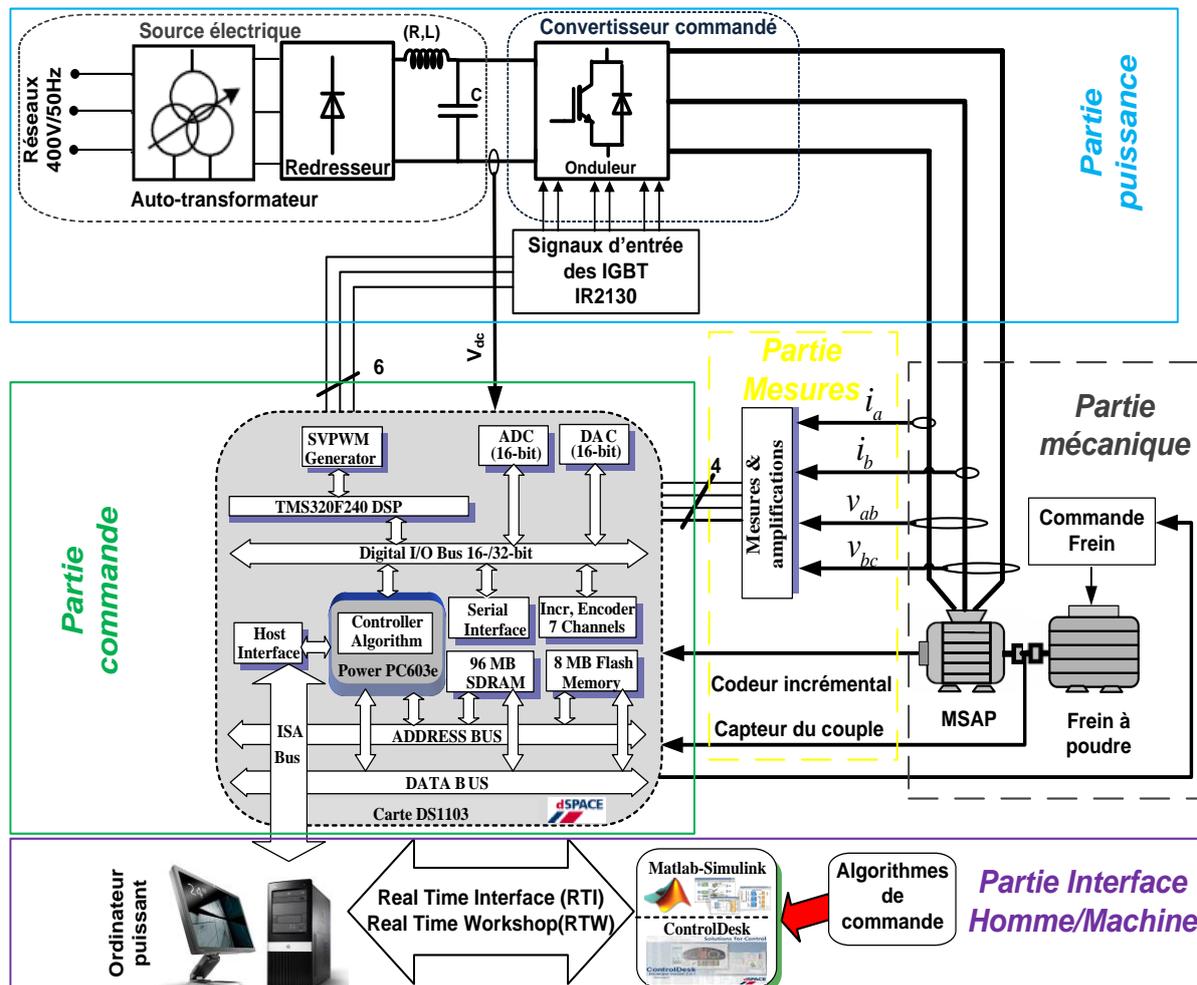


Figure III.7: Schéma du dispositif expérimental du banc d'essais.

IV.1 Description de la carte de commande dSpace DS1103

La plateforme de la commande avec et sans capteur mécanique des moteurs synchrones à aimants que nous avons développée au sein de notre laboratoire LSIS dans les locaux de l'Ecole Centrale de Marseille, se base sur un contrôleur numérique dSpace DS1103. Cette carte a été conçue en fonction des différentes apparences de configurations matérielle nécessaire pour les algorithmes de commande numérique à implanter. Elle se compose de prototypage multiple selon le type de composants électroniques impliqués dans la fonctionnalité de la commande des moteurs électriques. La DS1103, est une carte numérique très flexible et puissante comportant des caractéristiques informatiques élevées et des

périphériques d'entrée-sortie. L'avantage de ce type de carte est le rapport coût-efficacité lorsqu'il s'agit d'accomplir une grande variété de tâches dans un algorithme.

La carte dSpace DS1103 est basée :

- Un processeur maître, le PowerPC 604e de Motorola avec une fréquence de quartz égale à 933 MHz.
- Un processeur esclave de traitement du signal (DSP), le TMS 320F240 de (TI), qui inclut un oscillateur délivrant une horloge de fréquence 20 MHz. Dans cette carte, le processeur DSP est utilisé comme sous-système (Esclave).

Le processeur maître PowerPC 604e de la carte DS1103 est caractérisé par :

- 32 Bits d'entrée/sortie (Bit0...Bit31), (caractérisés par une résolution) de 60 ns et un courant de sortie maximal de ± 10 mA.
- 7 Modules interfaces de codeurs optiques incrémentaux, (caractérisés par un) niveau logique 0-5 V, une résolution de 32 bits et une fréquence d'entrée maximale de 2.4 MHz.
- 16 Canaux multiplexés de convertisseur analogique numérique (CAN) (Analog to Digital Converter) (ADC1...ADC16), caractérisés par une résolution de 16 bits, un temps de conversion analogique numérique minimal de 4 μ s et des entrées limitées à ± 10 V.
- 4 Canaux parallèles de CAN (ADC17...ADC20), caractérisés par une résolution de 12 bits, un temps de conversion analogique numérique minimal de 800 ns et des entrées limitées à ± 10 V.
- 4 Canaux parallèles de convertisseur numérique analogique (CNA) (Digital to Analog Converter) (DAC1... DAC8), caractérisés par une résolution de 14 bits, un temps de stabilisation de 5 μ s et des sorties limitées à ± 10 V.

Principales caractéristiques de la carte DS1103 gérées par le processeur de traitement de signal TMS320F240 DSP :

- 1 Oscillateur interne caractérisé par une horloge de fréquence 20 MHz.
- 18 Bits d'entrée/sortie (Bit0...Bit17), caractérisés par un courant de sortie maximal de ± 13 mA.
- 16 Canaux de CAN, caractérisés par une résolution de 10 bits et des entrées limitées à 5 V.
- 10 Sorties MLI (Pulse Width Modulation (PWM)), sous forme de deux groupes, le premier est de type sinus-triangle ou MLI sinusoïdale et le

deuxième est de type MLI vectorielle (Pulse Width Modulation Space Vector), caractérisé par une fréquence de commutation élevée jusqu'à 5 MHz.

IV.2 Architecture de commande et traitement en temps réel

L'interface homme machine doit permettre la communication entre l'opérateur et le système à commander. En effet, le but de cette partie est de pouvoir en plus de l'acquisition, exécuter la simulation en temps réel et d'être susceptible de piloter et de contrôler les machines électriques à partir du logiciel Matlab-Simulink. Cela est rendu possible grâce aux qualités en calcul mathématique, en traitement du signal et en contrôle commande. Ceci nous a amené à utiliser les logiciels Matlab-Simulink (version 6.0, Release 12) et ControlDesk (Version 3.0, 2001). Il est à noter que les versions de ces deux logiciels doivent être compatibles. Nous disposons d'un ordinateur de type Pentium Inside de 3 GHz, afin d'accélérer la procédure de la simulation en temps réel. Par contre, cet ordinateur ne possède pas de bus ISA. Pour cette raison, nous avons ajouté une boîte d'extension (Expansion Box de dSPACE), pour assurer l'interfaçage entre la carte DS1103 et la carte DS 817 insérée dans le bus PCI de l'ordinateur.

Pour la programmation, on utilise l'ordinateur pour envoyer les consignes de références vers la carte DS1103 et d'acquérir les variables traitées dans l'algorithme de commande. Cette communication entre le modèle Simulink et la carte DS1103 est assurée par librairie RTI (Real Time Interface). Une fois cet algorithme validé, il est automatiquement compilé en code C et téléchargé dans la carte dSpace à l'aide de l'outil RTW.

Le protocole qui assure la communication entre l'ordinateur est un modèle Simulink développé sur Matlab et activé par une interface graphique de ControlDesk. Ce logiciel est fourni avec la carte DS1103, il nous permet de visualiser les différentes variables du système à commander en temps réel. En plus de la visualisation, on peut créer des blocs de contrôle, des interrupteurs et des instruments virtuels de mesure «Virtual instrument». En effet, ce système offre l'avantage de modifier en temps réel les paramètres des blocs de contrôle, comme les consignes de référence et les valeurs des gains des régulateurs de vitesse et des courants. Avec ce logiciel il est possible de visualiser le temps de calcul afin d'optimiser la période d'échantillonnage des algorithmes. Un autre avantage de ce logiciel est de ne pas utiliser des oscilloscopes numériques pour enregistrer les résultats expérimentaux. Enfin, nous pouvons noter que le ControlDesk, offre la possibilité de sauvegarder les variables du système (position, vitesse, courants, etc.), en formats .mat, ce qui nous permet de faire du post traitement sur ces grandeurs.

IV.3 Onduleur de tension et mesure

La figure III.8 présente la partie puissance et mesure. Nous pouvons distinguer :

- Boîte d'extension interconnectée avec le panneau de contrôle;
- Carte d'amplification des signaux de commande;
- Capteurs de tensions et des courants;
- Onduleur de puissance ainsi qu'une carte de conditionnement des signaux de commande qui va permettre de créer des défauts au niveau des signaux de commande.

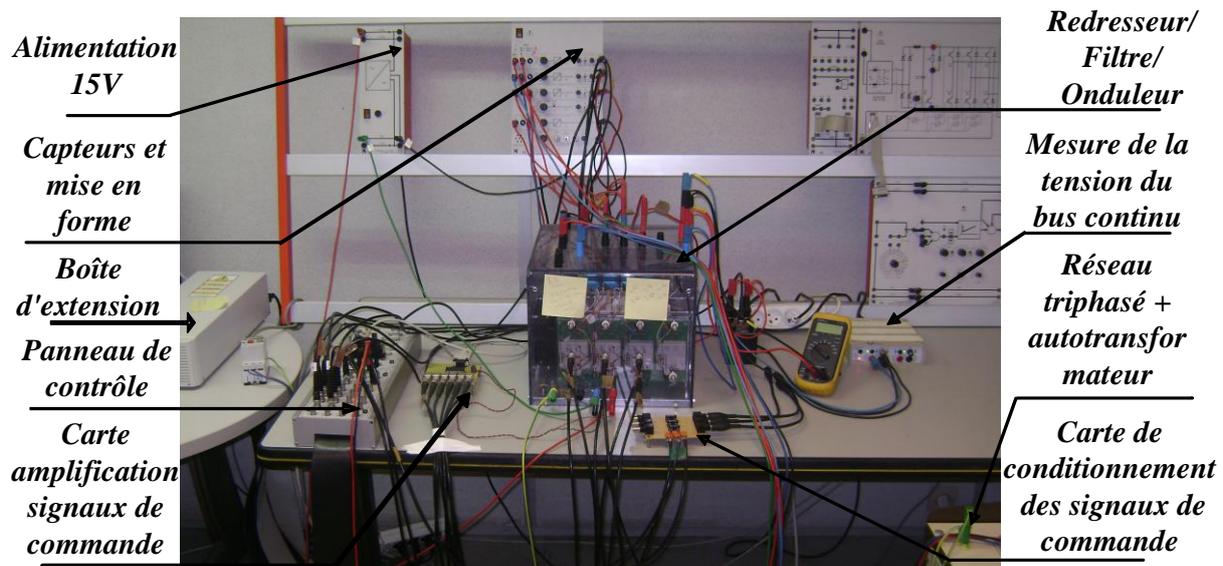


Figure III.8 : Photo de la partie puissance et mesure.

L'alimentation du banc est effectuée par deux sources de tensions continues à partir de deux sources alternatives. La génération de la tension continue pour l'électronique de faible puissance est réalisée par une alimentation stabilisée. La génération de la tension du bus continu est réalisée en utilisant un autotransformateur (réseau triphasé alternatif 400V/50Hz), un redresseur triphasé non-commandé (type SKD 51/14 de SEMIKRON) suivi d'un étage de filtrage composé de deux condensateurs (avec une capacité chacun de 2200 μ F sous une tension de 400V) sont mis en série. Ces capacités sont montées sur le même circuit, elles sont équivalentes à une capacité de 1100 μ F sous une tension de 800V. Ce montage nous permet de générer une source de tension continue réglable selon le rapport de transformation de l'autotransformateur.

Le convertisseur continu-alternatif est composé d'un onduleur de tension triphasée à deux niveaux (chapitre II). Il est utilisé pour alimenter les phases statoriques de la machine

synchrone. Il possède six cellules de commutation de SEMIKRON et construites autour des modules IGBT SKM 50 GB 123 D. Chaque cellule est constituée de deux IGBTs avec deux diodes en antiparallèle. La tension appliquée aux bornes de chaque interrupteur à l'état bloqué est égale à la tension du bus continu, donc la tension à convertir dépend des limites technologiques de l'interrupteur de puissance utilisé. Ces modules peuvent supporter une tension de 1200V et supporter un courant maximal de 50A.

L'adaptation des signaux de commande fournis par la carte dSpace DS1103 aux caractéristiques des modules de puissance est assurée par les drivers SKHI 22B (SEMIKRON). Ces drivers assurent un isolement galvanique entre la partie puissance et la partie commande. Ils offrent une protection contre le court-circuit du bus continu par la surveillance de la tension collecteur-émetteur des IGBTs. Nous pouvons noter que chaque driver nécessite des signaux de commande de niveau logique 0-15V. Par contre, les signaux issus de la carte DS1103 possèdent un niveau logique de 0-5V. Pour cela, une carte d'amplification à base du circuit intégré IR2130 a été réalisée afin d'adapter le niveau de tension des signaux de commande. Cette partie garantit l'échange de signaux électriques entre la partie commande et la partie puissance. Vu la complexité du banc d'essai, de nombreux problèmes de compatibilité électromagnétique ont été rencontrés. Les cartes électroniques ont été mises à la même référence de masse afin de résoudre ces problèmes.

IV.4 Chaîne d'acquisition et de traitement de données

Une interface de mesure appelée amplificateur séparateur (LEYBOLD) composée des capteurs courants et des capteurs tensions a été utilisée pour la mesure des grandeurs analogiques nécessaires à la commande de la machine. Cette interface d'acquisition est destinée à assurer l'acquisition de deux courants et de deux tensions. Elle est associée à des capteurs LEM de courant et des capteurs à effet Hall de tension. Ce type de capteur possède une bande passante de 120 KHz. Le calibre des images analogiques des tensions (bus continu + tensions de phase) est de $\pm 1V$ pour une valeur maximale égale à 100V. Après l'acquisition des courants et des tensions, les sorties de cette interface sont envoyées vers la carte de commande DS1103.

Afin de réduire au maximum les bruits de commutation, les entrées de CAN (courants statoriques) sont synchronisées avec la partie nulle du signal de la MLI vectorielle. Pour cette application, nous avons utilisé un modèle utilisant le bloc DS1103SL_DSP_PWMINT de la librairie RTI1103 (rtilib). Nous avons configuré ce bloc pour faire l'acquisition dans la partie où la variation du courant est lente. Cette technique permet donc la réalisation d'un système

de filtrage de bruit à haute fréquence sans créer de déphasage entre le courant réel et celui mesuré. Ainsi, ce système nous permet d'avoir une solution mieux adaptée avec un accroissement de la fiabilité. La configuration utilisée pour le signal de synchronisation est présentée par la figure III.9.

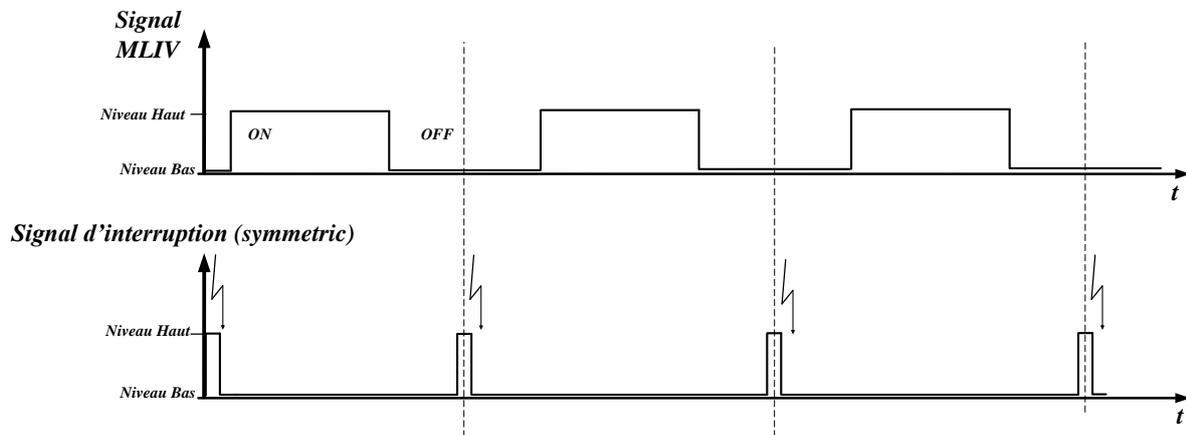


Figure III.9 : Configuration du signal de synchronisation.

IV.5 Partie mécanique du banc d'essais

La figure III.10 présente une vue rapprochée de la partie mécanique du banc d'essais expérimental. En outre, cette partie inclut la MSAP avec le codeur optique suivie d'un frein à poudre, un capteur de couple ainsi qu'une dynamo tachymétrique.

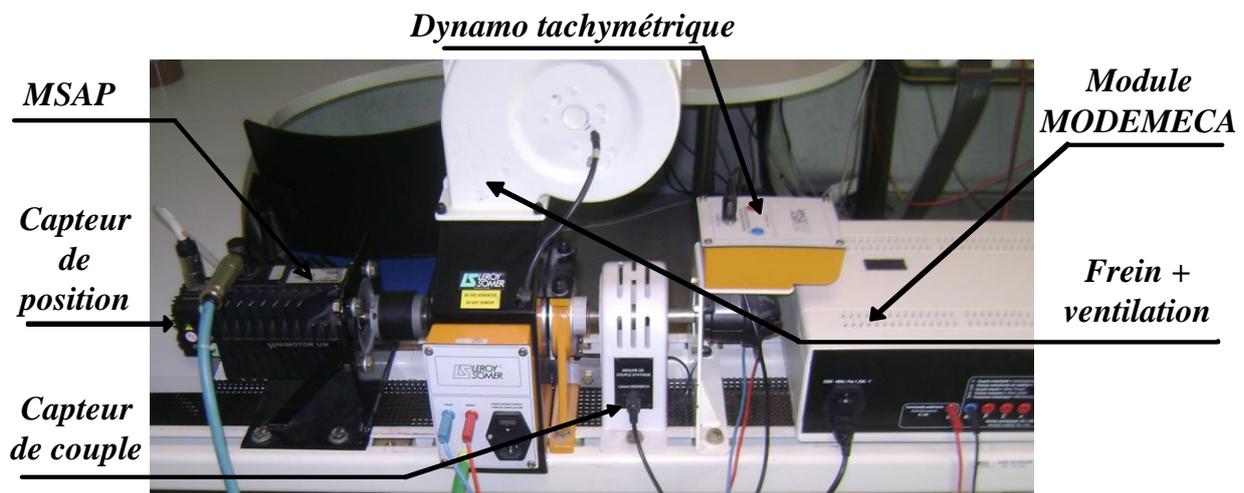


Figure III.10 : Partie mécanique de la plate forme expérimentale.

La machine synchrone à aimants permanents à pôles saillants présentée dans la partie puissance de la figure III.10, peut fournir un couple électromagnétique sur l'arbre de valeur

maximale égale à 4 Nm, et une puissance mécanique nominale de 1,1 KW. Les phases statoriques sont couplées en étoile. Les caractéristiques de la machine et l'identification de ses paramètres sont présentées en annexe.

La charge mécanique est composée d'un frein à poudre fixé au MSAP par un accouplement rigide. Ce dernier est destiné à générer un couple résistant dans les deux sens de rotation de la machine. Il est commandé par le Module MODEMECA, que nous avons configuré en mode externe. Le contrôle du couple de charge est effectué à travers une consigne de tension générée par le module d'interface CAN de la carte DS1103. La consigne du couple de charge désiré, étant appliquée par l'algorithme de commande, est variée en temps réel. Il permet également d'afficher la valeur de la vitesse de rotation et du couple de charge appliqué sur l'arbre de la machine synchrone. La valeur du couple appliqué, étant mesurée par le capteur du couple, est envoyée vers la carte DS1103.

En effet, avec ce système, il est possible de simuler des charges représentatives d'applications industrielles telles que : un moment de couple linéairement croissant en fonction de la vitesse ou bien un couple résistant variant comme le carré de la vitesse...

Le codeur optique incrémental gère l'information de la position mécanique et permet la mesure de la position mécanique du rotor de la machine synchrone. Il est utilisé pour la comparaison avec les observateurs dans le cas d'une commande sans capteur mécanique. Le codeur optique est un dispositif électromécanique dont la sortie électrique représente, sous forme numérique, une fonction mathématique de la position angulaire du rotor de la MSAP. L'alimentation de ce capteur est assurée par la carte DS1103, il est constitué par un disque mobile gradué présentant une résolution de 4096 points.

Pour la commande vectorielle avec capteur mécanique de la MSAP, on utilise la position électrique dans les transformations de *Park*. Pendant nos premiers essais, nous avons remarqué que l'index de ce capteur n'était pas orienté avec l'axe d des aimants permanents. Pour cela, la solution a été de déplacer le rotor de la MSAP jusqu'à la détection de l'index du codeur. Une fois la position de l'index détectée, la position du rotor est remise à zéro. Après avoir repéré la position électrique de l'index par rapport à la phase a du moteur, il est possible de démarrer le moteur dans le sens de rotation imposé par la commande. Pour assurer un démarrage automatique et rapide, un algorithme de détection de la position initiale a été implanté en utilisant des impulsions de tensions. Les principes de la méthode seront présentés dans le chapitre IV.

La mesure de la vitesse rotorique est assurée par une dérivation numérique de la position électrique délivrée par le codeur. Nous avons remarqué que cette vitesse est trop

bruitée à cause des incréments du codeur utilisé, malgré le grand nombre de points. Pour résoudre ce problème, il est nécessaire d'utiliser un filtrage numérique pour réduire le bruit d'une manière satisfaisante.

Dans notre travail, nous avons utilisé cette technique qui a l'avantage d'éviter la variation rapide de la vitesse et de pouvoir réduire le bruit. Le principe de ce filtre se résume à faire la moyenne d'un échantillon de vitesse avec 10 autres d'ordres supérieurs. Par contre, il provoque un retard indésirable pour la régulation de vitesse. La figure III.11 présente le principe du filtrage de la vitesse mécanique générée par le codeur optique incrémental [Ben-07].

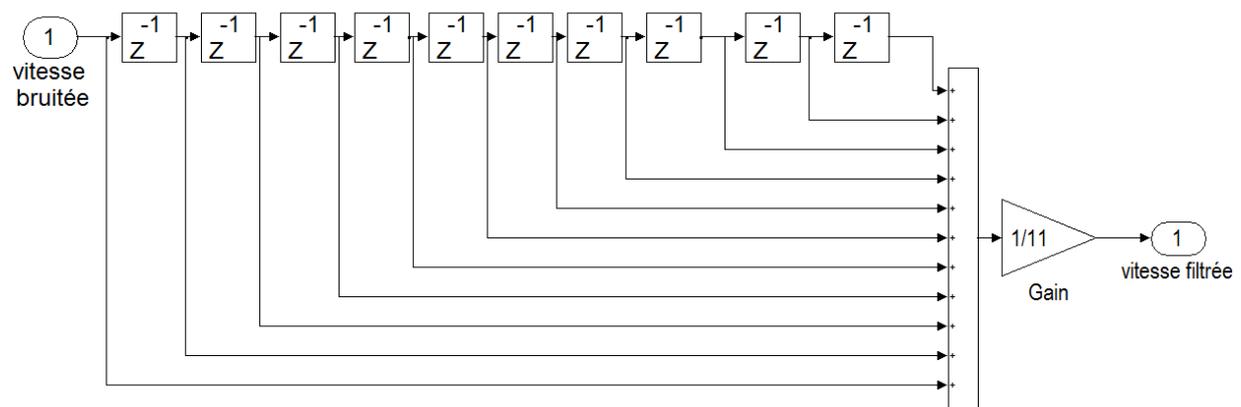


Figure III.11: Schéma bloc du filtre numérique de vitesse.

Nous allons présenter dans la section suivante quelques résultats expérimentaux de la commande vectorielle avec capteur mécanique effectués sur la plateforme expérimentale.

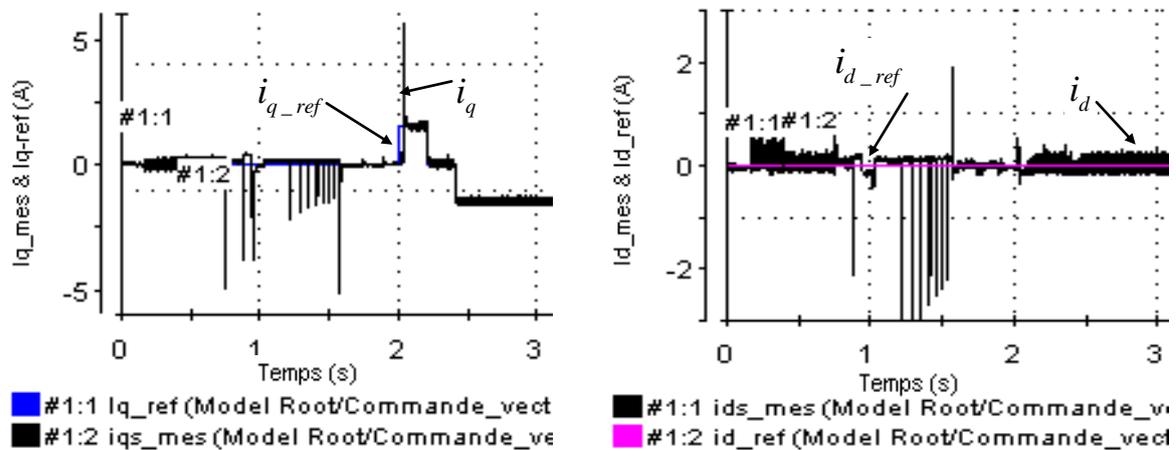
V. RESULTATS EXPERIMENTAUX DE LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP

Nous présenterons, dans cette partie, quelques résultats des essais effectués sur la plateforme expérimentale avec capteur mécanique permettant de tester le matériel utilisé et de valider les algorithmes de la commande vectorielle ainsi que la modulation vectorielle. Dans un premier temps, nous vérifierons la régulation du courant dans le repère d, q , ce qui nous permettra de vérifier les coefficients des différents régulateurs utilisés. En suite, nous ajouterons la boucle de régulation de vitesse en cascade avec le régulateur de courant i_q (voir section II.2).

V.1 Régulation des courants

La régulation des courants est effectuée par des correcteurs de type PI, dont le calcul des gains est décrit dans la section II.2. Dans ce cas, la régulation se fait en continu et les tensions de référence (v_{d_ref} , v_{q_ref}) sont ensuite transformées en composantes sinusoïdales (v_{α_ref} , v_{β_ref}), après la transformation inverse de *Park*. Ceci permet par la suite le calcul des signaux logiques de commande des IGBTs de l'onduleur de tension via la MLI vectorielle.

Afin de valider les gains des correcteurs calculés, le système est validé en temps réel sous Matlab-Simulink, en éliminant la boucle de régulation de vitesse. Pour ce faire, la position du rotor est maintenue constante ($\theta_r = 0$) pendant les essais expérimentaux. La consigne de courant d'axe q est prise égale à la moitié du courant nominal de la MSAP. La figure III.12 présente les résultats expérimentaux des courants statoriques i_d et i_q ainsi que les consignes de courant i_{d_ref} , i_{q_ref} . Dans ce cas, la consigne de courant d'axe direct est prise égale à zero.



(a) Courants i_q et i_{q_ref} (A).

(b) Courants i_d et i_{d_ref} (A).

Figure III.12 : Résultats expérimentaux des courants mesurés et des consignes de courant.

La figure III.13 présente la réponse en courant du système i_a , i_b et i_c , pour les différentes consignes des figures précitées.

Pendant les essais réalisés sur le banc, on a observé des variations brutales (des pics) sur les courants mesurés sur la machine (figures III.12 et III.13). De plus, ces variations parvenaient aux mêmes instants sur les courants statoriques dans les repères dq et abc .

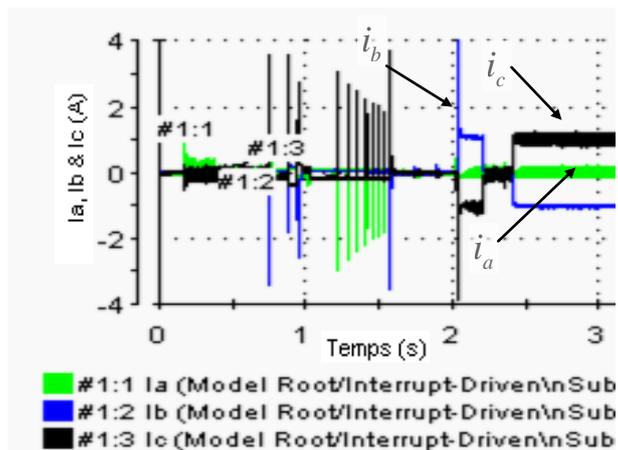
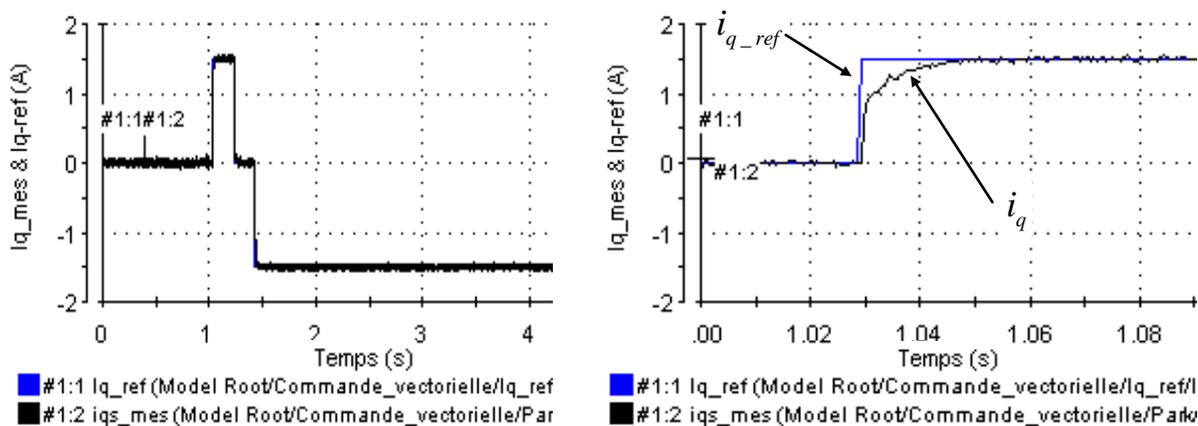


Figure III.13 : Résultats expérimentaux des courants mesurés (i_a , i_b et i_c).

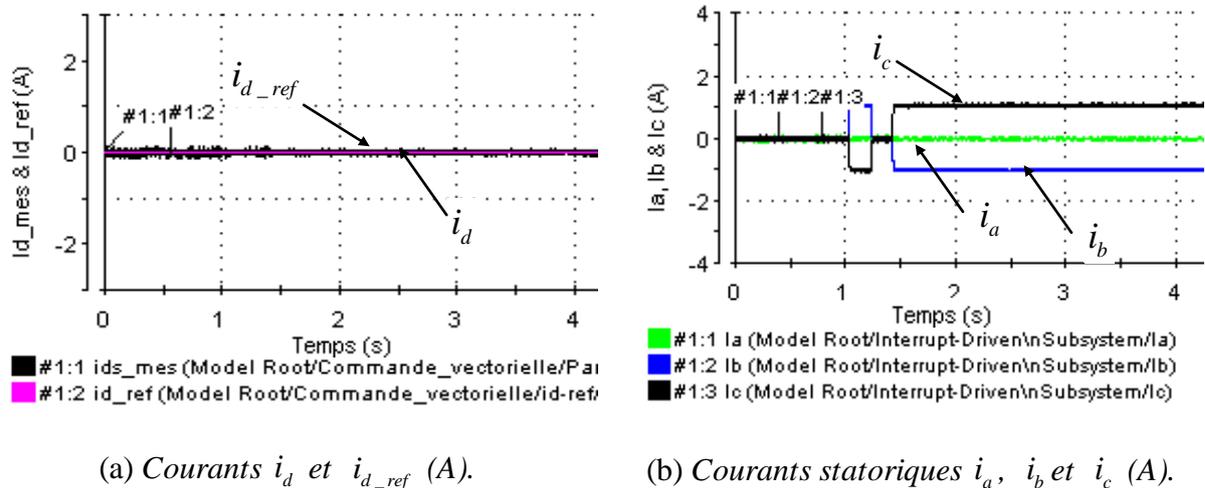
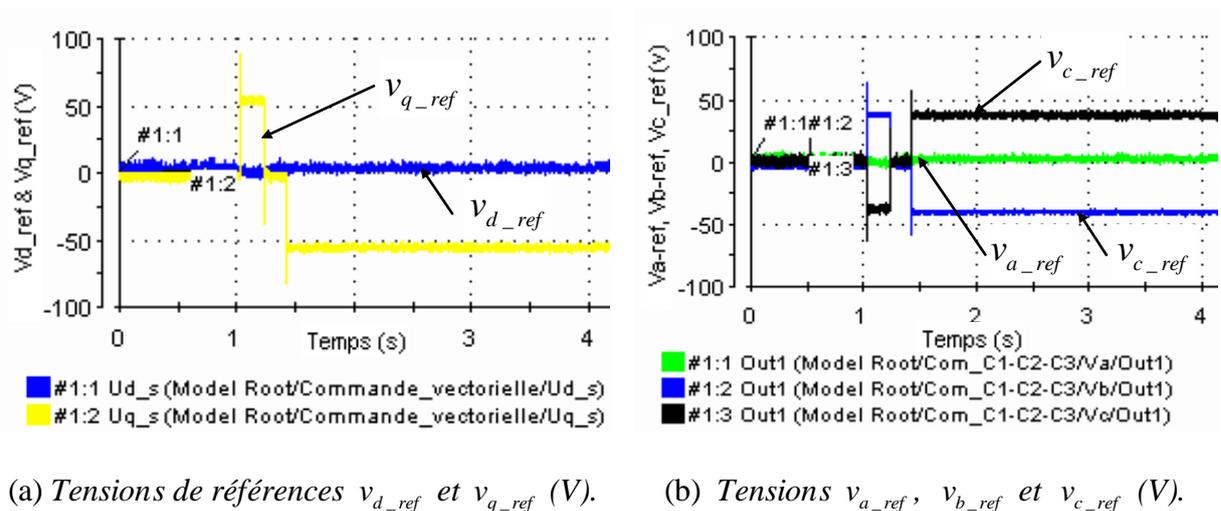
Après quelques essais, nous avons constaté que ces phénomènes sont liés au choix de la fréquence de la porteuse de la MLI et à la fréquence d'échantillonnage du système. Pour ce faire, nous avons utilisé plusieurs fréquences MLI afin de trouver la valeur qui donne des résultats satisfaisants. Durant les essais expérimentaux la période d'échantillonnage T_e est fixée à $150\mu\text{s}$ et la fréquence MLI est égale à 16KHz . Avec ces valeurs nous avons trouvé des résultats satisfaisants comme nous montrent les figures ci-dessous.



(a) Courants i_q et i_{q_ref} (A).

(b) Zoom sur la phase de montée du courant.

Figure III.14: Résultats expérimentaux des courants mesurés et des consignes de courant.

(a) Courants i_d et i_{d_ref} (A).(b) Courants statoriques i_a , i_b et i_c (A).**Figure III.15:** Résultats expérimentaux des courants statoriques mesurés.(a) Tensions de références v_{d_ref} et v_{q_ref} (V).(b) Tensions v_{a_ref} , v_{b_ref} et v_{c_ref} (V).**Figure III.16 :** Résultats expérimentaux des tensions de références pour une régulation de courant.

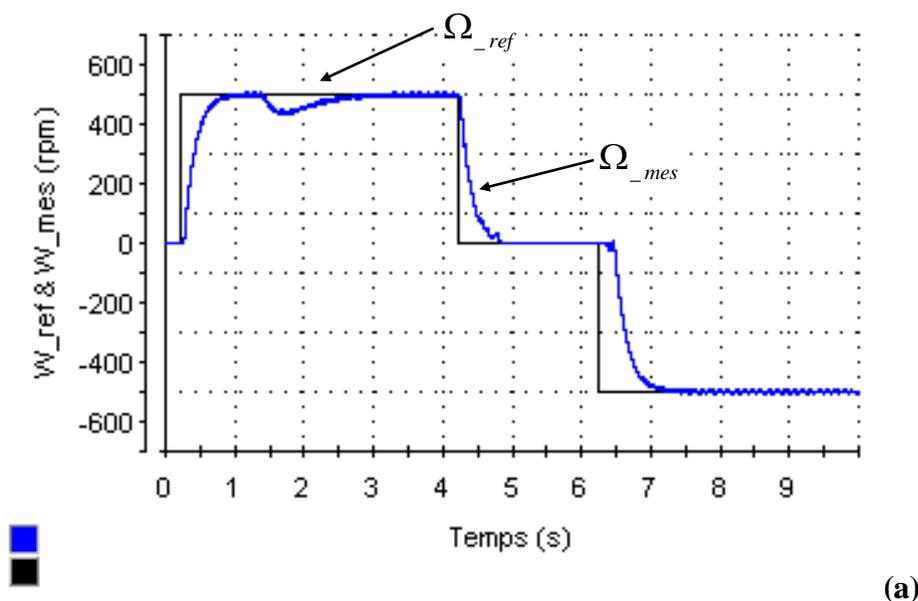
Les figures III.14, III.15, et III.16 montrent les résultats expérimentaux obtenus pour une référence i_{q_ref} égale à des échelons (de +1.5A à -1.5A) et une référence i_{d_ref} nulle. Ces figures montrent les allures obtenues pour les courants statoriques i_q , i_d , i_a , i_b et i_c , les consignes de courant i_{q_ref} et i_{d_ref} et les tensions statoriques de référence. Le résultat présenté sur la figure III.14 (b) montre que le temps de montée correspond au temps de réponse spécifié (environ 3 ms). Cette figure illustre également les bonnes performances dynamiques de la stratégie de contrôle par un régulateur PI. Par ailleurs, ces résultats montrent que le système régulé a les caractéristiques suivantes : une dynamique sans dépassement du système à réguler, un facteur d'amortissement unitaire et une très faible ondulation autour de la consigne de courant en régime permanent. De plus, ces résultats

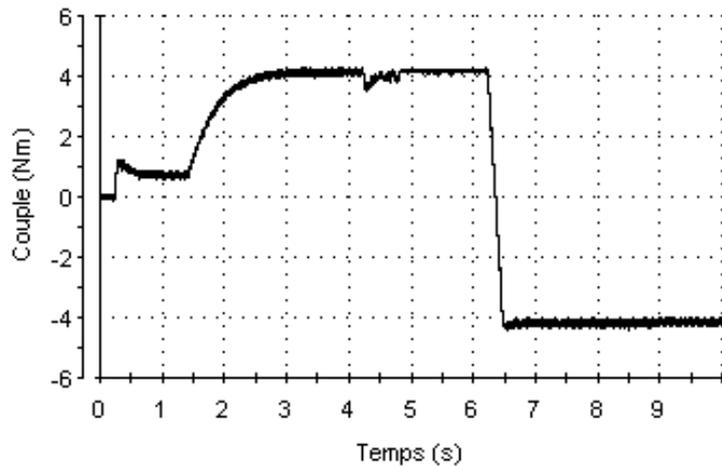
expérimentaux valident donc les éléments de régulation des boucles de courants. En effet, les résultats obtenus sont satisfaisants. Des résultats identiques ont été obtenus pour la boucle de régulation du courant direct i_d . Dans le but de valider les coefficients du régulateur d'axe direct, nous avons également appliqué des échelons sur la référence i_{d_ref} pour obtenir une réponse sans dépassement avec un temps de réponse de 3 ms.

Une fois les régulateurs PI des courants calculés et validés expérimentalement, il est nécessaire d'ajouter la boucle de régulation externe de vitesse afin d'implanter l'algorithme complet de la commande vectorielle.

V.2 Régulation de vitesse pour une commande à flux rotorique orienté

Après avoir validé la régulation des boucles de courants, il est indispensable de mettre en place, en cascade, la boucle de régulation de vitesse. Pour cela, le courant statorique d'axe direct i_d est supposé nul, le courant en quadrature i_{q_ref} est la référence de courant obtenue en sortie du régulateur IP de vitesse. Dans le but de valider les coefficients du régulateur calculé, l'algorithme complet de la commande vectorielle est implanté en temps réel sous Matlab-Simulink. Les figures suivantes montrent les résultats expérimentaux de la commande à flux rotorique orienté, avec la boucle de régulation de vitesse lors d'un démarrage à vide, suivi de l'application d'un couple de charge nominal.





(b)

Figure III.17: Résultats expérimentaux pour la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants avec MLIV à vide, en charge et inversion de sens de rotation à $t = 6.2s$
 a) vitesse rotorique b) couple électromagnétique.

Le couple résistant (C_r) est appliqué par le frein à poudre qui est alimenté par le module MODEMECA configuré en commande externe. Nous avons utilisé un échelon dans l'algorithme de commande pour donner la référence de tension, ce qui nous permet de régler la valeur du couple à imposer. Pour ce faire, nous avons relié les bornes « commande extérieure » du module MODMECA au DAC de la carte DS1103, afin que l'instant d'application du couple de charge s'effectue en temps réel via le logiciel ControlDesk.

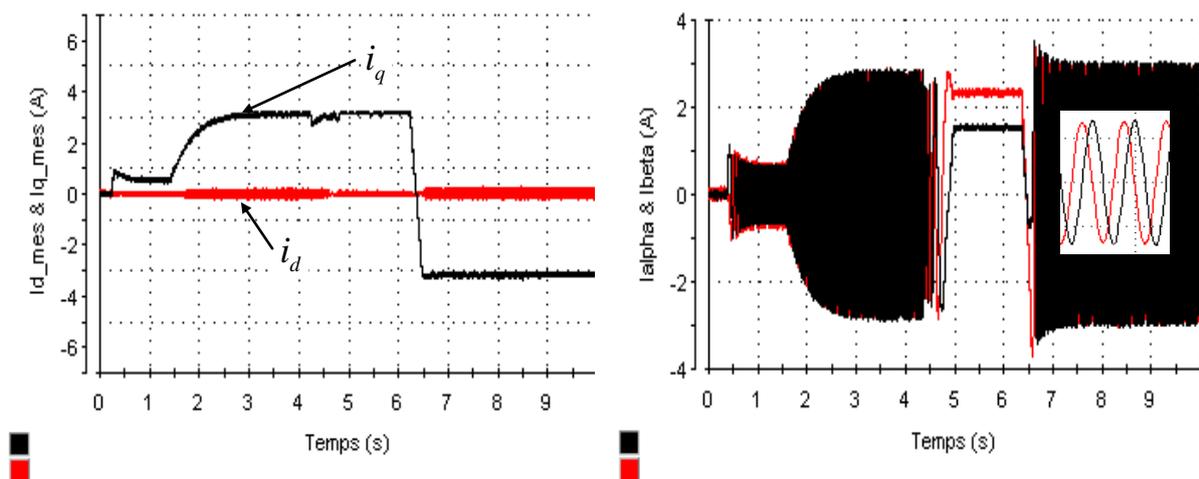
Les essais réalisés par expérimentation montrent le comportement de la vitesse, du couple électromagnétique, les courants et les tensions statoriques de la machine pendant le fonctionnement à vide, en charge et lors de l'inversion du sens de rotation.

La figure III.17 représente le comportement dynamique de la MSAP à 3 paires de pôles. Au démarrage, on remarque bien la convergence de la vitesse vers les valeurs de référence (500 tr/min, à l'arrêt et -500 tr/min). Dans la figure III.17 (a), on constate que la vitesse rotorique de la machine suit parfaitement la vitesse de référence en régime permanent après un démarrage environ de 0.2s. Cette figure montre le comportement transitoire de la commande à flux orienté en utilisant un régulateur IP. Les résultats expérimentaux donnés par cette figure montrent une dynamique en vitesse sans dépassement.

Nous observons un à-coup de couple au démarrage auquel correspond une phase d'accélération du moteur. En régime permanent, nous appliquons un couple de charge nominal ($C_r = 4 \text{ Nm}$) à l'instant $t=1.5s$, la commande réagit face à cette perturbation pour ramener la vitesse mesurée à la valeur de référence après un délai de temps transitoire. En

effet, cela nous permet de garantir le bon choix des coefficients du régulateur de vitesse. Durant ces essais, le couple de charge est maintenu égal au couple nominal de la machine.

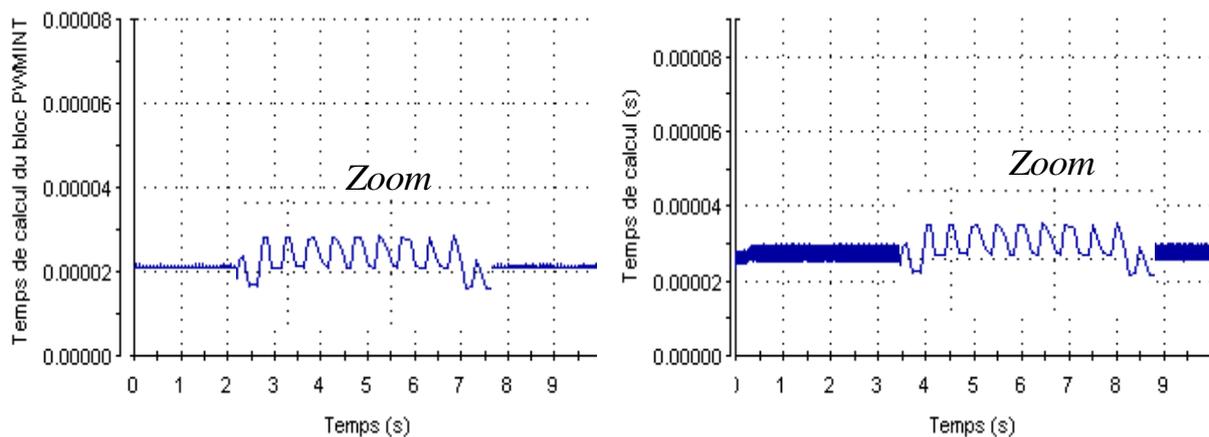
Dans la figure III.18 (b), on remarque qu'à l'instant de l'application du couple nominal, le courant en quadrature i_q augmente puis reste constant. Ce phénomène est justifié par l'appel d'un courant proportionnel au couple électromagnétique pour vaincre le couple de charge. Nous remarquons que la composante du courant statorique d'axe direct i_d est maintenue à zéro, et qu'il est insensible aux impacts de variations de vitesse et de couple de charge. Ces résultats montrent le découplage entre le couple électromagnétique et le flux des aimants, ainsi que le bon fonctionnement de la commande par orientation du flux rotorique décrite dans la section II.1.



(b) Courants statoriques i_d et i_q (A).

(b) Courants statoriques i_α et i_β (A).

Figure III.18: Résultats expérimentaux des courants statoriques.

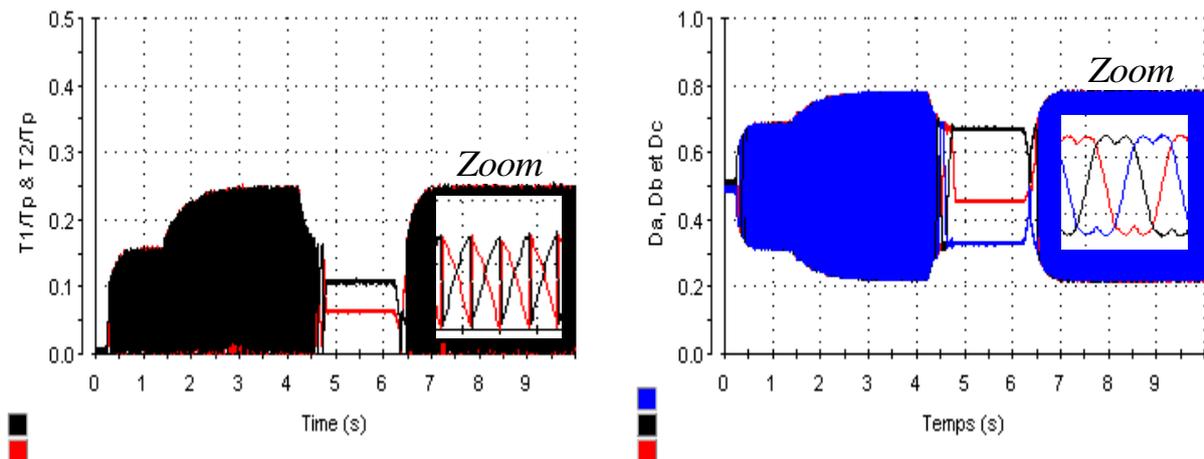


(a) Temps de calcul du bloc PWMINT (s).

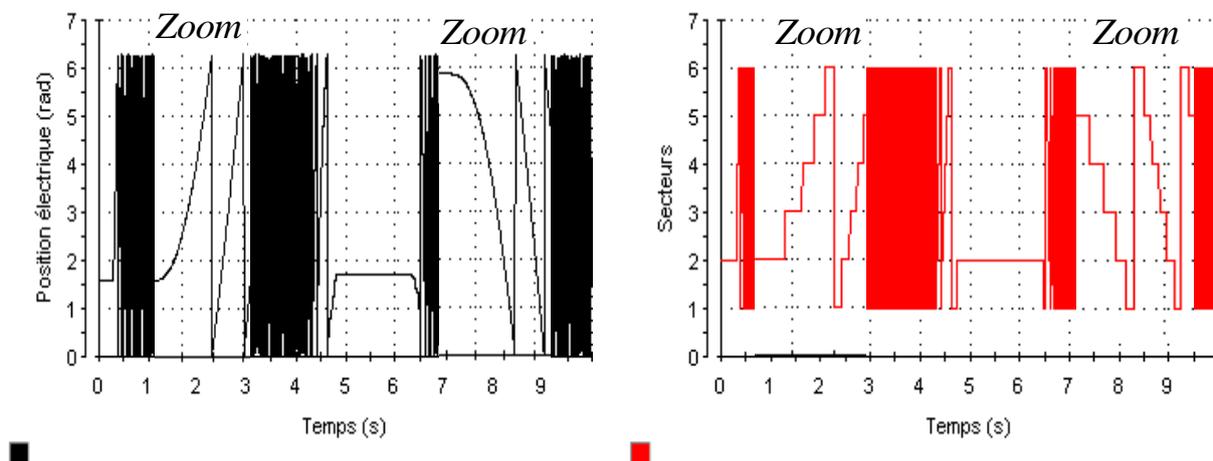
(b) Temps de calcul de l'algorithme (s).

Figure III.19 : Temps de calcul de l'algorithme de la commande vectorielle.

Les figures III.19 (a) et III.19 (b), montrent les temps de calcul des différents modules de l'architecture de commande vectorielle avec capteur mécanique. Le temps d'exécution de la tâche de synchronisation avec le signal MLI vectorielle est égal à $20\mu\text{s}$ et peut être visualisé dans la figure III.19 (a). Le module qui consomme le plus de temps de calcul (environ $27\mu\text{s}$) est le bloc de la commande vectorielle comportant les boucles de régulation, l'acquisition et les transformations de *Park* directe et inverse (figure III.19 (b)). Il faut noter que la somme des temps d'exécution de ces deux tâches doit être inférieure ou égale à la période d'échantillonnage T_e .

(a) Rapports cycliques τ_k et τ_{k+1} .(b) Indices de modulations D_a, D_b et D_c .**Figure III.20 :** Variations des rapports cycliques et des indices de modulations.

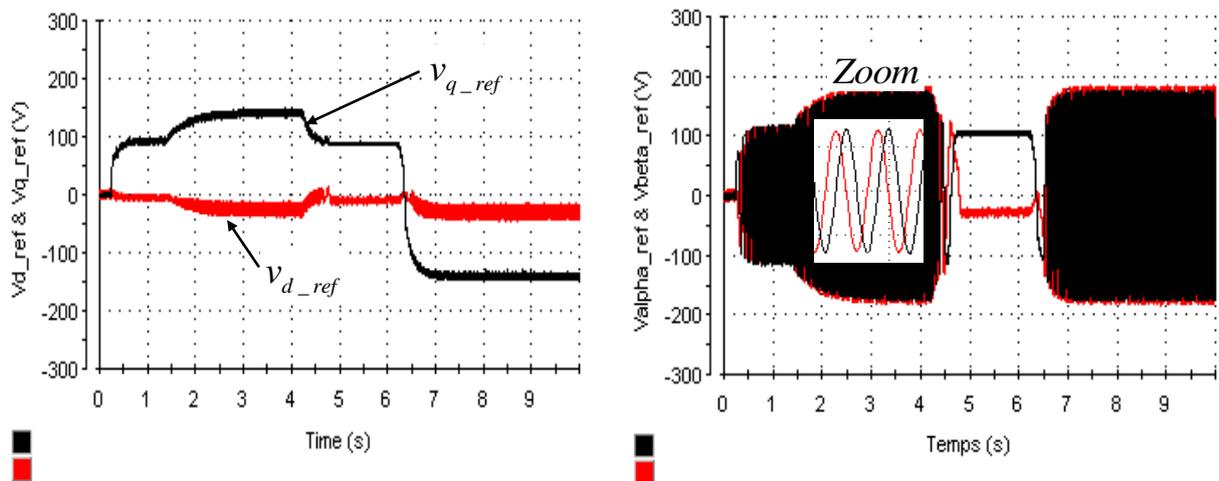
La figure III.20 (b) montre les variations des rapports cycliques et des indices de modulations. Le fonctionnement à modulation vectorielle est bien validé. Ces résultats ont permis de valider la commande avec capteur mécanique de la MSAP avec la MLI vectorielle.



(a) Position électrique (rad).

(b) Variation des secteurs.

Figure III.21 : Variations de la position électrique et des secteurs.



(b) Tensions statoriques v_{d_ref} et v_{q_ref} (V).

(b) Tensions statoriques v_{α_ref} et v_{β_ref} (V).

Figure III.22: Résultats expérimentaux des tensions statoriques.

Les tensions composées de sortie de l'onduleur v_{ab} et v_{ac} sont données par la figure III.23. D'après la courbe de la tension de sortie, on constate que l'amplitude est $2V_{DC}$. Les courbes expérimentales des courants statoriques sont similaires à celles de la simulation (mêmes périodes et les mêmes amplitudes). Ce qui prouve la bonne identification des paramètres mécanique et électrique et par conséquent ils peuvent servir dans la suite de ce travail. Enfin, les essais expérimentaux de la commande vectorielle de la MSAP sur le banc d'essai, ont donné des résultats satisfaisants.

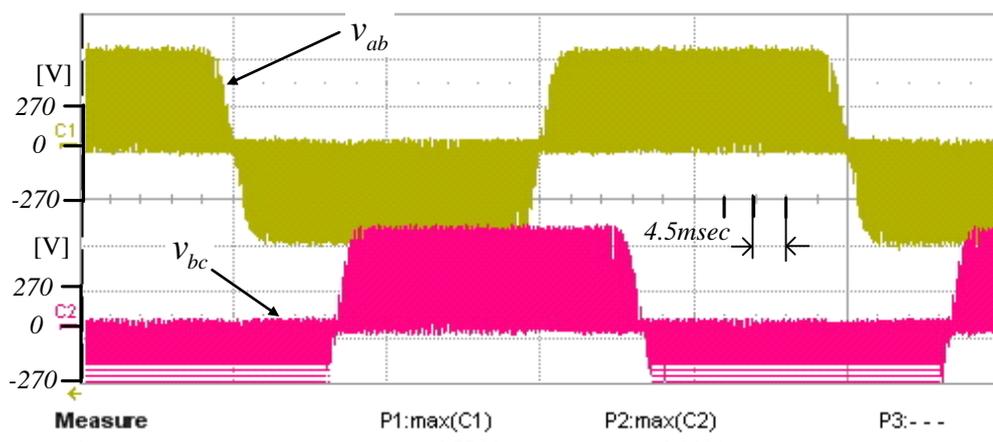


Figure III.23: Tensions composées aux bornes des phases du moteur.

VI. CONCLUSION

Dans le présent chapitre, nous avons présenté les structures des blocs de régulation de la commande vectorielle de la MSAP. Pour cette machine, nous avons appliqué la commande vectorielle avec $i_d = 0$. Nous avons utilisé la MLI vectorielle (SVPWM) qui donne une entière satisfaction puisqu'elle garantit un taux de modulation maximal supérieur de 15% par rapport à la modulation sinusoïdale. La commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique permet d'obtenir avec les MSAP alimentées par des convertisseurs statiques à modulation vectorielle, des performances semblables à celles du moteur à courant continu.

Ensuite, nous avons montré une présentation détaillée du banc d'essai expérimental mis en œuvre pour la commande des actionneurs synchrones à aimants permettant de garantir un fonctionnement de hautes performances statiques et dynamiques. Cette plateforme est réalisée à base de la carte DS 1103 qui servira de support à l'implantation des différentes techniques d'estimation de la vitesse rotorique de la machine synchrone qui seront présentées dans le chapitre suivant. Enfin, nous avons montré les résultats expérimentaux de la commande vectorielle avec capteur mécanique en utilisant la technique MLI vectorielle. Ces résultats nous ont permis de valider les paramètres des différents régulateurs de vitesse et des courants utilisés dans la commande de la MSAP. De plus, nous avons confirmé le bon fonctionnement du banc d'essais expérimental.

Chapitre IV

MISE EN ŒUVRE DE LA COMMANDE VECTORIELLE SANS CAPTEUR MECANIQUE DE LA MSAP AVEC ESTIMATION DE LA POSITION INITIALE

I. INTRODUCTION

La MSAP exige un capteur de position ou de vitesse afin de synchroniser le champ induit et inducteur. Actuellement, les industriels se sont alors orientés vers la recherche de solutions pour augmenter la fiabilité et diminuer les coûts. Ainsi, la suppression de ce capteur permet de répondre en partie aux exigences des industriels en termes de fiabilité et de coût. En effet, le capteur de position ou de vitesse est onéreux et susceptible de tomber en panne. De plus, une des principales difficultés pour la commande de la MSAP est la détection de la position initiale du rotor afin de le piloter dans le sens de rotation imposé par la commande, sinon il y a un risque de perte de contrôle et de décrochage de la machine.

Dans la littérature, plusieurs techniques de mesure indirectes de la vitesse et de la position du rotor sont développées, basées sur les principales méthodes suivantes :

- Estimation en régime dynamique basée sur la tension induite [Tak-94], [Mor-02], [Gen-10], [Liu-11];
- Estimation de la position en régime dynamique à l'aide du filtre de Kalman étendu [Bou-04], [Bou-05], [Chb-10], [Chb-09], [Bri-12], [Chb-09];
- Estimation en régime dynamique basée sur les observateurs adaptatifs [Kh12-11], [Per-05], [Pac-11], [Shi-12];
- Estimation en régime dynamique basée sur l'injection d'une tension à haute fréquence [Zhu-11], [Bri-11], [You-11].

Ce chapitre est destiné à étudier et comparer le fonctionnement des deux méthodes pour l'estimation de la position et de la vitesse du rotor des moteurs synchrones à pôles saillants dans un système de commande à flux orienté. La première méthode (MRAS) est basée sur le modèle dynamique de la MSAP à pôles saillants, formulé dans un repère lié au rotor. En utilisant les mesures des courants et des tensions statoriques, on construit deux estimateurs de courants statoriques dans le référentiel lié au rotor. Les courants statoriques mesurés dans le repère d, q sont comparés avec ceux d'un modèle adaptatif. Enfin, l'erreur issue de cette différence permet de générer la vitesse du rotor qui est utilisée pour ajuster le modèle adaptatif. La deuxième méthode, basée sur un observateur non linéaire, est une structure qui permet d'estimer l'état du système (dans ce cas, nous allons estimer $\cos \hat{\theta}_r$ et $\sin \hat{\theta}_r$) à partir des tensions et des courants dans le repère α, β . Avec ce dernier, il sera aussi possible d'estimer la position du rotor en utilisant la fonction trigonométrique arctangente. Par dérivation de la position estimée, nous en déduisons la vitesse de rotation du rotor.

Malheureusement, les méthodes d'estimation de la position et de la vitesse ne donnent aucune information sur la position lorsque la MSAP est à l'arrêt. Cependant, nous avons montré l'intérêt de la détection de la position initiale du rotor pour le contrôle-commande de la MSAP. Dans ce chapitre, nous commençons, tout d'abord, par une présentation de l'algorithme de détection de la position initiale du rotor de la MSAP en utilisant les impulsions de tensions. Ensuite, nous allons montrer les résultats expérimentaux de la commande sans capteur mécanique en utilisant les deux méthodes citées précédemment avec détection de la position initiale dans le cas de la machine synchrone à pôles saillants.

II. DETECTION DE LA POSITION INITIALE DU ROTOR DE LA MSAP

Pour la commande vectorielle de la MSAP, il est indispensable de détecter la position initiale du rotor car les observateurs de vitesse ne sont pas capables de détecter cette dernière. Pour cette raison, il est nécessaire d'ajouter aux algorithmes de commande sans capteur mécanique une méthode capable d'estimer la position initiale du rotor. Comme nous l'avons mentionné au chapitre I, la méthode utilisée pour l'estimation de la position initiale est basée sur l'application des vecteurs tests. A partir des signes des courants crêtes mesurés aux bornes des phases statoriques, il est possible d'estimer la position initiale du rotor. Avant de présenter les résultats ainsi que l'algorithme de détection de la position initiale, il est nécessaire de présenter les principes de la méthode proposée.

II.1 Principe de la méthode de détection de la position initiale du rotor

L'idée fondamentale de la méthode repose sur l'utilisation d'une grandeur électrique associée à la machine qui varie en fonction de la position du rotor. Pour cela, nous pouvons utiliser les inductances propres et mutuelles statoriques de la MSAP. En effet, ces inductances sont fonction de la position électrique du rotor comme nous montrent les équations II.5 et II.6 (chapitre II).

En utilisant la loi d'Ohm des circuits pour les phases de la MSAP et en négligeant la chute de tension ohmique aux bornes de la résistance de phase, les équations des tensions peuvent être données par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} v_a = \frac{d}{dt}(L_{sa}I_a + M_{ab}I_b + M_{ac}I_c) \\ v_b = \frac{d}{dt}(M_{ba}I_a + L_{sb}I_b + M_{bc}I_c) \\ v_c = \frac{d}{dt}(M_{ca}I_a + M_{cb}I_b + L_{sc}I_c) \end{cases} \quad (IV.1)$$

En éliminant le courant I_c du système IV.1, nous pouvons simplifier les équations des tensions simples aux bornes des phases du moteur (puisque'on est en présence d'un système équilibré). Ainsi, à partir de la configuration de branchement des phases de la MSAP qui correspondent au vecteur test $U_1(\overline{C1} \overline{C2} \overline{C3})$ (autrement dit le vecteur \vec{v}_I fourni par l'onduleur vectoriel triphasé), nous pouvons donner les différences de potentiels v_{ab} et v_{ac} :

$$\begin{aligned} v_{ab} &= v_a - v_b = \frac{d}{dt} \left\{ (L_a - M_{ac} - L_b + M_{cb})I_a + (L_a - M_{ac} - L_b - M_{bc})I_b \right\} \\ v_{ac} &= v_a - v_c = \frac{d}{dt} \left\{ (L_a - 2M_{ac} + L_c)I_a + (L_{ab} - M_{ac} - L_c - M_{cb})I_b \right\} \\ M_{ac} &= M_{ca} \text{ et } M_{cb} = M_{bc} \end{aligned} \quad (IV.2)$$

Après développement, l'expression du courant dans cette phase a en fonction des inductances et de la tension statorique est donnée par :

$$\frac{d}{dt}(I_a) = \frac{4}{9} \left(\frac{L_0 + L_2 \cos(2\theta_{r_0})}{L_0^2 - L_2^2} \right) v_{ab} = \frac{4}{9} \left(\frac{L_0 + L_2 \cos(2\theta_{r_0})}{L_0^2 - L_2^2} \right) v_{ac} \quad (IV.3)$$

Selon la relation IV.3, on constate que les coefficients liés aux tensions composées représentent une admittance de la forme :

$$Y_t = Y_0 + Y_1 \cos(2\theta_{r_0}) \quad (IV.4)$$

Avec

$$Y_0 = \frac{4}{9} \left(\frac{L_0}{L_0^2 - L_2^2} \right) \text{ et } Y_1 = \frac{4}{9} \left(\frac{L_2}{L_0^2 - L_2^2} \right)$$

D'après le 2^{ème} terme de cette relation, nous pouvons remarquer que l'admittance équivalente du moteur est une fonction de la position du rotor.

En divisant l'équation VI.4 par Y_0 , l'expression réduite de l'admittance peut s'écrire sous la forme suivante :

$$Y_{eq} = \frac{Y_t}{Y_0} = \left(1 + Y_1 \cos(2\theta_{r_0}) \right) \quad (IV.5)$$

La figure IV.1 montre un exemple de variation théorique de l'admittance réduite en fonction de la position du rotor. On remarque que cette fonction est périodique de période π et présente des extremums relatifs en $\theta_r = k.\pi/2$. En effet, cette périodicité entraîne des difficultés pour la détermination de la position initiale d'une manière certaine.

La variation théorique du courant statorique en fonction de la position du rotor est illustrée par la figure IV.2. On s'aperçoit qu'il existe une composante continue I_0 qui correspond au terme constant de l'admittance. De plus, en régime transitoire la valeur crête du courant absorbé dépend de la position du rotor. Par conséquent, les variations des courants crêtes contiennent l'information sur la position initiale du rotor.

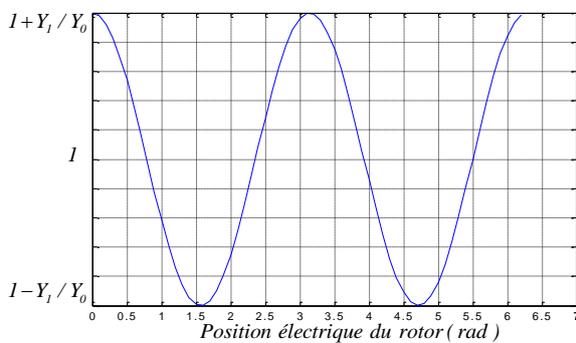


Figure IV.1: Variation théorique de l'admittance.

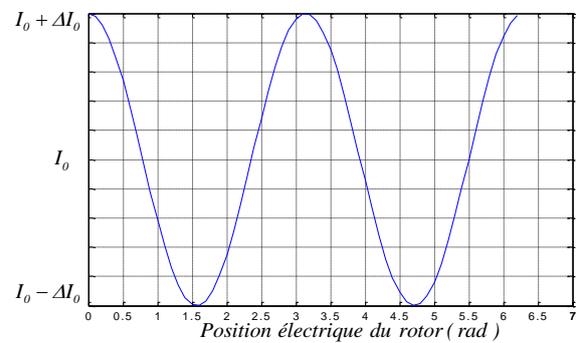


Figure IV.2: Variation théorique du courant statorique.

II.2 Mise en équations

En se basant sur les équations précédentes, nous allons développer une méthode permettant dans un premier temps de détecter la position initiale du rotor. Dans un système triphasé équilibré, les variables peuvent être représentées par un vecteur. En effet ces composantes, disposées sur 3 axes déphasés de 120° , représentent les valeurs de ces variables sur chaque axe. Ainsi, nous pouvons représenter, sous forme d'un vecteur, les tensions a , b et c . Pour ce faire, la figure IV.3 représente les différentes combinaisons de commande des interrupteurs afin d'appliquer les impulsions de tension. Chaque combinaison correspond à une position du vecteur tension.

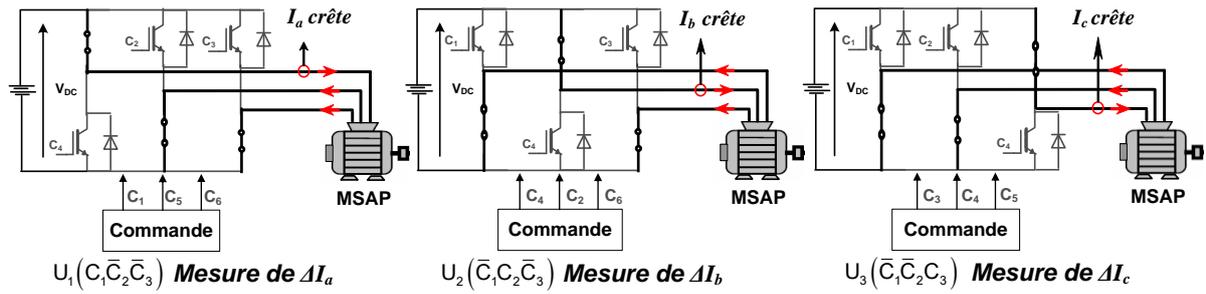


Figure IV.3: Différentes combinaisons d'alimentation des phases du moteur.

L'application d'une impulsion de tension positive $U_1(C_1\bar{C}_2\bar{C}_3)$ aux bornes de la phase a du moteur génère un courant sous la forme :

$$I_a = I_0 + \Delta I_a = I_0 + \Delta I_0 \cos(2\theta_{r_0}) \quad (\text{IV.6})$$

avec $I_0 = (1/3)(I_a + I_b + I_c)$ représente la composante continue, et ΔI_0 : la valeur de la composante continue.

De la même façon, les expressions des courants qui correspondent aux vecteurs tensions $U_2(\bar{C}_1C_2\bar{C}_3)$ et $U_3(\bar{C}_1\bar{C}_2C_3)$ sont exprimées par:

$$\begin{cases} I_b = I_0 + \Delta I_b = I_0 + \Delta I_0 \cos(2\theta_{r_0} - \frac{2\pi}{3}) \\ I_c = I_0 + \Delta I_c = I_0 + \Delta I_0 \cos(2\theta_{r_0} + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{IV.7})$$

$$\text{avec } \begin{cases} 2I_a - I_b - I_c = 3\Delta I_0 \cos(2\theta_{r_0}) \\ I_a - I_b = \Delta I_0 \sin(2\theta_{r_0}) \end{cases}$$

A partir des équations IV.6 et IV.7, on peut alors écrire :

$$\text{tg}(2\theta_{r_0}) = -\sqrt{3} \frac{(I_a - I_b)}{2I_a - I_b - I_c} = \sqrt{3} \frac{(I_a - I_b)}{2I_a - I_b - I_c} \quad (\text{IV.8})$$

D'après l'équation IV.8, on remarque que la fonction est monotone et par conséquent nous pouvons remplacer les courants par leurs accroissements ΔI_a , ΔI_b et ΔI_c . Après développement et approximation de la fonction $\text{tg}(2\theta_{r_0})$ au premier ordre, l'expression de l'angle rotorique en fonction des courants crêtes peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\theta_{r_0} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{(\Delta I_a - \Delta I_b)}{2\Delta I_a - \Delta I_b - \Delta I_c} \text{ ou bien } \theta_{r_0} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{(\Delta I_a - \Delta I_b)}{2\Delta I_a - \Delta I_b - \Delta I_c} + \pi \quad (\text{IV.9})$$

$$\text{avec } \theta_{r_0} \cong \frac{1}{2} \text{tg}(2\theta_{r_0})$$

En partant de l'expression de l'angle rotorique, nous pouvons établir le tableau IV.1 permettant de détecter la position du rotor [Khl-12].

θ_0 (degrés)	Signe des différences	Signe des courants crêtes	Signe des courants crêtes
15-30 ou 195-210	$\Delta I_a > \Delta I_c$	$\Delta I_b < 0$	$\Delta I_a > 0$
30-45 ou 210-225	$\Delta I_c > \Delta I_a$	$\Delta I_b < 0$	$\Delta I_a > 0$
45-60 ou 225-240	$\Delta I_a > \Delta I_b$	$\Delta I_c > 0$	$\Delta I_a < 0$
60-75 ou 240-255	$\Delta I_b > \Delta I_a$	$\Delta I_c > 0$	$\Delta I_a < 0$
75-90 ou 255-270	$\Delta I_c > \Delta I_b$	$\Delta I_a < 0$	$\Delta I_b > 0$
90-105 ou 270-285	$\Delta I_b > \Delta I_c$	$\Delta I_a < 0$	$\Delta I_b > 0$
105-120 ou 285-300	$\Delta I_c > \Delta I_a$	$\Delta I_b > 0$	$\Delta I_a < 0$
120-135 ou 300-315	$\Delta I_a > \Delta I_c$	$\Delta I_b > 0$	$\Delta I_a < 0$
135-150 ou 315-330	$\Delta I_b > \Delta I_a$	$\Delta I_c < 0$	$\Delta I_a > 0$
150-165 ou 330-345	$\Delta I_a > \Delta I_b$	$\Delta I_c < 0$	$\Delta I_a > 0$
165-180 ou 345-360	$\Delta I_b > \Delta I_c$	$\Delta I_a > 0$	$\Delta I_b < 0$
180-195 ou 360-375	$\Delta I_c > \Delta I_b$	$\Delta I_a > 0$	$\Delta I_b < 0$

Tableau IV.1 : Tableau de détection de la position initiale θ_0 .

En effet, cette détection est basée sur le signe des variations des courants crêtes absorbés par la machine synchrone après l'application des vecteurs tests.

D'après le tableau IV.1, nous pouvons constater qu'il est possible de détecter la position initiale avec une précision de 15° . Malheureusement, cette détection est périodique de période 180° , donc deux valeurs possibles. Pour lever cette ambiguïté, nous allons proposer une méthode permettant de faire une discrimination des deux valeurs de la position initiale donnée par le tableau IV.I. Après la mise en équations, on présente dans les sections suivantes les différents résultats de simulation et d'expérimentation pour mettre en œuvre la méthode proposée.

II.3 Applications des vecteurs tests pour l'estimation de la position initiale

Avant de réaliser les essais expérimentaux, il est nécessaire d'étudier la faisabilité de l'algorithme de détection de la position initiale par simulation. Pour cela, nous avons utilisé le modèle développé dans le référentiel de Clark et élaboré dans le chapitre II. Enfin, nous présenterons les essais expérimentaux. Cette méthode consiste à envoyer 3 vecteurs tests successifs en utilisant un générateur de signaux appliqué aux transistors de puissances (les IGBTs dans notre cas). La figure IV.4 représente les résultats de simulation des variations des courants statoriques pour la détection de la position initiale du rotor de la MSAP en utilisant le logiciel Matlab-Simulink.

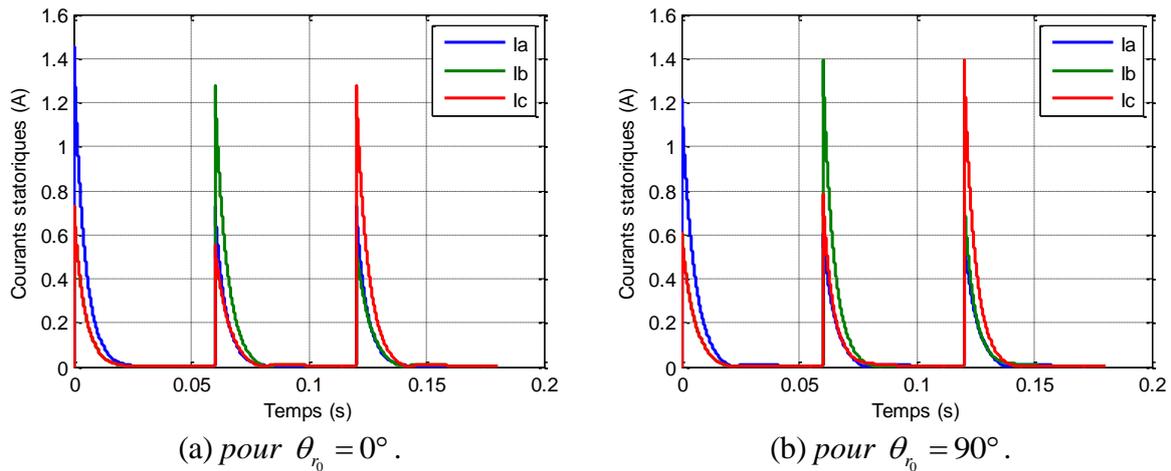


Figure IV.4: Résultats de simulation de variations des courants statoriques.

Pour se placer dans le cas de non saturation du circuit magnétique, les impulsions appliquées sont de courte durée $T_{sh} = 200\mu s$ avec deux cas possibles de la condition initiale sur la position initiale ($\theta_0 = 0^\circ$ et $\theta_0 = 90^\circ$) comme le montre la figure IV.4. D'après cette figure, nous remarquons que pour des différentes valeurs de θ_0 , les lieux des courants crêtes sont déplacés, ce qui valide le résultat théorique de la section précédente. En utilisant la variation des courants de phase en fonction de la position, nous pouvons vérifier le tableau IV.1, qui nous permet de détecter la position initiale du rotor. Cette détection est basée sur le signe des variations des courants crêtes absorbés par la machine synchrone.

La figure IV.5 montre les variations des différences de courants ΔI_a , ΔI_b et ΔI_c par rapport à la composante continue I_0 , en fonction de la position réelle du rotor en utilisant les courants crêtes des phases statoriques I_a , I_b et I_c .

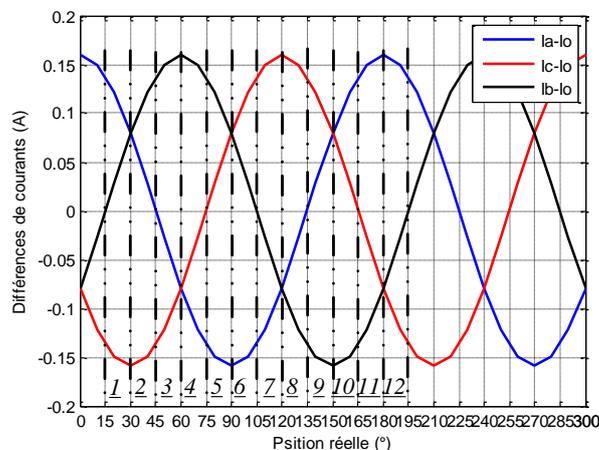


Figure IV.5 : Résultats de simulations des différences de courants.

A partir de la figure IV.5, on peut remarquer l'incertitude de 180° électrique sur la position du rotor. De plus, ces résultats sont en accord avec nos calculs analytiques présentés dans la section II.2. Enfin, l'existence des secteurs de largeur 15° électrique dans lesquels la distribution des trois courants est monotone nous donne une précision sur la valeur mesurée de 15° électrique.

II.4 Résultats expérimentaux de détection de la position initiale

Dans notre étude, la méthode de détection de la position initiale est divisée en deux parties :

- La 1^{ère} partie de l'algorithme consiste à envoyer des impulsions successives à travers les sorties MLI de la carte DS1103, de manière à ne pas saturer le circuit magnétique de la machine synchrone;
- La 2^{ème} partie est consacrée pour lever l'ambiguïté sur la détection de la position initiale qui est périodique de période 180° .

A l'aide de l'onduleur triphasé, nous pouvons imposer au niveau des phases du moteur les vecteurs tensions tests présentés dans la figure IV.3. Dans le cas de la phase a les impulsions du vecteur $U_1 (C_1 \bar{C}_2 \bar{C}_3)$ sont appliquées aux transistors T_1 , T_5 et T_6 . Le courant statorique mesuré I_a présente la réponse d'un système du premier ordre après l'application d'une impulsion de Dirac. Cette réponse présente un pic important de l'ordre de 3A, et revient à zéro après le régime transitoire. Le même principe est appliqué à la 2^{ème} et la 3^{ème} phase. Si les impulsions appliquées sont de courte durée, le courant absorbé par la machine ne sature pas le circuit magnétique. Il est à noter que la durée des impulsions ne doit pas être trop faible pour que le pic de courant généré soit fonction de la position du rotor. D'autre part, elle ne doit pas être trop grande pour que le rotor du moteur ne tourne pas pendant la phase d'estimation de la position initiale.

De plus, elle doit être supérieure ou égale à la période d'échantillonnage du système (T_e) que nous avons fixée à $150\mu s$. Les relevés expérimentaux des courants statoriques après l'application des vecteurs tests sont donnés par la figure IV.6 suivante :

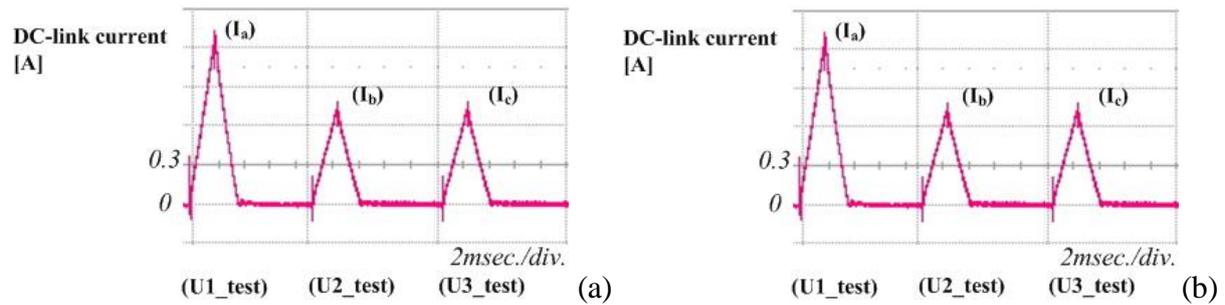


Figure IV.6: Relevés expérimentaux des courants statoriques après l'application des vecteurs tests a) pour $\theta_0 = 0$ b) pour $\theta_0 = 180^\circ$.

D'après la figure IV.6, nous constatons qu'il y a une incertitude de 180° sur la valeur de la position estimée. Les relevés expérimentaux présentés par la figure IV.6 montrent que les valeurs crêtes des courants statoriques sont identiques pour $\theta_0 = 0$ et $\theta_0 = 180^\circ$.

Le signal test, dans le cas de non saturation, doit être de courte durée (dans notre cas $T_{sh} = 200\mu s$) en utilisant une alimentation du bus continu de $540V$. Il est à noter que le codeur incrémental utilisé est capable de générer 4096 impulsions pour un tour mécanique, ce qui correspond à 1365 imp/tour électrique. En effet, il ne fournit qu'un seul incrément tous les 4° électriques, ce qui nous permet d'obtenir de bons résultats. Pour générer ces impulsions, nous avons utilisé la somme des deux échelons « step » de la librairie Simulink.

Pour chaque vecteur test ($U_1 \rightarrow U_2 \rightarrow U_3$) donné, on mesure la valeur crête du courant dans la phase considérée, pour toutes les valeurs de la position du rotor θ_0 comprises dans l'intervalle $[0, 300^\circ]$ électrique, avec un pas de 10° . Après avoir appliqué les trois vecteurs tests, nous avons tracé la courbe de distribution des courants crêtes en fonction de la position du rotor dans le cas de non saturation du circuit magnétique du moteur. Le relevé expérimental des maximums de courants en fonction de la position électrique du rotor est illustré sur la figure IV.7.

En se basant sur les données de la figure IV.7, nous pouvons calculer les valeurs de I_0 , ΔI_a , ΔI_b et ΔI_c afin de tracer la courbe réelle de détection de la position initiale dans des secteurs de 15° électrique pour ce moteur. Après avoir calculé la valeur de la composante continue, nous traçons dans la figure IV.8, les valeurs des différences des courants crêtes par rapport à cette dernière, en fonction de la position électrique du rotor dans le cas de non saturation du circuit magnétique. Dans le but d'améliorer la précision, les différences de courants sont approximées par des courbes sinusoïdales en utilisant les fonctions «splines cubiques» comme nous montre la figure IV.9.

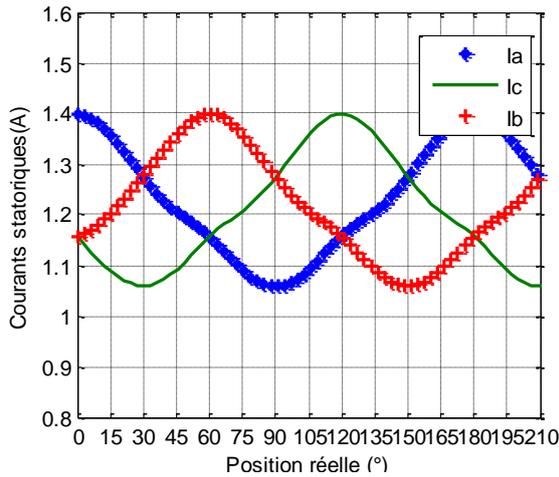


Figure IV.7 : Relevé expérimental des maximums de courants en fonction de la position électrique du rotor.

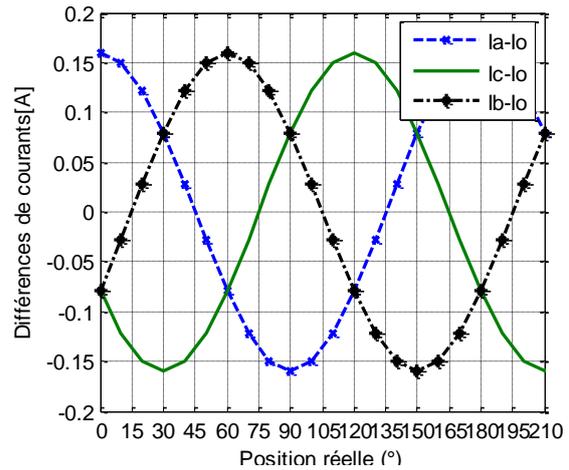


Figure IV.8 : Relevé expérimental des différences de courants en fonction de la position électrique du rotor.

En utilisant les fonctions splines, on remarque que les courbes ΔI_a , ΔI_b et ΔI_c de la figure précédente sont sinusoïdales. Le tableau IV.1 que nous avons établi précédemment, confirme bien les résultats expérimentaux. Par conséquent, pour obtenir la position initiale du rotor, il suffit de voir le signe des différences des courants crêtes et de se référer au tableau IV.1 pour lire la valeur de la position dédiée. Ainsi, l'incertitude présentée par le tableau IV.1 sera levée par la méthode de saturation que nous proposons par la suite.

II.5 Discrimination de l'incertitude sur la position initiale

D'après le tableau IV.1, pour le même signal test, nous avons deux positions possibles du rotor à un demi-tour trigonométrique près. Pour remédier à ce problème, un autre essai de saturation du circuit magnétique de la machine est nécessaire pour lever cette ambiguïté [Bou-05], [Khl-07], [Per-05]. Le principe de cet essai, consiste à appliquer une impulsion de tension de durée suffisante pour saturer le circuit magnétique de la machine, dans notre cas $T_l = 700\mu s$.

Pour étudier le principe de la méthode, nous allons raisonner sur la figure suivante :

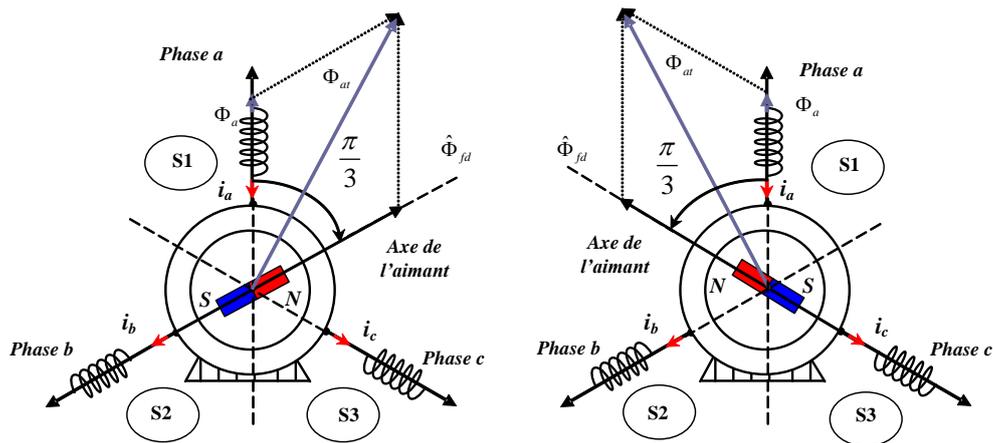


Figure IV.9 : Principe de discrimination de l'incertitude sur la détection de la position initiale du rotor.

Comme on peut le voir sur la figure IV.9, suivant la position de l'aimant par rapport à la phase, nous obtenons soit un flux additif soit un flux soustractif. Ainsi, si le flux de l'aimant est dans la même direction que celui engendré par l'impulsion de courant dans la phase en question, nous obtenons un flux résultant additif correspondant à une variation plus importante du courant [Bou-04], [Hu-07], [Nak-00], [Tur-03]. Dans le cas contraire, le flux sera soustractif correspondant à une variation du courant plus faible. Par conséquent, la position initiale correspond au courant de variation la plus importante.

Pour l'étude de la méthode qui nous permet de lever l'ambiguïté sur l'estimation de la position initiale, nous allons appliquer un signal test permettant de saturer la machine. L'impulsion de longue durée va générer dans la phase statorique la plus proche du pôle nord de l'aimant permanent un courant crête induit plus élevé que les autres phases. Par conséquent, à partir de cette propriété nous pouvons localiser le rotor dans les plages ($0^\circ \dots +180^\circ$) ou ($180^\circ \dots 360^\circ$) électrique.

En faisant une synthèse de l'étude développée auparavant pour lever l'incertitude concernant l'estimation de la position initiale, nous pouvons dresser le tableau IV.2.

Vecteur tension test	Courant crêtes dans chaque phases	Localisation de l'angle rotorique
$U_1 (\overline{C1} \overline{C2} \overline{C3})$	$I_a > I_b, I_a > I_c$	$-60^\circ < \theta_{r_0} < 60^\circ$
$U_2 (\overline{C1} \overline{C2} \overline{C3})$	$I_b > I_a, I_b > I_c$	$60^\circ < \theta_{r_0} < 180^\circ$
$U_3 (\overline{C1} \overline{C2} \overline{C3})$	$I_c > I_b, I_c > I_a$	$180^\circ < \theta_{r_0} < 300^\circ$

Tableau IV.2 : Tableau de discrimination de l'incertitude sur la position θ_{r_0} .

Nous constatons qu'il y a une incertitude de 180° sur la valeur de la position estimée. Pour lever l'ambiguïté, nous avons appliqué un signal test permettant de saturer la machine. Pour la simulation, nous avons un modèle non saturé (chapitre II) et par conséquent les résultats de simulation ne permettent pas de lever cette ambiguïté qui peut être obtenue par l'essai expérimental. En effet, la figure IV.10 représente le courant statorique expérimental dans le cas de saturation du circuit magnétique de la machine.

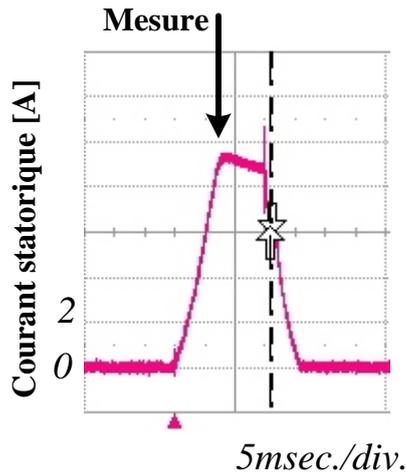


Figure IV.10 : Relevé expérimental du courant statorique dans le cas de saturation magnétique.

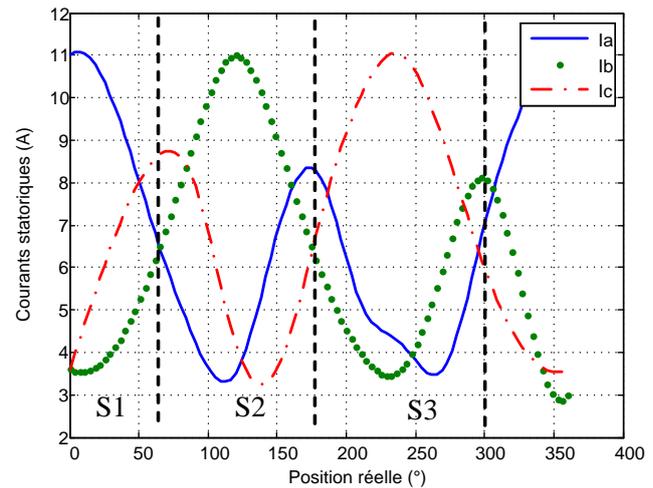


Figure IV.11 : Représentation des valeurs des courants crêtes saturés en fonction de la position électrique du rotor.

Les essais expérimentaux montrent que pour $T_l = 700\mu s$, la saturation est atteinte et le courant crête est égal à deux fois le courant nominal. La figure IV.11 montre le relevé expérimental des courants statoriques dans le cas de saturation du circuit magnétique du MSAP. Enfin, nous obtenons l'organigramme de l'algorithme complet pour l'estimation de la position initiale du rotor du MSAP.

La figure IV.12, montre les différentes étapes pour la détection de la position initiale du rotor. Au départ, on commence par la première série de 3 mesures. Chacune de ces trois mesures est divisée en deux étapes. Dans un premier temps, trois vecteurs de tension distincts sont appliqués aux bornes des phases du moteur et les courants triphasés sont mesurés. En effet, une phase de roue libre a lieu jusqu'à ce que les courants des phases statoriques soient égaux à zéro. Après cela, la position initiale du rotor est estimée selon le tableau IV.1. Enfin, une impulsion de tension est appliquée avec une durée plus longue pour la discrimination de l'estimation de la position initiale du rotor.

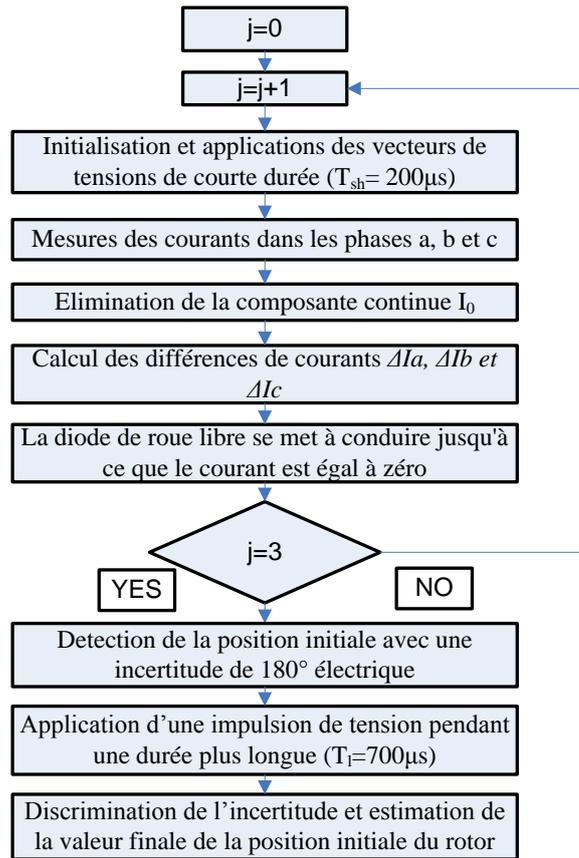


Figure IV.12 : Organigramme de l'algorithme proposé pour l'estimation de la position initiale du rotor.

Nous présentons sur la figure IV.13, la position électrique du rotor θ_0 estimée par l'algorithme précédent en fonction de la position réelle θ_r . Les résultats montrent que le maximum d'erreur d'estimation possible est de $\pm 15^\circ$ degrés électriques, ce qui est équivalent à $\pm 5^\circ$ degrés mécaniques. Dans la figure IV.14, nous avons représenté le résultat expérimental de l'erreur d'estimation ($\theta_r - \theta_0$) en fonction de la position réelle du rotor (par le codeur incrémental). D'après la figure IV.14, on constate que la précision obtenue lors de nos essais s'avère suffisante pour initialiser les algorithmes de la commande sans capteur mécanique puisque le maximum d'erreur est de l'ordre de 11.6° degrés électriques. Cette précision est généralement suffisante pour réaliser un démarrage stable et éviter un mouvement aléatoire pendant le démarrage. En conclusion, on peut remarquer que la méthode de détection présentée ci-dessus est développée pour initialiser des algorithmes de commandes sans capteur avant le démarrage de la machine.

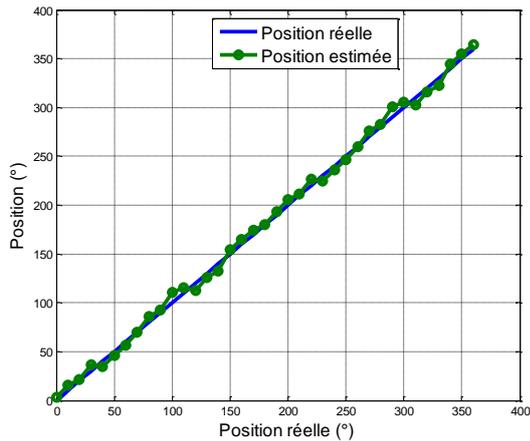


Figure IV.13 : Résultat expérimental de l'estimation de la position initiale du rotor.

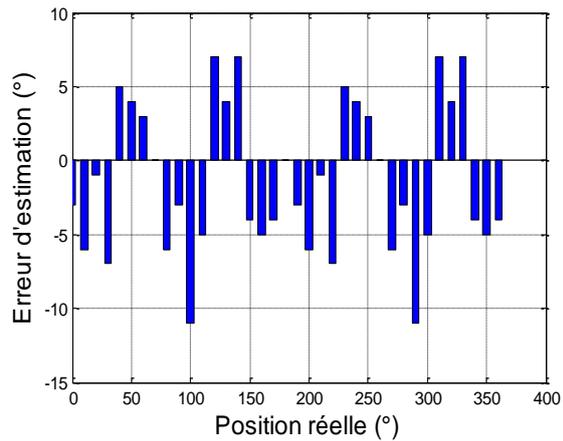


Figure IV.14 : Erreur entre la position réelle et celle estimée de la MSAP.

Comme on l'a mentionné au premier chapitre, l'implantation de la modulation vectorielle peut garantir un fonctionnement à hautes performances. En effet, la connaissance du secteur initial peut s'avérer important pour garantir un démarrage sûr et rapide. Ainsi, à partir de la position initiale estimée, nous pouvons établir le tableau IV.3 permettant de détecter le secteur initial.

Secteur initial	Position initiale du rotor ($\theta_{r_0}^\circ$)	V_i
Secteur 1	$\in [0^\circ 60^\circ]$	V_1
Secteur 2	$\in [60^\circ 120^\circ]$	V_2
Secteur 3	$\in [120^\circ 180^\circ]$	V_3
Secteur 4	$\in [180^\circ 240^\circ]$	V_4
Secteur 5	$\in [240^\circ 300^\circ]$	V_5
Secteur 6	$\in [300^\circ 360^\circ]$	V_6

Tableau IV.3 : Tableau de détection du secteur initial.

Après avoir présenté les résultats de simulation et d'expérimentation de la détection de la position initiale du rotor du MSAP, nous présenterons dans les sections qui suivent la commande sans capteur mécaniques en utilisant la méthode MRAS et l'observateur non linéaire pour estimer la position et la vitesse en régime dynamique.

III. ESTIMATION EN REGIME DYNAMIQUE DE LA POSITION ET DE LA VITESSE DE LA MSAP

Ces dernières années, plusieurs travaux de recherche ont été consacrés à la commande sans capteur mécanique des MSAP. En effet, il est plus intéressant d'utiliser la commande

vectorielle sans capteur mécanique à cause des avantages économiques, surtout pour les moteurs de petites puissances, puisqu'on s'affranchit du capteur et on améliore la sûreté de fonctionnement. Pour ce faire, les méthodes utilisées pour le fonctionnement sans capteur de vitesse de la MSAP sont basées sur les modèles d'états dans le repère d, q et α, β .

III.1 Estimation de la vitesse par la technique MRAS

III.1.1 Principe de la technique MRAS

On implémente cette technique, en utilisant deux modèles indépendants. Le premier est le modèle de référence, il est utilisé pour la détermination de deux composantes du courants statoriques suivant l'axe direct et en quadrature (dans le référentiel de *Park*) à partir de la mesure directe des courants dans le référentiel statorique. Le deuxième est le modèle ajustable, il est utilisé pour l'estimation de deux composantes des courants statoriques à partir de la mesure directe des courants et tensions statoriques.

En annulant l'écart entre les courants statoriques du modèle de référence et du modèle ajustable, nous pouvons estimer la vitesse rotorique en régime dynamique. Cet écart est utilisé par le mécanisme adaptatif pour générer la valeur estimée et de la faire converger vers la valeur de référence.

Un mécanisme d'adaptation, généralement un régulateur PI, fait tendre le comportement du modèle adaptatif vers le comportement du modèle de référence. La structure de l'estimation de la vitesse rotorique par la méthode MRAS est donnée par la figure suivante:

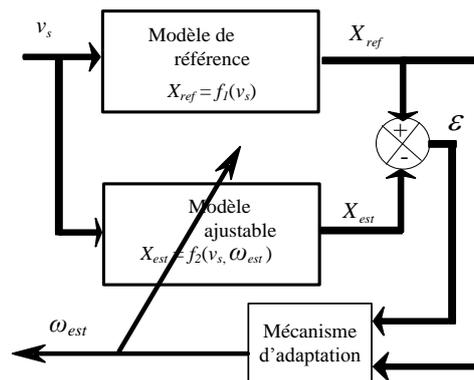


Figure IV.15: Schéma du principe de l'estimation de la vitesse par la méthode MRAS.

Pour estimer la vitesse rotorique et la résistance statorique par la technique MRAS, il est nécessaire de choisir un référentiel lié au rotor. Cette transformation fait appel à la position du rotor que l'on estime par la méthode adaptative du modèle de référence. Pour avoir une commande sans capteur dans un référentiel lié au stator, il est indispensable d'utiliser la

transformation de Clark qui utilise les repères d'axes (d, q) à condition de connaître parfaitement la position initiale du rotor.

III.1.2 Equations de l'observateur MRAS

En se basant sur le modèle dynamique de la machine synchrone à aimants, dans un repère lié au rotor (d, q) , nous développons deux estimateurs de courants statoriques dans ce repère, en utilisant les mesures des courants et des tensions statoriques [Kim-10], [Koj-06].

Après transformation et arrangement des équations en faisant les manipulations et les transformations nécessaires, on aboutit au modèle d'état de la MSAP exprimé dans le repère lié au rotor :

$$\begin{cases} \frac{dX}{dt} = AX + BU + C \\ Y = IX \end{cases} \quad (\text{IV.10})$$

Avec :

$$X = \begin{bmatrix} i_d & i_q \end{bmatrix}^T; U = \begin{bmatrix} V_d & V_q \end{bmatrix}^T; Y = \begin{bmatrix} i_d & i_q \end{bmatrix}^T;$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-1}{\tau_d} & \omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_r \frac{L_d}{L_q} & \frac{-1}{\tau_q} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix}; C = \begin{bmatrix} 0 \\ -\omega_r \frac{K_e}{L_q} \end{bmatrix}; I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

On construit maintenant deux estimateurs de courants statoriques à partir de la mesure des tensions et des courants statoriques. Le premier est construit à partir du système (II.28) et le second à partir du système (IV.10) tels que:

$$\begin{cases} i_d = i_\alpha \cos(\hat{\theta}_r) + i_\beta \sin(\hat{\theta}_r) \\ i_q = -i_\alpha \sin(\hat{\theta}_r) + i_\beta \cos(\hat{\theta}_r) \end{cases} \quad (\text{IV.11})$$

On remarque que le système de calcul des courants statoriques à partir des courants mesurés ne dépend pas de la vitesse rotorique ω_r : d'où il est retenu comme modèle de référence [Mai-09], [An-08], [Shi-12]. Dans le système (IV.10) les estimateurs des courants statoriques à partir des équations statoriques dépendent de la résistance statorique R_s et la vitesse rotorique ω_r , on le considère comme un modèle ajustable.

Le système (II.28) peut se mettre sous la forme suivante:

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} \hat{i}_d \\ \frac{d}{dt} \hat{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_d} & \hat{\omega}_r \frac{L_q}{L_d} \\ -\hat{\omega}_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{1}{\tau_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\hat{\omega}_r \frac{K_e}{L_q} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.12})$$

D'où l'équation d'état de l'observateur qui s'écrit :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{X}}{dt} = A_1 \hat{X} + B_1 U + C_1 \\ \hat{Y} = I \hat{X} \end{cases} \quad (\text{IV.13})$$

Avec:

$$\hat{X} = \begin{bmatrix} \hat{i}_d & \hat{i}_q \end{bmatrix}^T; U = \begin{bmatrix} V_d & V_q \end{bmatrix}^T; \hat{Y} = \begin{bmatrix} \hat{i}_d & \hat{i}_q \end{bmatrix}^T;$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_d} & \hat{\omega}_r \frac{L_q}{L_d} \\ -\hat{\omega}_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{1}{\tau_q} \end{bmatrix}; B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix}; C_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ -\hat{\omega}_r \frac{K_e}{L_q} \end{bmatrix}; I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Sachant que les deux modèles (de référence et ajustable) utilisent les mêmes entrées (tensions statoriques), on définit alors les écarts des courants statoriques dans un repère lié au rotor, comme ci dessous:

$$\begin{cases} \varepsilon_d = i_d - \hat{i}_d \\ \varepsilon_q = i_q - \hat{i}_q \end{cases} \quad (\text{IV.14})$$

$$\begin{cases} \frac{d\varepsilon_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} \varepsilon_d + \frac{L_q}{L_d} \omega_r i_q - \frac{L_q}{L_d} \hat{\omega}_r \hat{i}_q \\ \frac{d\varepsilon_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} \varepsilon_q - \frac{L_d}{L_q} \omega_r i_d + \frac{L_d}{L_q} \hat{\omega}_r \hat{i}_d + \frac{K_e}{L_q} \hat{\omega}_r - \frac{K_e}{L_q} \omega_r \end{cases} \quad (\text{IV.15})$$

En ajoutant et en soustrayant le terme $\frac{L_q}{L_d} \hat{\omega}_r i_q$ dans le système (IV.15), on obtient finalement :

$$\begin{cases} \frac{d\varepsilon_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} \varepsilon_d + \frac{L_q}{L_d} \hat{\omega}_r \varepsilon_q + \frac{L_q}{L_d} (\omega_r - \hat{\omega}_r) i_q \\ \frac{d\varepsilon_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} \varepsilon_q - \frac{L_d}{L_q} \hat{\omega}_r \varepsilon_d - \frac{K_e}{L_q} (\omega_r - \hat{\omega}_r) - \frac{L_d}{L_q} (\omega_r - \hat{\omega}_r) i_d \end{cases} \quad (\text{IV.16})$$

En écriture matricielle, les écarts des courants statoriques deviennent :

$$\begin{bmatrix} \frac{d\varepsilon_d}{dt} \\ \frac{d\varepsilon_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & \hat{\omega}_r \frac{L_q}{L_d} \\ -\hat{\omega}_r \frac{L_q}{L_d} & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{L_q}{L_d} i_q \\ -\frac{L_d}{L_q} i_d - \frac{K_e}{L_q} \end{bmatrix} (\omega_r - \hat{\omega}_r) \quad (IV.17)$$

Finalement nous pouvons écrire l'erreur d'estimation sous la forme d'équation d'état comme suit:

$$p[\varepsilon] = [A][\varepsilon] + [W] \quad (IV.18)$$

avec :

$[\varepsilon]$: la différence entre le modèle de référence et le modèle ajustable;

$[W]$: le bloc de contre réaction, qui constitue l'entrée du bloc linéaire.

Les équations (IV.17) et (IV.18) constituent un système en contre réaction non linéaire représenté par la figure IV.16. En effet, ce système peut être schématisé par un bloc linéaire décrit par la matrice de transfert $H(p) = (p[I] - [A])^{-1}$ et une partie non linéaire d'entrée $\varepsilon(t)$ et de sortie $W(\varepsilon, t)$.

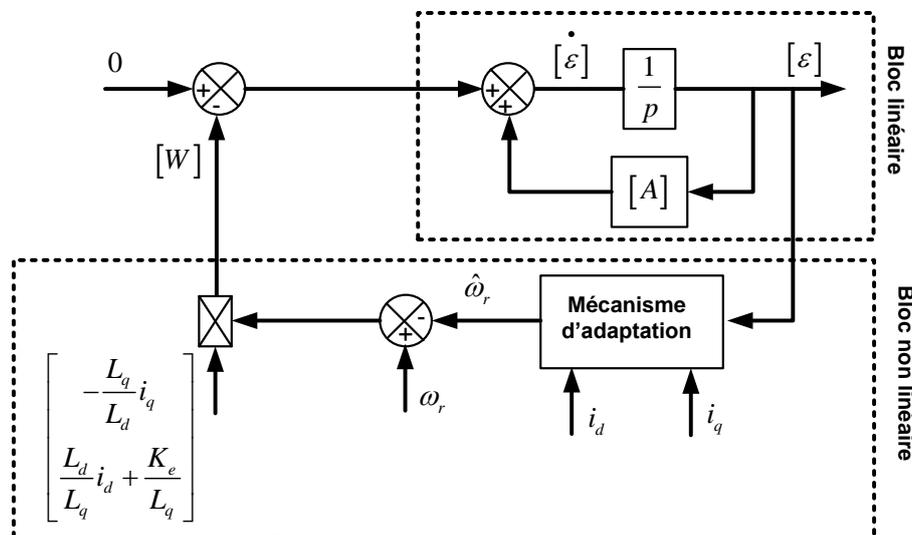


Figure IV.16 : Schéma équivalent de la MRAS sous la forme d'un système bouclé.

La condition nécessaire et suffisante pour que le système de contre réaction soit hyperstable est que $H(p)$ soit une matrice réelle strictement positive ou par équivalence que tous les pôles des éléments de cette matrice soient à parties réelles négatives.

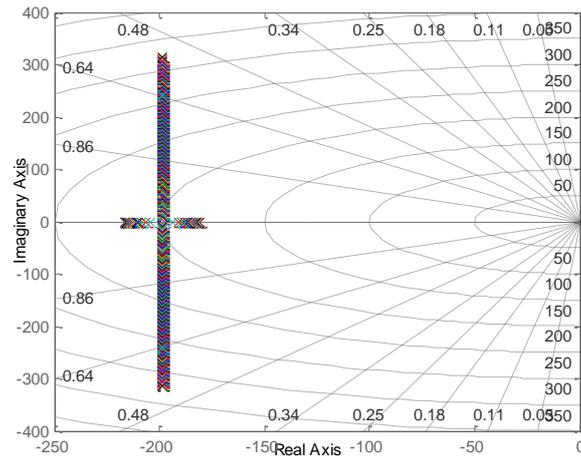


Figure IV.17: Trajectoires de pôles de $H(p)$, $\omega_r = 0 \rightarrow \pm 314$ elec.rad/s.

L'étude des lieux de pôles de la matrice de transfert $H(p)$, relatifs à la machine synchrone, est donnée par la figure IV.17. En effet, d'après les lieux des pôles, on peut remarquer que les parties réelles des pôles de $H(p)$ sont négatives. Enfin, nous pouvons énoncer que la matrice $H(p)$ est une matrice définie positive.

Après avoir montré que la matrice de transfert $H(p)$ est définie positive, nous présenterons dans la section suivante l'étude de stabilité de l'observateur MRAS.

III.1.3 Etude de stabilité de l'observateur MRAS

Pour résoudre le problème de stabilité dans notre système, nous allons utiliser la théorie de l'hyperstabilité introduite par Popov's au début des années soixante-dix [Lan-79]. Pour être considéré comme hyperstable, le bloc de contre réaction doit satisfaire l'inégalité de Popov's:

$$\int_0^{t_1} [\varepsilon]^T [W] dt \geq -\chi^2 \quad \text{pour } t_1 \geq 0 \quad (\text{IV.19})$$

avec χ une constante positive.

L'estimation de la vitesse rotorique est donnée par:

$$\hat{\omega}_r = A_2([\varepsilon]) + \int_0^{t_0} A_1([\varepsilon]) dt \quad (\text{IV.20})$$

où A_1, A_2 sont des fonctions non linéaires de $\varepsilon_d, \varepsilon_q$.

En utilisant l'expression de $[W]$, la quantité (IV.19) est équivalente à

$$\int_0^{t_0} \left\{ \left[\varepsilon_d \begin{pmatrix} L_q \\ L_d \end{pmatrix} i_q \right] - \left[\varepsilon_q \begin{pmatrix} L_d \\ L_q \end{pmatrix} i_d + \frac{K_e}{L_q} \right] \right\} [\omega_r - \hat{\omega}_r] dt \geq -\gamma_0^2 \quad (\text{IV.21})$$

En utilisant l'équation (IV.20), le critère de Popov's pour le système actuel devient:

$$\int_0^{t_0} \left\{ \left[\varepsilon_d \left(\frac{L_q}{L_d} i_q \right) \right] - \left[\varepsilon_q \left(\frac{L_d}{L_q} i_d + \frac{K_e}{L_q} \right) \right] \right\} \int_0^{t_0} \left\{ \left[\omega_r - A_2([\varepsilon]) - \int_0^{t_0} A_1([\varepsilon]) dt \right] \right\} dt \geq -\gamma_0^2 \quad (\text{IV.22})$$

Et en appliquant l'inégalité suivante ([Lan-69]):

$$\int_0^{t_0} k [pf(t)] f(t) dt \geq -\frac{1}{2} kf(0)^2, k > 0 \quad (\text{IV.23})$$

En comparant les équations (IV.23) et (IV.19), les expressions de A_1 et A_2 s'expriment comme suit:

$$A_1 = K_1 \left[\frac{L_q}{L_d} i_q \varepsilon_d - \frac{L_d}{L_q} i_d \varepsilon_q - \frac{K_e}{L_q} \varepsilon_q \right]; A_2 = K_2 \left[\frac{L_q}{L_d} i_q \varepsilon_d - \frac{L_d}{L_q} i_d \varepsilon_q - \frac{K_e}{L_q} \varepsilon_q \right] \quad (\text{IV.24})$$

avec K_1 et K_2 sont des constantes positives appelées gains d'adaptation.

A partir de la structure générale du mécanisme d'adaptation, l'estimation de la vitesse de rotation $\hat{\omega}_r$ est une fonction de l'erreur ε . Dans le but d'améliorer la réponse de l'algorithme d'adaptation, nous allons utiliser un régulateur PI afin d'estimer la vitesse rotorique. D'où l'estimation de la vitesse de rotation donnée sous la forme suivante :

$$\hat{\omega}_r = K_{i\omega_r_est} \int_0^t \left[\frac{L_q}{L_d} i_q \varepsilon_d - \frac{L_d}{L_q} i_d \varepsilon_q - \frac{\Phi_{md}}{L_q} \varepsilon_q \right] dt + K_{p\omega_r_est} \left[\frac{L_q}{L_d} i_q \varepsilon_d - \frac{L_d}{L_q} i_d \varepsilon_q - \frac{\Phi_{md}}{L_q} \varepsilon_q \right] + \hat{\omega}_r(0) \quad (\text{IV.25})$$

Avec $K_{i\omega_r_est}$ et $K_{p\omega_r_est}$ qui sont les gains du régulateur PI pour corriger l'erreur entre la vitesse réelle et celle estimée.

Enfin, la position électrique estimée du rotor est obtenue en intégrant la vitesse estimée du rotor.

$$\hat{\theta}_r = \int_0^t \hat{\omega}_r dt + \theta_{r0} \quad (\text{IV.26})$$

avec θ_{r0} représentant la condition initiale sur la position électrique estimée.

Ainsi, le mécanisme d'adaptation adéquat est déduit en utilisant le critère d'hyperstabilité de Popov's [Lan-79], [Lan-69]. Cette loi intégrale garantit la stabilité du système global. Dans cette phase, on considère que les deux paramètres $\hat{\omega}_r$ et ω_r varient au cours du temps, et chacun peut être considéré comme une entrée de l'équation statorique (IV.17). L'étude de la réponse dynamique de l'estimation de la vitesse rotorique nécessite une

linéarisation des équations statoriques pour une petite variation autour d'un point de fonctionnement. En conséquence, les variations de l'erreur sont décrites par l'équation suivante :

$$\Delta\varepsilon(t) = \varepsilon(t) - \varepsilon(t - \Delta T) \quad (\text{IV.27})$$

Pour obtenir de meilleures performances, nous avons utilisé la commande à flux orienté, comme elle a été décrite dans le chapitre III. Ce type de commande consiste à annuler le courant statorique suivant l'axe direct. En effet, cette propriété sera ensuite utilisée dans le calcul de la fonction de transfert qui relie $\Delta\varepsilon_\omega$ avec $\Delta\hat{\omega}_r$.

A partir des équations (IV.18) et (IV.24) nous obtenons la fonction de transfert qui relie $\Delta\varepsilon_\omega$ avec $\Delta\hat{\omega}_r$:

$$\left. \frac{\Delta\varepsilon_\omega}{\Delta\hat{\omega}_r} \right|_{\Delta\omega_r=0} = G_{p-\hat{\omega}_r} = \frac{K_L^2 (p + T_d) + K_L i_q \omega_r}{[(p + T_d)(p + T_q) + \omega_r^2]} \quad (\text{IV.28})$$

avec $K_L = \frac{K_e}{L_q}$; $T_d = \frac{1}{\tau_d}$ et $T_q = \frac{1}{\tau_q}$

En effet, le schéma-bloc en boucle fermée de la réponse dynamique de l'estimation de la vitesse rotorique par la méthode MRAS est donné par la figure IV.18.

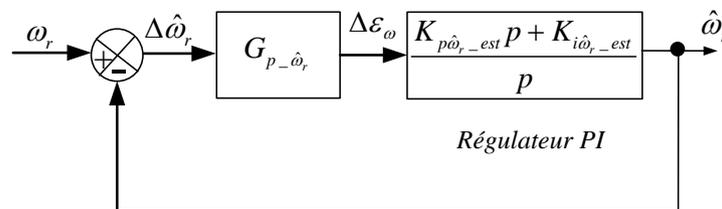


Figure IV.18 : Schéma-bloc en boucle fermée de l'estimation de la vitesse rotorique.

A partir de la figure IV.18, nous obtenons la fonction de transfert reliant $\Delta\hat{\omega}_r$ et ω_r :

$$\frac{\hat{\omega}_r}{\Delta\hat{\omega}_r} = G_{p-\hat{\omega}_r} \left(\frac{K_{p\hat{\omega}_r-est} p + K_{i\hat{\omega}_r-est}}{p} \right) \quad (\text{IV.29})$$

Le choix des valeurs de $K_{p\hat{\omega}_r-est}$ et $K_{i\hat{\omega}_r-est}$ a été déterminé afin d'obtenir une stabilité globale du système. Nous validons ce choix par l'étude du placement des pôles de l'observateur et des pôles du système, à l'aide du logiciel MATLAB. La plage de variation de ω_r qui remplit cette condition déterminée en analysant le lieu des pôles du système, est $\omega_r = [-314, 314]$. Dans cet intervalle, avec un pas de 1 rad/s, tous les pôles en boucle fermée sont à

parties réelles négatives et donc, le système est stable sur toute la plage de variation de ω_r . Le placement de pôles du système en boucle fermée dans le plan complexe avec $K_{i\hat{\omega}_r_est} = 4000$ et $K_{p\hat{\omega}_r_est} = 150$ est présenté sur la figure IV.19.

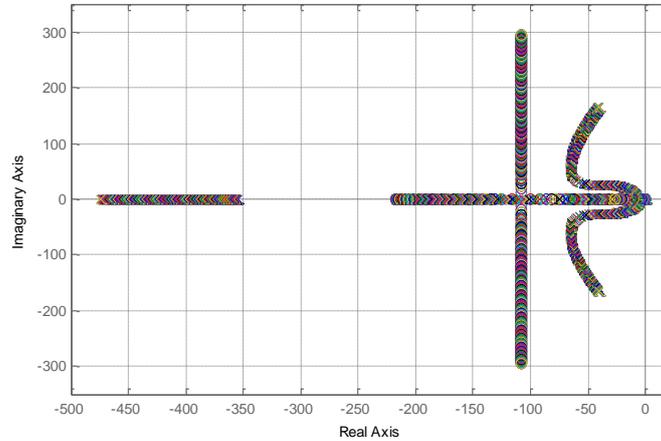


Figure IV.19 : Placement des pôles dans le plan complexe ($K_{p\hat{\omega}_r_est} = 150$ et $K_{i\hat{\omega}_r_est} = 4000$).

En effet, le placement des pôles dans le plan complexe a permis de montrer que les gains pour l'estimateur de la vitesse sont adéquats afin d'éviter des problèmes d'instabilité.

Dans ce travail, nous avons développé un estimateur adaptatif permettant d'estimer la vitesse de rotation et la position du rotor de la machine synchrone à pôles saillants, en utilisant les équations électriques dans le repère $d-q$. Ainsi, la figure IV.20 représente le schéma bloc de la commande vectorielle sans capteur mécanique de la MSAP.

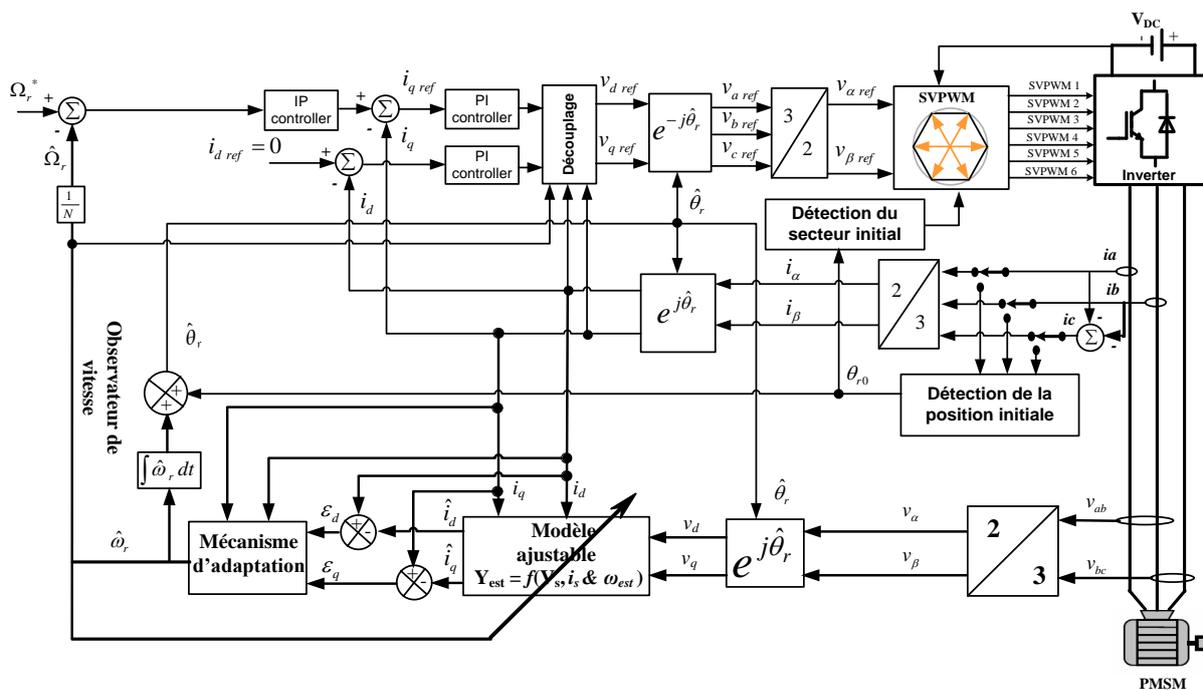


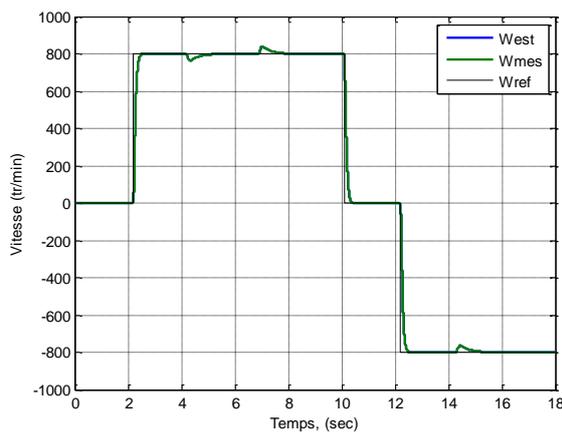
Figure IV.20 : Schéma bloc de la commande sans capteur mécanique par la méthode MARS.

III.1.4 Résultats de simulation par la technique MRAS

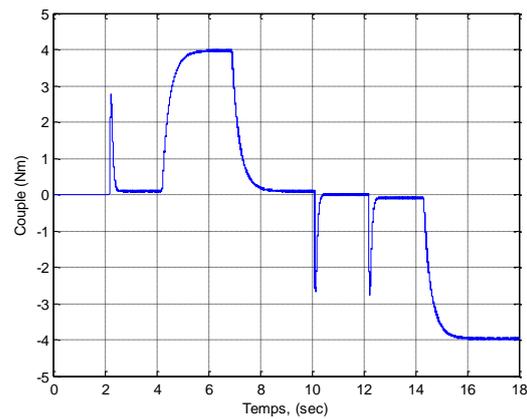
La simulation en boucle fermée signifie qu'on remplace le capteur de position par son estimateur de vitesse algorithmique dans la boucle de régulation de vitesse. Le schéma de principe de simulation est donné par la figure IV.21. Dans le but de tester les performances et la robustesse de la commande vectorielle sans capteur de vitesse par la méthode MRAS, quelques simulations numériques ont été effectuées :

- Application d'une référence de vitesse de 800 tr/mn, application et annulation d'un couple de charge nominal aux instants $t=4s$ et $t=7s$, avec une inversion de sens de rotation à l'instant $t=12s$ (figure IV.21).

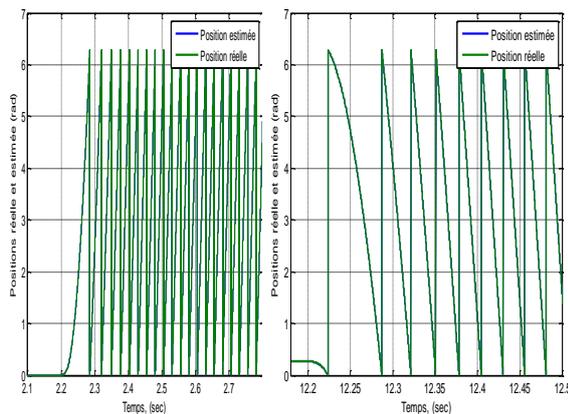
Les simulations sont effectuées pour les paramètres nominaux de la machine et pour des valeurs de $K_{p\hat{\omega}_r_est}$ et $K_{i\hat{\omega}_r_est}$ constantes ($K_{p\hat{\omega}_r_est} = 150$ et $K_{i\hat{\omega}_r_est} = 4000$).



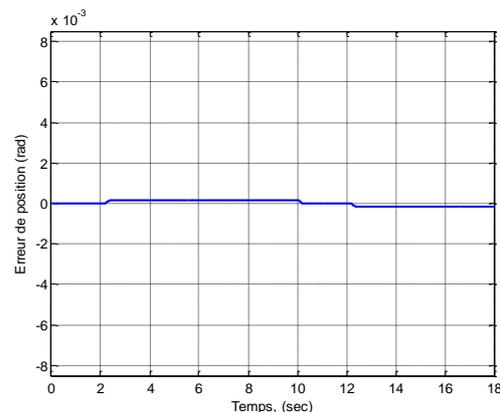
(a) Vitesse de référence, réelle et estimée.



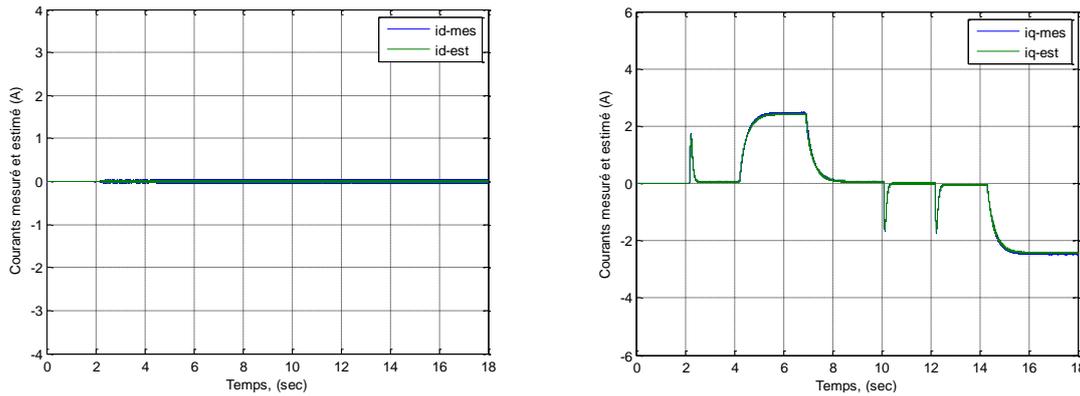
(d) Couple de charge.



(b) Allures des positions, réelle et estimée.



(c) Erreur sur la position électrique.



(e) Courants réel et estimé suivant l'axe d. (f) Courants réel et estimé suivant l'axe q.

Figure IV.21 : Allure de vitesses de référence, réelle et estimée lors d'une commande sans capteur de la MSAP pour un cycle de vitesse de 800 et -800 (tr/min).

La figure IV.21 présente toutes les grandeurs estimées par la méthode MRAS. On constate que les valeurs estimées présentent un régime transitoire sans dépassement. Dans la figure IV.21 (a), on remarque que la réponse de la vitesse estimée est semblable avec celle mesurée en suivant la vitesse de référence. La figure IV.21 (b) présente les allures des positions réelles et estimées pendant le démarrage et l'inversion du sens de rotation. L'erreur entre ces deux positions est présentée dans la figure IV.21 (c).

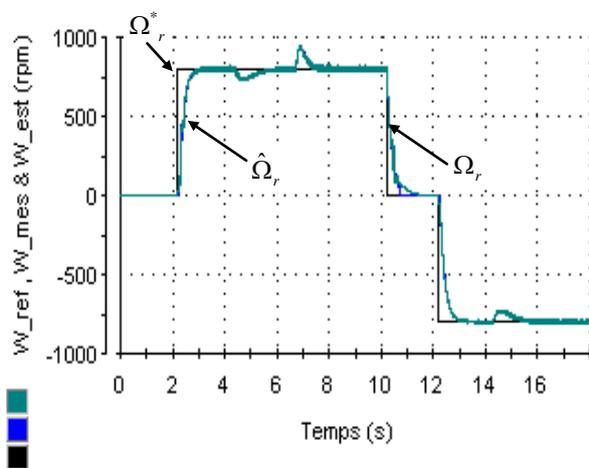
Pendant le régime transitoire de l'observateur MRAS, l'erreur d'estimation de la position ne dépasse pas 0.0015 rad. La figure IV.21 (e) et IV.21 (f) montrent que les composantes statoriques de l'axe q et de l'axe d des courants estimés ne dépassent pas leurs valeurs réelles en régime permanent. La figure IV.21 (e) montre que le flux rotorique est bien orienté selon l'axe d . En effet, les résultats de simulations montrent que les grandeurs estimées par l'observateur MRAS convergent vers celles mesurées pendant tout le cycle de fonctionnement (figure IV.21).

III.1.5 Résultats expérimentaux de la commande vectorielle sans capteur mécanique avec estimation de la vitesse par la méthode MRAS

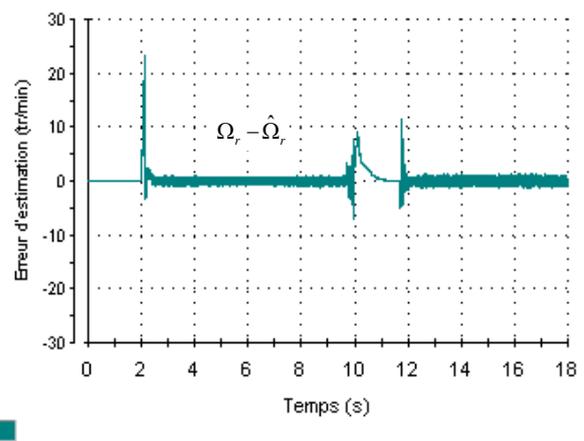
Dans la partie expérimentale, nous allons implanter les méthodes choisies et validées par simulations dans les parties précédentes qui sont :

- Détection de la position initiale avant le démarrage du moteur par technique d'application des vecteurs tests;
- Commande par orientation de flux rotorique;
- Méthode MRAS.

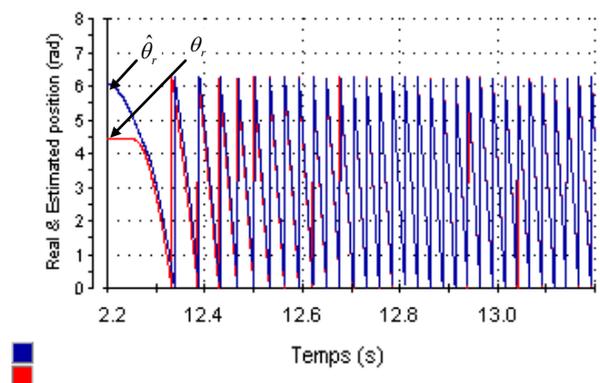
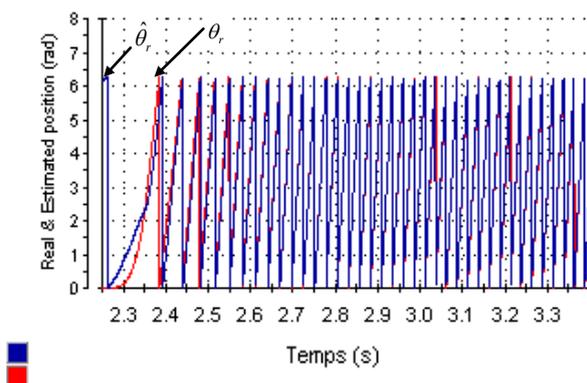
Dans cet essai nous avons démarré le moteur avec une position initiale nulle (dans ce cas $\theta_0 = 0$). Cette commande a été antérieurement implantée sur le banc expérimental (Chapitre III). Pour les gains utilisés pour l'estimateur de la vitesse rotorique ($K_{i\omega_r_est}$ et $K_{p\omega_r_est}$), nous avons utilisé des valeurs proches de celles obtenues dans la partie simulation. Les résultats expérimentaux de la commande sans capteur de la MSAP pour un cycle de vitesse de 800 et -800 (tr/min), avec application d'un couple de charge de 4 Nm sont donnés par la figure IV.22 suivante :



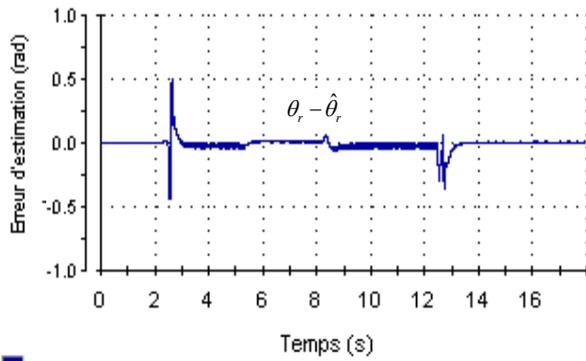
(a) Vitesse de référence, réelle et estimée.



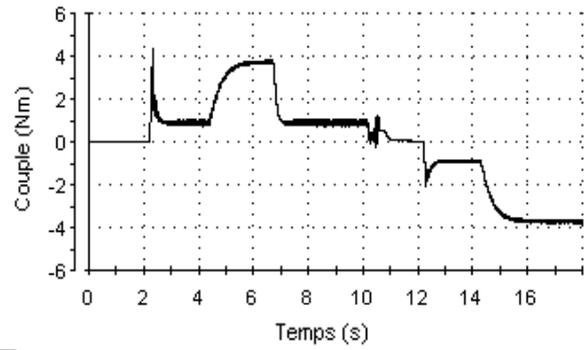
(b) Erreur sur la vitesse mécanique.



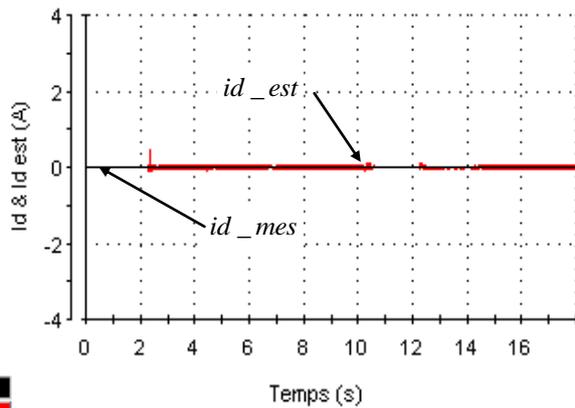
(c) Allures de position, réelle et estimée.



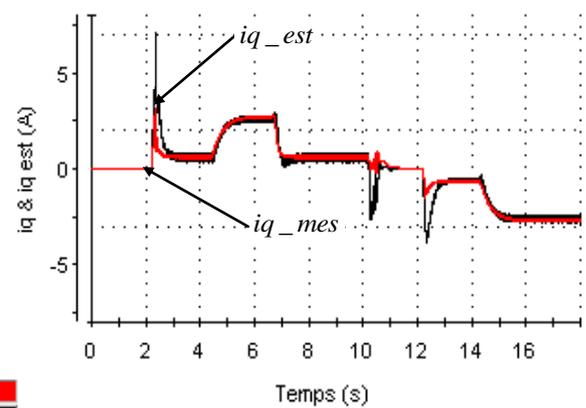
(d) Erreur sur la position électrique.



(e) Couple de charge.



(f) Courants réel et estimé suivant l'axe d.



(g) Courants réel et estimé suivant l'axe q.

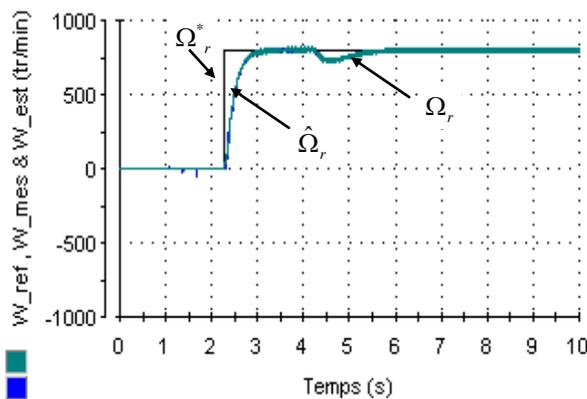
Figure IV.22: Commande sans capteur de la MSAP pour un cycle de vitesse de 800 et -800 (tr/min), avec application d'un couple de charge de 4 Nm.

La figure IV.22 (a) montre que la vitesse réelle suit la valeur estimée dans le cas de la commande sans capteur de la MSAP pour un cycle de vitesse de 800 et -800 (tr/min). La figure IV.22 (b) donne l'allure de l'erreur sur la vitesse mécanique. La figure IV.22 (e) montre les variations du couple de charge pendant le cycle de fonctionnement. La figure IV.22 (d) montre l'évolution de l'erreur sur la position électrique pendant le cycle de fonctionnement. A partir de cette figure, on constate que la position estimée est confondue avec celle mesurée pendant ce cycle. Ainsi, lors de l'application du couple de charge de valeur 4Nm (100% du couple nominal) entre les instants $t = 4.2s$ et $t = 14s$, l'erreur sur la position varie légèrement (0.15 rad) mais après l'annulation de la charge elle se stabilise à une valeur qui ne dépasse pas 0.08 rad. Lors de l'inversion du sens de rotation, nous pouvons vérifier sur la figure IV.22 (c) que le moteur change bien de sens de rotation et que la position estimée converge vers la position réelle.

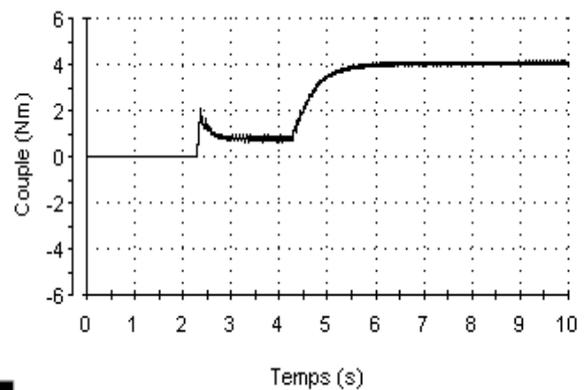
Les figures IV.22 (f) et IV.22 (g) montrent les grandeurs estimées par la technique MRAS. Pour les deux courbes, on remarque que les deux courants estimés (direct et en quadrature) présentent un bon régime transitoire. En effet, ils convergent rapidement vers les grandeurs mesurées.

III.1.6 Estimation de la vitesse par l'observateur MRAS avec détection de la position initiale

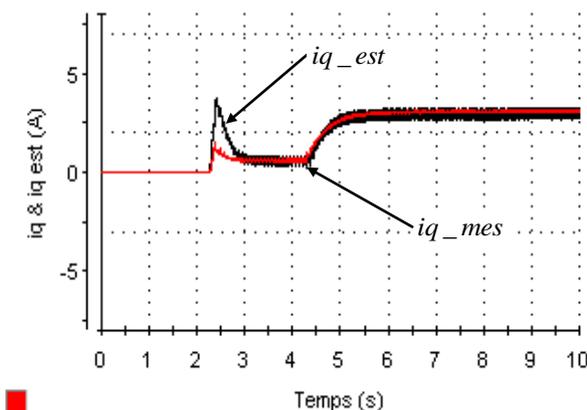
Cette partie est destinée à étudier la faisabilité de l'intégration de l'algorithme de détection de la position initiale dans le système de commande vectorielle sans capteur mécanique par la méthode MRAS. En effet, nous donnons quelques résultats pratiques de la commande en vitesse de la MSAP avec estimation de la position du rotor au démarrage. Après avoir estimé la position initiale par l'algorithme décrit dans la section II, cette dernière est ajoutée à la position électrique ($\hat{\theta}_r$) estimée par l'observateur MRAS en régime permanent.



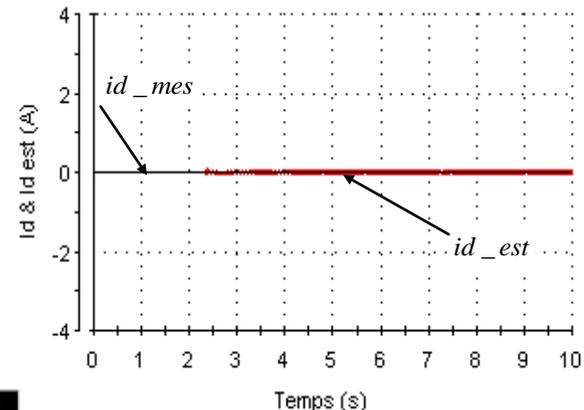
(a) Vitesse mesurée et estimée.



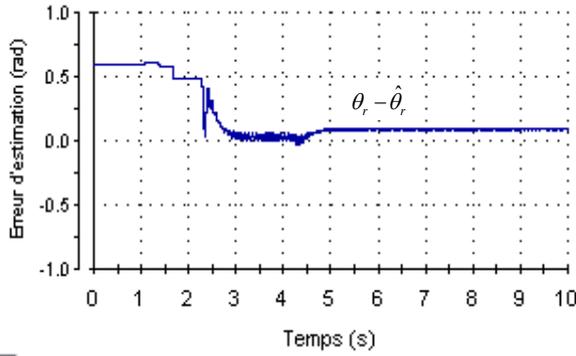
(b) Couple de charge.



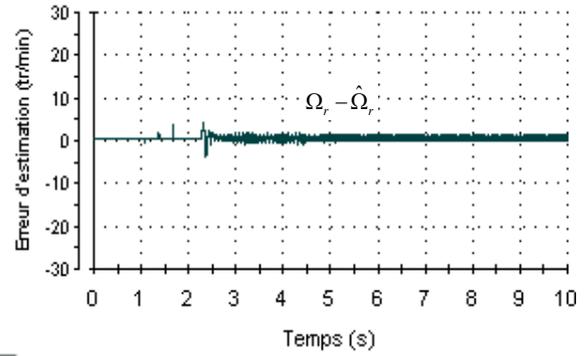
(c) Allures des courants mesuré et estimé d'axe q.



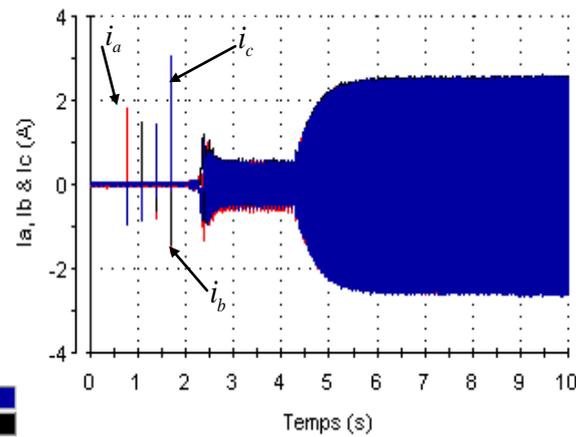
(d) Allures des courants mesuré et estimé d'axe d.



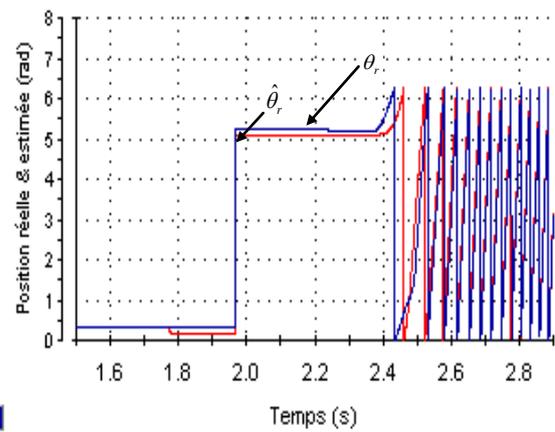
(e) Erreur sur la position électrique.



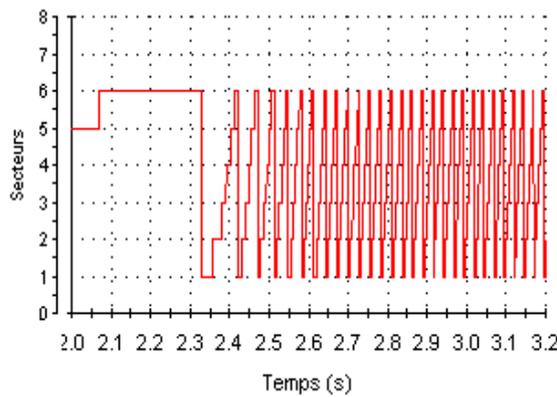
(f) Erreur sur la vitesse mécanique.



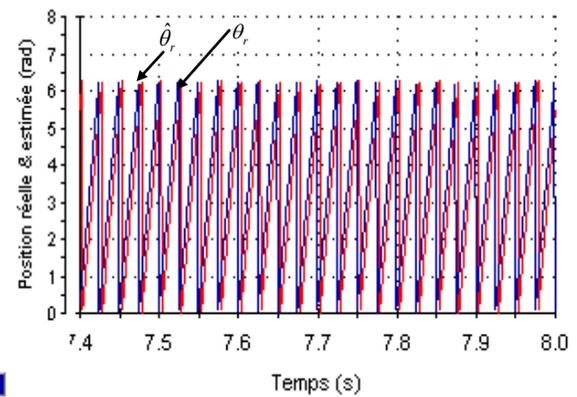
(g) Allures des courants statoriques mesurés i_a , i_b et i_c .



(h) Position électrique mesurée θ_r et celle estimée $\hat{\theta}_r$.



(i) Zoom sur les variations des secteurs (secteur initial égale à 5).



(j) Zoom sur les positions électrique mesurée θ_r et celle estimée $\hat{\theta}_r$.

Figure IV.23 : Résultats expérimentaux de la réponse dynamique du MSAP, avec application d'un couple de charge de 4 Nm.

Après avoir appliqué les signaux tests, et en analysant la réponse en vitesse de la MSAP avant le démarrage, nous pouvons constater que le moteur présente une petite oscillation autour de sa position d'équilibre et reste immobile. Il est à noter que dans cet essai, nous avons bien choisi les instants d'applications des impulsions de tension (les vecteurs tests présentés par la figure IV.4) afin de visualiser leurs effets avant le démarrage du moteur. La figure IV.23 (a) présente la réponse de la vitesse mesurée et celle estimée en présence d'un échelon de 800 tr/min (à l'instant $t=2.5s$) avec application du couple de charge à l'instant $t=4.3s$. On constate la stabilité et la convergence de la vitesse estimée vers sa valeur réelle. Les figures IV.23 (c) et IV.23 (d) montrent que les courants d'axe direct d et d'axe en quadrature q observés suivent les variables mesurées avec une bonne concordance. La figure IV.23 (e) présente les résultats expérimentaux de l'erreur sur la position électrique d'une commande sans capteur du MSAP.

La figure IV.23 (g) montre (entre les instants $t=0.5s$ et $t=1.5s$) les pics des courants statoriques mesurés i_a , i_b et i_c lorsque les impulsions de tensions sont appliquées au moteur. Il est à remarquer qu'une fois la position initiale θ_{r0} estimée, le moteur peut démarrer dans le sens imposé par la commande en utilisant la position estimée par l'observateur MRAS sans risque d'instabilité ou décrochage. La figure IV.23 (i) illustre l'évolution du secteur au moment du démarrage du moteur. Nous observons que le sens de rotation du rotor au démarrage est correct ce qui engendre une bonne estimation de la position et de la vitesse (figure IV.23 (a) et IV.23 (h)). Ainsi, à partir de plusieurs essais nous avons constaté que quelque soit la position initiale du rotor, l'algorithme détecte cette position et le démarrage du moteur est parfaitement assuré.

Enfin, la figure IV.23 montre les résultats expérimentaux d'une commande sans capteur de la MSAP avec intégration de l'algorithme de détection de la position initiale, et ce pour une période T_e égale à 150 μs et un temps d'exécution égal à 40 μs (égal à 26,66 % de la période T_e).

III.2 Estimation de la position et de la vitesse par l'observateur non linéaire

Dans les années 60, Rudolf Kalman a introduit la notion de l'observabilité pour les systèmes linéaires. En effet, l'observabilité devient un concept très important dans les outils de l'automatique et du traitement de signal. En général, pour reconstruire la sortie d'un processus, il faut savoir, si les variables d'état sont observables ou non [Gha-05]. En plus,

pour des raisons technologiques (de réalisation, de matériel, etc.) et dans de nombreuses applications les dimensions du vecteur de sortie sont inférieures à celles du vecteur d'état. Ceci entraîne qu'à un instant t donné on ne peut pas déduire algébriquement l'état $x(t)$ de la sortie $y(t)$.

Dans le cas général, un observateur est utilisé dans le but d'estimer le vecteur d'état du système. La comparaison de la sortie mesurée à sa valeur estimée permet de générer des signaux capables de nous décrire l'état du moteur. Par ailleurs, le principe de fonctionnement d'un observateur est la correction de l'erreur entre la sortie réelle et celle reconstruite. A partir des équations électriques de la MSAP à pôles saillants, nous avons développé un observateur non linéaire permettant d'estimer la position électrique du rotor. Le schéma du principe de l'estimation de la position électrique par l'observateur non linéaire est présenté par la figure IV.24.

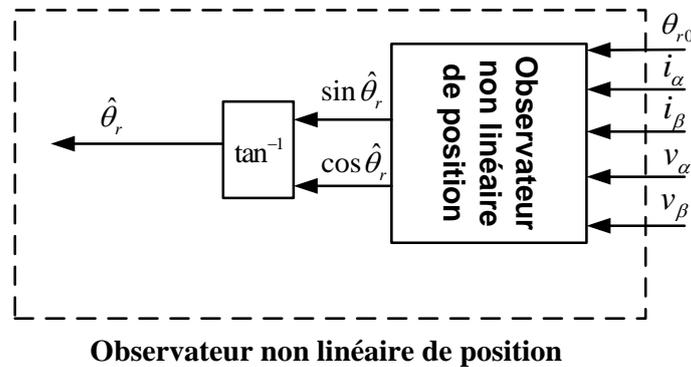


Figure IV.24: Estimation de la position électrique par l'observateur non linéaire.

Le choix du référentiel pour l'application de l'observateur non linéaire est essentiel; le cas idéal consiste à utiliser le référentiel de *Park* lié au rotor. Cette solution n'est pas adaptée pour une commande sans capteur avec une haute performance statique et dynamique, car les quatre entrées (deux courants et deux tensions) de l'estimateur sont dépendantes de la position estimée. Pour avoir une commande sans capteur dans un référentiel lié au stator, il est indispensable d'utiliser la transformation de *Clark* qui utilise les repères d'axes $(\alpha-\beta)$.

III.2.1 Mise en équations de l'observateur non linéaire

Dans le travail présenté dans [Lee-10], [Ort-11], les auteurs ont utilisé un observateur non linéaire pour l'estimation de la position du rotor pour la MSAP à pôles lisses (dans ce cas, la valeur de l'inductance de chacun des enroulements statoriques ne varie pas en fonction de la position). Dans ce travail, nous avons développé ce type d'observateur pour les MSAP à pôles saillants [Kh11-12], [Kh12-12].

Les équations électriques de la MSAP à pôles saillants dans le référentiel lié au stator sont exprimées sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} &= R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} L_\Sigma + L_\Delta \cos(2\theta_r) & L_\Delta \sin(2\theta_r) \\ L_\Delta \sin(2\theta_r) & L_\Sigma - L_\Delta \cos(2\theta_r) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \\ &+ \omega_r \begin{bmatrix} -L_\Delta \sin(2\theta_r) & L_\Delta \cos(2\theta_r) \\ L_\Delta \cos(2\theta_r) & L_\Delta \sin(2\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (IV.30)$$

avec : $L_\Sigma = L_d + L_q$, $L_\Delta = L_d - L_q$, $e_\alpha = -K_e \omega_r \sin(\theta_r)$ et $e_\beta = K_e \omega_r \cos(\theta_r)$.

Les équations électriques du moteur dans un référentiel lié au stator (IV.30) peuvent être représentées sous la forme suivante:

$$\frac{d}{dt} \left[\left(\frac{L_\Sigma}{2} I_2 + \frac{L_\Delta}{2} P(2\theta_r) \right) i_{\alpha\beta} \right] = -R_s i_{\alpha\beta} + K_e \omega_r \begin{bmatrix} \sin(\theta_r) \\ -\cos(\theta_r) \end{bmatrix} + v_{\alpha\beta} \quad (IV.31)$$

avec $I_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$, $P(2\theta_r) = \begin{bmatrix} \cos(2\theta_r) & \sin(2\theta_r) \\ \sin(2\theta_r) & -\cos(2\theta_r) \end{bmatrix}$

avec $i_{\alpha\beta} = [i_\alpha, i_\beta]^T$ et $v_{\alpha\beta} = [v_\alpha, v_\beta]^T$ sont respectivement les courants et les tensions des phases statoriques.

La structure de l'observateur de position est basée sur la nouvelle variable d'état x comme suit:

$$x = Q i_{\alpha\beta} + K_e \begin{bmatrix} \cos \theta_r \\ \sin \theta_r \end{bmatrix} \quad (IV.32)$$

avec $Q = \frac{L_\Sigma}{2} I_2 + \frac{L_\Delta}{2} P(2\theta_r)$.

Dans un repère lié au stator, le vecteur de mesure est défini comme suit:

$$y = -R_s i_{\alpha\beta} + v_{\alpha\beta} \quad (IV.33)$$

Par conséquent, les équations (IV.31) et (IV.33) peuvent être réduites à:

$$\frac{d}{dt} x = y = \frac{d}{dt} (Q i_{\alpha\beta}) - \omega_r K_e \begin{bmatrix} \sin \theta_r \\ -\cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (IV.34)$$

Pour construire l'observateur non linéaire, on définit la fonction suivante :

$$\sigma(x) = x - Q i_{\alpha\beta} \quad (IV.35)$$

A partir des équations (IV.32) et (IV.35), la norme euclidienne de $\sigma(x)$ peut être écrite comme suit:

$$\|\sigma(x)\|^2 = K_e^2 \quad (\text{IV.36})$$

Nous pouvons exprimer alors le système dynamique de la manière suivante:

$$\begin{cases} \dot{x} = y \\ z = h(x, t) \end{cases} \quad (\text{IV.37})$$

avec $h(x, t) = \|\sigma(x)\|^2$

Il faut noter que les vecteurs $i_{\alpha\beta}$ et $v_{\alpha\beta}$ sont mesurables et nous supposons que tous les paramètres électriques du moteur R_s, L_d, L_q et K_e sont connus. En plus, dans ces conditions, il est possible d'utiliser un algorithme du gradient [Ort-11], [Ast-07], [Sas-89] pour le système de la forme de (IV.37), en essayant de minimiser l'erreur de la forme:

$$\dot{\hat{x}} = y + \frac{\lambda}{4} \nabla_{\hat{x}} h(\hat{x}, t) [z - h(\hat{x}, t)] \quad (\text{IV.38})$$

où $\frac{\lambda}{4} > 0$ est le gain de recherche du minimum par la méthode du gradient et ∇ est l'opérateur gradient.

A partir de l'équation (IV.38), nous obtenons :

$$\nabla_{\hat{x}} h(\hat{x}, t) = 2\sigma(\hat{x}) \quad (\text{IV.39})$$

En outre, nous avons :

$$z - h(\hat{x}, t) = \|\sigma(x)\|^2 - \|\sigma(\hat{x})\|^2 \quad (\text{IV.40})$$

Nous remplaçons les deux expressions (IV.39) et (IV.40) dans l'équation (IV.38), la dérivée du vecteur d'état estimé est mise en œuvre comme suit:

$$\dot{\hat{x}} = y + \frac{1}{2} \lambda \sigma(\hat{x}) [K_e^2 - \|\sigma(\hat{x})\|^2] \quad (\text{IV.41})$$

où \hat{x} présente l'état estimé du vecteur flux statorique x et λ est le gain de l'observateur non linéaire. Un choix approprié du gain λ permet d'assurer la convergence des erreurs d'estimation. En effet, l'estimation de la variable x est obtenue par l'intégration de l'équation (IV.41) :

$$\hat{x} = \int_0^t y + \frac{1}{2} \lambda \sigma(\hat{x}) [K_e^2 - \|\sigma(\hat{x})\|^2] + \hat{x}_0 \quad (\text{IV.42})$$

avec \hat{x}_0 présente l'état initial de l'estimation de la variable x , qui peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\hat{x}_0 = K_e \begin{bmatrix} \cos \theta_{r0} \\ \sin \theta_{r0} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.43})$$

A noter que le terme $K_e^2 - \|\sigma(\hat{x})\|^2$ présente la différence entre le carré de la constante de f.e.m. K_e et le carré de la norme euclidienne de $\sigma(\hat{x})$.

A partir de l'observation du vecteur x , nous pouvons estimer la position électrique du rotor par les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} \cos \hat{\theta}_r \\ \sin \hat{\theta}_r \end{bmatrix} = \frac{1}{K_e} (\hat{x} - \mathbf{Q}i_{\alpha\beta}) \quad (\text{IV.44})$$

Après estimation de $\cos \hat{\theta}_r$ et $\sin \hat{\theta}_r$, on obtient la position du rotor en utilisant une fonction trigonométrique.

$$\hat{\theta}_r = \tan^{-1} \left(\frac{1}{K_e} (\hat{x} - \mathbf{Q}i_{\alpha\beta}) \right) + \theta_{r0} \quad (\text{IV.45})$$

avec θ_{r0} la position initiale du rotor estimée par l'algorithme décrit dans la section II.

A partir de l'équation (IV.45), nous pouvons constater que l'algorithme de l'observateur non linéaire a besoin de la position du rotor à l'arrêt. Dans notre travail, la position initiale (θ_{r0}) est estimée par l'algorithme décrit dans la section II. Le vecteur initial du flux statorique x est alors calculé en utilisant l'équation (IV.43). On note que la matrice \mathbf{Q} n'est pas utilisée pour calculer x à l'arrêt parce que les courants absorbés par le moteur sont nuls ($i_\alpha = i_\beta = 0$). En effet, nous pouvons dire que les conditions initiales (θ_{r0}, \hat{x}_0) sont utilisées pour démarrer l'algorithme récursif de l'observateur non linéaire.

III.2.2 Estimation de la vitesse rotorique

La dernière contrainte imposée par cette stratégie de commande est l'estimation de la vitesse rotorique. Pour cela, nous avons utilisé un estimateur basé sur un régulateur PI et un intégrateur. Le principe de fonctionnement de cet observateur est identique à celui d'une boucle à verrouillage de phase. Le schéma du principe de cet observateur est présenté par la figure IV.25.

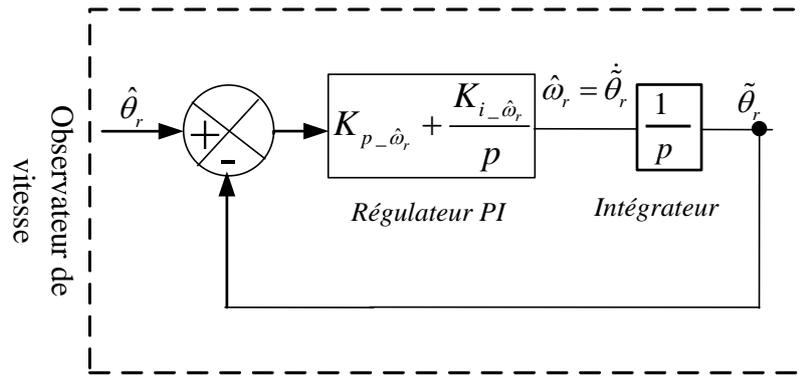


Figure IV.25 : Schéma du principe de l'observateur de vitesse.

Le principe de fonctionnement de cet estimateur est d'utiliser l'écart résultant de la soustraction entre la position estimée (issue de l'observateur non linéaire $\hat{\theta}_r$) et une position modèle (issue de la sortie de l'intégrateur $\tilde{\theta}_r$) [Pre-11]. Cet écart est utilisé par le régulateur PI pour générer la vitesse rotorique estimée et la faire converger vers la valeur réelle. A partir du schéma de principe de l'observateur de vitesse, la fonction de transfert en boucle fermée peut être écrite comme suit:

$$G_{\hat{\theta}_r-cl}(p) = \frac{K_{p-\hat{\omega}_r}p + K_{i-\hat{\omega}_r}}{p^2 + K_{p-\hat{\omega}_r}p + K_{i-\hat{\omega}_r}} \quad (IV.46)$$

La fonction de transfert (IV.46) est un système du second ordre:

$$2\xi_n\omega_n = K_{p-\hat{\omega}_r} \text{ et } \omega_n^2 = K_{i-\hat{\omega}_r}$$

où $K_{p-\hat{\omega}_r}$ et $K_{i-\hat{\omega}_r}$ sont les gains proportionnel et intégral, ω_n est la pulsation propre et ξ_n est le facteur d'amortissement.

La figure IV.26 représente le schéma bloc de la commande vectorielle sans capteur mécanique de la MSAP en utilisant un observateur non linéaire avec estimation de la position initiale à l'arrêt.

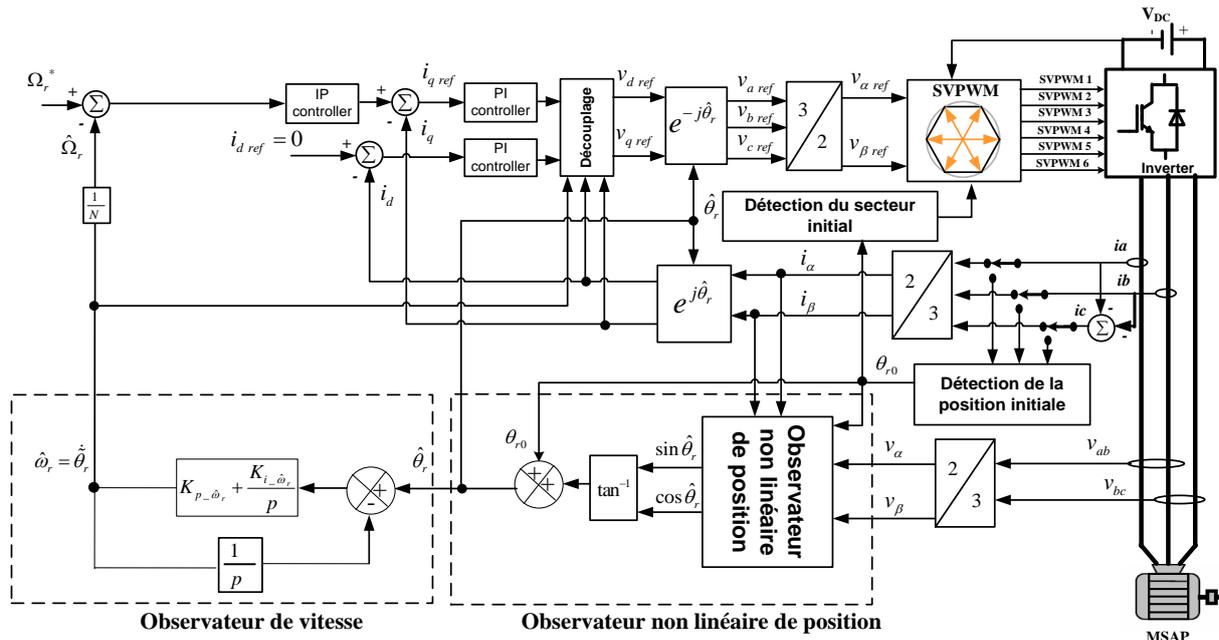
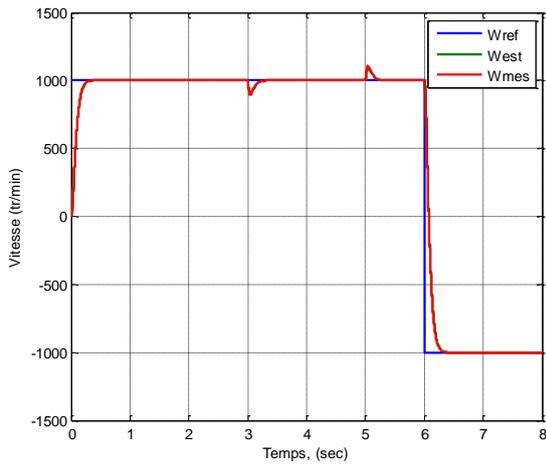


Figure IV.26 : Schéma bloc de la commande sans capteur mécanique.

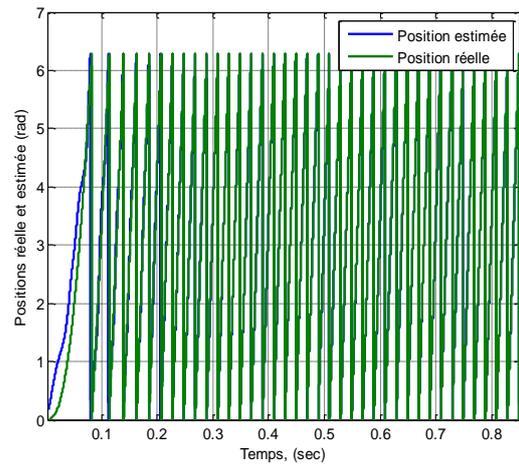
Enfin, la performance de l'estimation de la vitesse du rotor est principalement tributaire du choix des coefficients du régulateur PI. Pour le dimensionnement des paramètres des régulateurs PI de l'observateur de vitesse, on propose d'utiliser un facteur d'amortissement égal à 1 afin d'obtenir une réponse sans dépassement. Dans le but de garantir une bonne estimation à large gamme de vitesse (allant de l'arrêt à la vitesse nominale), nous avons fixé la bande passante de l'observateur à 1000 rad/s. Cette valeur permet d'estimer la vitesse rotorique autour de la vitesse nominale du moteur (la vitesse rotorique nominale est égale à 942 rad/s). De plus, si l'observateur a une bande passante plus large, il devient sensible aux bruits, particulièrement à celui du découpage de la MLI, ce qui réduit la qualité de l'estimation de la vitesse rotorique.

III.2.3 Résultats de simulation avec l'observateur non linéaire

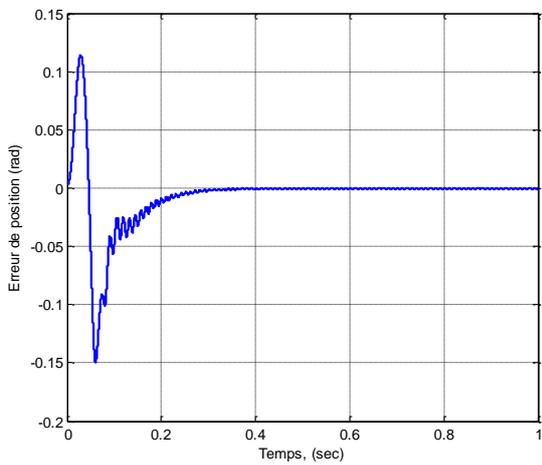
Dans cette partie de l'étude, on présente les résultats de simulation de la commande sans capteur mécanique de la MSAP en utilisant l'observateur non linéaire. Les résultats de simulation pour un cycle de vitesse de 1000 (tr/min) et inversion du sens de rotation, avec application d'un couple de charge de 4 Nm sont donnés par la figure IV.27 suivante:



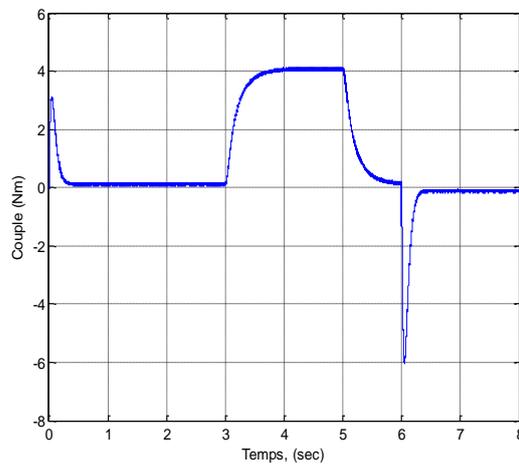
(a) Vitesse de référence, réelles et estimées.



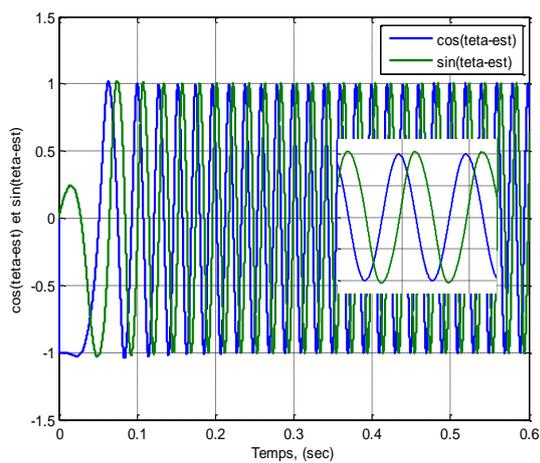
(b) Allures des positions, réelles et estimées.



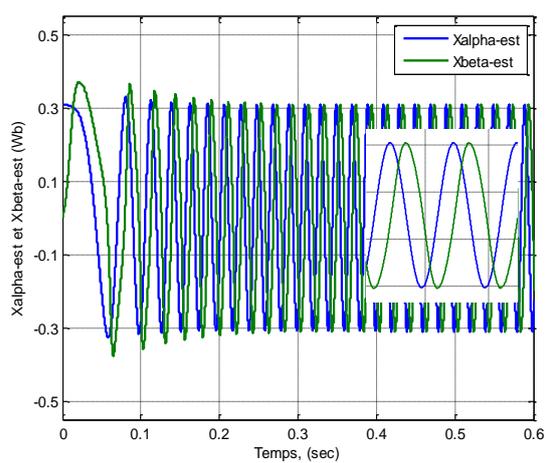
(c) Erreur sur la position électrique.



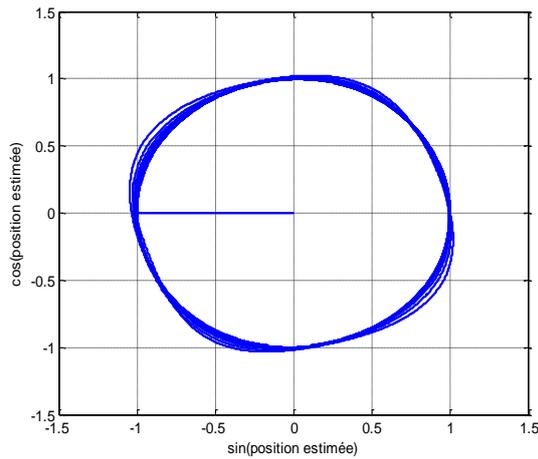
(d) Couple de charge.



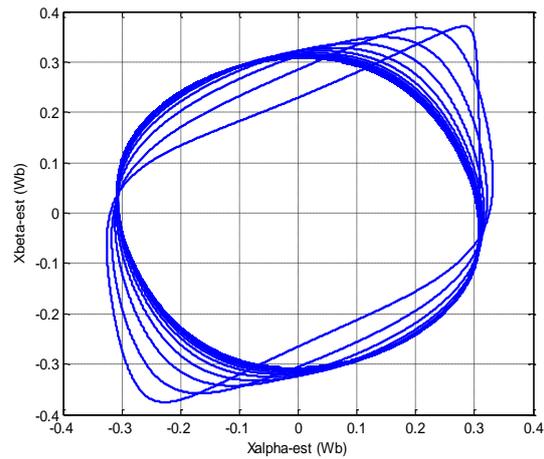
(e) Allures des signaux $\cos \hat{\theta}_r$ et $\sin \hat{\theta}_r$.



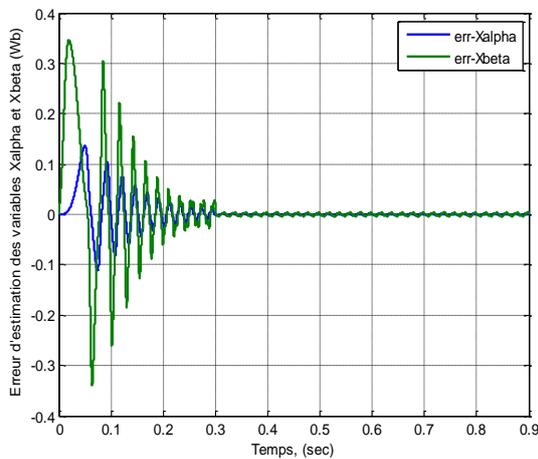
(f) Allures des signaux \hat{x}_α et \hat{x}_β .



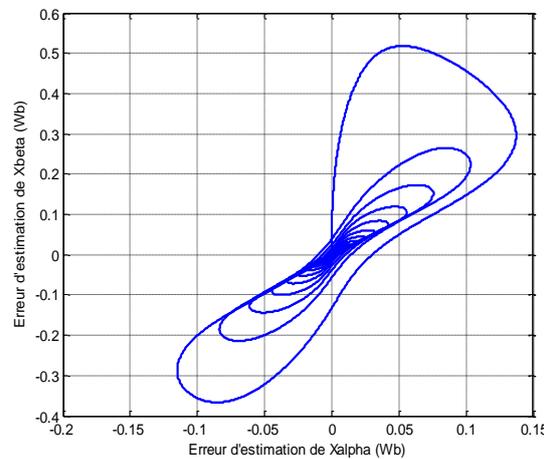
(g) Evolution des signaux $\cos \hat{\theta}_r$ et $\sin \hat{\theta}_r$ dans le plan $\alpha - \beta$.



(h) Evolution des signaux \hat{x}_α et \hat{x}_β dans le plan $\alpha - \beta$.



(i) Erreurs d'estimation des variables \hat{x}_α et \hat{x}_β du MSAP.



(j) Evolution des erreurs d'estimation des variables \hat{x}_α et \hat{x}_β dans le plan $\alpha - \beta$.

Figure IV.27 : Résultats de simulation de la commande sans capteur de la MSAP en utilisant l'observateur non linéaire.

La figure IV.27 illustre les performances de la commande sans capteur mécanique en utilisant l'observateur non linéaire. La figure IV.27 (a) montre que la vitesse réelle et estimée tendent vers la consigne de référence à vide et en charge avec inversion du sens de rotation. La réponse de la vitesse estimée et de celle mesurée sont satisfaisantes. Dans la figure IV.27 (b) nous visualisons deux courbes superposées représentant la position électrique estimée et celle mesurée. Par contre, au démarrage il apparaît uniquement un petit écart sur la position électrique qui ne dépasse pas le 0.11 rad (figure IV. 27 (c)). La figure IV. 27 (e) représente un zoom de l'allure des signaux $\cos \hat{\theta}_r$ et $\sin \hat{\theta}_r$ pour la phase de démarrage du moteur. La figure IV. 27 (f) montre l'évolution des composantes selon les axes $\alpha - \beta$ des variables \hat{x}_α et

\hat{x}_β de la MSAP. On remarque qu'elles sont déphasées de 90° , et ont presque une forme sinusoïdale sans distorsion. La figure IV. 27 (g) présente l'évolution en régime quasi-stationnaire des signaux $\cos \hat{\theta}_r$ et $\sin \hat{\theta}_r$ dans le plan $\alpha-\beta$. Après le régime transitoire, on remarque que l'allure des signaux $\cos \hat{\theta}_r$ et $\sin \hat{\theta}_r$ décrit une trajectoire circulaire uniforme de rayon 1 centré à l'origine. D'autre part, la figure IV. 27 (h) donne la trajectoire du vecteur flux statorique estimé \hat{x} dans le plan (α, β) lié au stator pendant le démarrage. On voit bien que sa valeur est proche de la valeur de référence.

Les figures IV. 27 (i) et IV. 27 (j) illustrent un zoom des erreurs d'estimation des variables \hat{x}_α et \hat{x}_β de la MSAP ainsi que leur évolution dans le plan $\alpha-\beta$. En régime permanent, on note l'existence d'erreurs d'estimation d'environ 0.006 Wb (soit pour 2% de la valeur maximale des variables x_α et x_β) entre les valeurs estimées et mesurées. En effet, ces allures montrent une bonne estimation du vecteur flux statorique, de la position et de la vitesse en utilisant l'observateur non linéaire.

D'après la figure IV. 27, les réponses transitoires des vitesses estimées et réelles avec changement de vitesse de référence et l'application d'échelon de couple résistant, sont concordantes grâce aux faibles erreurs d'estimation. Donc, on peut conclure que les résultats obtenus de l'estimation de la position et de la vitesse en utilisant un observateur non linéaire sont satisfaisants de point de vue robustesse vis à vis d'une variation du couple de charge et l'inversion du sens de rotation du moteur.

Après avoir validé par simulation la commande vectorielle par orientation du flux sans capteur mécanique en utilisant les deux techniques d'estimation de la position et de la vitesse, nous présentons dans les sections suivantes les résultats d'expérimentation pour la validation des techniques proposées.

III.2.4 Résultats expérimentaux d'estimation de la vitesse par la l'observateur non linéaire

Dans la partie expérimentale, nous allons implanter les méthodes choisies et validées par simulations dans les parties précédentes qui sont :

- Détection de la position initiale avant le démarrage du moteur par technique d'application des vecteurs tests;
- Commande par orientation de flux rotorique ;
- Observateur non linéaire.

Les estimations de la vitesse et de la position du rotor par l'observateur non linéaire pour un MSAP présentant trois paires de pôles sont présentées sur la figure (IV.28). Le MSAP est chargé à un couple de 4 Nm et les vitesses de référence varient entre 800 tr/min et zéro vitesse. Il est à noter que dans cet essai nous avons démarré le moteur avec une position initiale nulle (dans ce cas $\theta_{r_0} = 0$).

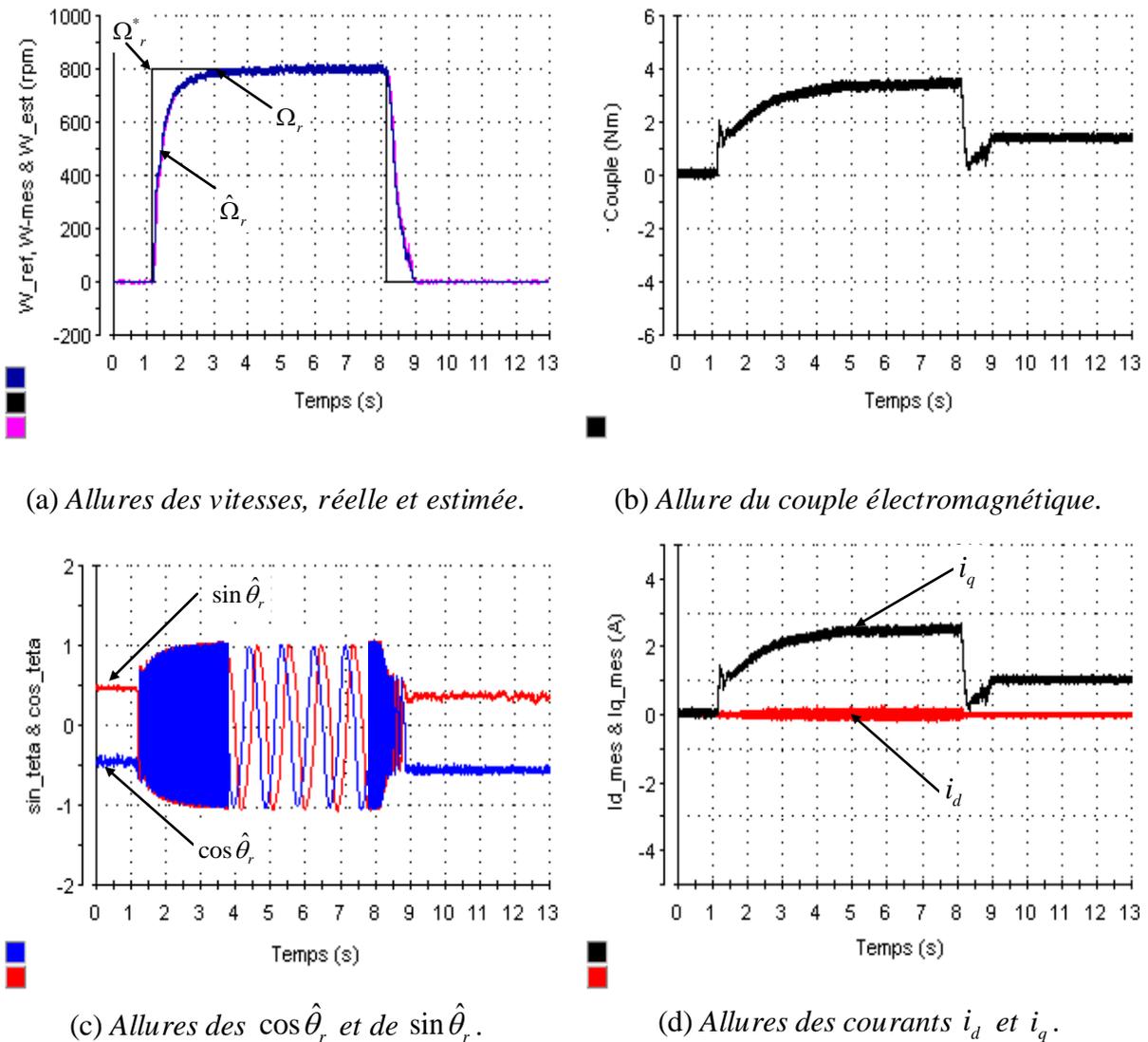


Figure IV.28 : Résultats expérimentaux d'une commande sans capteur du MSAP pour les vitesses de référence variant entre 800 tr/min et zéro vitesse, avec application d'un couple de charge de 4 Nm.

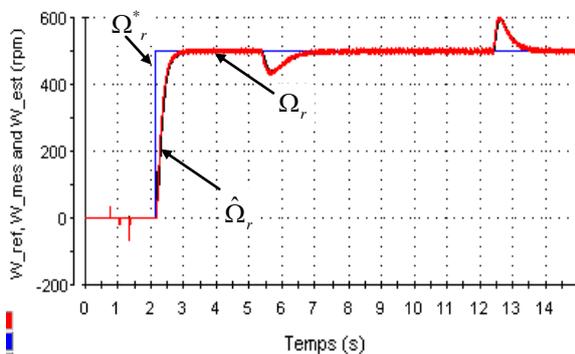
La figure IV.28 (a) expose le comportement des vitesses réelles et estimées lors d'une commande sans capteur de la MSAP pour les vitesses de référence variant entre 800 et 0 tr/min. Les deux vitesses sont semblables pendant le cycle de fonctionnement, même à vitesse

nulle. À partir de la figure IV.28 (b), nous observons que lorsque le couple de charge est différent de zéro, la vitesse mesurée suit exactement la consigne.

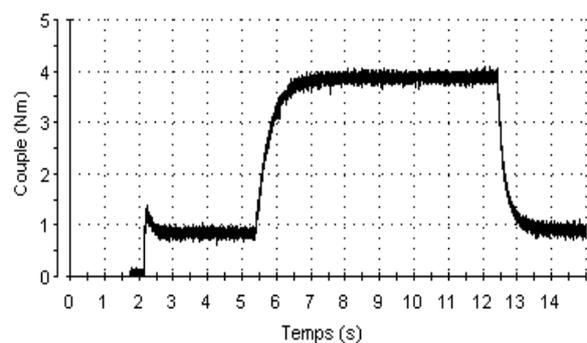
La figure IV.28 (c) montre que les composantes $\cos \hat{\theta}_r$ et $\sin \hat{\theta}_r$ ne dépassent pas en régime permanent leurs valeurs nominales. En effet, nous pouvons remarquer que la qualité de l'estimation est satisfaisante. D'après cette figure, il est intéressant d'observer que l'algorithme de l'observateur non linéaire est capable d'estimer les composantes $\cos \hat{\theta}_r$ et $\sin \hat{\theta}_r$ durant l'arrêt du moteur. Ces résultats nous permettent de justifier que la qualité de l'estimation est acceptable, y compris à vitesse nulle.

III.2.5 Résultats expérimentaux de l'estimation de la vitesse avec détection de la position initiale

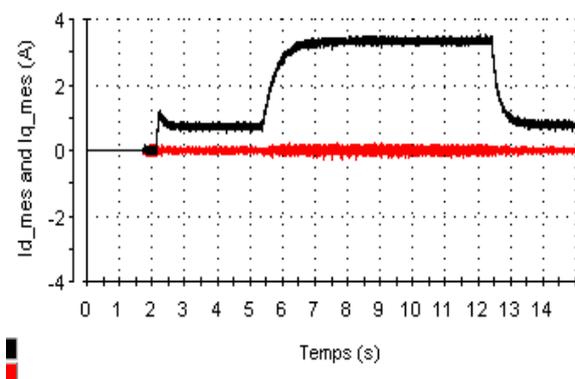
Nous présentons dans ce qui suit les résultats de l'estimation de la vitesse par l'observateur non linéaire avec détection de la position initiale du rotor. Une fois la position initiale détectée, la vitesse et la position observées sont utilisées pour le calcul des différentes grandeurs électriques liées à la commande de la machine.



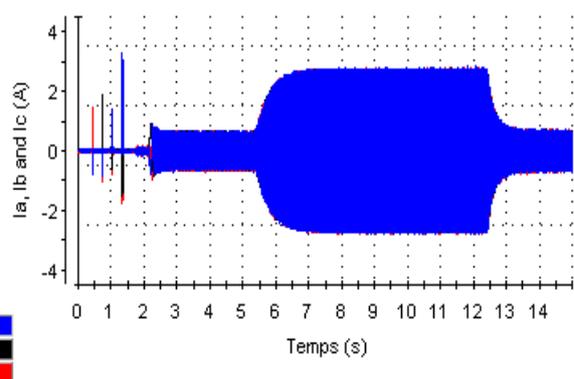
(a) Vitesse mesurée et estimée.



(b) Couple de charge.



(c) Courants statoriques i_q et i_d .



(d) Courants statoriques i_a , i_b et i_c .

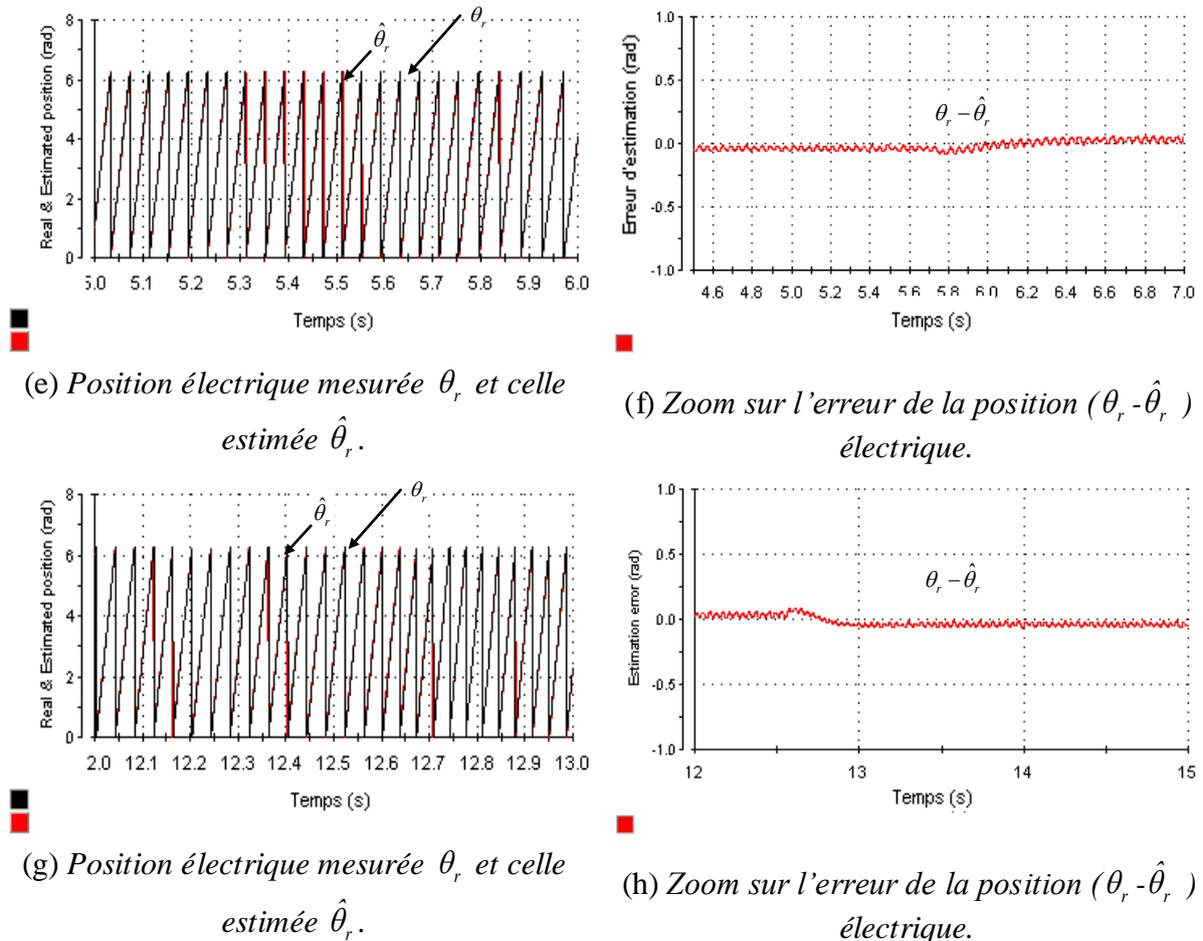


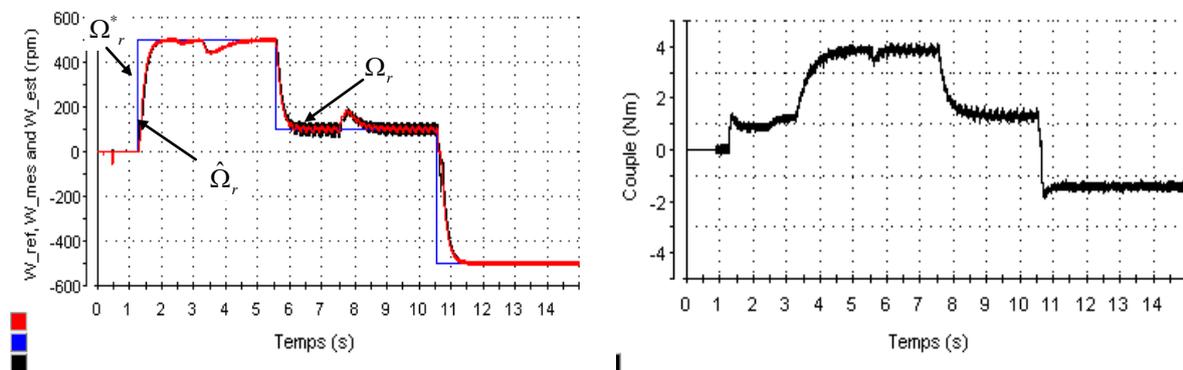
Figure IV.29: Résultats expérimentaux d'une commande sans capteur du MSAP pour un échelon de vitesse de 500 tr/min, avec application d'un couple de charge de 4 Nm.

Les résultats expérimentaux du démarrage suivi par une application du couple de charge nominal (4 Nm) avec le deuxième observateur proposé sont présentés par la figure IV.29. Au moment de l'application et de l'annulation du couple de charge le dépassement est respectivement de 80 tr/min (qui représente 2.6% de la valeur nominale) pour la vitesse réelle et observée. Par contre en régime permanent les deux vitesses mesurée et estimée sont superposées avec la vitesse de référence. Les résultats expérimentaux des courants mesurés sont présentés par la figure IV.29 (c) et IV.29 (d). Les figures IV. 29 (e) et IV. 29 (f) donnent un zoom sur l'estimation de la position dans l'intervalle où le couple de charge est appliqué ($t=5.5s$). Lorsque le couple de charge est supprimé à l'instant $t = 12,5 s$ l'erreur sur l'estimation de la position reste très faible comme le montre la figure IV.29 (h).

La figure IV.30 présente les résultats expérimentaux pour un profil de vitesse:

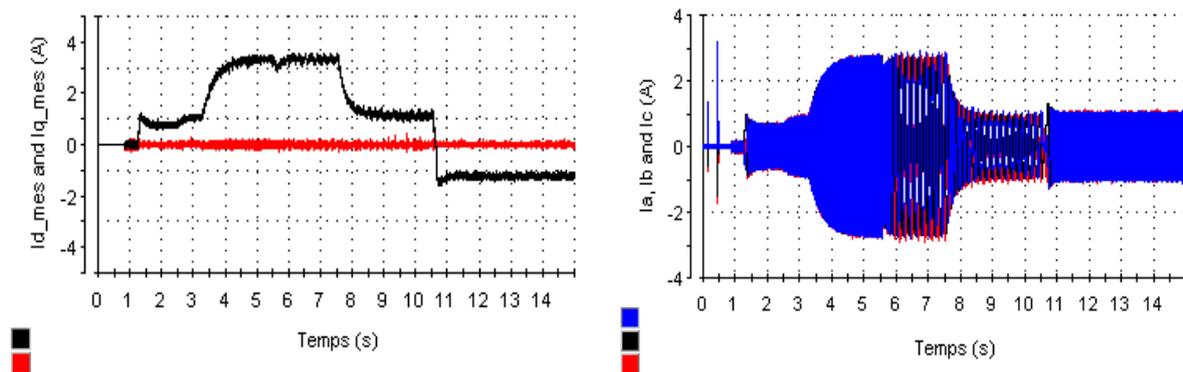
- Application d'une référence de vitesse de 500 tr/mn, application et annulation d'un couple de charge nominal aux instants $t=3s$ et $t=7,5s$, avec une inversion de sens de rotation à l'instant $t=10,5s$.

Le profil de la vitesse a été choisi variable afin de pouvoir vérifier les performances de l'estimation vis à vis de la variation de vitesse. A partir de la figure IV.30 (a) on remarque la vitesse mesurée et estimée ont la même réponse, pour la commande vectorielle avec l'observateur non linéaire. Cette poursuite est obtenue avec des performances satisfaisantes pour un fonctionnement à basse vitesse (3,3% de la vitesse maximale) malgré l'application du couple nominal. En plus, la vitesse mécanique du moteur est bien asservie avec un faible dépassement lors du régime transitoire (annulation du couple de charge à $t = 7,5$ s). A l'instant $t = 10,5$ s, la référence de vitesse change de 100 tr/min à -500 tr/min. Nous notons qu'avec ce profil de vitesse, la vitesse du rotor estimée et mesurée sont similaires lors de l'inversion de vitesse, ce qui confirme l'efficacité de l'algorithme de commande sans capteur.



(a) Vitesse mesurées et estimées.

(b) Couple de charge.



(a) Courants statoriques i_q et i_d .

(b) Courants statoriques i_a , i_b et i_c .

Figure IV.30: Résultats expérimentaux pour un profil de vitesse: de l'arrêt à 500 tr/min à 100 tr/min, puis à -500 tr/min avec l'application du couple de charge nominal.

Les résultats expérimentaux du démarrage suivi par l'application du couple de charge nominal pour une condition initiale non nulle sont présentés par la figure IV.31.

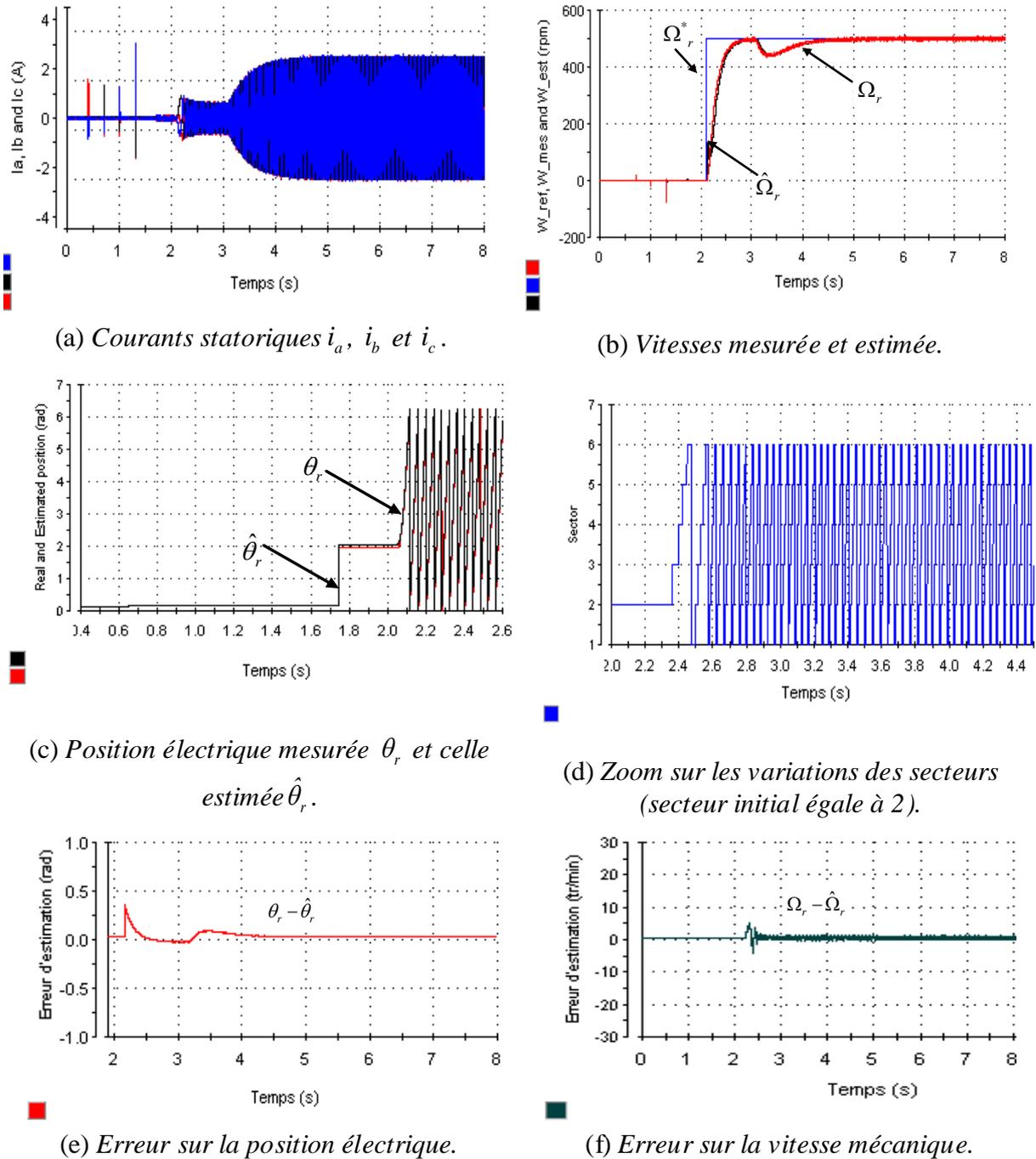


Figure IV.31: Démarrage du moteur pour une condition initiale non nulle.

La figure IV.31 montre un exemple d'estimation de la position initiale du rotor ainsi que le démarrage du moteur pour une position initiale non nulle. Après avoir analysé les courants statoriques crêtes, on estime la position initiale du rotor par l'algorithme décrit dans la section II (figure IV.31 (a)). Dans la figure IV. (b), le moteur démarre dans le sens souhaité après l'application de la vitesse de référence. Les figures IV.31 (c) et IV.31 (d) (zoom sur la phase de démarrage du moteur) montrent l'évolution de la position électrique mesurée et celle

estimée ainsi que les variations des secteurs. La figure IV.31 (d) montre le secteur correspondant à l'estimation de position du rotor au cours du processus de démarrage.

Ces résultats expérimentaux, montrent l'implantation de l'algorithme de contrôle sans capteur mécanique avec estimation de la position initiale du rotor pour un temps de calcul égale à $55\mu\text{s}$ (égal à 36,66% de la période T_e). Nous pouvons remarquer que l'algorithme de la commande sans capteur mécanique en utilisant l'observateur non linéaire demande plus de temps de calcul par rapport à la méthode MRAS (une augmentation de $15\mu\text{s}$). En effet, pour l'implantation de l'algorithme de la commande sans capteur avec estimation de la position initiale, les contraintes temporelles sont généralement satisfaisantes. Par contre, il est à noter que l'observateur non linéaire donne des bonnes performances par rapport à la méthode MRAS pour les basses vitesses y compris à vitesse nulle.

Les résultats des travaux sur la commande vectorielle sans capteur mécanique des moteurs synchrones à pôles saillants utilisant l'observateur non linéaire avec détection de la position initiale du rotor ont fait l'objet d'une publication dans la revue *IEEE Transactions on Power Electronics* [Kh11-12]. Ainsi, nous avons soumis les résultats des travaux sur la commande vectorielle sans capteur mécanique avec estimation de la vitesse par la méthode MRAS dans la revue *ISA Transactions (Elsevier Journals)*.

Enfin, nous avons remarqué expérimentalement que le comportement du moteur demeure stable lorsque la condition initiale sur la position du rotor est connue.

IV. CONCLUSION

Au cours de ce chapitre, nous avons étudié la commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine synchrone à aimants avec détection de la position initiale du rotor. Deux observateurs différents pour estimer la position et la vitesse rotorique en utilisant les courants et les tensions statoriques ont été présentés: l'observateur MRAS et l'observateur non linéaire. En effet, nous avons implémenté une loi d'adaptation de la vitesse en se basant sur une fonction de Popov's pour la stabilité de l'observateur MRAS. Des résultats de simulation et d'expérimentation sont présentés pour montrer les performances des algorithmes proposés. Ce travail a permis de montrer qu'ils sont bien adaptés pour des applications de commande vectorielle sans capteur mécanique de la MSAP à pôles saillants.

Cependant, cette vitesse estimée est établie en supposant que la résistance statorique et le flux de l'aimant sont constants au cours du fonctionnement de la machine synchrone. Afin

d'améliorer la commande sans capteur mécanique, l'estimation de ces deux paramètres est indispensable [Mob-04].

Pour détecter la position initiale du rotor MSAP, nous avons développé un algorithme basé sur des impulsions de tensions. Cette technique est basée sur l'application des signaux dont les durées sont variables d'un moteur à l'autre, et dépendent essentiellement de la caractéristique magnétique du circuit de la machine. Les résultats expérimentaux montrent bien la validité de la méthode proposée pour l'estimation de la position initiale du rotor de la MSAP avec une incertitude de 15° électriques ce qui équivaut à $\pm 5^\circ$ degrés mécaniques. Pour lever l'ambiguïté sur la détection de la position initiale qui est périodique de période 180° , nous avons utilisé un essai de saturation de la MSAP.

Les résultats expérimentaux mettent en évidence les performances de poursuite de vitesse et de position en utilisant la méthode MRAS et l'observateur non linéaire avec estimation de la position initiale. Différents régimes ont été testés : basse vitesse, avec ou sans couple de charge, couple de charge nominale et inversion de sens de rotation de la MSAP. Dans le chapitre suivant, nous allons étudier, dans un premier temps, la faisabilité d'exploiter des méthodes de détection et de localisation des défauts qui peuvent survenir au niveau de l'alimentation de la machine et au niveau des composants de puissance de l'onduleur. Dans un second temps, nous présenterons les performances de la reconfiguration de la commande vectorielle du MSAP suite au défaut du capteur mécanique.

Chapitre V

CONTINUITE DE FONCTIONNEMENT DU MSAP EN PRESENCE DE DEFAUTS CONVERTISSEUR DE PUISSANCE ET SANS CAPTEUR MECANIQUE

I. INTRODUCTION

Dans la plus part des applications industrielles, la continuité de service est nécessaire et par conséquent une panne du MSAP est inacceptable. En effet, la détection précoce des défaillances dans le MSAP aidera à minimiser les conséquences des défaillances sans complètement s'en prémunir. Généralement, l'amélioration de la fiabilité et des performances de la MSAP en cours de fonctionnement peut être obtenue par la mise en œuvre des procédures de sécurité [Kha-09], [Liu-06]. Durant ces dernières années, de nombreux travaux de recherche ont été publiés pour détecter les défauts survenus sur l'ensemble convertisseur-machine. Ce type de défauts peut survenir au niveau stator, rotor du PMSM ou bien dans le convertisseur de fréquence (onduleur). Dans [Wei-02], [Cru-00], [Par-09], les auteurs ont étudié les défauts d'ouverture d'une phase statorique. Ainsi, les défauts de court-circuit entre spires du stator ont été étudiés dans [Abd-05], [Che-07], [Rou-07], [Kho-08], [Lee-07]. Les défauts au niveau des aimants du rotor ont été présentés dans [Rou-07]. Enfin, les défauts les plus fréquents sont les défauts dans les signaux de commandes des interrupteurs de puissance (un transistor (IGBT) est maintenu à l'état Off sur un bras de l'onduleur). Ces types de défauts ont été étudiés par [Peu-98], [Har-09], [Gil-05], [Tra1-12], [Cam-11], [Est-11], [Kho-06].

A partir de ces travaux, nous pouvons affirmer que la sûreté de fonctionnement de ces machines (sécurité, fiabilité, maintenabilité), est un des objectifs principaux pour la plupart des applications industrielles. Nous allons consacrer la première partie de ce chapitre à étudier les défauts d'ouverture d'une phase afin de déterminer une signature permettant de les détecter et de les localiser. Dans ce but, nous allons utiliser des signatures à l'aide de la Transformée de Fourier Discrète (DFT) qui est basée sur la mesure des phases des courants statoriques. La deuxième partie de ce chapitre est consacrée à l'application de cette méthodologie d'identification en boucle fermée et à la détection de défauts d'ouverture d'une phase de la machine synchrone.

Le problème de la fiabilité est essentiel pour la plus part des applications industrielles. Il convient pour cela de maîtriser certaines connaissances préalables sur le comportement du moteur en présence de défaut afin d'identifier les cas les plus critiques. En effet, nous présentons dans la troisième partie de ce chapitre les performances de la commande sans capteur mécanique des MSAP en présence de défaillance. Dans ce chapitre nous limitons notre étude aux défauts qui peuvent survenir au niveau de l'onduleur (les défauts dans les interrupteurs de puissance (IGBTs)) [Zid-08], [Tra2-12].

Dans les applications à hautes performances qui nécessitent une grande précision au niveau de la commande vectorielle des MSAP, la présence du capteur de position est indispensable. Pour la continuité de service en cas de l'occurrence de défaut (au niveau capteur de position), un algorithme de commande sans capteur mécanique est indispensable pour maintenir la continuité de fonctionnement et en conséquence augmenter la fiabilité. La commande tolérante aux défauts est devenue un sujet d'actualité où l'automatisation est devenue plus complexe [Wal-07]. En effet, l'objectif de la dernière partie de ce chapitre est d'élaborer et de valider expérimentalement une approche basée sur un observateur de vitesse (MRAS et l'observateur non linéaire) qui permet la transition d'une commande avec capteur mécanique vers une commande sans capteur. Cette approche nous permet de valider la reconfiguration de la commande vectorielle suite au défaut du capteur mécanique du MSAP. L'architecture de reconfiguration de la commande élimine le capteur mécanique défaillant et le moteur continue à fonctionner avec un contrôle vectoriel sans capteur mécanique.

II. RECHERCHE DE SIGNATURES REPRESENTATIVES DE DEFAUT D'OUVERTURE D'UNE PHASE STATORIQUE

II.1 Problématique

Actuellement, un effort notable a été porté sur l'amélioration des performances des entraînements électriques. Ainsi, en réponse à la demande industrielle, un nouveau challenge à révéler est l'amélioration de la sûreté de fonctionnement des dispositifs et des actionneurs électriques. Les défauts dans les entraînements électriques se répartissent en deux catégories : les défauts qui se produisent dans les machines électriques (défauts électriques, excentricité du rotor) et ceux dans la chaîne d'entraînement (défaut des roulements mécaniques). Notre étude est restreinte au défaut d'ouverture d'une phase d'alimentation de la MSAP.

L'apparition des défauts au niveau du stator peut conduire à des situations critiques pour l'actionneur à aimants ce qui amène à la destruction du bobinage à cause de l'augmentation du courant statorique [Mar-03]. Les entraînements synchrones à aimants permanents étant les plus répandus dans les équipements industriels, alors nous nous sommes intéressés, à l'étude des défauts de ces entraînements (figure V.1). Les travaux effectués dans cette partie ont pour but de caractériser la signature d'un défaut dans le spectre des grandeurs mesurables (les courants électriques) de l'entraînement permettant la mise au point de méthodes de

localisation des défauts d'ouverture d'une phase statorique. De plus, nous analysons les effets de ce défaut électrique sur le comportement de la machine.

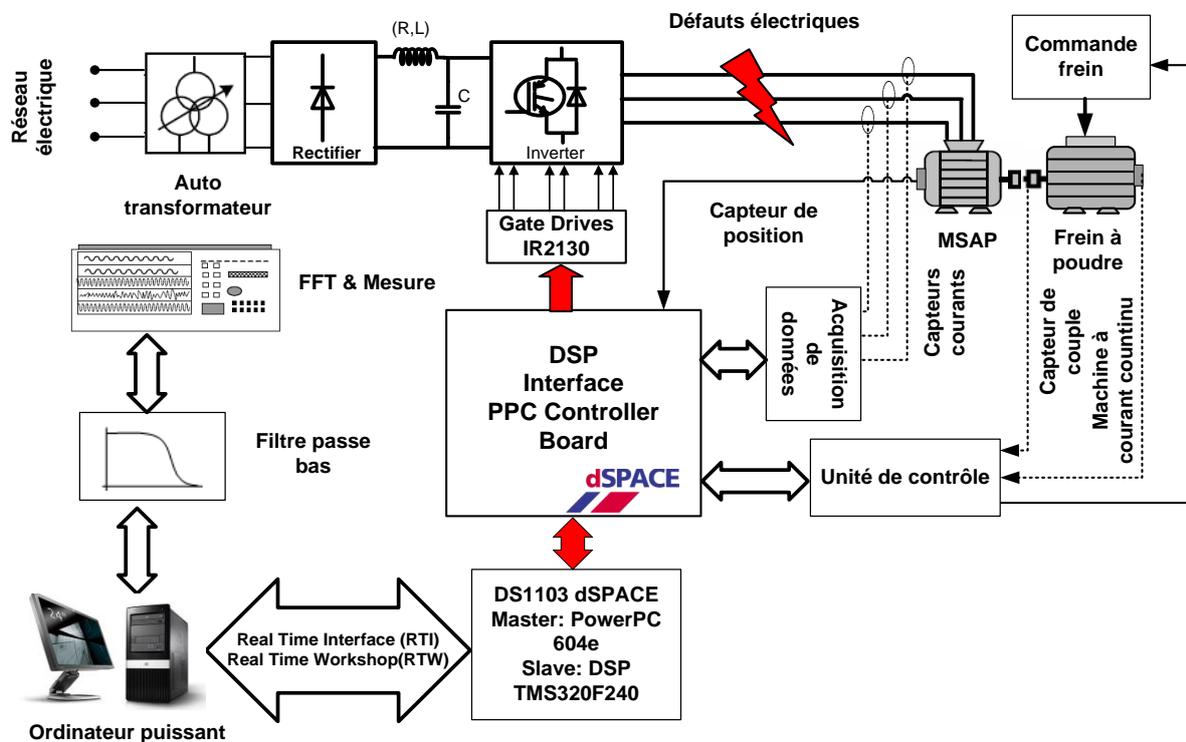


Figure V.1: Présentation de la plate-forme d'essai.

II.2 Simulation de la commande vectorielle avec capteur mécanique de la MSAP en présence d'une repture d'une phase statorique

La simulation présentée dans cette partie est réalisée sur une machine synchrone à aimants alimentée par un onduleur de tension à modulation vectorielle. De plus, la commande du MSAP est assurée par un contrôle vectoriel avec capteur mécanique.

Les figures ci-dessous représentent les évolutions des grandeurs mécanique et électrique de la MSAP en présence d'une rupture d'une phase statorique. La simulation montre un démarrage du moteur avec un défaut d'ouverture d'une phase [Kh11-10]. La vitesse de référence est fixée à 1500 tr/min avec un couple de charge égal à $T_l = 2$ Nm appliqué au système à $t = 0,1$ s, comme le montre la figure V.2. Pendant la phase d'accélération, le courant statorique suivant l'axe- q atteint 8 A. Les figures V.3 et V.4 illustrent l'évolution temporelle des grandeurs courants et flux en présence d'un défaut statorique, avec comme conséquence une augmentation des courants de phase. Cette défaillance statorique suscite des

ondulations de vitesse et du couple électromagnétique. Ce qui engendrent des vibrations mécaniques et donc un fonctionnement anormal de la machine synchrone.

A l'instant $t = 0,2$ s, le couple de charge à hauteur de 50% du couple nominal est appliqué. Nous pouvons observer (figure V.3 (a)) que le courant statorique suivant l'axe- q est directement proportionnel au couple électromagnétique, tandis que le courant suivant l'axe- d oscille entre $\pm 1,2$ A avec une valeur moyenne nulle. En plus, les flux statoriques suivant les axes $d-q$ sont affectés par des ondulations, comme indiqué dans la figure V.3 (b). Les résultats de simulation de l'évolution temporelle des courants et des flux statoriques Φ_d et Φ_q en présence d'une rupture de phase statorique sont illustrés sur la figure V-3 (b). On remarque que la composante directe du flux statorique oscille entre 0,33 Wb et 0,27 Wb avec une valeur moyenne égale au flux de l'aimant 0.3 Wb. Ainsi, le fonctionnement à flux orienté suivant l'axe direct est confirmé pour un fonctionnement en présence d'une rupture d'une phase statorique.

Après le régime transitoire, les courants de phase atteignent un état stable avec une valeur maximale de 2,1 A (figure V.4 (a)). La figure V.4 (b) montre la simulation de courants de phase i_a , i_b et i_c en présence d'un défaut d'ouverture de phase d'alimentation de la MSAP. Pour les courants i_b et i_c , on peut noter une augmentation de 50 % de l'amplitude par rapport à sa valeur nominale. Ainsi, les deux courants des phases sont en opposition de phase, ce qui, par conséquent, peut engendrer un risque de destruction du bobinage du stator. En effet, en se basant sur ces résultats, les courants statoriques peuvent être utilisés pour une signature adaptée à la détection de défaut d'ouverture d'une phase.

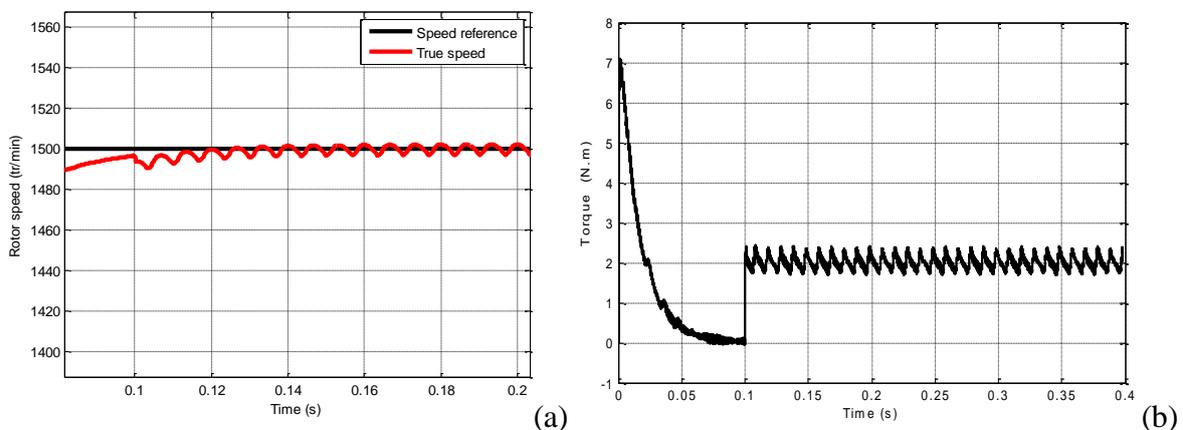


Figure V.2: Évolution de la vitesse (a) et du couple électromagnétique (b) en présence d'une rupture d'une phase statorique.

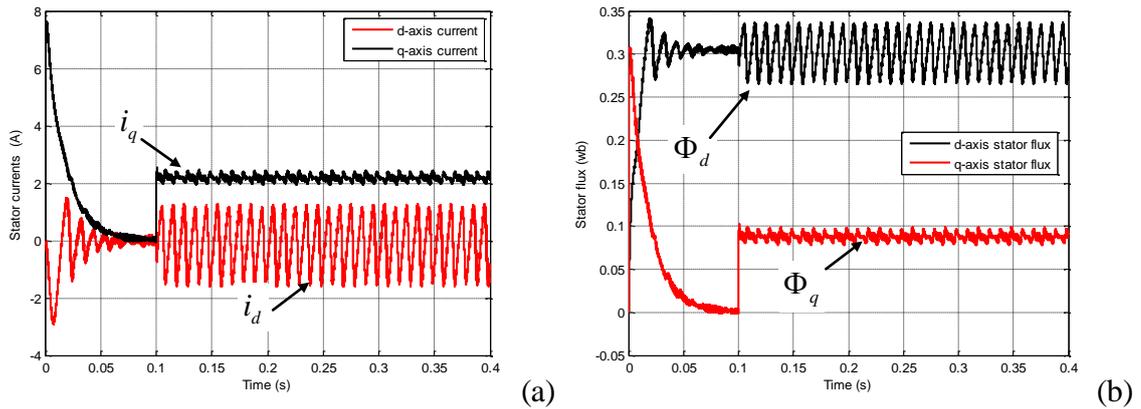


Figure V.3: Évolution temporelle des courants et des flux en présence d'une rupture de la phase statorique : a) les courants statoriques i_d et i_q , b) les flux statoriques Φ_d et Φ_q .

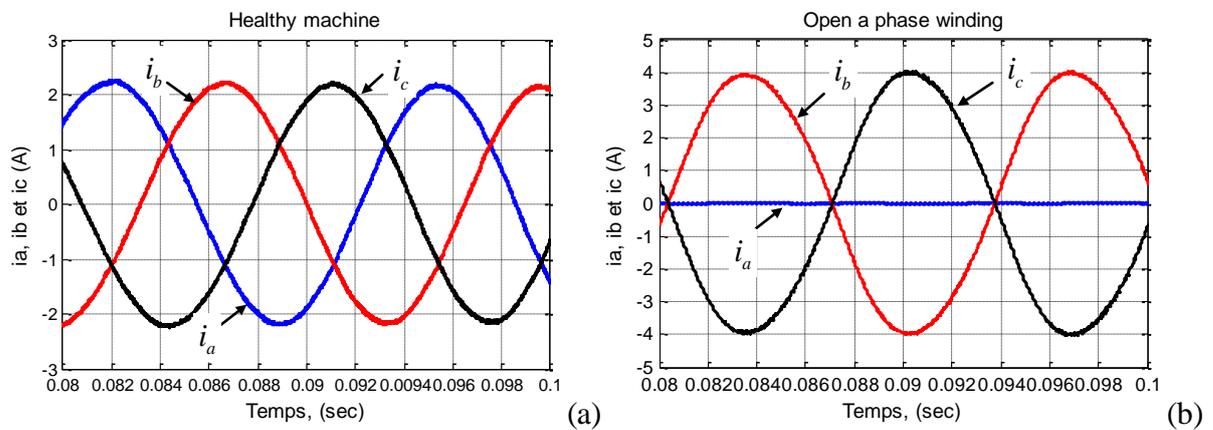


Figure V.4: Évolution temporelle des courants en présence d'une rupture de la phase statorique : a) sans défaut, b) en présence de défaut.

La figure V.5 illustre la décomposition en série de Fourier rapide du couple électromagnétique en régime permanent avant et après l'ouverture de la phase statorique. D'après cette figure on constate que le couple électromagnétique en régime permanent possède une composante continue d'une amplitude de 2 Nm avant l'ouverture d'une phase statorique (figure V.5 (a)). Après le défaut on remarque le changement de ce dernier avec l'augmentation des harmoniques (2, 4, et 6) comme nous le montre la figure V.5 (b).

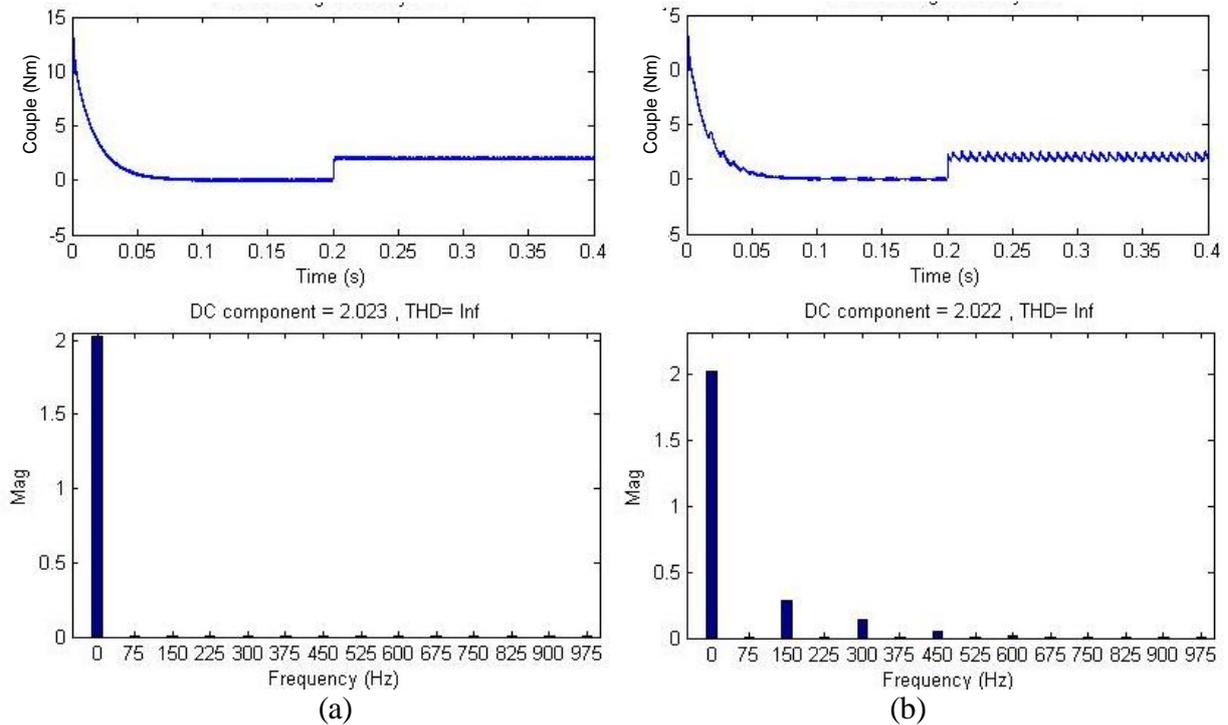


Figure V.5: Taux d'harmonique du couple électromagnétique.
a) sans défaut, b) en présence d'une rupture de la phase statorique.

II.3 Résultats d'expérimentation

Les figures V.6, V.7 et V.8 présentent les résultats expérimentaux obtenus lors de l'implantation du contrôle vectoriel avec une MLI classique en présence d'une rupture d'une phase statorique. Après rupture d'une phase statorique, la vitesse de rotation oscille autour d'une valeur moyenne égale à la vitesse synchrone. Dans cet essai, la présence d'une rupture d'une phase statorique (a) est apparue à l'instant $t=7s$.

La figure V.6 montre le résultat expérimental du couple électromagnétique en régime transitoire et en régime permanent, quand le moteur tourne à une vitesse 1500 tr/min ($f_s = 75$ Hz). Les harmoniques du couple résultent essentiellement des harmoniques du courant statorique. Il existe plusieurs techniques pour effectuer l'analyse des courants. La plus utilisée est l'analyse fréquentielle (FFT par exemple) directement sur les courants statoriques i_a , i_b ou i_c . Cette méthode est connue sous le nom de MCSA (Motor Current Signature Analysis). Ainsi, on constate des résultats très proches entre l'expérimentation et les simulations (courant de démarrage et courant en régime permanent), Ce qui valide le modèle de la MSAP étudiée.

La figure V.8 illustre l'analyse en série de Fourier du courant statorique mesuré en régime permanent avant et après l'ouverture d'une phase statorique. En effet, les courants des phases i_b et i_c sont modulés à la fréquence de ces oscillations comme le montre la figure V.7 (b). La figure V.7 (a) illustre l'évolution temporelle des courants en fonctionnement sain. Ceci fait apparaître l'augmentation des pics aux fréquences $2f_s$, $3f_s$, $4f_s$ et $5f_s$ et permet ainsi d'extraire l'information de la présence d'ouverture d'une phase au stator comme le montre la figure V.8 (b).

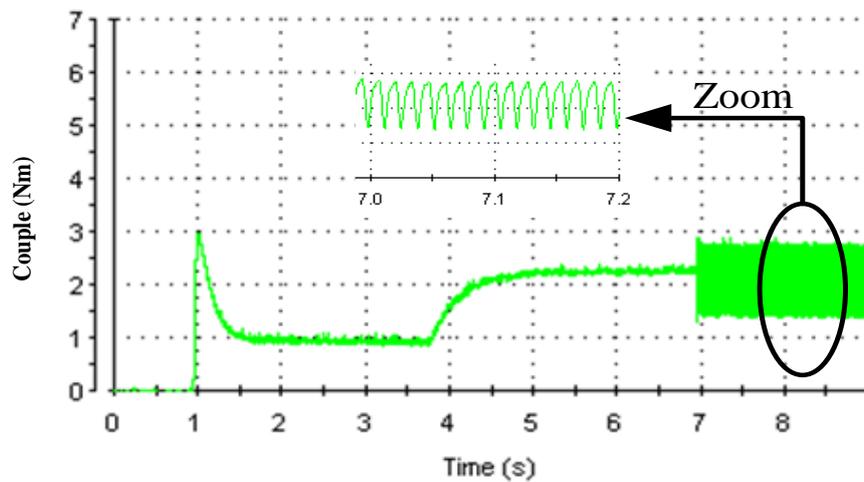


Figure V.6: Évolution du couple électromagnétique mesuré en présence d'une rupture de la phase statorique.

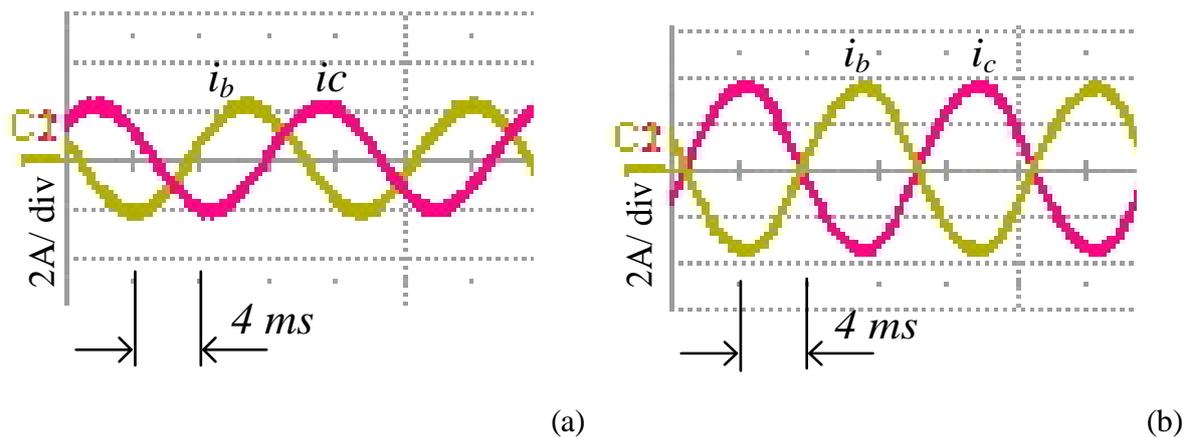


Figure V.7: Évolution des courants statoriques mesurés
a) sans défaut, b) en présence d'une rupture de la phase statorique.

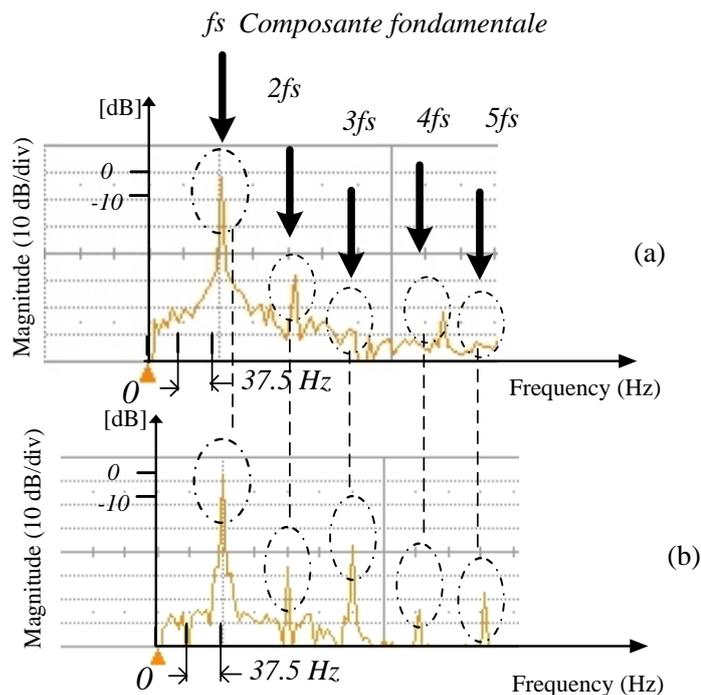


Figure V.8: Analyse spectrale du courant statorique mesuré
a) sans défaut, b) en présence d'une rupture d'une phase statorique.

On remarque, que l'analyse fréquentielle du courant permet de mettre en évidence les changements dans les spectres pour ce type de défaut statorique. Le pic à 75 Hz correspond à la composante fondamentale en raison de la vitesse de fonctionnement du moteur. On peut conclure que l'évolution des pics des spectres aux fréquences 150, 225, 300 et 375 Hz ont montré qu'il y a un défaut d'ouverture d'une phase de la MSAP. En outre, la figure V.8 montre que la différence entre un fonctionnement normal et celui avec un défaut d'ouverture d'une phase apparaît sur les amplitudes des spectres de courants statoriques (les raies caractéristiques d'un défaut d'ouverture d'une phase). En effet, l'amplitude de ces composantes augmente d'environ 10 dB en présence de défaut. De plus, ces raies n'existent quasiment pas à très faible couple de charge. Il est à noter que ces composantes de fréquence sont les mêmes pour les différents cas de défaut d'ouverture d'une phase. Dans cette analyse fréquentielle, il est préférable de faire une étude globale sur les courants car un défaut au stator est visible sur le spectre des deux courants d'alimentation [Bou-01]. Mais faire une FFT sur chaque courant risque d'être pénalisant en temps de calcul, et de ne pas bien localiser le défaut de la phase coupée. Pour remédier à ce problème, une technique consiste à étudier l'évolution temporelle des signaux et à représenter les courants statoriques dans un référentiel lié au stator $\alpha - \beta$ [Ond-06]. La figure V.9 montre les signatures de défaut qui sont basées sur une représentation bidimensionnelle des courants statoriques.

La figure V.9 illustre les trajectoires des courants statoriques pour les différents défauts d'ouverture d'une phase statorique. Ces signatures permettent ainsi la détection de défauts d'ouverture d'une phase. Cette technique est connue sous le nom de détection de défaut à base de reconnaissance des formes.

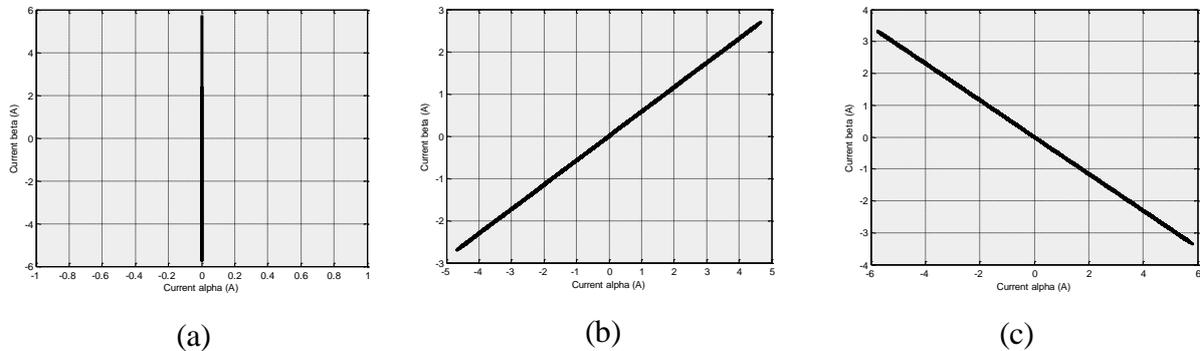


Figure V.9: Représentation bidimensionnelle des courants statoriques
a) ouverture phase a, b) ouverture phase b, c) ouverture phase c.

La technique de détection de défauts d'ouverture d'une phase statorique de la MSAP en utilisant la méthode de reconnaissance des formes est publiée dans [Khl1-10] et [Khl1-11].

III. RECHERCHE DE SIGNATURES DE DEFAUT D'OUVERTURE D'UNE PHASE DE LA MSAP

Cette partie concerne l'application de la méthode de détection d'ouverture d'une phase basée sur le suivi temporel des courants statoriques, sur la machine synchrone développée au chapitre II. Dans le travail présenté dans [Ded-04] et [Oum-05], les auteurs ont utilisé la méthode de détection des défauts au niveau du rotor de la machine à induction basée sur le calcul de la phase du signal analytique. Cette méthode est basée sur la transformée de Hilbert du module du spectre du courant statorique absorbé par l'enroulement statorique. En effet, l'utilisation de cette transformation renvoie la représentation de ce signal dans le domaine fréquentiel. Dans ce travail, nous avons utilisé la technique de mesure de la phase du courant statorique pour la détection des défauts d'ouverture d'une phase statorique du MSAP. Il est important de noter qu'au lieu de travailler sur les courants statoriques en utilisant la transformée de Hilbert, nous suggérons de travailler dans le domaine temporel en utilisant la transformée de Fourier.

III.1 Détection et localisation de défauts d'ouverture d'une phase

Cette partie est consacrée à la détection de défauts au niveau du stator de la machine synchrone par le suivi instantané des phases du courant statorique d'un modèle biphasé (les courants statoriques i_α et i_β). Nous proposons comme exemple d'application la MSAP associée à un convertisseur de puissance, doté d'une boucle de régulation de courant et une boucle d'asservissement de vitesse comme l'indique la figure V.10.

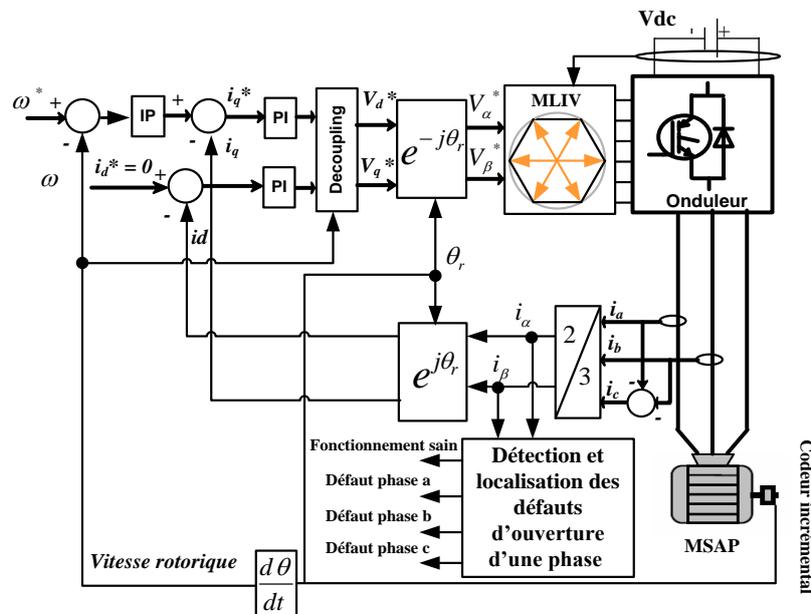


Figure V.10: Schéma bloc de la commande vectorielle avec détection de défauts statoriques.

La figure V.10 montre le schéma bloc du banc de test expérimental pour la détection et la localisation des défauts d'ouverture d'une phase. Afin de mieux analyser le comportement du système de détection de défaut, nous avons testé le fonctionnement du système sans et avec défauts sur le banc expérimental présenté au chapitre III. Cette méthode, illustrée par cette figure, nécessite l'emploi de deux capteurs de courant de la machine. La mesure des courants est obtenue à l'aide des capteurs à effet Hall utilisés pour la commande vectorielle, permettant de détecter les défauts statoriques sans avoir besoin d'un matériel additionnel.

Dans la partie suivante, nous présentons, dans un premier temps, la technique de la DFT appliquée à un signal réel permettant ensuite de l'appliquer à la détection des défauts d'ouverture d'une phase statorique.

III.2 Transformée de Fourier discrète

Dans cette section, nous présentons la transformée de Fourier discrète DFT appliquée à un signal complexe. Pour expliquer cette transformation, nous commençons par présenter les

expressions des signaux réels. De manière générale, l'expression des composantes $\alpha\beta$ des courants statoriques est obtenue à partir de la combinaison des trois courants statoriques i_a, i_b, i_c et de la matrice de *Clarke*, elles peuvent être données par les expressions suivantes :

$$\begin{aligned} i_\alpha &= I_m \sin(\omega_r t + \varphi_\alpha) \\ i_\beta &= I_m \cos(\omega_r t + \varphi_\beta) \end{aligned} \quad (\text{V.1})$$

avec φ_α la phase à l'origine du courant i_α , φ_β phase à l'origine du courant i_β , I_m est l'amplitude maximale des courants et ω_r la pulsation des courants statoriques.

En effet, la DFT consiste à transformer un signal x de N échantillons du domaine temporel ($x[N]$) en deux signaux, le premier représente la partie réelle ($Re X[k]$) et le deuxième représente la partie imaginaire ($Im X[k]$). Ces deux parties sont données par les expressions suivantes :

$$Re X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \quad (\text{V.2})$$

$$Im X[k] = -\sum_{n=0}^{N-1} x[n] \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \quad (\text{V.3})$$

où k représente l'indice fréquentiel, n représente l'indice temporel et N représente le nombre des échantillons, avec $0 \leq k \leq \frac{N}{2}$ et $0 \leq n \leq N-1$.

Un exemple concret de ce cas est celui des courants statoriques exprimés dans les repères fixes $\alpha - \beta$. De plus, le signal d'entrée échantillonné $i[n]$ est composé de deux parties : une partie réelle $Re i[n]$ et une partie imaginaire $Im i[n]$. En effet, les transformées de Fourier discrètes des courants statoriques i_α et i_β sont données par les expressions suivantes :

$$i_\alpha[k] = \sum_{n=0}^{N-1} (\text{Re } i_\alpha[n] + j \text{Im } i_\alpha[n]) e^{-j \frac{2\pi}{N} Kn} = \text{Re } i_\alpha[k] + j \text{Im } i_\alpha[k] \quad n = 0, \dots, N-1 \quad (\text{V.4})$$

$$i_\beta[k] = \sum_{n=0}^{N-1} (\text{Re } i_\beta[n] + j \text{Im } i_\beta[n]) e^{-j \frac{2\pi}{N} Kn} = \text{Re } i_\beta[k] + j \text{Im } i_\beta[k] \quad n = 0, \dots, N-1 \quad (\text{V.5})$$

Nous utilisons la fonction `arctg2` (cette fonction nous permet de calculer l'angle à partir des coordonnées dans le plan euclidien) pour calculer la phase d'un vecteur. Cette fonction calcule la phase instantanée en utilisant la partie réelle et la partie imaginaire du courant.

Enfin, les expressions des phases instantanées par la méthode DFT sont données par :

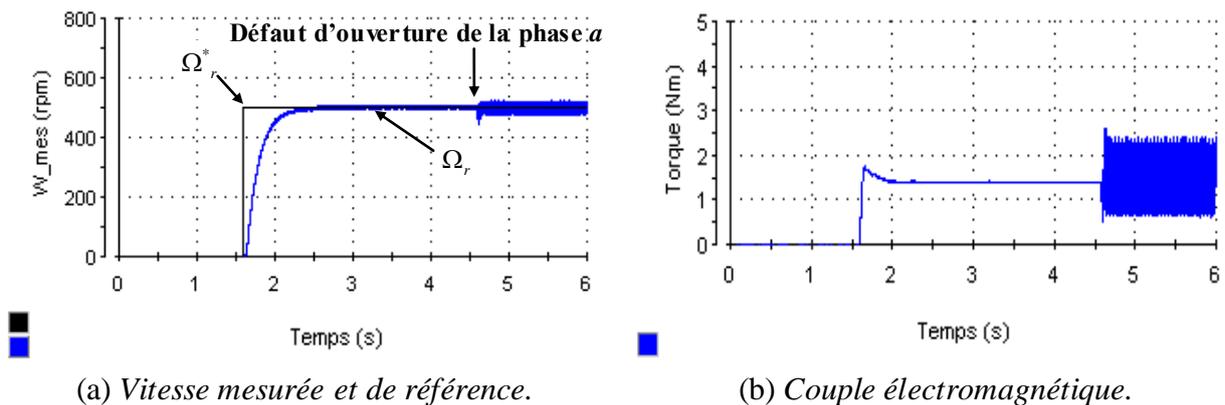
$$\varphi_\alpha[k] = \text{Arg}(i_\alpha[k]) = a \tan 2(\text{Im}i_\alpha[k], \text{Re}i_\alpha[k]) \quad (\text{V.6})$$

$$\varphi_\beta[k] = \text{Arg}(i_\beta[k]) = a \tan 2(\text{Im}i_\beta[k], \text{Re}i_\beta[k]) \quad (\text{V.7})$$

Cette transformation nous permet, entre autres, de déterminer la phase instantanée, pour l'analyse des signaux non stationnaires ou des courants transitoires. Ainsi, si nous appliquons cette transformation sur les courants statoriques réels i_α et i_β , les signaux résultants sont par conséquent exprimés dans le domaine temporel. Cette représentation nous permet de générer en temps réel des informations pour détecter des défauts électriques tels que l'ouverture d'une phase statorique.

III.3 Résultats d'expérimentation de détection d'ouverture d'une phase

Afin d'évaluer les performances en temps réel de la détection de défaut d'ouverture d'une phase en utilisant les phases instantanées des courants statoriques, nous avons réalisé les essais décrits par la figure V.11 avec une période d'échantillonnage égale à $150\mu\text{s}$. La figure V.11 montre l'évolution temporelle des grandeurs électriques et mécaniques en présence de défaut d'ouverture de la phase a .



(a) Vitesse mesurée et de référence.



(b) Couple électromagnétique.

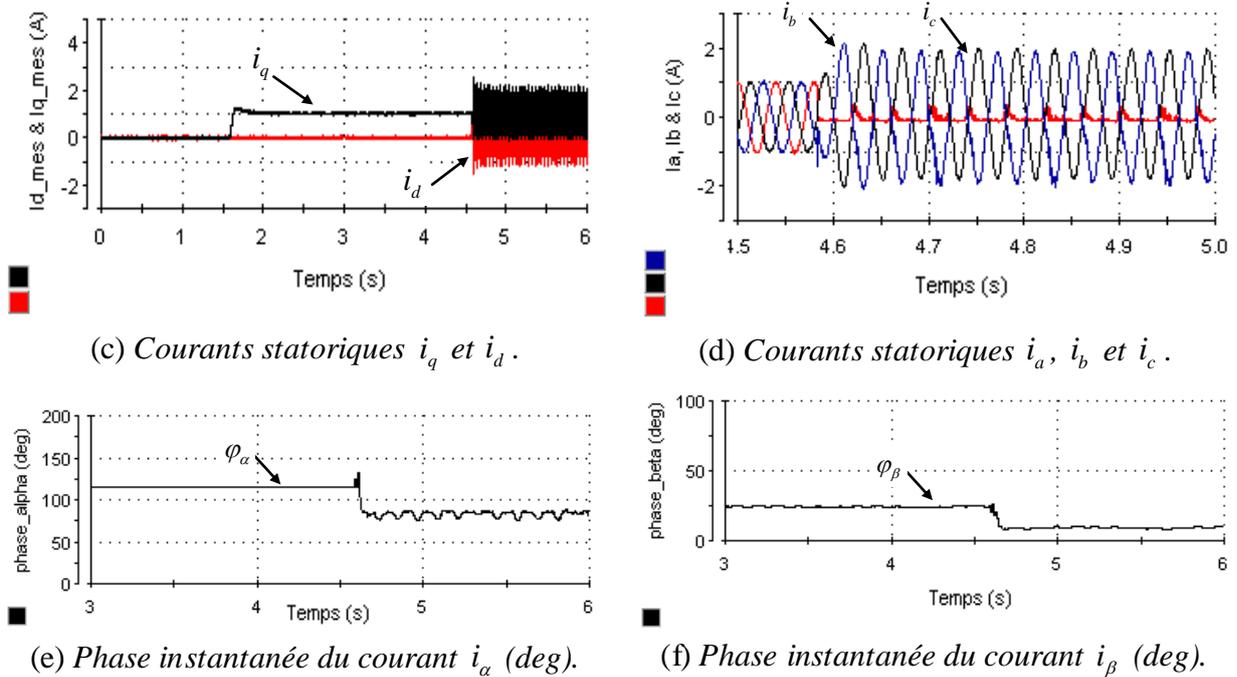


Figure V.11 : Évolution temporelle des grandeurs électriques et mécaniques en présence de défaut d'ouverture de la phase a.

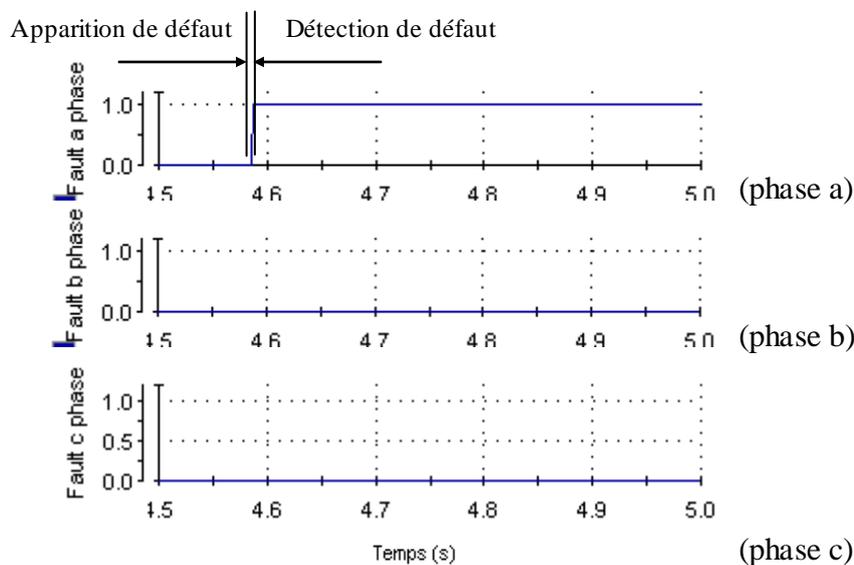


Figure V.12 : Signaux de défaut d'ouverture de la phase a.

Pour cela, nous avons fait apparaître le défaut à l'instant $t=4.5s$. Les figures V.11 (a) et V.11 (b) présentent le comportement de la vitesse et du couple électromagnétique lors d'un défaut statorique. Les mesures obtenues montrent, lors de défaut de la phase, que les réponses en courant selon les deux axes d et q restent stables avec, cependant des ondulations de $\pm 1.1A$ (figure V.11 (c)). Nous remarquons que le comportement oscillatoire de la vitesse et du

couple durant la phase où les courants statoriques présentent un déséquilibre entre eux (figure V.11 (d)). En effet, le défaut de la phase provoque des oscillations de couple de $\pm 0.9 \text{ N.m}$ ($\pm 22.5\%$) autour de 1.5 N.m . Nous représentons sur la figure V.11 (e) la phase du courant statorique i_α lorsque la machine synchrone fonctionne avec une phase statorique défectueuse (à $t = 4.5 \text{ s}$) pour une fréquence fondamentale des courants statoriques de 25 Hz .

Lorsqu'un défaut d'ouverture d'une phase statorique survient, il provoque un déséquilibre électrique et induit une variation rapide des valeurs des phases instantanées des courants i_α et i_β représentatives qui ne seront plus égales entre elles comme nous montrent les figures V.11 (e) et V.11 (f). Sur ces représentations, nous pouvons remarquer que les phases contiennent des sauts rapides au moment de l'apparition de défaut. En effet, la différence entre les phases instantanées en présence de défaut représente une signature de défaut. Par conséquent, ces signatures peuvent servir d'alarme indicatrice de défaut. Afin de valider le système de détection pour les différents défauts d'ouverture des phases statoriques, nous avons dressé le tableau V.1. Ce tableau montre les valeurs des variations des phases instantanées du courant pour les différents cas.

Défauts d'ouverture des phases statoriques	$\Delta\varphi_\alpha = \varphi_{\alpha_s-def} - \varphi_{\alpha_def}$	$\Delta\varphi_\beta = \varphi_{\beta_s-def} - \varphi_{\beta_def}$
Défaut phase a	$-52 \pm 2^\circ$	$-13 \pm 2^\circ$
Défaut phase b	$-11 \pm 2^\circ$	$75 \pm 2^\circ$
Défaut phase c	$18 \pm 2^\circ$	$63 \pm 2^\circ$

Tableau V.1 : Tableau des variations des phases instantanées du courant pour les différents défauts d'ouverture des phases statoriques.

A partir du tableau V.1, nous avons développé des signatures pour les différents défauts d'ouverture des phases statoriques à l'aide de la DFT qui est basée sur la mesure de la phase instantanée du courant statorique. D'après ce tableau, nous pouvons constater que chaque défaut présente des variations des phases instantanées. Cette variation peut être mise en évidence expérimentalement pour localiser la phase coupée en temps réel. On peut noter que les variations des phases instantanées du courant sont similaires quels que soient l'instant d'apparition de défaut et la valeur du couple de charge. Cependant, ces variations sont différentes en fonction de la position initiale du rotor θ_{r0} . Lors de nos essais nous avons piloté le moteur avec une position initiale du rotor correspondante à $\theta_{r0} = 0$ degré mécanique.

Ainsi, la figure V.13 représente le schéma bloc de détection et localisation des défauts

d'ouverture d'une phase statorique. De plus, dans l'algorithme de détection et de localisation nous avons créé deux variables binaires A_1 et A_2 dont les combinaisons booléennes sont représentatives des différentes zones des variations.

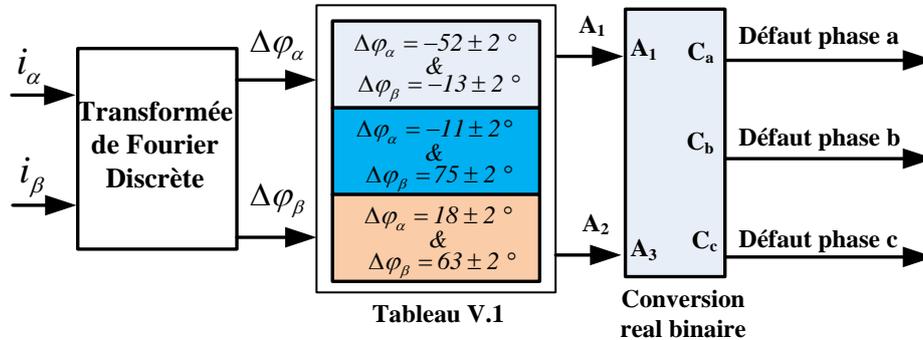


Figure V.13 : Schéma bloc de détection et localisation des défauts d'ouverture d'une phase.

Une fois que les deux valeurs des phases instantanées du courant sont obtenues, les deux variables A_1 et A_2 peuvent être données par le tableau suivant :

Zones des variations	A_1	A_2
$\Delta\varphi_\alpha = -52 \pm 2^\circ$ et $\Delta\varphi_\beta = -13 \pm 2^\circ$	0	1
$\Delta\varphi_\alpha = -11 \pm 2^\circ$ et $\Delta\varphi_\beta = 75 \pm 2^\circ$	1	0
$\Delta\varphi_\alpha = 18 \pm 2^\circ$ et $\Delta\varphi_\beta = 63 \pm 2^\circ$	1	1

Tableau V.2 : Tableau de détermination des variables A_1 et A_2 .

Dans ce travail les deux variables A_1 et A_2 sont définies par une méthode simple basée sur les phases instantanées $\Delta\varphi_\alpha$ et $\Delta\varphi_\beta$. Pour détecter les différents défauts d'ouverture des phases statoriques on utilise les signaux logiques C_a , C_b et C_c qui prennent les valeurs 0 ou 1 (la valeur 1 lorsque la phase est en défaut). Dans cette étape le bloc détermine les états des signaux logiques de détection des défauts C_a , C_b et C_c à partir des deux variables A_1 et A_2 suivant le tableau ci-dessous :

A_1	A_2	Défauts
0	1	C_a (défaut phase a)
1	0	C_b (défaut phase b)
1	1	C_c (défaut phase c)

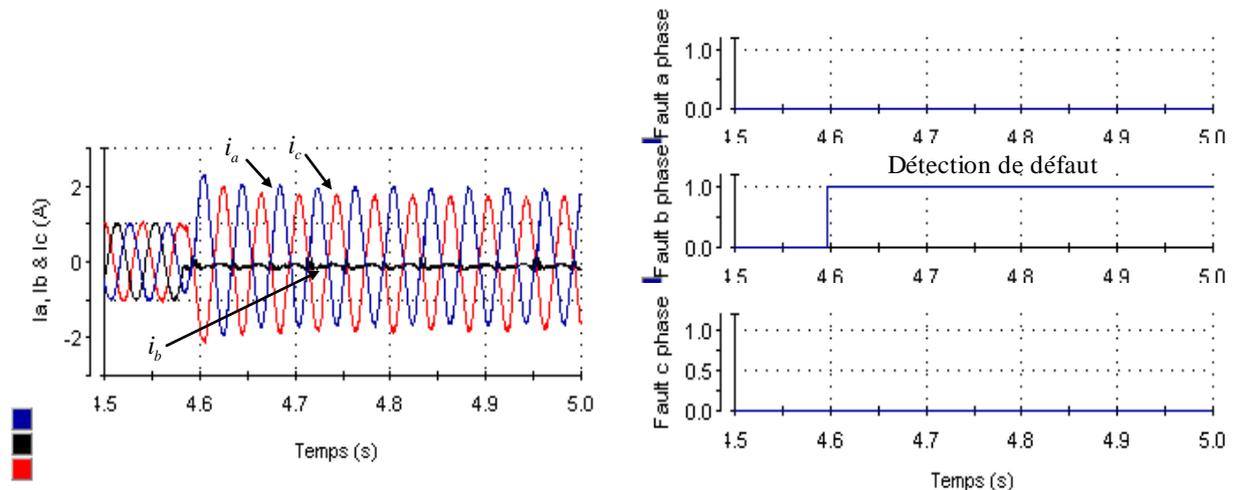
Tableau V.3 : Détermination des états des signaux logiques C_a , C_b et C_c .

Une fois les signaux logiques C_a , C_b et C_c générés ils serviront par la suite à réaliser les alarmes de défaut d'ouverture d'une phase statorique.

La figure V.12 montre les signaux d'alarmes indicatrices de défaut d'ouverture de la phase a . Le système de détection d'ouverture des phases présente un temps de détection égal à 0.01s. En effet, ce temps de détection présente le $\frac{1}{4}$ de la période des courants statoriques.

On remarque que le signal de défaut d'ouverture de la phase a prend la valeur 1 après ce temps de détection. Par contre les signaux de défaut d'ouverture des phases b et c restent égaux à zéro.

La figure V.13 montre l'évolution temporelle des grandeurs électriques ainsi que les signaux d'alarmes en présence de défaut d'ouverture de la phase b .



(a) Courants statoriques i_a , i_b et i_c en présence de défaut d'ouverture de la phase b .

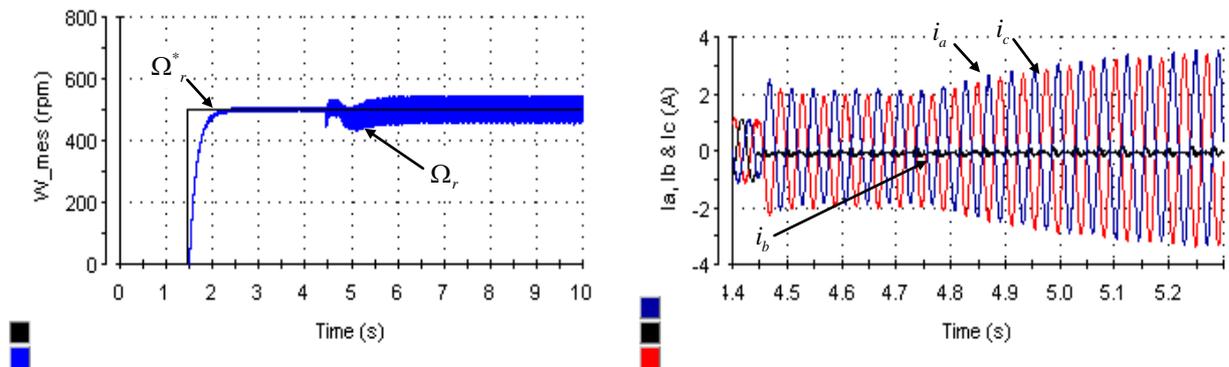
(b) Signaux de détection de défaut d'ouverture de la phase b .

Figure V.14: Évolution temporelle des courants statoriques et les signaux de défaut en présence de défaut d'ouverture de la phase b .

La figure V.14 (a) représente les courants statoriques lorsque la machine fonctionne sous 25% de charge nominale. Au début, le fonctionnement du système est normal, ensuite, nous avons créé le défaut sur la phase b , ce qui provoque l'annulation du courant dans la phase en question. Nous pouvons remarquer dans cet essai que la détection de défaut est immédiate comme le montre la figure V.15 (b).

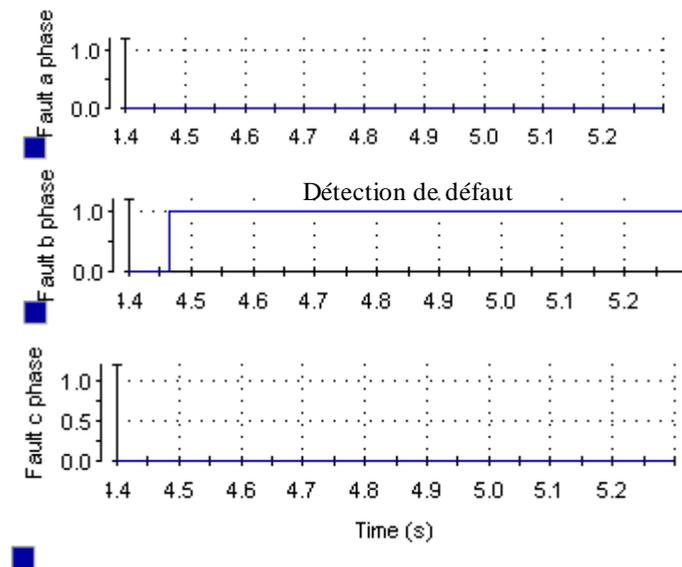
La figure V.14 montre l'évolution temporelle des courants statoriques et les signaux d'alarmes en présence de défaut d'ouverture de la phase b lorsque la charge appliquée à la

machine synchrone augmente de 30%. Nous pouvons remarquer que la méthode de détection est insensible à la variation du couple de charge comme le montre la figure V.15 (c).



(a) Vitesse mesurée et de référence avec augmentation du couple de charge.

(b) Courants statoriques i_a , i_b et i_c en présence de défaut d'ouverture de la phase b .



(c) Signaux de détection de défaut d'ouverture de la phase b .

Figure V.15 : Évolution temporelle des courants statoriques et les signaux de défaut en présence de défaut d'ouverture de la phase b , avec augmentation du couple de charge.

Après avoir présenté les résultats expérimentaux de détection de défaut d'ouverture d'une phase en utilisant les phases instantanées des courants statoriques, nous tenterons dans la section qui suit l'étude des performances de la commande vectorielle sans capteur mécanique de la MSAP avec des défauts des transistors.

IV. PERFORMANCES DE LA COMMANDE VECTORIELLE SANS CAPTEUR MECANIQUE DE LA MSAP SUITE A DES DEFAUTS DES TRANSISTORS DE PUISSANCES

Comme nous l'avons dit, pour assurer la continuité de fonctionnement de la MSAP sans capteur mécanique il est indispensable de rendre possible la marche en mode dégradé. En effet, l'objectif de cette troisième partie est l'étude comportementale de l'actionneur synchrone à aimants dans le domaine temporel en tenant compte des défauts électriques du stator qui modifient le comportement électromagnétique.

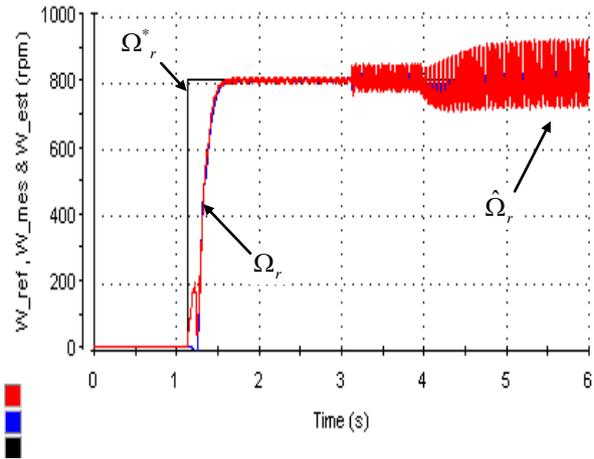
Pour tester notre commande sans capteur mécanique en boucle fermée, dans le cas de défaut statorique, nous avons envisagé deux situations de défauts au niveau de l'onduleur de puissance : un transistor à l'état *Off* sur un bras de l'onduleur et deux transistors à l'état *Off* sur le même bras de ce dernier. Ce défaut a été réalisé par le forçage à "0" du signal de commande de ces interrupteurs. Ces défauts ont été effectués à l'aide de la carte de conditionnement des signaux de commande (figure III.8 chapitre III). Le contrôle de cette carte est effectué à travers une consigne de tension générée par le module d'interface CAN de la carte DS1103.

Enfin, nous allons présenter les résultats expérimentaux concernant le fonctionnement en présence des défauts, pour les lois de commande sans capteur mécanique, en utilisant les estimateurs de vitesse (la méthode MRAS et l'observateur non linéaire) que nous avons développés dans le chapitre IV.

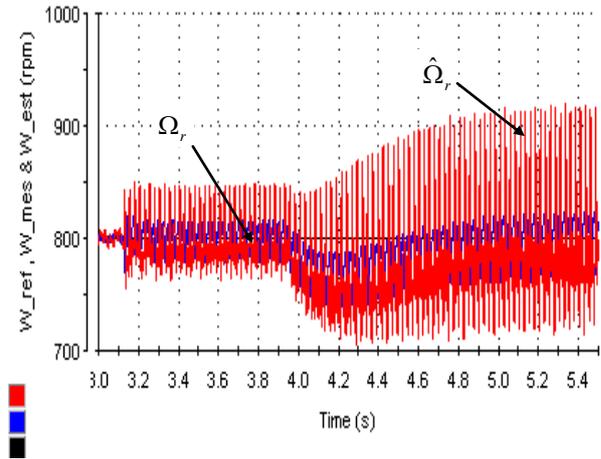
IV.1 Performances de l'observateur MRAS vis-à-vis de défauts des transistors

IV.1.1 Résultats expérimentaux pour le fonctionnement avec un transistor à l'état Off

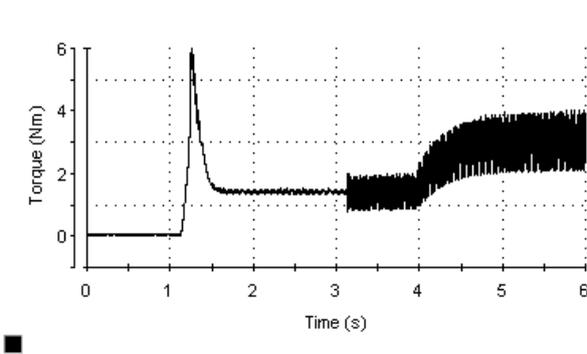
La figure V.16 montre l'évolution temporelle des grandeurs électriques et mécaniques en fonctionnement sans capteur mécanique, en présence de défaut, de type transistor T_1 à l'état *Off* (Figure II.6, chapitre II). Les oscillations du couple et de la vitesse du moteur qui apparaissent sont dues principalement à l'annulation du signal de commande du transistor T_1 . Ce défaut a été créé à l'instant $t = 3.1$ seconde.



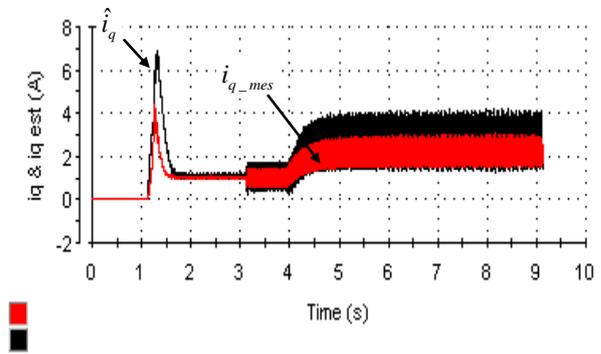
(a) Vitesse estimée et de référence.



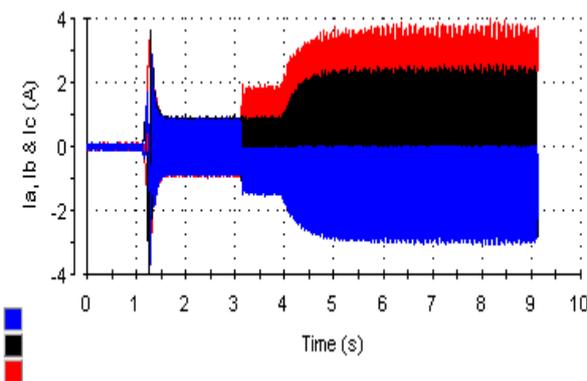
(b) Zoom sur les vitesses.



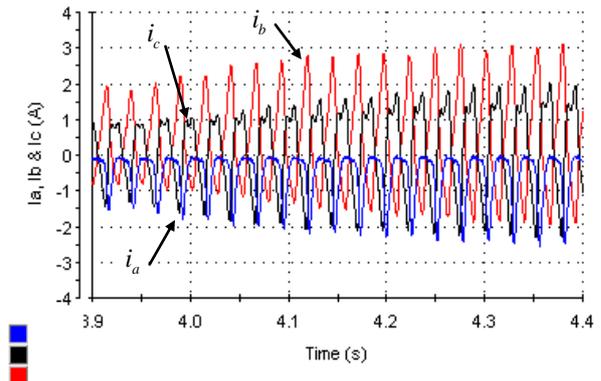
(c) Couple électromagnétique.



(d) Courants mesuré et estimé d'axe q.



(e) Courants statoriques i_a , i_b et i_c en présence de défaut, transistor T_1 à l'état Off.



(f) Zoom sur les courants statoriques i_a , i_b et i_c , transistor T_1 à l'état Off.

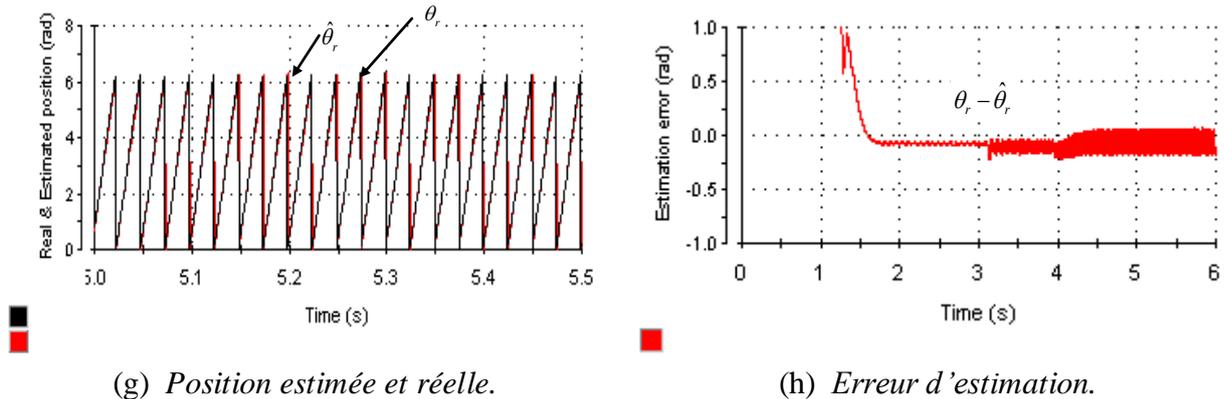


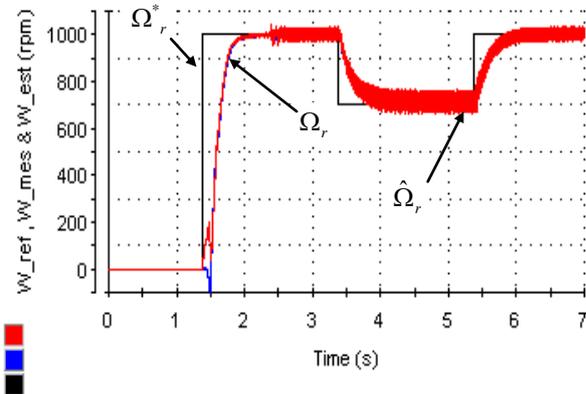
Figure V.16 : Évolution temporelle en fonctionnement sans capteur mécanique (par la méthode MRAS) avec augmentation du couple de charge, transistor T_1 à l'état Off.

Pour la figure V.16 (a), nous avons représenté la consigne, la vitesse estimée et mesurée. De plus, la figure V.16 (e) montre l'évolution temporelle des courants statoriques i_a , i_b et i_c en fonctionnement sans capteur mécanique (par la méthode MRAS) avec augmentation du couple de charge jusqu'à 3 Nm à l'instant $t=4s$. A partir de l'apparition de défaut, l'alternance positive du courant statorique i_a a été éliminée, alors que i_b et i_c subissent une légère déformation, ce qui vérifie la théorie. La figure V.16 (c) présente le couple électromagnétique obtenu avant et après l'apparition de défaut. Nous pouvons remarquer que, proportionnellement à la faible consigne de couple, ces oscillations nous paraissent importantes.

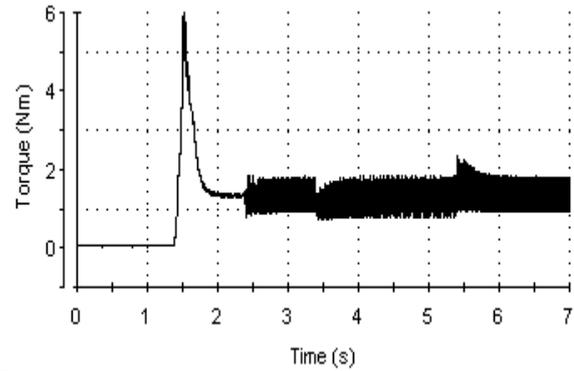
La figure V.16 (d) présente l'évolution des courants réels et estimés. Comme le montre cette figure, cette méthode d'estimation de courant suivant l'axe en quadrature \hat{i}_q est plus sensible par rapport au courant mesuré lors d'un défaut d'ouverture d'un transistor. Il présente des oscillations autour de la valeur mesurée mais avec des ondulations plus importantes avec une augmentation de $\pm 0.5A$ par rapport au courant réel i_{q_mes} .

La figure V.16 montre la présence d'une oscillation de la vitesse du rotor de ± 100 tr/min (soit pour 12.5% de la vitesse de référence) autour de 800 tr/min, due aux ondulations de courant estimé sur l'axe q . Les résultats expérimentaux sont importants puisqu'ils montrent qu'un moteur synchrone peut tourner sans capteur mécanique avec des oscillations de couple de $\pm 1N.m$ ($\pm 24\%$) autour de 3N.m (soit pour 75% du couple nominal) dans le cas d'un seul transistor à l'état off. La figure V.17 présente les résultats expérimentaux pour un profil de vitesse: de l'arrêt à 1000 tr/min, puis à 700 tr/min (23,3% de la vitesse maximale), et enfin il

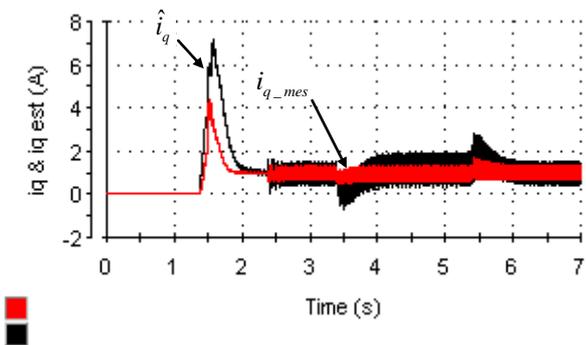
revient à 1000 tr/min avec l'application du couple de charge égal à 1.6 Nm (soit pour 40% du couple nominal). La figure V.17 (a) montre l'évolution temporelle de la vitesse mesurée et celle estimée en fonctionnement sans capteur mécanique par la méthode MRAS, dans le cas d'un transistor T_1 à l'état Off.



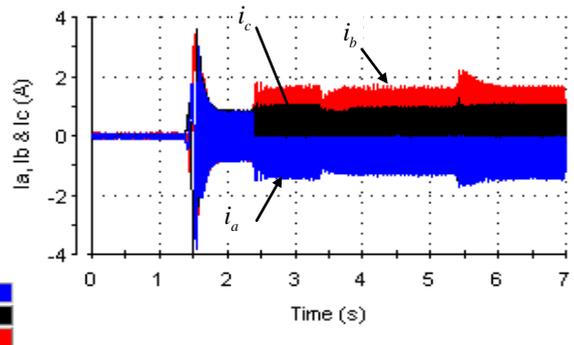
(a) Vitesse estimée et de référence.



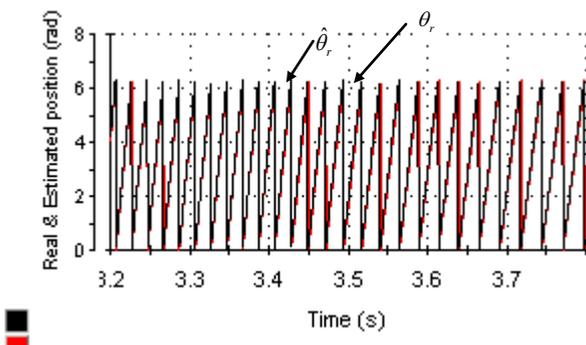
(b) Couple électromagnétique.



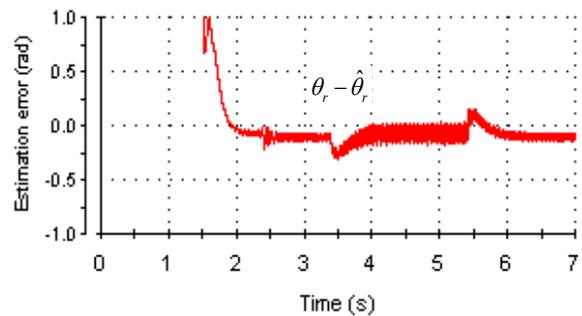
(c) Courants statoriques i_a , i_b et i_c en présence de défaut, transistor T_1 à l'état Off.



(d) Zoom sur les courants statoriques i_a , i_b et i_c , transistor T_1 à l'état Off.



(e) Position estimée et réelle.



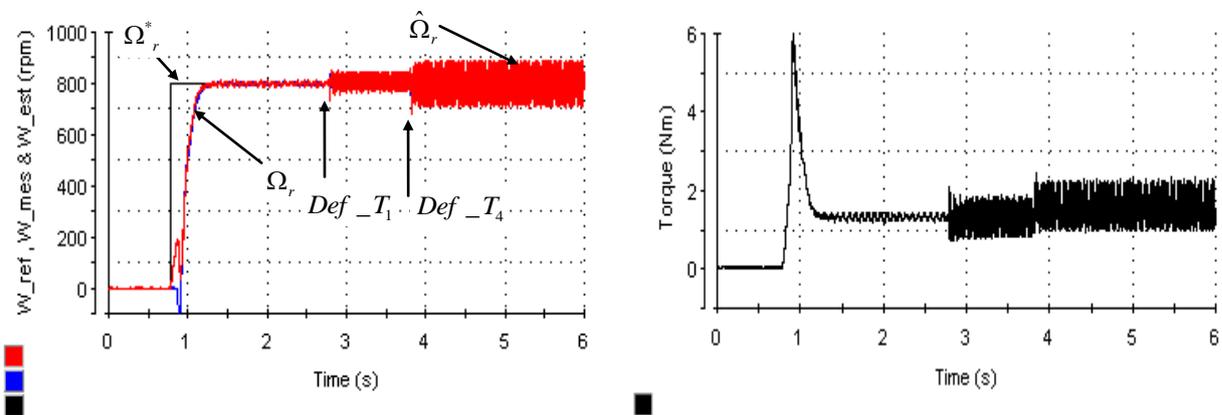
(f) Erreur d'estimation.

Figure V.17 : Évolution temporelle en fonctionnement sans capteur mécanique (méthode MRAS) pour les vitesses variant entre 1000 et 700 tr/min, transistor T_1 à l'état Off.

Dans cet essai, la présence d'un défaut du transistor T_1 est survenue à l'instant $t = 2.4s$. A partir de cet instant, le courant dans la phase statorique en défaut (phase a) est alors négatif avec des mono alternances (l'alternance positive est éliminée). En plus, les oscillations de couple dont la valeur maximale reste presque constante pendant cet essai, varient entre $\pm 0.45N.m$ ($\pm 11.25\%$) autour de $1.5N.m$. Le profil de la vitesse a été choisi variable afin de pouvoir vérifier les performances de la commande sans capteur mécanique en utilisant l'observateur MRAS vis-à-vis de défaut d'un seul transistor. Nous pouvons remarquer qu'avec ce profil, la vitesse estimée du rotor coïncide avec celle mesurée lors de la variation de vitesse de référence avec des oscillations de ± 40 tr/min. Ces résultats confirment l'efficacité de l'algorithme de la commande sans capteur pour un fonctionnement en mode dégradé.

IV.1.2 Résultats expérimentaux pour le fonctionnement avec deux transistors à l'état Off

La figure V.18 montre l'évolution temporelle en fonctionnement sans capteur mécanique par la méthode MRAS pour une défaillance de type annulation des signaux de commandes des deux transistors T_1 et T_4 d'une cellule de commutation. Ce type de défaut correspond aux pertes de la commande d'un bras de l'onduleur vectoriel, ses deux transistors restant ouverts. En effet, la phase a est connectée à travers les diodes en antiparallèles de la cellule de commutation du premier bras (figure II.6 du chapitre II). Cette dernière configuration laisse la conduction libre d'une des diodes du bras en défaut. Cette conduction qui dépend des forces électromotrices développées par le moteur synchrone et des commandes des bras non défectueux.



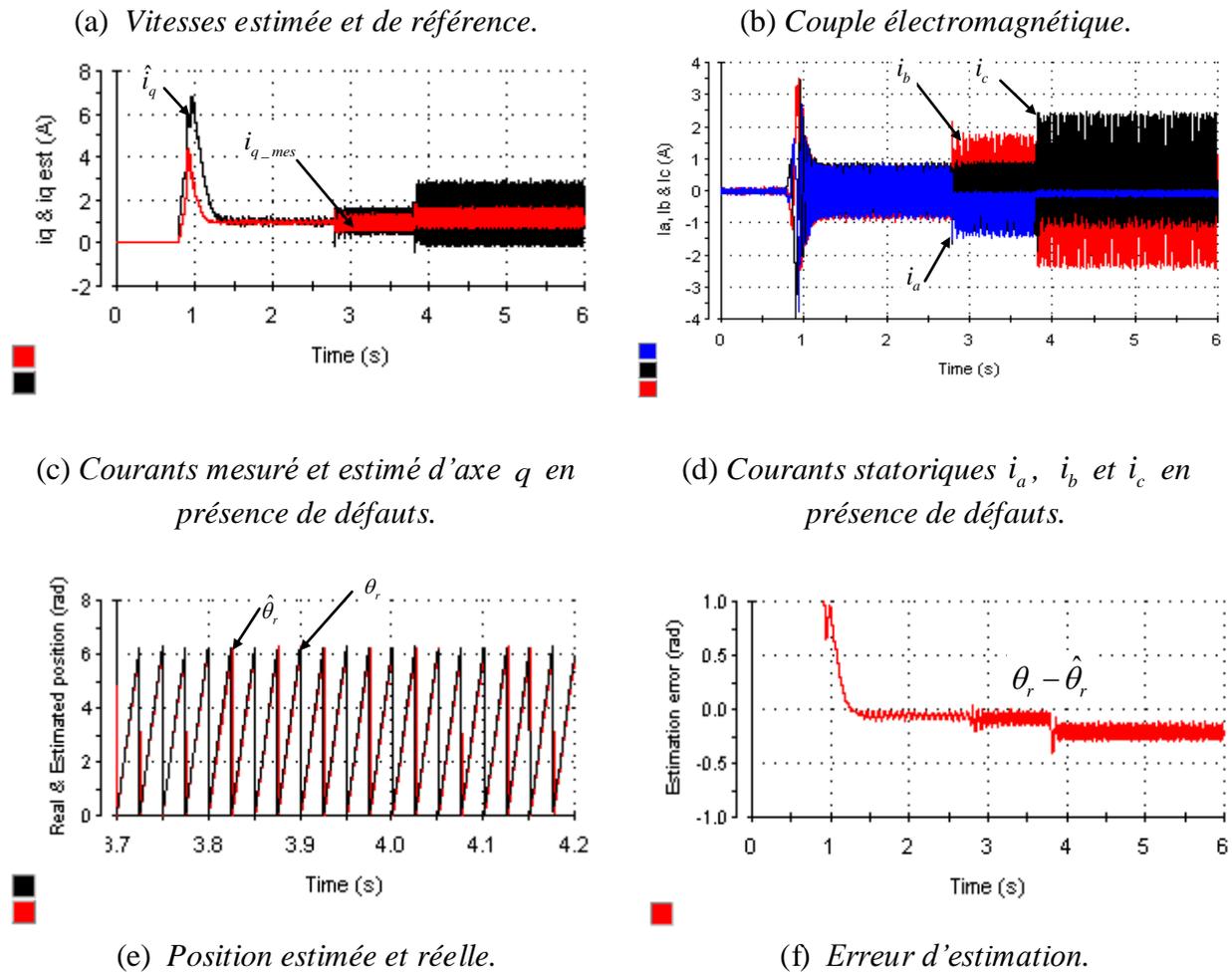


Figure V.18 : Évolution temporelle en fonctionnement sans capteur mécanique (par la méthode MRAS) en présence de défauts, transistors T_1 et T_4 à l'état Off.

Pendant cet essai, nous avons enregistré les signaux issus des différents capteurs de mesures. La figure V.18 (a) et la figure V.18 (d) montrent la vitesse de rotation estimée et mesurée ainsi que le couple électromagnétique C_{em} . Cet essai est réalisé pour un fonctionnement normal puis on fait apparaître les défauts sur les transistors T_1 et T_4 respectivement aux instants $t=2.7s$ et $t=3.8s$. La figure V.18 (d) montre les courants statoriques dans les trois phases i_a , i_b et i_c . Les courants mesurés et estimés d'axe q ont été présentés sur la figure V.18 (c).

La dégradation des formes d'onde des courants est accrue par rapport au cas d'un seul transistor. A l'instant $t=2.7s$ le courant dans la phase en question est quasiment nul, En plus les courants dans les phases saines ont leurs fondamentaux en opposition de phase. Il est à noter que ce type de défaut correspond au cas de l'ouverture d'une phase statorique de la machine synchrone. La figure V.18 (e) représente les positions estimées et réelles lorsque le

moteur fonctionne sous 38% de charge avec les mêmes niveaux de défaillances. Lorsque le défaut est injecté, l'erreur sur l'estimation de la position augmente jusqu'à 0.25 rad comme le montre la figure V.18 (f) (une erreur d'estimation sur la position de 4%). La figure V.19 montre l'évolution temporelle en fonctionnement sans capteur mécanique avec augmentation du couple de charge jusqu'à 3 Nm à l'instant $t=3.8s$.

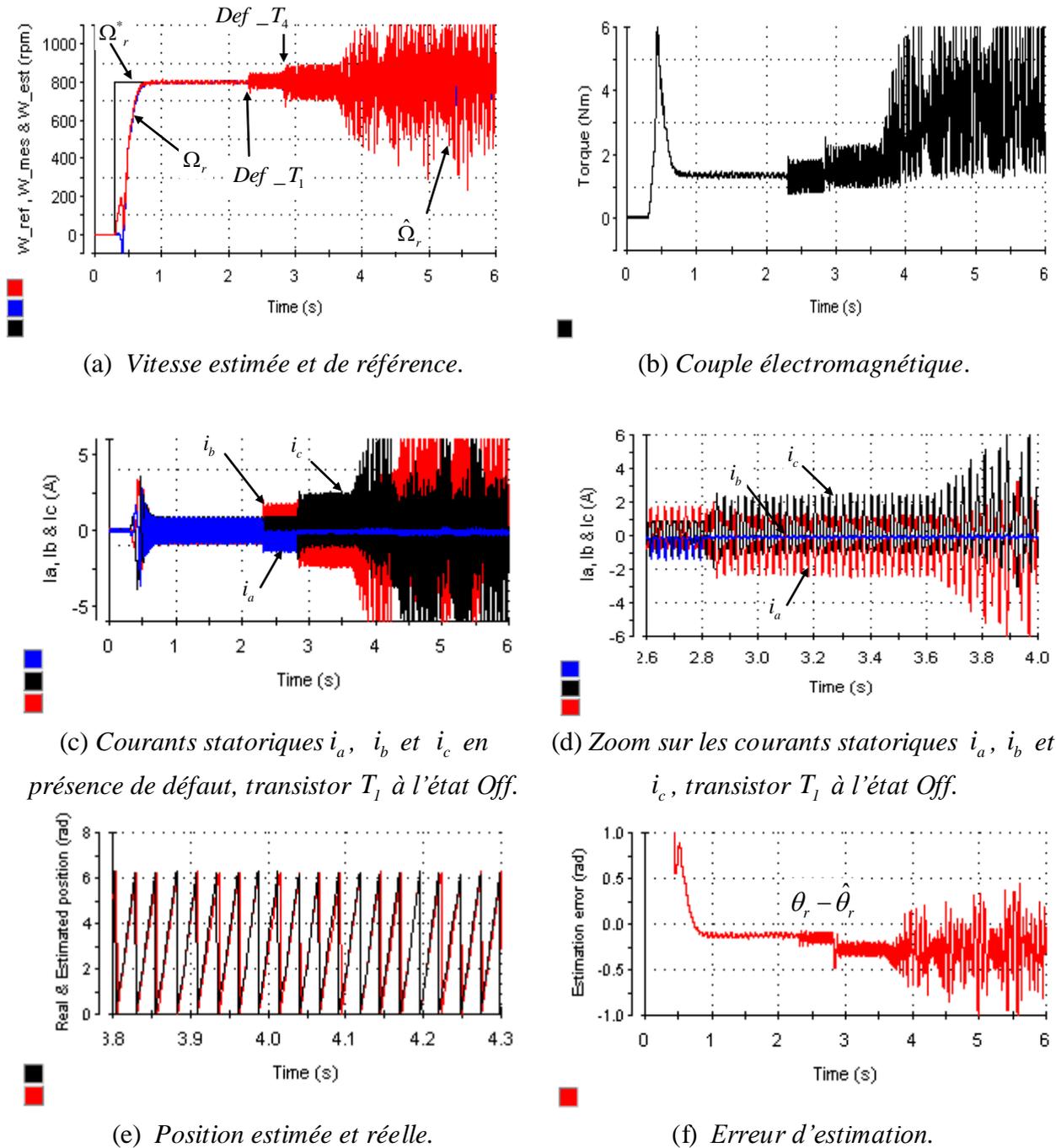


Figure V.19 : Évolution temporelle en fonctionnement sans capteur mécanique (par la méthode MRAS) avec augmentation du couple de charge, transistors T_1 et T_4 à l'état Off.

Au moment de l'application du couple de charge, les ondulations sont respectivement de ± 300 tr/min (soit pour 37.5% de la vitesse de référence) pour la vitesse réelle et celle observée comme nous montre la figure V.19 (a). La figure V.19 (f) montre que le couple présente une ondulation dont l'amplitude est encore plus importante que celle du type de défaut précédent, elle peut atteindre deux fois la valeur du couple nominal du moteur ($\pm 200\%$). La figure V.19 (f) montre que la dégradation de l'erreur d'estimation de la position est accrue par rapport à l'essai précédent (une erreur d'estimation sur la position de 0.6 rad). Néanmoins, les vibrations résultantes peuvent être préjudiciables et par conséquent induire une dégradation rapide des éléments mécaniques pour un fonctionnement de longue durée.

En résumé, les modèles d'estimation du courant statoriques dans le repère $d-q$ en régime statique ou transitoire à partir des grandeurs mesurables (tensions, courants dans le repère $d-q$) garantissent le fonctionnement de l'estimateur MRAS. Enfin, nous constatons la robustesse de la commande sans capteur mécanique en mode dégradé, vis-à-vis de défauts d'un seul ou des deux transistors.

IV.2 Performances de l'observateur non linéaire vis-à-vis de défauts des transistors

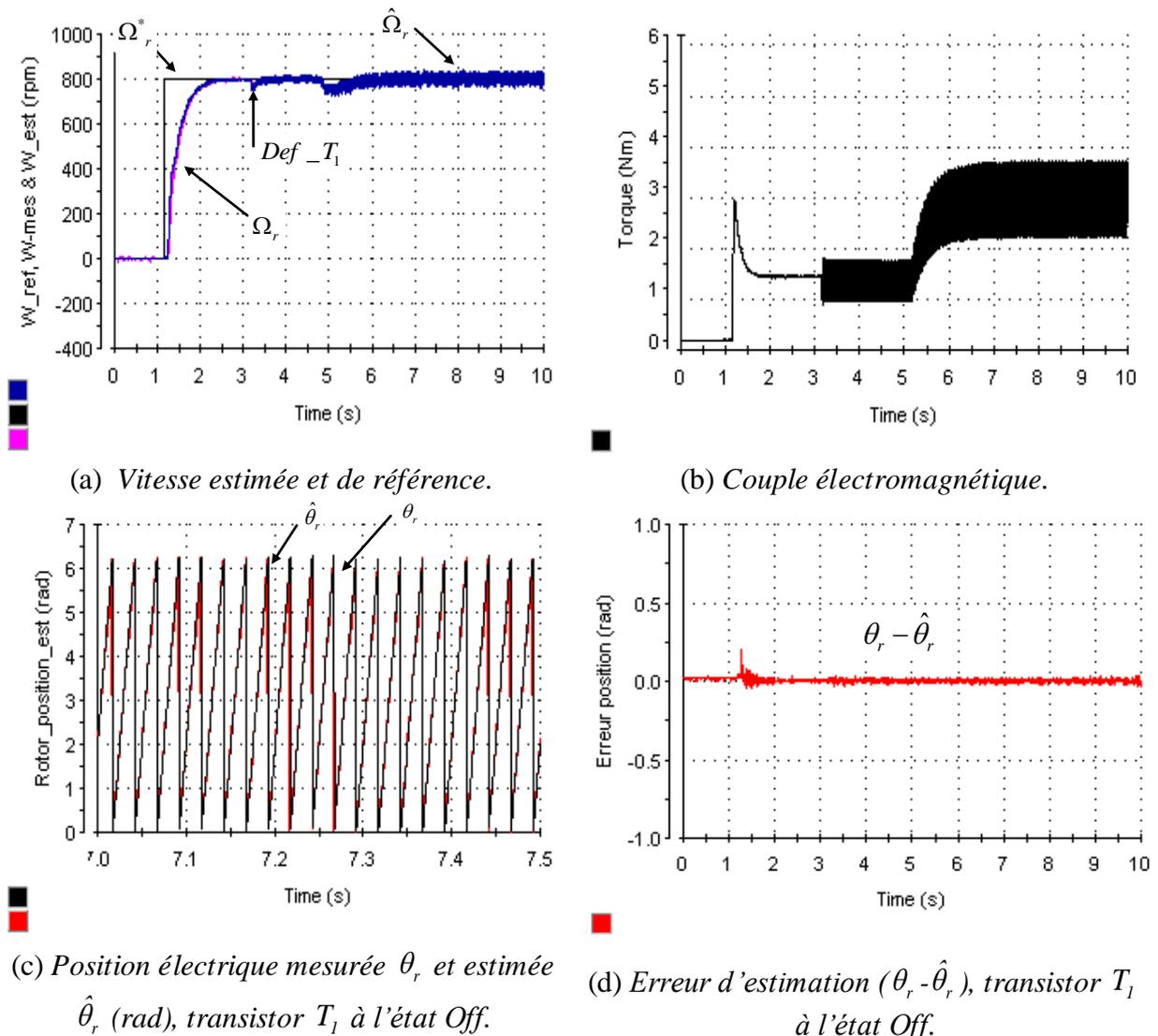
Dans ce qui suit nous analysons les conséquences des défauts circuit-ouvert des signaux de commandes des transistors d'une cellule de commutation. Pour cela, dans cette partie, on utilise les résultats expérimentaux d'une MSAP triphasée alimentée par un onduleur de tension à trois bras commandé par MLI vectorielle. La machine est commandée en vitesse sans capteur mécanique en utilisant l'observateur non linéaire.

IV.2.1 Résultats expérimentaux concernant le fonctionnement avec un transistor à l'état Off

La figure V.20 montre l'évolution temporelle en fonctionnement sans capteur mécanique en utilisant l'observateur non linéaire avec augmentation du couple de charge, transistor T_1 à l'état Off. La figure V.20 (a) représente l'allure de la vitesse lors de l'annulation du signal de commande du transistor à l'instant $t=3.2$ s et l'augmentation du couple de charge à l'instant $t=5$ s jusqu'à 3Nm (soit pour 75% du charge nominale). On constate bien que la vitesse mesurée et celle estimée sont stables et convergent vers la valeur de référence avec des ondulations qui ne dépassent pas ± 20 tr/min (soit 2.5% de la vitesse de

référence). Ceci montre les performances de l'observateur non linéaire vis-à-vis des défauts du convertisseur de puissance. La figure V.20 (b) montre que le couple présente une ondulation dont l'amplitude est inférieure à celle de l'observateur MRAS qui peut atteindre une valeur de $\pm 0.5\text{N.m}$ soit $\pm 12\%$. La figure V.20 (c) présente la position électrique mesurée θ_r et celle estimée $\hat{\theta}_r$, pour le transistor T_1 à l'état Off. Lorsque le couple de charge est appliqué, l'erreur sur l'estimation de la position reste très faible comme le montre la figure V.20 (d). En effet, il apparaît uniquement un petit écart sur l'estimation de la position électrique qui ne dépasse pas le 0.1 rad.

La figure V.20 (f) représente un zoom de l'allure des signaux $\cos \hat{\theta}_r$ et $\sin \hat{\theta}_r$ pour un fonctionnement en présence de défaut convertisseur. On voit bien que ces valeurs crêtes sont légèrement augmentées de 0,1 autour des valeurs de références. Ceci à cause de l'augmentation du courant des trois phases statoriques.



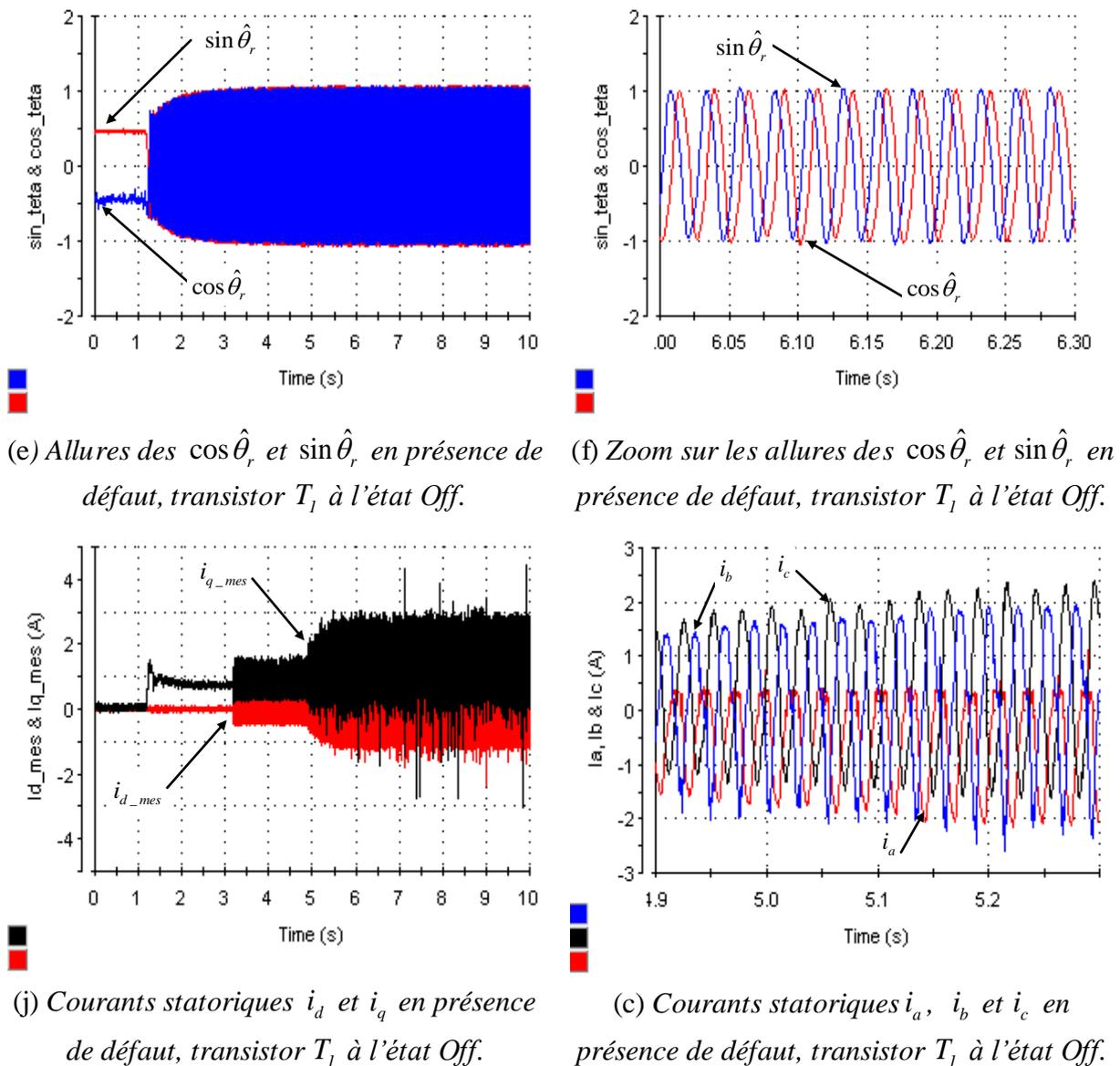


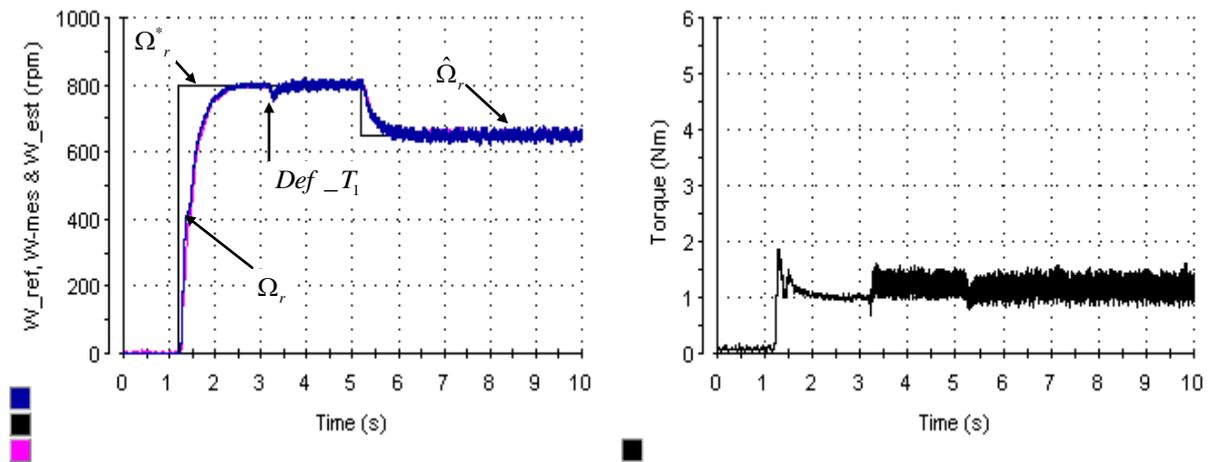
Figure V.20 : Évolution temporelle en fonctionnement sans capteur mécanique (par l'observateur non linéaire) avec augmentation du couple de charge, transistor T_1 à l'état Off.

La figure V.20 (j) montre l'allure des courants mesurés i_d et i_q . On constate que chacun des deux courants présentent des ondulations variant entre ± 1.1 A autour de ces valeurs de références au moment de l'apparition de défaut du transistor. Cette figure prouve un fonctionnement du moteur par l'orientation du flux rotorique. De plus, la figure V.20 (c) montre l'évolution temporelle des courants statoriques i_a , i_b et i_c en fonctionnement sans capteur mécanique et avec augmentation du couple de charge.

En conclusion le système de commande par l'observateur non linéaire est beaucoup plus stable que l'observateur MRAS et il donne moins d'ondulations au niveau du couple et de la vitesse pour un couple de charge égal à 3Nm (75% du couple nominal).

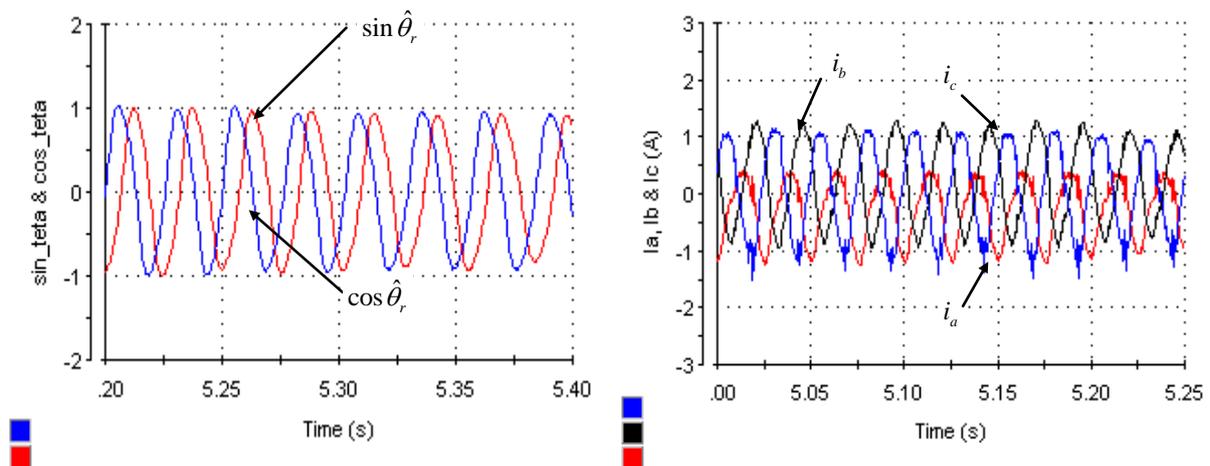
La figure V.21 montre l'évolution temporelle en fonctionnement sans capteur mécanique par l'observateur non linéaire pour les vitesses de référence variant entre 800 et 500 tr/min, lors de l'annulation du signal de commande du transistor T_1 l'instant $t=3.2s$.

Pour montrer les performances de l'observateur non linéaire on a appliqué un cycle de faible vitesse. La figure V.21 (a) montre les allures de la vitesse réelle et estimée qui suivent celle de la référence avec application d'un couple de charge de 1.1 Nm. En effet, les oscillations de couple, dont la valeur moyenne reste presque constante pendant cet essai, varient entre $\pm 0.3N.m$.



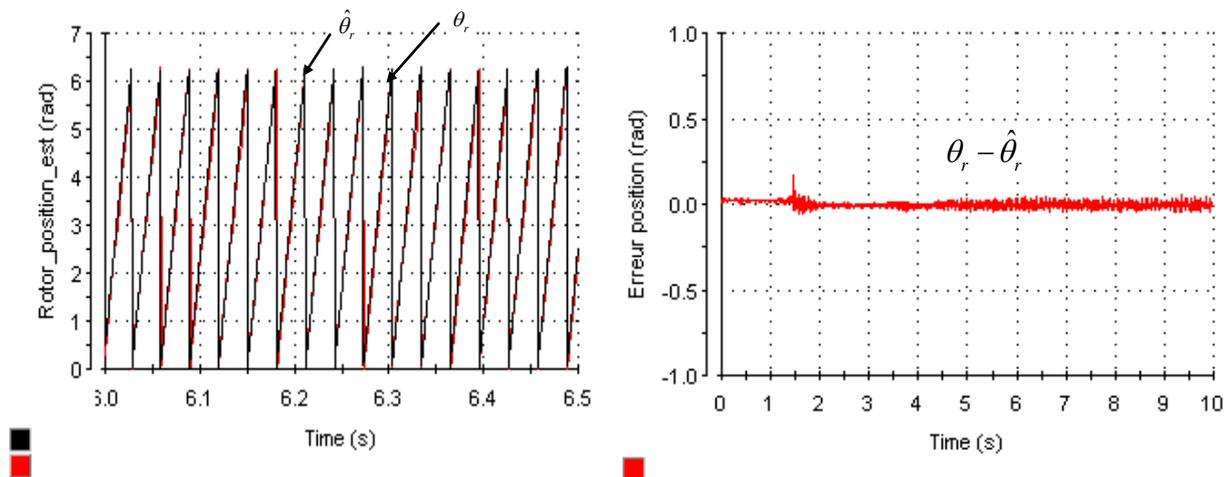
(a) Vitesse estimée et de référence.

(b) Couple électromagnétique.



(c) Zoom sur les allures des $\cos \hat{\theta}_r$ et $\sin \hat{\theta}_r$ en présence de défaut, transistor T_1 à l'état Off.

(d) Zoom sur les courants statoriques i_a , i_b et i_c en présence de défaut.



(e) Position estimée et réelle.

(f) Erreur d'estimation.

Figure V.21 : Évolution temporelle en fonctionnement sans capteur mécanique (par l'observateur non linéaire) pour les vitesses de référence variant entre 800 et 500 tr/min, transistor T_1 à l'état Off.

La figure V.21 (e) présente la position réelle et celle estimée. En effet, l'erreur d'estimation de la position électrique reste constante pendant cet essai, elle ne dépasse pas 0.1 rad. Ainsi, d'après les résultats des figures V.20 et V.21, on peut constater que les erreurs de la position du flux rotorique ne dépassent pas 3.2% pour une variation de la vitesse rotorique et augmentation du couple de charge.

IV.2.2 Résultats pour le fonctionnement avec deux transistors à l'état Off

La figure V.22 montre l'évolution temporelle en fonctionnement sans capteur mécanique par l'observateur non linéaire en présence des défauts, transistors T_1 et T_4 à l'état Off (Figure II.6). La figure V.22 (a) montre que la vitesse mécanique du moteur est asservie. On remarque aussi des faibles oscillations à cause de la robustesse de l'estimation de la position et de la vitesse par l'observateur non linéaire. Les dégradations des formes d'onde des trois courants statoriques sont accrues par rapport au cas d'un seul transistor comme nous montre la figure V.22 (d).

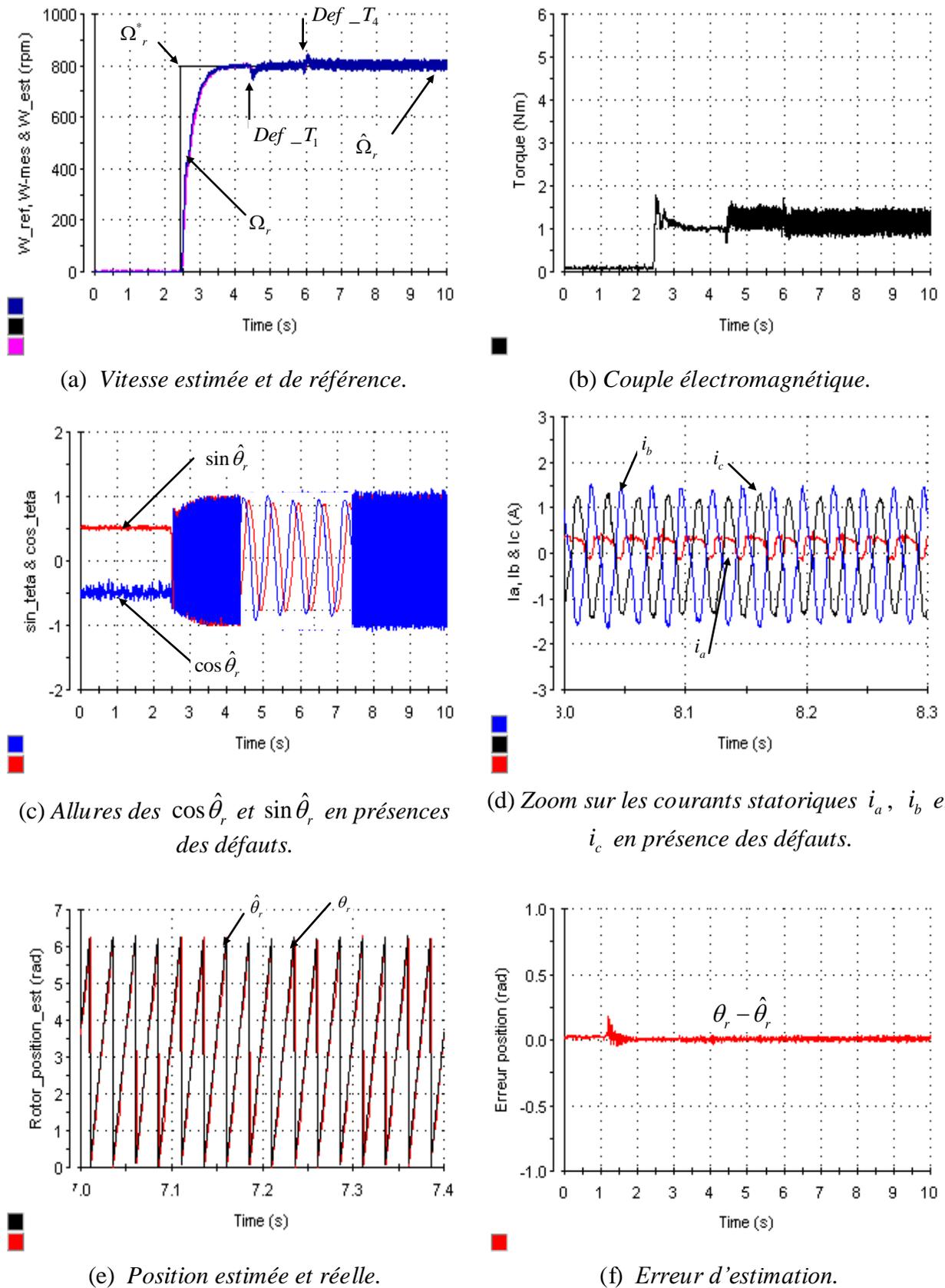
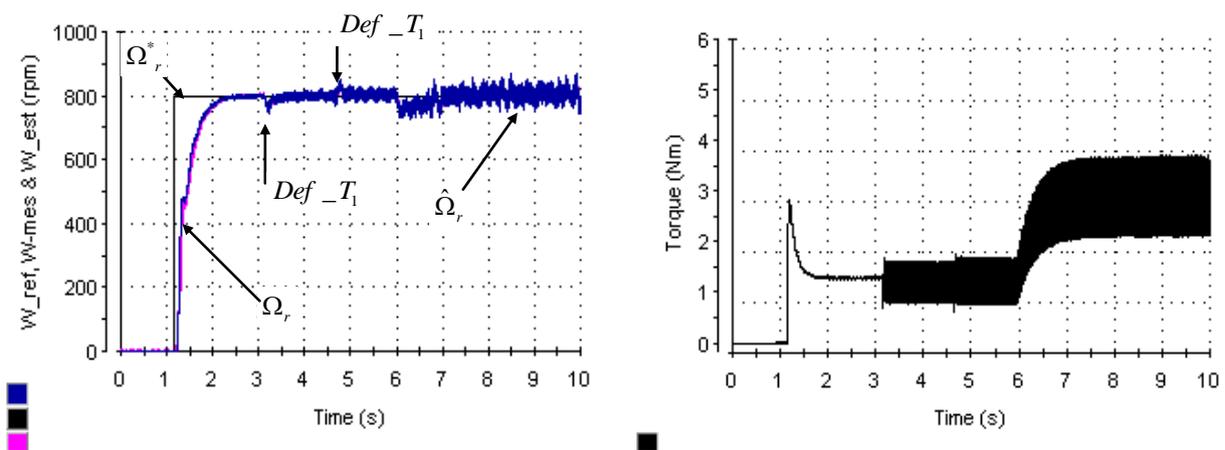


Figure V.22: Évolution temporelle en fonctionnement sans capteur mécanique par l'observateur non linéaire en présence de défauts, transistors T_1 et T_4 à l'état Off.

A l'instant $t=6s$ le courant dans la phase a est quasiment nul. En plus, les courants dans les phases b et c ont leurs fondamentaux en opposition de phase. Par contre, dans ce régime de fonctionnement, on constate une bonne estimation des signaux $\cos \hat{\theta}_r$ et $\sin \hat{\theta}_r$, comme nous montre la figure V.22 (c). Après l'apparition des défauts, on remarque qu'elles sont déphasées de 90° , et elles ont presque une forme quasi sinusoïdale malgré la faible valeur du courant i_α qui est l'image du courant i_a .

Les résultats expérimentaux de la figure V.22 (e), montrent qu'avec deux transistors à l'état off, nous obtenons les mêmes performances d'estimation de la position rotorique que dans le cas d'un défaut d'un seul transistor pour la même vitesse rotorique. Par contre, on remarque que l'erreur d'estimation de la position augmente légèrement (ne dépasse pas 0.15 rad) au moment de l'apparition des défauts. En effet, ces allures obtenues montrent une bonne estimation des grandeurs électriques et mécaniques en utilisant l'observateur non linéaire.

Le modèle de la commande vectorielle est basé sur l'observateur non linéaire qui fait intervenir des défauts des transistors T_1 et T_4 . Afin de tester l'influence de ces défauts sur la commande sans capteur mécanique, nous avons effectué deux tests : à un échelon de vitesse de 800 tr/min avec une augmentation du couple de charge à l'instant $t=6s$ jusqu'à 3Nm (75% du charge nominale). Nous analysons l'allure des grandeurs mécaniques et électriques au niveau de la commande afin de voir si le système continue à fonctionner correctement ou non après le défaut. Les résultats expérimentaux sont illustrés par la figure V.23.



(a) Vitesse estimée et de référence.

(b) Couple électromagnétique.

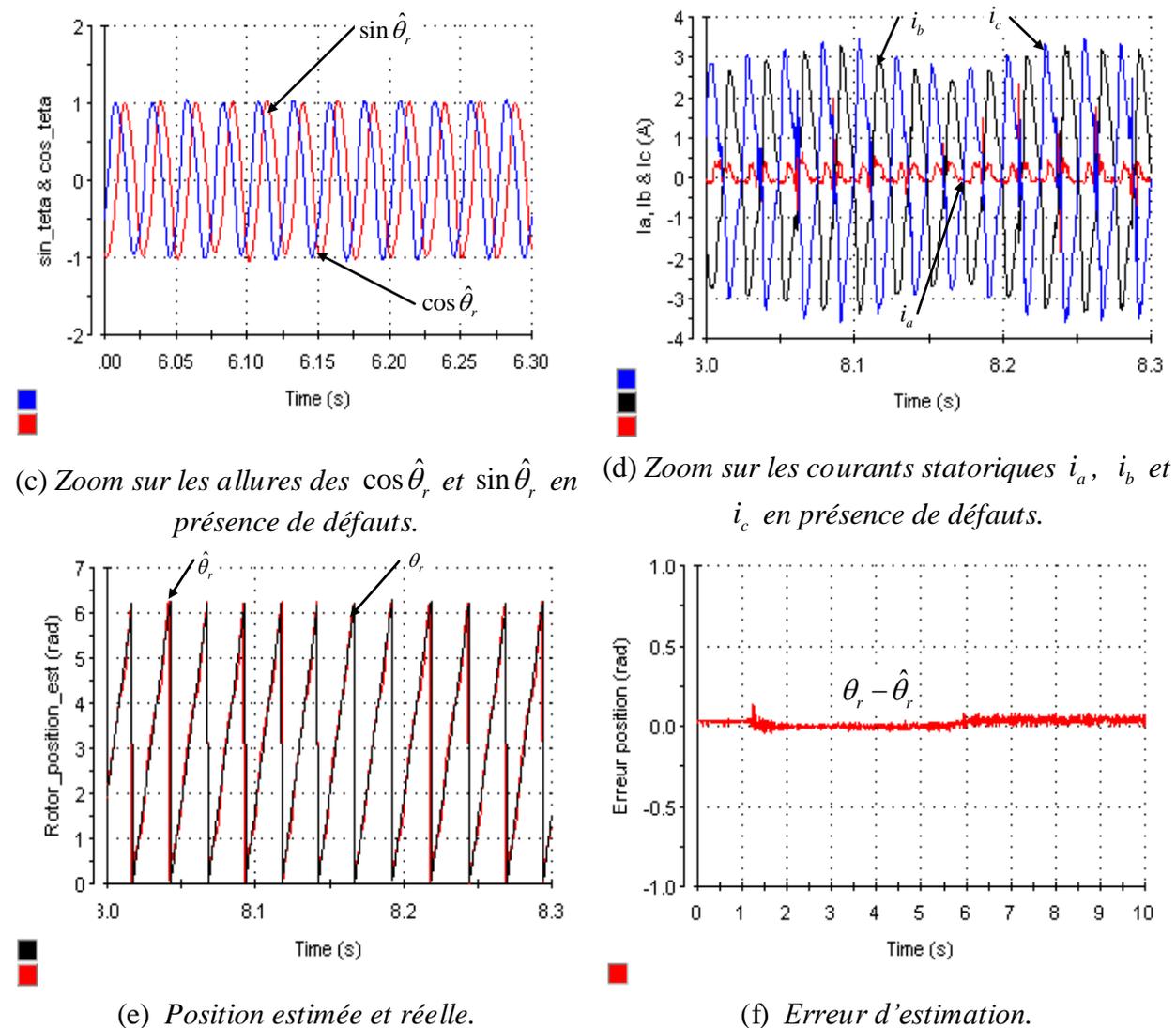


Figure V.23 : Évolution temporelle en fonctionnement sans capteur mécanique (par l'observateur non linéaire) en présence de défauts, transistors T_1 et T_4 à l'état Off.

On remarque bien la stabilité et la convergence de la vitesse estimée et mesurée vers la consigne de référence pour les différents types de défaut à vide et en charge, et pour une variation du couple de charge jusqu'à 75% de la charge nominale. Au moment de l'application du couple de charge, les ondulations sont respectivement de ± 50 tr/min (soit pour 6.25% de la vitesse de référence) pour la vitesse réelle et celle observée comme nous le montre la figure V.23 (a). Nous constatons sur la figure V.23 (b) que le régime dégradé se manifeste sur le plan mécanique par des vibrations au niveau du moteur. Cette figure montre que le couple présente une ondulation dont l'amplitude ne dépasse pas le 0.5 Nm. Nous observons que cette ondulation est inférieure à celle de la commande sans capteur à base de l'observateur MRAS pour le même type de défaut. Au-delà d'une certaine valeur du couple

résistant (d'environ 4.5 Nm, valeur constatée lors des essais), la machine décroche et perd le synchronisme. La figure V.23 (f) montre que la dégradation de l'erreur d'estimation de la position est accrue par rapport à l'essai précédent avec une erreur d'estimation sur la position de 0.6 rad. Il est à noter aussi, qu'à basse vitesse les erreurs sur le module de l'erreur d'estimation de la position du flux rotorique varient fortement avec la variation du couple de charge. Les figures V.16 et V.20 précédentes illustrent l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques pour une défaillance de type un transistor à l'état off.

Cette défaillance montre l'apparition des oscillations importantes pour l'observateur MRAS; par rapport à l'observateur non linéaire. Cette variation engendre une erreur d'observation de 1.6% en régime transitoire et 3.8% en régime permanent pour l'observateur MRAS (figure V.16 (f)). Tant dis que pour l'observateur non linéaire elle vaut 1.5% en régime transitoire et 1.1% en régime permanent. Enfin, nous pouvons remarquer que la commande vectorielle, sans capteur mécanique de la MSAP en utilisant l'observateur non linéaire, est la mieux adaptée pour un fonctionnement en mode dégradé; ceci est dû aux faibles ondulations de couple et de vitesse pour un fonctionnement avec deux transistors à l'état Off sur le même bras de l'onduleur.

V. RECONFIGURATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE DES MSAP SUITE AU DÉFAUT DU CAPTEUR MÉCANIQUE

V.1 Problématique

Dans certaines applications qui exigent des précisions de position et de vitesse de haute performance, il est impératif d'utiliser un capteur mécanique pour mesurer la vitesse et la position du rotor. Si ce capteur tombe en panne, il faut basculer sur un algorithme d'estimation de ces grandeurs mécaniques pour assurer la continuité de service. En effet, des algorithmes de détection des défauts des capteurs de courant et de vitesse/position ont été développés dans [Gro-12]. Par conséquent, les algorithmes de commande sans capteurs mécanique que nous avons développés peuvent être utilisés dans les autres projets de recherche pour ce type d'application.

Cette partie consiste à développer un système de contrôle qui permet de garantir une commande vectorielle des MSAP suite au défaut. Dans notre cas, le défaut concerne le capteur mécanique (vitesse/position). En effet, l'objectif de cette partie est d'élaborer et de valider expérimentalement une approche basée sur un observateur de vitesse du type MRAS et l'observateur non linéaire qui permet de basculer d'une commande avec capteur mécanique

vers une commande sans capteur mécanique [Abd-10]. Cette transition en fonctionnement dynamique met en évidence la commande en mode dégradé liée au défaut du capteur mécanique de la MSAP. Dans un premier temps, la commande vectorielle est réalisée avec un capteur mécanique. Puis, suite à une défaillance imprévue au niveau du capteur on réalise la transition automatique de la commande en mode dégradé sans capteur mécanique. Pour finir, on affectue une reprise à la volée du fonctionnement normal sans passer par une phase d'arrêt du processus industriel.

V.2 Principe de reconfiguration de la commande vectorielle suite au défaut du capteur mécanique

Lors de l'étude, on suppose que l'information de la défaillance du capteur de vitesse de la machine est fournie par le système de contrôle. Comme dans le cas de la commande sans capteur mécanique (chapitre IV), seuls les courants et les tensions statoriques seront disponibles pour l'estimation de la vitesse et de la position en régime dynamique. La figure V.24 présente l'architecture de reconfiguration de la commande vectorielle suite au défaut du capteur mécanique de la machine synchrone. La configuration de ce mode de fonctionnement permet d'assurer le passage d'une machine commandée avec un capteur mécanique vers une commande vectorielle sans capteur mécanique.

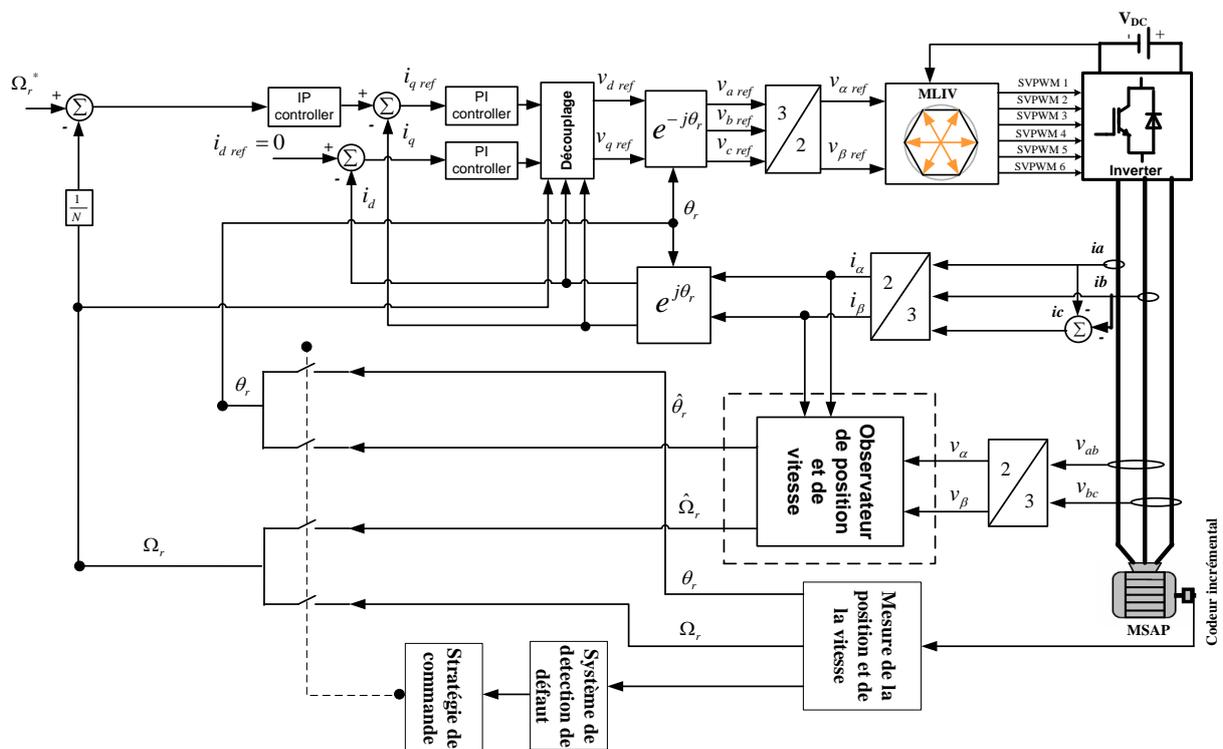


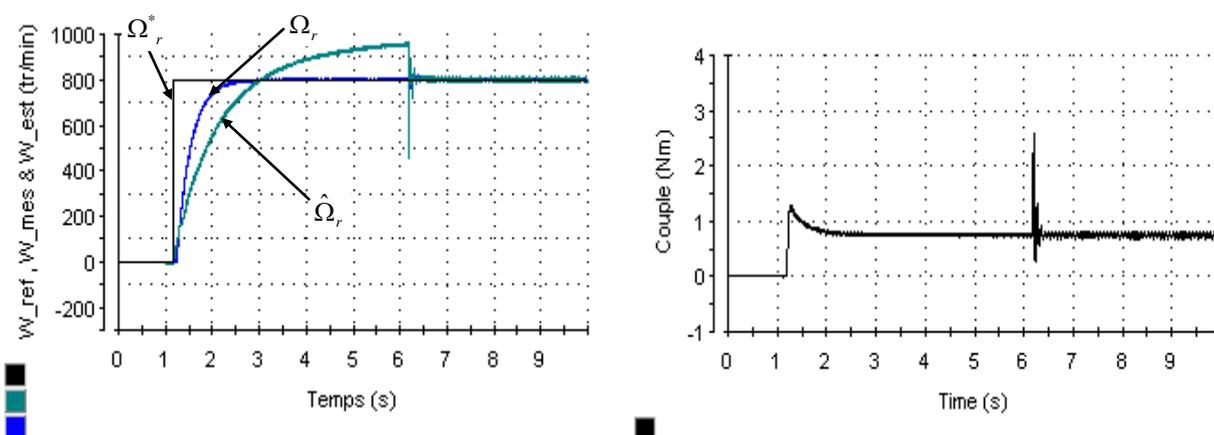
Figure V.24 : Reconfiguration de la commande vectorielle suite au défaut du capteur mécanique.

Cette solution proposée permet une reconfiguration automatique du système dans le cas où un défaut surgit au niveau du capteur de vitesse. Deux types d'observateurs de vitesse ont été utilisés pour illustrer la transition du contrôleur en utilisant la méthode MRAS et l'observateur non linéaire. En effet, la transition se fait entre les deux types de commandes étudiées dans les chapitres III et IV. Dans la suite, nous allons présenter les résultats expérimentaux concernant la reconfiguration de la commande vectorielle suite au défaut du capteur mécanique.

V.3 Résultats expérimentaux en utilisant la méthode MRAS

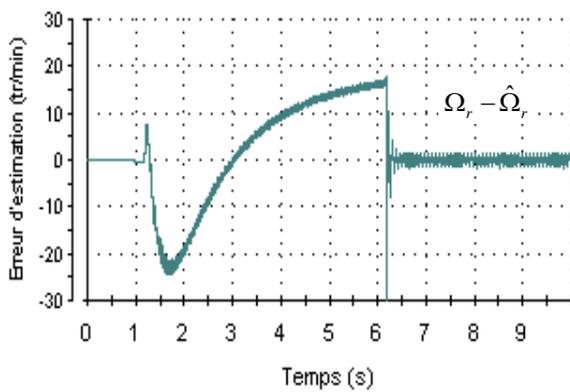
Au début, on réalise la commande avec capteur et avec un couple de charge égal à 24% de sa valeur nominale, puis à $t=6.2$ s, on bascule automatiquement la commande en mode dégradé sans capteur mécanique. La figure V.25 montre l'évolution temporelle pour un fonctionnement en mode dégradé lié au défaut du capteur mécanique du MSAP, avec estimation de la vitesse par la méthode MRAS pour une vitesse de 800 tr/mn.

Les résultats expérimentaux ont été établis sur le MSAP avec un cycle de fonctionnement limité en charge au démarrage à 0.9 Nm et à vitesse constante égale à 800 tr/min. La figure V.25 (a) donne la réponse en vitesse ainsi que la vitesse estimée pour un cycle de fonctionnement. Cette figure montre l'estimation de la vitesse à l'arrêt du moteur et nous remarquons de faibles oscillations de la vitesse estimée autour de la vitesse nulle de l'ordre de 1.6% de la vitesse de base.

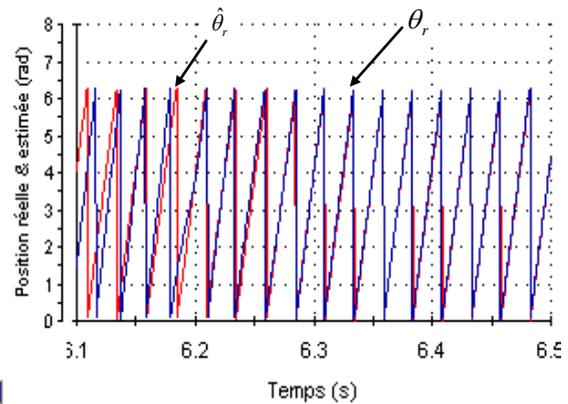


(a) Vitesse estimée et de référence.

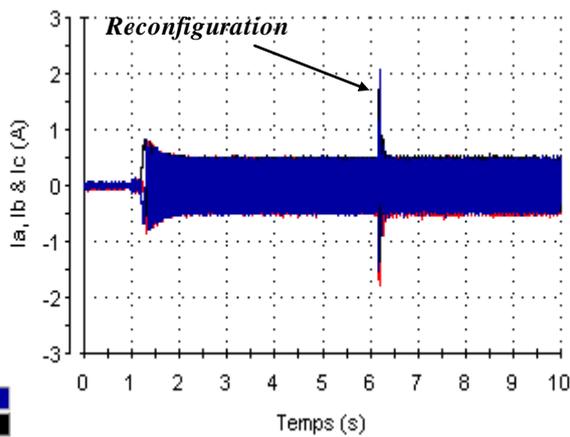
(b) Couple électromagnétique.



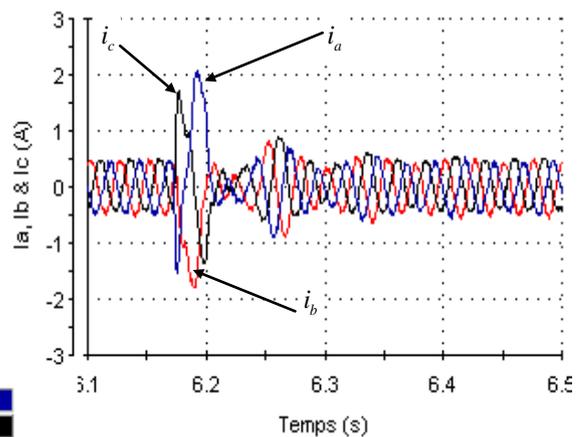
(c) Erreur sur la vitesse mécanique pour une vitesse de 800 tr/mn.



(d) Position électrique mesurée θ_r et celle estimée $\hat{\theta}_r$.



(e) Courants statoriques i_a , i_b et i_c .



(f) Zoom sur les courants i_a , i_b et i_c .

Figure V.25 : Reconfiguration de la commande vectorielle suite au défaut du capteur mécanique du MSAP pour une vitesse de 800 tr/mn, (estimation de la vitesse par la méthode MRAS).

Nous visualisons la vitesse estimée lors du démarrage du moteur sur la figure V.25 (c) qui dévoile un retard de cette vitesse par rapport à la vitesse réelle. Nous pouvons constater que le retard entre la vitesse réelle et estimée est dû au fonctionnement de l'observateur MRAS en boucle ouverte. A partir de l'instant $t=6.2s$, on bascule automatiquement vers la commande en mode dégradé sans capteur mécanique. Après un régime transitoire d'environ 0.1s la vitesse mécanique estimée tend vers celle mesurée. Ceci nous donne un indice sur la rapidité de l'estimateur. Après la transition, l'observateur MRAS présente une réponse stable (amplitude du pic plus faible) et l'erreur d'estimation de la vitesse mécanique tend vers une valeur très faible de l'ordre de 1.1% de la vitesse de référence comme nous montre la figure

V.25 (c). Nous remarquons qu'avec ce profil de vitesse, la position estimée du rotor converge vers celle mesurée après la transition, cela confirme l'efficacité de l'algorithme de commande tolérante au défaut du capteur mécanique.

Il est à remarquer que les grandeurs électriques estimées (courants statoriques i_d et i_q) et les grandeurs mesurées sont quasiment superposées. La figure V.25 (b) donne l'allure du couple électromagnétique avant et après la transition. On peut noter, pendant le régime transitoire, un pic de 277 % en amplitude par rapport à la valeur appliquée. La figure V.25 (f) offre un zoom de la figure V.25 (e) autour du régime transitoire. Les courants de démarrage, les courants statoriques i_a , i_b et i_c , restent inférieurs au courant nominal. Comme la transition a lieu à faible couple de charge, ces courants reviennent pratiquement aux mêmes valeurs (avant la transition) à la fin du régime transitoire. De plus, pour mettre en évidence les performances de cette technique de commande, il est nécessaire de faire des essais en charge.

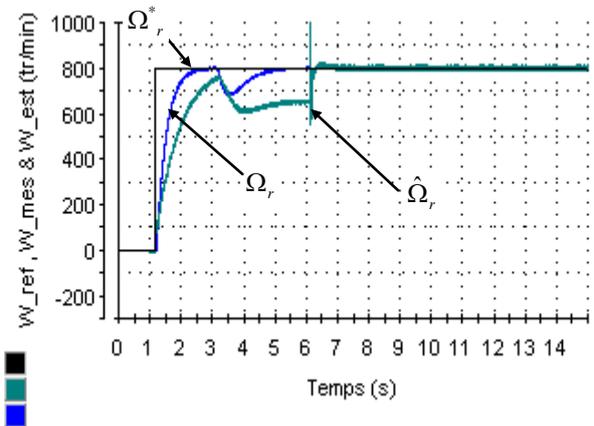
La figure V.26 montre l'évolution temporelle pour un fonctionnement en mode dégradé lié au défaut du capteur mécanique du MSAP, avec estimation de la vitesse par la méthode MRAS pour une vitesse de 800 tr/mn. Nous appliquons sur l'arbre de la machine un couple de charge nominal à l'instant $t=3.1s$, ensuite après 6s, on bascule automatiquement la commande en mode dégradé sans capteur mécanique. La transition vers la commande sans capteur est réalisée à couple constant égal au couple nominal. La consigne de vitesse imposée durant cette phase est de 26.66% de la vitesse nominale. On remarque que contrairement au cas précédant, la vitesse estimée reste inférieure à celle mesurée avant la transition. Le régime transitoire dure 0.04 s, de même que lors de l'essai avec un faible couple de charge.

Les figures V.26 (a) et V.26 (d) présentent des résultats expérimentaux d'estimation de la vitesse et de la position par la méthode MRAS avant et après la transition. Nous remarquons que la méthode MRAS est capable d'estimer la position après la transition. Ainsi, la méthode d'estimation MRAS va forcer l'erreur à converger vers zéro en faisant converger la position estimée vers la position réelle. Nous remarquons aussi, que la vitesse estimée a pu substituer la vitesse mesurée sans perturber la commande vectorielle après le régime transitoire.

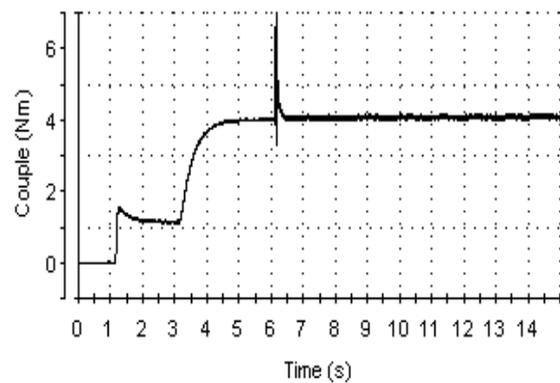
Nous montrons sur la figure V.26 (b) que l'allure du couple et du courant quadratique i_q sont proportionnels, même lors de la transition. L'estimation du courant suivant l'axe en quadrature ne présente pas d'oscillations survenues avant la transition et garde une allure stable après le régime transitoire (figure V.26 (e)). Ainsi, le courant statorique suivant l'axe direct est similaire à celui mesuré pendant toute la période d'essai (figure V.26 (f)). On

constate, durant la phase de reconfiguration de la commande vectorielle, l'orientation du flux rotorique n'a pas été modifiée (le courant i_d proche de zéro). Après la transition, on remarque la conservation de la valeur du couple électromagnétique, due à une faible erreur entre la position électrique mesurée et celle estimée (figure V.26 (d)).

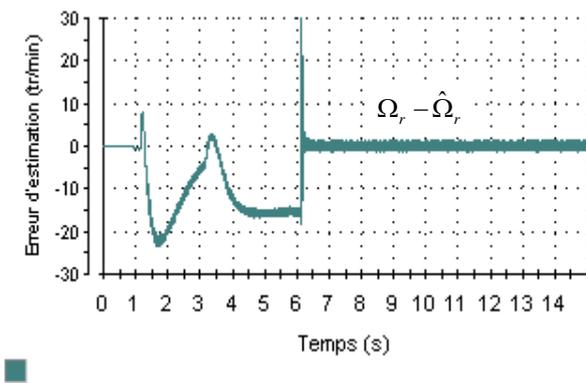
D'après la figure V.26 (d), nous remarquons qu'en régime permanent (après un régime transitoire d'environ 0.4 s) la position électrique estimée est analogue avec celle mesurée. La figure V.26 (g) présente l'allure des courants statoriques (i_a , i_b et i_c) avant et après la transition. Les pics de courants sont plus importants au régime transitoire et ils sont supérieurs à 2.2 fois de la valeur nominale (figure V.26 (h)) alors que le pic du couple atteint 2 fois le couple nominal (figure V.26 (b)).



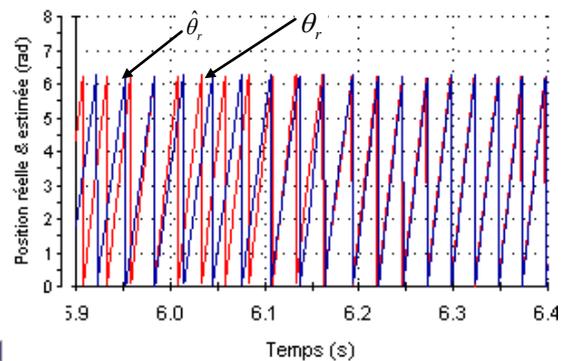
(a) Vitesse estimée et de référence.



(b) Couple électromagnétique.



(c) Erreur sur la vitesse mécanique pour une vitesse de 800.



(d) Position électrique mesurée θ_r et celle estimée $\hat{\theta}_r$.

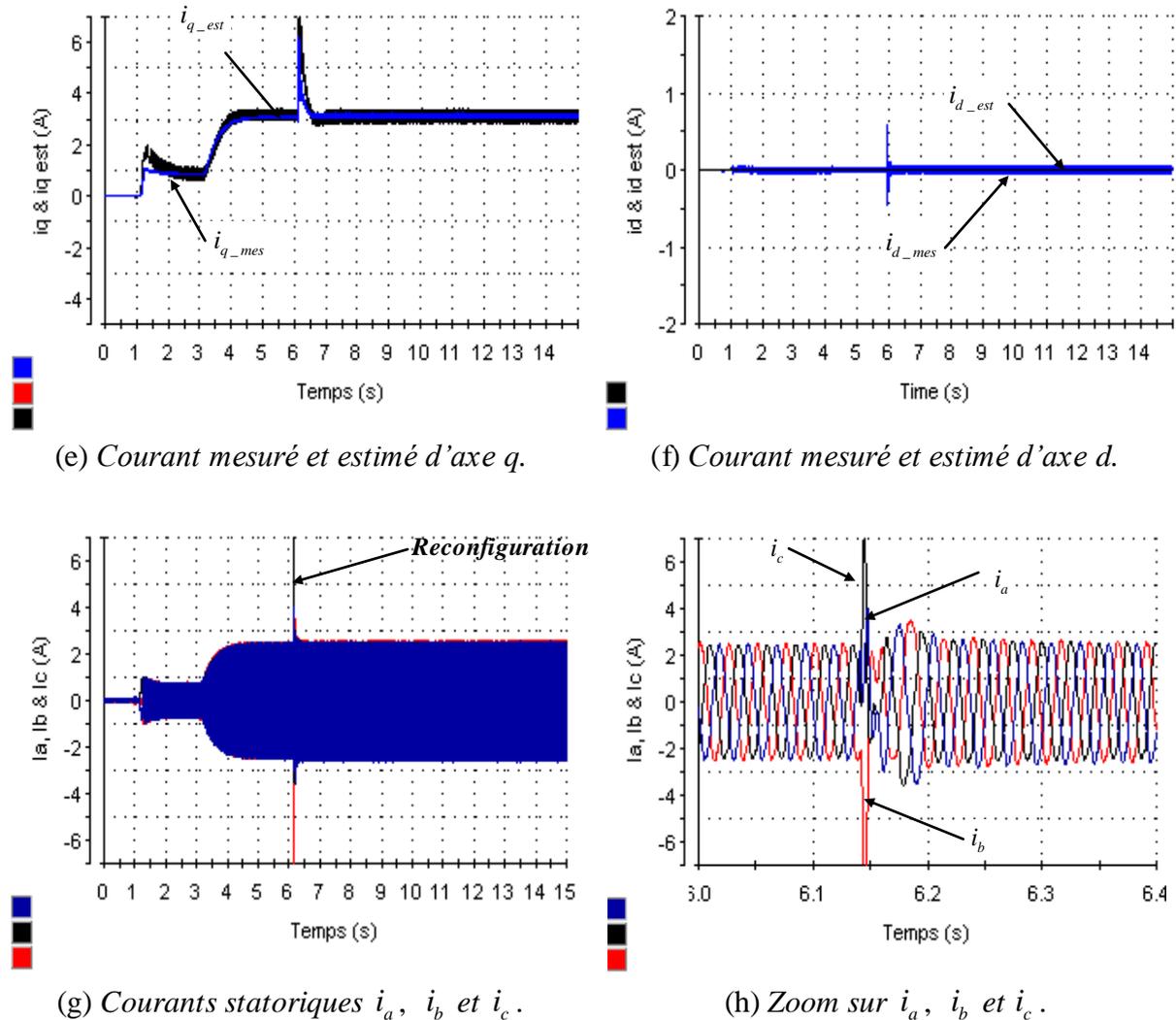


Figure V.26 : Reconfiguration de la commande vectorielle suite au défaut du capteur mécanique du MSAP pour une vitesse de 800 tr/mn, avec un couple de charge de 4 Nm (estimation de la vitesse par la méthode MRAS).

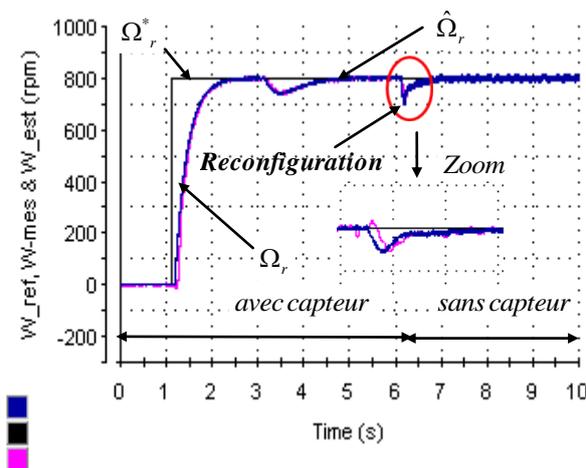
Néanmoins, ces résultats sont acceptables. Notre système fonctionne tout en assurant un bon asservissement de la vitesse rotorique. Le bon fonctionnement de notre système sans capteur de vitesse après la transition est ainsi validé expérimentalement pour un fonctionnement avec un couple de charge nominal. L'estimateur MRAS montre des résultats intéressants en fonctionnement en boucle fermée.

Il est à noter que ce schéma de commande a été testé jusqu'à 200 tr/min avec des réponses satisfaisantes. En dessous de cette vitesse, il n'est pas possible d'effectuer des transitions brutales sur la mesure de la vitesse sans perdre la commande vectorielle. Par conséquent, à basse vitesse, il est impossible d'utiliser cette méthode pour la reconfiguration de la commande vectorielle suite au défaut du capteur mécanique du MSAP.

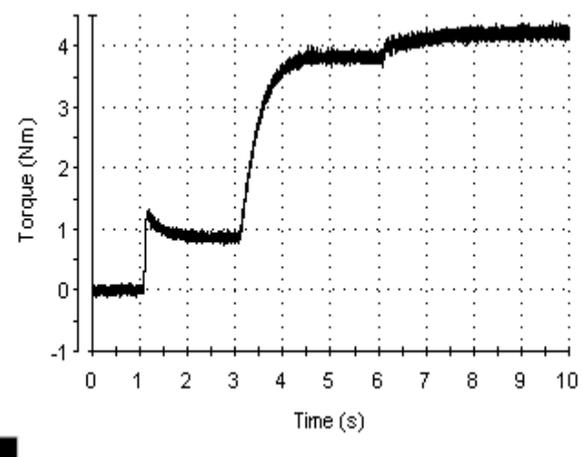
Il est important de noter que cet algorithme de commande est caractérisé par des réponses satisfaisantes et identiques pour toutes les vitesses supérieures à 800 tr/min jusqu'à la vitesse nominale.

V.4 Résultats expérimentaux en utilisant l'observateur non linéaire

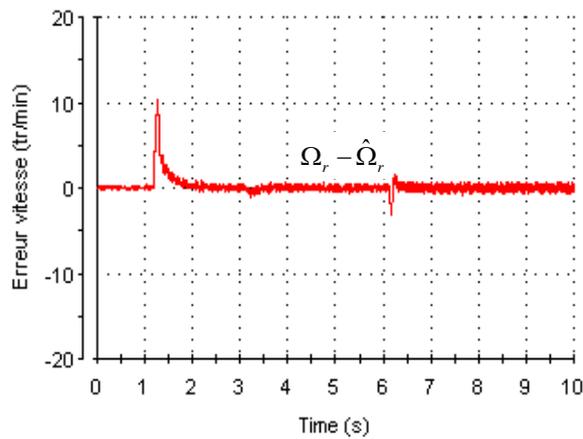
La figure V.27 montre l'évolution temporelle pour un fonctionnement en mode dégradé lié au défaut du capteur mécanique du MSAP, avec estimation de la vitesse par l'observateur non linéaire pour une vitesse de 800 tr/mn et pour une charge de 100% de sa valeur nominale. Cet essai (figure V.27) présente le comportement du système face à une perturbation. A moyenne vitesse ($\Omega_r^* = 800$ tr/min), on applique un échelon de couple de 4 Nm puis on bascule vers une commande sans capteur mécanique. A partir de l'instant $t=6.1$ s, la mesure de la vitesse et de la position fournies par le capteur mécanique est remplacée dans l'algorithme de la commande vectorielle par l'observateur proposé. Nous remarquons qu'à l'instant de la transition, une diminution de la vitesse mesurée et de la vitesse estimée se produit de l'ordre de 11.25% par rapport à la valeur de référence (figure V.27 (a)). La figure V.27 (b) montre que le couple électromagnétique reste égal au couple nominal après la transition. Néanmoins, ces perturbations ne sont pas significatives et n'empêchent pas la reconfiguration de la commande.



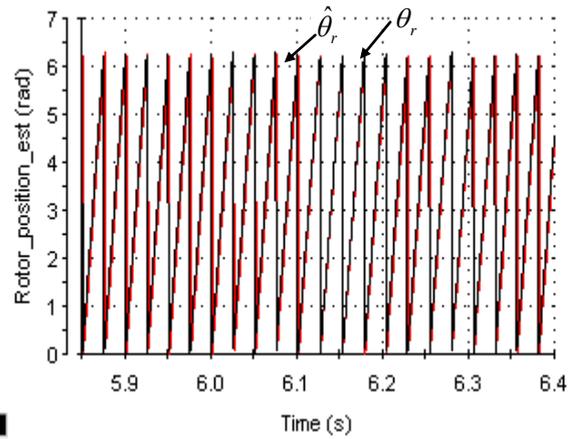
(a) Vitesse estimée et de référence.



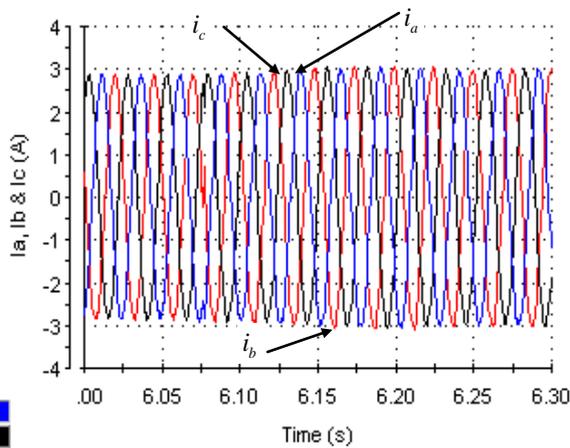
(b) Couple électromagnétique.



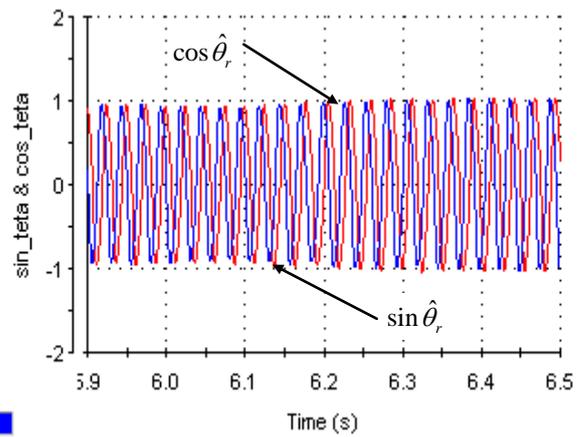
(c) Erreur sur la vitesse mécanique pour une vitesse de 800 tr/mn.



(d) Position électrique mesurée θ_r et celle estimée $\hat{\theta}_r$.



(e) Zoom sur les allures des courants statoriques i_a , i_b et i_c .



(f) Zoom sur les allures des composantes $\cos \hat{\theta}_r$ et $\sin \hat{\theta}_r$.

Figure V.27 : Reconfiguration de la commande vectorielle suite au défaut du capteur mécanique du MSAP pour une vitesse de 800tr/mn, avec un couple de charge de 4 Nm (estimation de la vitesse par l'observateur non linéaire).

Les résultats obtenus sont satisfaisants, le temps de montée du système est d'environ 0.4s. En effet, on note une dynamique sans dépassement et une très faible ondulation autour de la consigne en régime établi. Par conséquent, le système continue à fonctionner normalement même après l'apparition de défaut et la vitesse du moteur continue à suivre sa référence. La mise hors service du système est alors évitée.

Il est à noter que la vitesse conserve le même comportement aussi bien avant qu'après l'instant de la transition, avec une faible erreur sur la vitesse mécanique (figure V.27 (b)). Elle continue à suivre la référence imposée. De plus, comme la transition vers une commande sans

capteur mécanique s'effectue rapidement, il n'y a pas perte de contrôle vectoriel. Aussi, pour une condition initiale non nulle de la position, nous avons conclu que l'observateur non linéaire suit parfaitement les valeurs réelles dès le démarrage. L'observateur peut estimer correctement la position électrique du rotor quelque soit l'état de la machine avant ou après la transition comme nous montre la figure V.27 (d).

En comparant ces résultats avec ceux où la vitesse et la position du rotor sont estimées par la méthode MRAS, nous remarquons que la qualité de l'estimation de la vitesse est meilleure. Ainsi, l'observateur non linéaire est caractérisé par des réponses beaucoup plus stables pendant les régimes transitoires pour les différents régimes de fonctionnement à vide et en charge.

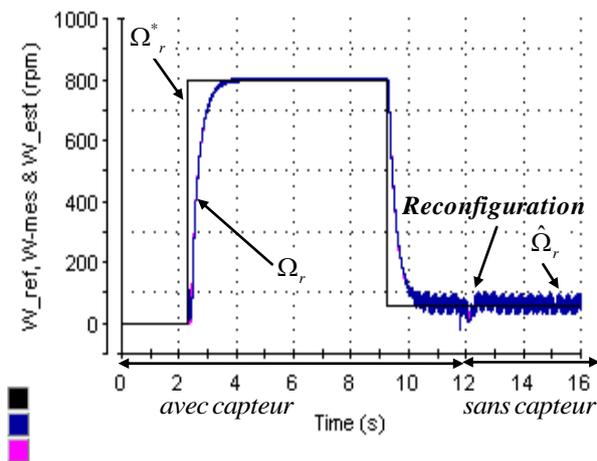
Le fonctionnement en boucle ouverte ou fermée de l'observateur non linéaire présente presque la même réponse pour toutes les gammes de vitesse; ceci nous donne un indice sur la rapidité et la performance de l'estimateur. Les courbes de la figure V.27 (f) montrent que les amplitudes maximales et minimales observées des composantes $\cos \hat{\theta}_r$ et $\sin \hat{\theta}_r$ estimées se trouvent toujours autour de ± 1 , quelles que soient la charge et la vitesse.

Après le régime transitoire, ces composantes ne dépassent pas leurs valeurs nominales. Nous remarquons aussi que les courants statoriques i_a , i_b et i_c sont bien maîtrisés en régime transitoire comme nous montre la figure V.27 (e). La variation des courants statoriques du moteur pendant le régime transitoire ne présente aucun dépassement de la valeur maximale de chacun des courants. En effet, dans ce cas, le système est beaucoup plus stable que celui de l'observateur MRAS pendant la transition et a une meilleure dynamique à vide. Il est important de noter que cet observateur de vitesse et de position est caractérisé par des réponses identiques pour tous les couples de charges inférieurs au couple nominal du fonctionnement à vide jusqu'à la pleine charge.

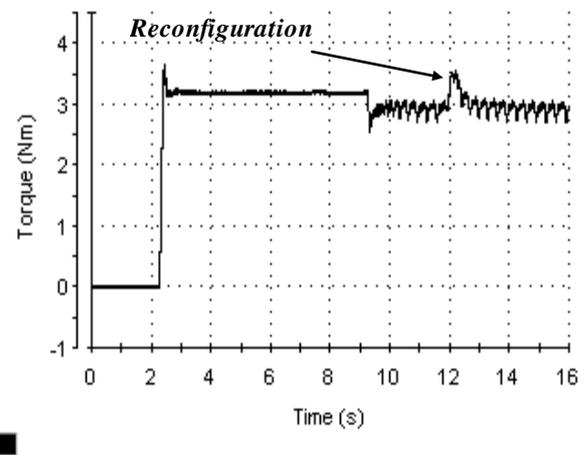
Les résultats expérimentaux représentés par la figure V.28 montrent la reconfiguration de la commande vectorielle suite au défaut du capteur mécanique du MSAP pour un cycle de vitesse de 800 et 60 tr/mn (un fonctionnement à basse vitesse (2% de la vitesse maximale)). Au démarrage, le moteur est soumis à un couple de 3Nm (soit pour 75% du couple nominal). Le contrôle répond en imposant un courant i_q afin de compenser le couple résistant. A l'instant $t=9s$, la référence de vitesse change de 800 tr/min à 60 tr/mn. Le profil de la vitesse a été choisi afin de pouvoir vérifier les performances de la reconfiguration à basse vitesse. Afin d'étudier l'efficacité de l'estimation de la vitesse du MSAP, on bascule sur la commande

sans capteur mécanique à partir de l'instant $t=12s$. Dans ce cas, après la transition, la vitesse estimée a substitué avec succès (figure V.28 (a)) la vitesse mesurée en maintenant une faible erreur d'estimation comme nous le montre la figure V.28 (c). Ainsi, une conservation des performances de la commande du moteur est réalisée avec le maintien des performances du contrôle vectoriel après la transition.

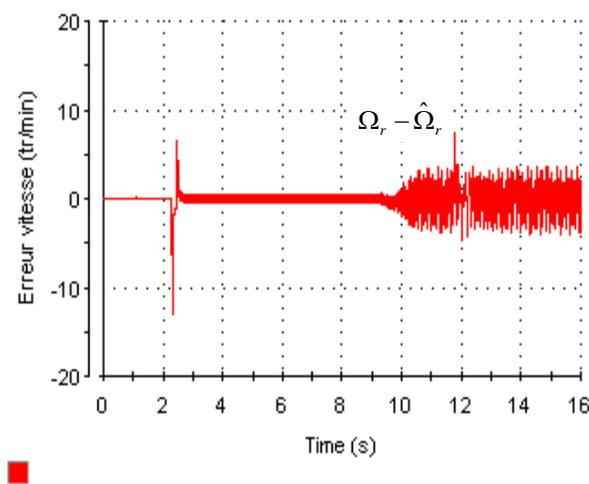
En ce qui concerne le rejet de perturbation, nous pouvons remarquer, d'après la figure d'estimation de la vitesse, que l'observateur non linéaire réalise une régulation parfaite de la vitesse. En effet, au moment de la transition, l'erreur de vitesse maximale transitoire enregistrée ne dépasse pas 13,33% par rapport à la valeur de référence. On peut remarquer aussi que la position électrique estimée converge vers la valeur mesurée avec une bonne précision après la transition (figure V.28 (d)).



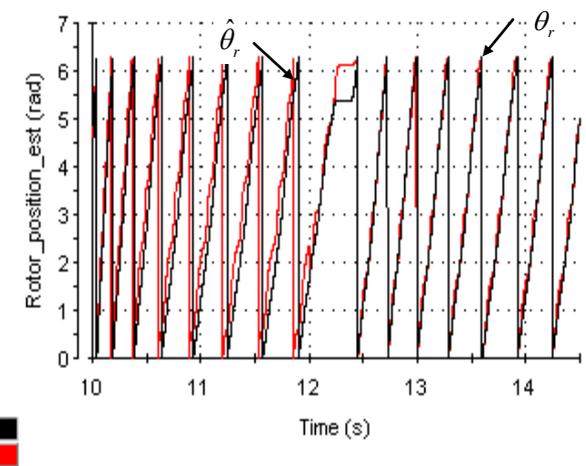
(a) Vitesse estimée et de référence.



(b) Couple électromagnétique.



(c) Erreur sur la vitesse mécanique pour une vitesse de 60 tr/mn.



(d) Position électrique mesurée θ_r et celle estimée $\hat{\theta}_r$.

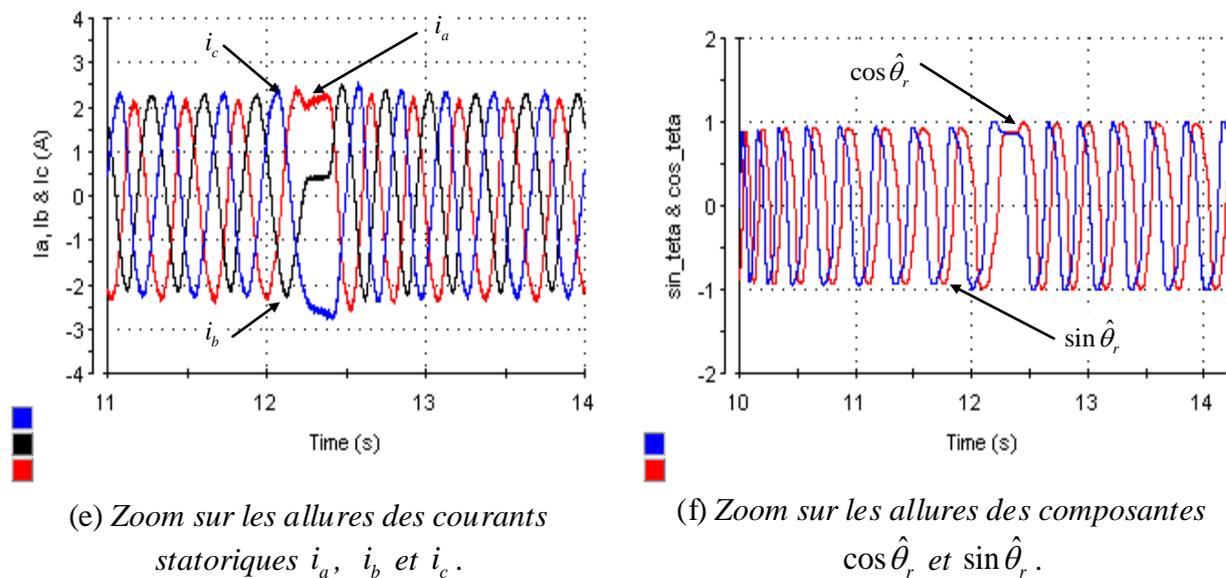


Figure V.28 : Reconfiguration de la commande vectorielle suite au défaut du capteur mécanique du MSAP pour un cycle de vitesse de 800 et 60 tr/mn, avec un couple de charge de 3 Nm (estimation de la vitesse par l'observateur non linéaire).

La figure V.28 (e) présente une comparaison entre les courants statoriques i_a , i_b et i_c en fonctionnement sain et après la transition. Notons également que les composantes $\cos \hat{\theta}_r$ et $\sin \hat{\theta}_r$ sont bien estimées après la transition comme nous montre la figure V.28 (f), ce qui prouve l'efficacité de l'estimation introduite par l'observateur non linéaire.

Les résultats expérimentaux pour des consignes variables et avec variation de la charge montrent des bonnes performances, car la vitesse rotorique converge vers sa référence, et on observe un faible dépassement dans les régimes transitoires. D'après les résultats expérimentaux précédents, nous pouvons confirmer que la commande obtenue est alors tolérante aux défauts du capteur mécanique.

D'après les résultats expérimentaux, nous pouvons conclure que les deux méthodes (la méthode MRAS et l'observateur non linéaire) d'estimation de la vitesse et de la position permettent de substituer la vitesse mesurée sans perturber la commande vectorielle. Cependant, il est intéressant de remarquer que l'observateur non linéaire est le mieux adapté pour un fonctionnement en mode dégradé lié au défaut du capteur mécanique de la MSAP. En effet, il est caractérisé par des réponses beaucoup plus stables pendant les régimes transitoires pour les différents régimes de fonctionnement à vide ou en charge.

VI. CONCLUSION

Ce chapitre présente une suite des travaux abordés dans le chapitre 4, dans lequel nous avons évalué les performances de la commande avec et sans capteur mécanique en présence des défaillances d'une machine synchrone à aimants alimentée par un onduleur de tension à MLI vectorielle.

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons validé par les simulations et par des essais expérimentaux la commande vectorielle par orientation du flux avec capteur mécanique en présence de défaut d'ouverture d'une phase statorique. Durant ces essais, nous avons supposé que les paramètres de la machine sont constants. Nous pouvons constater que les résultats obtenus sont conformes avec ceux prévus théoriquement.

Dans cette partie, nous avons pu mettre en évidence les performances et les limites de plusieurs méthodes de détection et de localisation des défauts qui peuvent survenir au niveau du stator de la machine.

Les méthodes validées sont:

- La méthode utilisant l'approche du vecteur de *Park*;
- La méthode utilisant la mesure de la phase instantanée du courant statorique à l'aide de la Transformée de Fourier Discrète.

Sur la base de ces signatures nous pouvons implanter un algorithme capable de détecter les différents défauts d'ouverture des phases statoriques du MSAP.

Dans la deuxième partie, nous avons présenté une étude comparative qui se révèle nécessaire afin de prendre en considération les caractéristiques des deux stratégies d'observation pour la vitesse et la position rotorique du MSAP en présence de défauts de types transistors à l'état off.

Les résultats expérimentaux obtenus ont montré que l'approche de la commande sans capteur est bien adaptée aux problèmes de défauts de type « un transistor à l'état off » et de type « annulations des signaux de commandes des deux transistors d'une cellule de commutation ». Ces résultats nous ont permis d'améliorer la fiabilité du système de manière à rendre possible la commande vectorielle sans capteur mécanique en mode dégradé avec deux bras seulement, soit avec l'observateur MRAS, soit avec l'observateur non linéaire. En effet, les résultats de la commande sans capteur mécanique de la MSAP en mode dégradé montrent que l'observateur non linéaire est le mieux adaptée pour ce type de fonctionnement avec faible ondulation du couple et de la vitesse.

Après avoir vérifié expérimentalement l'efficacité des algorithmes de la commande sans capteur mécanique pour un fonctionnement en mode dégradé lié aux défauts des transistors, il est indispensable d'étudier et d'implanter les méthodes avancées de détection de ces types de défauts pour ce type de commande.

Nous avons validé expérimentalement une approche basée sur un observateur de vitesse (MRAS et l'observateur non linéaire) qui permet la transition d'une commande avec capteur mécanique vers une commande sans capteur mécanique, pour assurer la continuité de service du système. Ainsi, il est intéressant de remarquer que l'observateur non linéaire est performant pour un fonctionnement en mode dégradé lié au défaut du capteur mécanique du MSAP. Cette performance est caractérisée par des réponses beaucoup plus stables pendant les régimes transitoires pour les différents régimes de fonctionnement à vide et en charge.

Tous les travaux effectués amènent à plusieurs voies de recherches qui nous apparaissent utiles d'approfondir. On propose l'utilisation des algorithmes à base de logique floue et réseaux de neurones pour le pronostic du défaut au niveau du capteur de la vitesse.

***CONCLUSION GENERALE ET
PERSPECTIVES***

Le travail présenté dans cette thèse s'inscrit dans un contexte plus large que celui du problème de l'estimation de la position et de la vitesse des actionneurs électriques synchrones à aimants permanents. Ainsi la commande sans capteur mécanique pour des fonctionnements à basse vitesse et en mode dégradé liée aux défauts de l'onduleur de puissance a été présentée. De plus, nous avons travaillé sur la recherche d'une nouvelle technique de détection de la position initiale du rotor de la machine synchrone à aimants permanents en vue de la commande vectorielle sans capteur mécanique. En effet, il est plus intéressant d'utiliser un contrôle sans capteur mécanique afin de diminuer le coût du matériel, surtout pour les moteurs de petites puissances, puisque nous pouvons nous affranchir du capteur et améliorer la sûreté du fonctionnement en milieu hostile.

Dans le premier chapitre, nous avons effectué une présentation des différents travaux réalisés sur la machine synchrone à aimants permanents. Après avoir présenté l'impact de l'actionneur synchrone à aimants sur les différents champs d'application dans les domaines industriels, nous avons présenté dans la section qui suit l'état de l'art de la commande sans capteur mécanique de la MSAP. Au cours de ce chapitre, nous avons développé le principe de la commande sans capteur mécanique. Nous avons analysé l'état de l'art de la commande sans capteur mécanique de la MSAP développée dans la littérature. Nous avons présenté les méthodes d'estimation de la vitesse du rotor en régime dynamique. Puis nous avons présenté l'état de l'art des techniques d'estimation de la position initiale du rotor qui ont été proposées dans la littérature. Après avoir analysé les différentes techniques de détection de la position initiale, nous avons opté pour l'application des impulsions de tension dans les différentes configurations de phases et la mesure des courants qui en résulte. Cette technique est la plus attractive et offre la possibilité de détecter la position initiale du rotor avec le minimum d'erreur.

Dans le deuxième chapitre, nous avons abordé la problématique de la modélisation dans le référentiel tournant $d-q$ de la machine synchrone à aimants permanents en se basant sur les équations électrique et mécanique qui régissent le comportement dynamique de la MSAP. Nous avons pu ainsi élaborer un modèle d'état non linéaire dans le référentiel lié au stator $\alpha-\beta$, qui s'adapte bien avec l'algorithme d'estimation de la position initiale du rotor. Ce modèle exprimé dans le référentiel lié au stator est utilisé par des algorithmes d'estimation de la position et de la vitesse en régime dynamique en utilisant les tensions et les courants absorbés par la machine. Dans la dernière partie, nous avons développé un modèle mathématique du convertisseur et enfin, nous avons présenté les différentes techniques de

commande de ce convertisseur. La connaissance des paramètres et le bon choix des gains des régulateurs pour la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la MSAP ne sont pas suffisants pour obtenir des résultats de hautes performances statiques et dynamiques. En effet, ces performances sont également dépendantes de la qualité des tensions délivrées par l'onduleur. C'est pour cette raison, nous avons utilisé la modulation vectorielle (Space Vector Modulation) qui garantit un taux de modulation maximal supérieur à 15% par rapport à la modulation sinusoïdale.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté les structures des blocs de régulation de la commande vectorielle de la MSAP. Pour cette machine, nous avons appliqué la commande vectorielle. Cette stratégie consiste à maintenir l'axe d constamment aligné avec le vecteur flux de l'aimant. La référence pour le courant i_q est déterminée par l'intermédiaire d'un correcteur Intégral-Proportionnel (IP) de vitesse. Ce régulateur possède l'avantage d'éliminer le zéro de la fonction de transfert en boucle fermée tout en garantissant une erreur statique nulle.

Ensuite, nous avons présenté un banc d'essai expérimental mis en œuvre pour la commande des actionneurs synchrones à aimants permettant de garantir un fonctionnement de hautes performances statiques et dynamiques. Cette plateforme est réalisée par l'intermédiaire de la carte temps réel dspace DS1103 qui servira de support à l'implantation des différentes techniques d'estimation de la vitesse rotorique de la machine synchrone qui ont été présentées dans le chapitre IV. Enfin, nous avons présenté les résultats expérimentaux de la commande vectorielle avec capteur mécanique en utilisant la technique MLI vectorielle. Ces résultats nous ont permis de valider les coefficients des différents régulateurs de vitesse et des courants utilisés dans la commande de la MSAP.

Dans le quatrième chapitre, nous avons tout d'abord étudié la commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine synchrone à aimants avec détection de la position initiale du rotor. Dans la première partie du deuxième chapitre, nous avons présenté la technique de détection de la position initiale qui consiste à appliquer des impulsions de tensions de haute fréquence appliquées aux bornes de la machine. L'analyse de la réponse en courant des phases statoriques nous permet de détecter la position initiale du rotor.

Deux observateurs ont été présentés pour estimer la position et la vitesse rotorique en régime dynamique: l'observateur MRAS et l'observateur non linéaire. Nous avons implémenté une loi d'adaptation de la vitesse en se basant sur une fonction de *Popov's* pour la stabilité de l'observateur MRAS. Les deux méthodes sont validées par la simulation et

l'expérimentation. Les résultats de simulation et d'expérimentation illustrent l'efficacité des méthodes d'estimation proposées. Ce travail a permis de montrer qu'elles sont bien adaptées pour des applications de commande vectorielle sans capteur mécanique de la MSAP à pôles saillants. Dans le cadre de ce chapitre, qui a présenté une contribution majeure de notre travail de recherche, nous avons proposé deux nouvelles techniques permettant de synthétiser des lois de commande sans capteur mécanique avec estimation de la position initiale du rotor pour les MSAP à pôles saillants.

Pour la méthode MRAS et l'observateur non linéaire avec estimation de la position initiale du rotor, les résultats expérimentaux permettent de mettre en évidence les performances de ces algorithmes pour la poursuite de vitesse et de position. Différents régimes ont été testés : basse vitesse, avec ou sans couple de charge, couple de charge nominal et inversion du sens de rotation. Nous avons remarqué que l'algorithme de la commande sans capteur mécanique, en utilisant l'observateur non linéaire, demande plus de temps de calcul par rapport à la méthode MRAS (une augmentation de 15 μ s).

Enfin, dans le cinquième et dernier chapitre, nous avons étudié les performances de la commande avec et sans capteur mécanique en présence des défaillances d'une machine synchrone à aimants alimentée par un onduleur de tension à MLI vectorielle. Dans la première partie de ce chapitre, nous avons validé les résultats de simulation par des essais expérimentaux de la commande vectorielle par orientation du flux avec capteur mécanique sur deux phases statoriques à vide et en charge. Dans cette partie, nous avons pu mettre en évidence les performances et les limites de plusieurs méthodes de détection et de localisation des défauts qui peuvent survenir au niveau du stator de la machine. Nous avons validé la méthode de l'analyse harmonique et la méthode utilisant l'approche du vecteur de *Park*. De plus, nous avons développé des signatures à l'aide de la Transformée de Fourier Discrète (DFT) qui est basée sur la mesure de la phase instantanée du courant statorique. Ainsi, avec ces signatures nous avons implanté un algorithme capable de détecter les différents défauts d'ouverture des phases statoriques de la MSAP.

Dans la deuxième partie, nous avons présenté une étude comparative qui se révèle nécessaire afin de prendre en considération les caractéristiques des deux stratégies d'observation pour la vitesse et la position rotorique (observateur MRAS et l'observateur non linéaire) du MSAP en présence de défaillance de types transistors à l'état off. Les résultats expérimentaux obtenus (soit avec l'observateur MRAS ou avec l'observateur non linéaire) nous ont permis d'améliorer la fiabilité du système de manière à rendre possible la commande vectorielle sans capteur mécanique en mode dégradé (avec deux bras seulement). En effet, les

résultats de la commande sans capteur mécanique de la MSAP en mode dégradé montrent que l'observateur non linéaire est le mieux adapté pour ce type de fonctionnement car il présente peu d'ondulation du couple et de la vitesse.

Le dernier point abordé dans cette thèse est l'étude de la faisabilité d'une nouvelle approche basée sur un observateur de vitesse (MRAS et l'observateur non linéaire) qui permet la transition d'une commande avec capteur mécanique vers une commande sans capteur mécanique afin d'assurer la continuité de service du système. Ainsi, il est intéressant de remarquer que l'observateur non linéaire a donné de bons résultats pour la reconfiguration de la commande vectorielle suite au défaut du capteur mécanique de la MSAP puisque il est caractérisé par des réponses beaucoup plus stables pendant les régimes transitoires pour les différents modes de fonctionnement à vide ou en charge.

Les contributions apportées dans le cadre de notre travail de recherche sont les suivantes :

- Présentation d'une nouvelle structure de la commande d'une MSAP à pôle saillant sans capteur mécanique en utilisant un observateur non linéaire du flux statorique. Cet observateur est basé sur une nouvelle variable d'état du moteur dans le repère $(\alpha - \beta)$;
- Présentation d'une nouvelle structure MRAS pour l'estimation de la vitesse rotorique, basée sur l'utilisation d'un observateur de courant utilisant les deux composantes des courants statoriques suivant l'axe direct et en quadrature (dans le référentiel de *Park*);
- Présentation d'un nouveau schéma pour une commande sans capteur mécanique de la MSAP à pôles saillants, avec estimation de la position initiale du rotor;
- Présentation d'un nouveau schéma bloc de la commande sans capteur mécanique, en utilisant la méthode citée précédemment, avec détection de la position initiale dans le cas de la machine synchrone à pôles saillants;
- Identification et détection des défauts d'ouverture d'une phase de la machine synchrone en utilisant des signatures à l'aide de la Transformée de Fourier Discrète (DFT) basée sur la mesure des phases des courants statoriques;
- Amélioration de la fiabilité de manière à rendre possible la commande vectorielle sans capteur mécanique en mode dégradé. Nous avons envisagé deux situations de défauts au niveau de l'onduleur de puissance: un transistor à l'état *Off* et deux transistors à l'état *Off* sur le même bras de l'onduleur;

- Présentation d'une nouvelle architecture de la reconfiguration du mode de fonctionnement suite au défaut du capteur mécanique de la MSAP basée sur un observateur de vitesse (MRAS et l'observateur non linéaire). Cette architecture permet la transition d'une commande avec capteur mécanique vers une commande sans capteur mécanique.
- Validation expérimentale de toutes les approches citées ci-dessus.

En ce qui concerne la poursuite de ce travail et les perspectives envisagées dans ce thème de recherche, on propose des directives qui méritent une étude plus approfondie :

- La majorité des processus industriels comportent des paramètres variant dans le temps. Parmi ces paramètres, on peut distinguer la résistance statorique du MSAP. La valeur de cette résistance peut augmenter jusqu'à deux fois sa valeur nominale à cause de l'échauffement du stator. Par conséquent, on obtient des erreurs sur l'estimation de la vitesse et la position du rotor. Pour remédier à ce problème, il est nécessaire d'estimer aussi la résistance statorique pour la commande sans capteur mécanique en utilisant par exemple la technique MRAS;
- Exploiter la technique d'estimation MRAS développée dans le chapitre IV pour concevoir un estimateur pour le flux des aimants permanents;
- Implanter aux algorithmes de la commande tolérante au défaut du capteur mécanique des MSAP des techniques de pronostic pour détecter le défaut au niveau du capteur de la vitesse;
- Etudier et implanter des algorithmes de Détection et d'Isolation d'un défaut de capteur de vitesse/position avec Reconfiguration de la commande vectorielle du MSAP afin d'assurer la continuité du fonctionnement du système.
- Il est intéressant, par la suite, d'implanter les méthodes avancées de détection de défauts dans la commande vectorielle sans capteur mécanique, en particulier les défauts d'ouverture d'une phase statorique, les défauts de court-circuit statorique et la présence d'autres défauts au niveau de l'onduleur (cellule de commutation en court-circuit).

BIBLIOGRAPHIE

- [Aba-09] Abassi M., **Khlaief A.**, Jemli M., Boussak M., Gossa M., “ Direct torque of permanent magnet synchronous motor drive,” *10th International conference on Sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering STA'2009*.
- [Abd-10] Abdellatif M., “Continuité de service des entraînements électriques pour une machine à induction alimentée par le stator et le rotor en présence de défauts capteurs,” Thèse de l’Institut National Polytechnique de Toulouse, 2010.
- [Abd1-05] Abdallah A., “Modélisation des machines synchrones à aimants permanents pour la simulation de défauts statoriques: application à la traction ferroviaire,” *Thèse de l’Institut National Polytechnique de Toulouse, 2005*.
- [Abd2-05] Abdallah A., Regnier J., Faucher J., “Simulation of internal faults in permanent magnet synchronous machines,” *Proceedings of the 6th International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Kuala Lumpur, Malaysia, 2005, CD-ROM*.
- [Adr-11] Adriano F., “Algorithms and rotor designs for the position estimation of PM synchronous motors at zero and nonzero speed,” *Thèse de l’Université Degli Studi Di Padova, Italie, 2011*.
- [Aih-03] Aihara T., Toba A., Yanase T., Mashimo A., Endo K., “Sensorless torque control of salient-pole synchronous motor at zero-speed operation,” *IEEE Trans. Power Electron., vol. 14, no. 1, pp. 1376–1383, Jan. 2003*.
- [Aih-99] Aihara T., Toba A., Yanase T., Mashimo A., Endo K., “Sensorless torque control of salient-pole synchronous motor at zero-speed operation,” *IEEE Trans. Power. Electron., vol. 14, no. 1, pp. 202–208, Jan. 1999*.
- [Aki-04] Akin B B. “A Comparative study on non-linear state estimators applied to sensorless AC drives: MRAS and Kalman filter,” *Proceedings of the IECON 2004, vol. 3, pp. 2148–2153, Nov. 2004, Busan, Korea*.
- [Ala-00] Alahakoon S., “Digital motion control techniques for electrical drives,” *Ph.D. Thesis, Royal Institute of Technology, Stockholm, ISBN - 91-7170-555–4, 2000*.
- [Alh-05] Alhassoun Y., “Etude et mise en oeuvre de machines à aimantation induite fonctionnant à haute vitesse,” *Thèse de l’Institut National Polytechnique de Toulouse, N° 2224, 2005*.

- [Alst] <http://www.alstom.com/> Premier train à très grande vitesse.
- [Ama-01] Amara Y., “Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation application au véhicule hybride,” *Thèse de l’Université de Paris XI, N° 8029, 2001.*
- [An-08] An Q., Sun L., “On-line parameter identification for vector controlled PMSM drives using adaptive algorithm,” *Proceedings of the Vehicle Power and Propulsion Conference, 2008. pp. 1–6.*
- [Ari-06] Arias A., Silva C A., Asher G M., Clare J C., Wheeler P W., “Use of a matrix converter to enhance the sensorless control of a surface-mount permanent-magnet AC motor at zero and low frequency,” *IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 53, no. 2, pp. 440–449, Apr. 2006.*
- [Ast-03] Astier S., “Des machines à aimants permanents aux systèmes énergétiques autonomes systémique, électricité et développement durable,” *Habilitation à Diriger des Recherches (HDR), L’Institut National Poytechnique de Toulouse, 9 Juillet 2003.*
- [Ast-07] Astolfi A., Kaaragiannis D., Ortega R., “Nonlinear and adaptive control with applications,” *Berlin, Germany, Communications and Control Engineering, Springer-Verlag, 2007.*
- [Bat-03] Batzel T D., Lee K Y., “An approach to sensorless operation of the permanent-magnet synchronous motor using diagonally recurrent neural networks,” *IEEE Trans. Power Electron On Energy Conversion., Vol. 18, no. 1, pp. 100–106, March 2003.*
- [Ben-07] Bendjedia M., “Synthèse d’algorithmes de commande sans capteurs de moteurs pas à pas et implantation sur architecture programmable,” *Thèse de l’Université de Franche-Comté, 2007.*
- [Ben1-12] Bendjedia M., **Khlaief A.**, Boussak M., “Sensorless control of brushless AC motor fed with long energy cable for new flying remote control vehicle”, à soumettre pour *IEEE Trans. Power Electron.*
- [Ben2-12] Bendjedia M., **Khlaief A.**, Boussak M., “Sensorless speed control of an outrunner PMSM drive connected to long cable for flying remote operative vehicle,” soumis soumis en février 2012 à la *XXth International Conference on Electrical Machines ICEM’ 2012.*

- [Ben-93]** Ben Ammar F., “Variateur de vitesse de hautes performances pour machine asynchrone de grande puissance,” *Thèse de l’Institut National Polytechnique de Toulouse, N° 708, 1993.*
- [Ber-00]** Bernardinis A., “Etude et optimisation d’un ensemble alternateur à aimants/redresseur commande application à un véhicule hybride,” *Thèse de l’Ecole Polytechnique de l’Université de Nantes, 2000.*
- [Bia-07]** Bianchi N., Bolognani S., Jang J., Sul S., “Comparison of PM motor structures and sensorless control techniques for zero-speed rotor position detection,” *IEEE Trans. Power Electron., vol. 22, no. 6, pp. 2466–2475, Nov. 2007.*
- [Blo-06]** Blodt M., “Condition monitoring of mechanical faults in variable speed induction motor drives application,” *Thèse de l’Institut National Polytechnique de Toulouse, N° 2369, 2006.*
- [Bol-01]** Bolognani S., Zigliotto M., Zordan M., “Extended-range PMSM sensorless speed drive based on stochastic filtering,” *IEEE Trans. Power Electron., vol. 26, no. 1, pp. 110–117, Jan. 2001.*
- [Bol-03]** Bolognani S., Tubiana L., Zigliotto M., “Extended kalman filter tuning in sensorless PMSM drives,” *IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 39, no. 6, pp.1741–1747. Nov./Dec. 2003.*
- [Bon-01]** Bonvin F., “Analyse et mise en oeuvre de méthodes de commande sans capteur moteur synchrone à aimants permanents,” *Thèse de l’Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne N° 2354, 2001.*
- [Bou-01]** Boumegoura T., “Recherche de signature electromagnetique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d’observateurs en vue du diagnostic,” *Thèse de l’Ecole Centrale de Lyon, N°2001-08, 2001.*
- [Bou-04]** Boussak M., “Synthèse de commandes vectorielles des actionneurs asynchrone et synchrones avec et sans capteur mécanique,” *Habilitation à Diriger des Recherches (HDR), Université D’Aix Marseille III, 30 Mars 2004.*
- [Bou-05]** Boussak M., “Implementation and experimental investigation of sensorless speed control with initial rotor position estimation for interior permanent magnet synchronous motor drive,” *IEEE Trans. Power Electron., vol. 20, no. 6, pp. 1413–1421, Nov. 2005.*

- [Bra-10]** Brandstetter P., Rech P., Simonik P., “Sensorless control of permanent magnet synchronous motor using Luenberger observer,” *Proceeding of the PIERS Cambridge, USA, Jul. 2010, pp.442–428.*
- [Bri-11]** Briz F., W. Degner M., “Rotor position estimation: a review of high-frequency methods, ” *IEEE Ind. Electron. Magazine., vol. 5, no. 2, pp. 24–36, June 2011.*
- [Cam-11]** Campos-Delgado D. U., Espinoza-Trejo D. R., “An observer-based diagnosis scheme for single and simultaneous open-switch faults in induction motor drives,” *IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 58, no. 2, pp. 671–679, Feb. 2011.*
- [Car-09]** Carpaneto M., Maragliano G., Marchesoni M., Vaccaro L., “A new sensorless permanent magnet synchronous motor algorithm based on algebraic method,” *Proceedings of the 13th european conference on power electronics and applications, 2009, EPE '09, Barcelona.*
- [Car-10]** Carriere M. S., “Synthèse croisée de régulateurs et d'observateurs pour le contrôle robuste de la machine synchrone,” *Thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 28 Mai 2010.*
- [Car-93]** Cardoletti L., “Commande et réglage de moteurs synchrones auto-commutés par des capteurs indirectes de position,” *Thèse de l'Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, N° 1118, 1993.*
- [Cha-00]** Chabot F., “Contribution à la conception d'un entraînement basé sur une machine à aimants permanents fonctionnant sans capteur sur une large plage de vitesse,” *Thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, N° 5828, 2000.*
- [Chb-08]** Chbeb A., Jemli M., **Khlaief A.**, Boussak M., Gossa M., “A novel technique for initial rotor position detection for sensorless speed control of permanent magnet motor drive,” *Nineth international conference on Sciences and Techniques of Automatic Control, STA'2008, 22-24 December 2008, Monastir, Tunisie, CDROM.*
- [Chb-09]** Chbeb A., Jemli M., Boussak M., **Khlaief A.**, Gossa M., “Sensorless speed control of permanent magnet synchronous motor drive using extended Kalman filter with initial rotor position estimation,” *Journal of Electrical Systems (JES), vol. 5, Issue 2, June 2009, pp 1-19.*

- [Chb-10]** Chbeb A., “Estimation de la position initiale pour la commande vectorielle sans capteur mécanique des moteurs synchrones à aimants,” *Thèse de l’Ecole Supérieure des Sciences et Techniques de Tunis*, 4 février 2010.
- [Che-06]** Chen S., Ma B., Ran Z., Guo F., Li H., “A new initial rotor position detection technology based on HF injection and software PLL,” *Proceedings of the ICICIC’06*, 2006.
- [Che-08]** Chen Y., Wang L., Kong L., “Research of position sensorless control of PMSM based on high frequency signal injection,” *Proceedings of the ICEMS*, 08. Oct, 2008, Wuhan.
- [Chi-07]** Chi S., “Position-sensorless control of permanent magnet synchronous machines over wide speed range,” *Ph.D. Thesis, Ohio State University*, 2007.
- [Cho-08]** Choi C H., Seok J K., “Pulsating signal injection-based axis switching sensorless control of surface-mounted permanent-magnet motors for minimal zero-current clamping effects,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 44, no. 6, pp.1741–1748, Nov./Dec. 2008.
- [Cim-05]** Cimuca G O., “Système inertiel de stockage d’énergie associé à des générateurs éoliens,” *Thèse de L’Ecole Nationale Supérieure d’Arts et Métiers Centre de Lille*, N° 2005-27, 2005.
- [Cor-98]** Corley M J., Lorenz R D., “Rotor position and velocity estimation for a salient-pole permanent magnet synchronous machine at standstill and high speeds,” *IEEE Tran. Ind. Applic.*, vol. 34, no. 4, pp. 784–789, Jul./Aug. 1998.
- [Cru-00]** Cruz S M C., Cardoso A. J. M., “Stator winding fault diagnosis in three-phase synchronous and asynchronous motors by the extended park’s vector approach,” *Proceeding of the IEEE Ind. Applicat. Conf*, 2000, Roma, Italy, pp. 7. CD-ROM.
- [Dah-00]** Dahlgren M., Frank H., Leijon M., Owman F., Walfridsson L., “Windformer. Production à grande échelle d’électricité éolienne,” *Revue ABB n°3*, pp : 31-37, 2000.
- [Ded-04]** Dedier G., “Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances,” *Thèse de l’Université Henri Poincaré, Nancy-I*, 2004.

- [Deg-00]** Degner M. W., Lorenz R. D., “Position estimation in induction machines utilizing rotor bar slot harmonics and carrier frequency signal injection,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 36, no. 3, pp. 736–742, May/Jun. 2000.
- [Dha-90]** Dhaouadi R., “Application of stochastic filtering to a permanent magnet synchronous motor drive system without electromechanical sensors,” Ph.D. Thesis, University of Minnesota, Oct. 1990.
- [Dha-91]** Dhaouadi R., Mohan N., Norum L., “Design and implementation of an extended Kalman filter for the state estimation of a permanent magnet synchronous motor,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 6, pp. 491–497, July 1991.
- [Ena-03]** Enamul H M., Zhong L., Rahman M F., “A sensorless initial rotor position estimation scheme for a direct torque controlled interior permanent magnet synchronous motor drive,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 6, pp. 1376–1383, Nov. 2003.
- [Est-11]** Estima J., Cardoso A., “A new approach for real-time multiple open-circuit fault diagnosis in voltage source inverters,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 99, pp.1, Sep. 2011.
- [Ezz-11]** Ezzat M., “Commande non lineaire sans capteur de la machine synchrone à aimants permanents,” *Thèse de l'École Centrale de Nantes, France, 2011.*
- [Fil-00]** Filliau G., Bondu A., Mazodier L., “Le navire tout électrique : propulsion et production d'énergie,” *Techniques de l'Ingénieur, France, 10 nov. 2000.*
- [Mor-05]** Morand F., “Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones,” *Thèse de l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 05 ISAL 0003, 2005.*
- [Fre-96]** French C., Acarnley P., “Direct torque control of permanent magnet drives,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, no. 5, pp. 1080–1088, Sept/Oct. 1996.
- [Gas-04]** Gasc L., “Conception d'un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile approches par la structure et par la commande,” *Thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse N° 2159, 2004.*

- [Gen-10]** Genduso F., Miceli R., Rando C., Galluzzo G R., “Back EMF sensorless-control algorithm for high-dynamic performance PMSM,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 6, pp. 2092–2100, Jun. 2010.
- [Gha-05]** Ghanes M., “Observation et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique,” *Thèse de l'Ecole Centrale de Nantes*, 2005.
- [Gil-05]** Gilreath P., Singh B N., “A new centroid based fault detection method for 3-phase inverter-fed induction motors,” *PESC '05*, 16 Jun. 2005, pp. 2664 – 2669.
- [Gil-10]** Gilbert F., Rahman M. F., “Sensorless direct torque and flux-controlled IPM synchronous motor drive at very low speed without signal injection,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 11, pp. 3715–3723, Nov. 2010.
- [Gra-87]** Grandpierre M., “Commande numérique de machines à commutation électronique,” *Thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse*, N° 127, 1987.
- [Gre-97]** Grellet G., Guy C., “Actionneurs électriques, principes modèles commande,” *Editions, Eyrolles*, 1997.
- [Gro-12]** F. Grouz, A. Khlaief, M. Boussak, L. Sbita, “Application of a bank of adaptive observers for PMSM sensor fault detection and isolation”, à soumettre pour la revue *Int. J. Industrial Electronics and Drives*.
- [Grp-Pell]** <http://www.pellenc.com/> Matériel pour la viticulture, sécateur.
- [Gue-05]** Guerrero J M, Leetmaa M, Briz F., Zamarrón A., Lorenz R D., “Inverter nonlinearity effects in high frequency signal-injection-based sensorless control methods,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 2, pp. 618–626, Mar./Apr. 2005.
- [Haq-03]** Haque M. E., Zhong L., Rahman M. F., “A sensorless initial rotor position estimation scheme for a direct torque controlled interior permanent magnet synchronous motor drive,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 6, pp. 1376–1383, Nov. 2003.
- [Har-09]** Harakawa M., Dufour C., Nishimura S., Nagano T., “Real-time simulation of a PMSM drive in faulty modes with validation against an actual drive system,” *EPE'09, Barcelona*, Sept. 2009, pp. 1–9.

- [Hu-07] Hu J., “Sensorless control of ac machines for integrated starter generator application,” *Ph.D. Thesis, Ohio State University, 2007.*
- [Hu-08] Hu J., Liu J., Xu L., “Eddy current effects on rotor position estimation and magnetic pole identification of PMSM at zero and low speeds,” *IEEE Trans. Power Electron., vol. 23, no. 5, pp. 2565–2575, Sep. 2008.*
- [Isl-03] Islam M S., Husain I., Veillette R J., Batur C., “Design and performance analysis of sliding-mode observers for sensorless operation of switched reluctance motors,” *IEEE Trans. Cont. Sys. Tech., vol. 11, no 3, pp. 383–389, May 2003.*
- [Jan-03] Jang J H., Sul S K., Ha S K., Ide K., Sawamura M., “Sensorless drive of surface-mounted permanent-magnet motor by high-frequency signal injection based on magnetic saliency,” *IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 39, no. 4, pp. 1031–1039, Jul./Aug. 2003.*
- [Jan-04] Jang J., Ha J., Ohto M., Ide K., Sul S., “Analysis of permanent-magnet machine for sensorless control based on high-frequency signal injection,” *IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 40, no. 6, pp. 1554–1604, Nov./Dec. 2004.*
- [Jeo-05] Jeong Y., Lorenz R., Jahns T., Sul S., “Initial rotor position estimation of an interior permanent-magnet synchronous machine using carrier-frequency injection methods,” *IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 40, no. 5, pp. 38–45, Jan./Feb. 2005.*
- [Jeo-05] Jeong Y., Lorenz R., Jahns T., Sul S., “Initial rotor position estimation of an interior permanent-magnet synchronous machine using carrier-frequency injection methods,” *IEEE Trans. Ind. Applic, vol. 40 no. 5, pp. 38–45, Jan./Feb. 2005.*
- [Jia-07] Jiayi L., Guijie Y., Tiecai L., “A new approach to estimated rotor position for PMSM based on sliding mode observer,” *Proceeding of International Conference on Electrical Machines and Systems Korea, pp. 426–431, 2007.*
- [Kad-00] Kaddouri A., “Étude d'une commande non-Linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents,” *Thèse de la Faculté des Etudes Supérieures de l'Université Laval, 2000.*
- [Kan-04] Kang K L., Kim J M., Hwang K B., Kim K H., “Sensorless control of PMSM in high speed range with iterative sliding mode observer,” *Proceedings of the APEC'04, vol. 2, pp. 1111–1116, 2004.*

- [Kha-06] Khatounian F., “Contribution à la modélisation, l’identification et à la commande d’une interface haptique à un degré de liberté entraînée par une machine synchrone à aimants permanents,” *Thèse de L’Ecole Normale Supérieure de Cachan, N° 22, 2006.*
- [Kha-09] Khan K., Rahman M. A., “Development and implementation of a novel fault diagnostic and protection technique for IPM motor drives,” *IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 56, no. 1, pp. 85–92, Jan. 2009.*
- [Khl-07] **Khlaief A.**, “Nouvelle approche de détection de la position initiale du rotor des moteurs synchrones à aimants,” *Mémoire de mastère de l’Ecole Supérieure des Sciences et Techniques de Tunis, 11 août 2007.*
- [Khl-08] **Khlaief A.**, Boussak M., Jemli M., Gossa M., “Détection de la position initiale du rotor des moteurs synchrones à aimants,” *Journées Tunisiennes d’Electrotechnique et d’Automatique, JTEA’2008. 2-4 mai 2008.*
- [Khl-08] **Khlaief A.**, Boussak M., Jemli M., Gossa M., “Field-oriented control of interior permanent magnet synchronous motor with a space vector modulation,” *Nineth international conference on Sciences and Techniques of Automatic control, STA’2008, 22-24 December 2008, Monastir, Tunisie, CDROM.*
- [Khl-09] **Khlaief A.**, Abassi M., Boussak M., Gossa M., “DSP based SVPWM technique for field oriented speed control of permanent magnet synchronous motor drive”, *10th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering STA’2009, CDROM.*
- [Khl1-10] **Khlaief A.**, Boussak M., Gossa M., “Open phase faults detection in PMSM drives based on current signature analysis,” *XIXth International Conference on Electrical Machines ICEM’ 2010, CDROM.*
- [Khl1-11] **Khlaief A.**, Jemli K., Boussak M., Gossa M., “Study on inverter’s IGBT fault behavior with permanent magnet synchronous motor’s drive,” *International Review of Electrical Engineering (IREE), vol. 6, Issue 3, June 2011.*
- [Khl1-12] **Khlaief A.**, Bendjedia M., Boussak M., Gossa M. “A nonlinear observer for high performance sensorless speed control of IPMSM drive,” *IEEE Trans. Power Electron., vol. 27, no. 6, pp. 3028-3040, June 2012.*

- [Khl2-10]** **Khlaief A.**, Boussak M., Gossa M., “Sensorless speed vector control of PMSM drive based on MRAS method,” *11th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering STA'2010, CDROM.*
- [Khl2-11]** **Khlaief A.**, Boussak M., Gossa M., “A sensorless initial rotor position estimation scheme for a vector controlled IPMSM drive,” *11th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering STA'2011, CDROM.*
- [Khl2-12]** **Khlaief A.**, Boussak M., Gossa M., “MRAS based adaptive speed estimation for sensorless vector control with online estimation of stator resistance of IPMSM drive,” *Soumis en février 2012 à la revue ISA Transactions.*
- [Khl3-10]** **Khlaief A.**, Boussak M., Gossa M., “Dspace-based experimental results of initial rotor angle detection of a permanent magnet synchronous machine,” *Soumis en décembre 2010 à la revue Energy Conversion and Management.*
- [Khl3-12]** **Khlaief A.**, Bendjedia M., Boussak M., Chaari A., “Nonlinear observer for sensorless speed control of IPMSM drive with stator resistance adaptation,” *soumis soumis en février 2012 à la XXth International Conference on Electrical Machines ICEM' 2012.*
- [Kho-06]** Khojet El Khil S., “Commande vectorielle d’une machine asynchrone doublement alimentée (MADA), optimisation des pertes dans les convertisseurs reconfiguration de la commande pour un fonctionnement sécurisé,” *Thèse de L’Ecole Nationale d’Ingénieurs de Tunis, 2006.*
- [Kho-08]** Khov M., Regnier J., Faucher J., “Detection of inter-turns short circuits faults in stator of permanent magnet synchronous motor by online parameter estimation,” *Proceedings of the 19th International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, Ischia, Italy, June 2008.*
- [Kim-04]** Kim H., Huh K., Lorenz R., Jahns T., “A novel method for initial rotor position estimation for IPM synchronous machine drives,” *IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 40, no. 5, pp. 1369–1378, Sep./Oct. 2004.*

- [Kim-05] Kim Y S., Choi Y K., Lee J H., “Speed sensorless vector control for PMSM based on instantaneous reactive power in the wide speed range,” *Electric. Power Appl., IEE Proceedings 2005*, vol. 152, no. 5, pp. 1343–1349.
- [Kim-11] Kim H., Son J., Lee J., “A high-speed sliding-mode observer for the sensorless speed control of a PMSM,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 9, pp. 4069–4077, Sep. 2011.
- [Kim-95] Kim J S., Sul S K., “High performance PMSM drives without rotational position sensors using reduced order observer,” *Proceeding of IEEE IAS Annu. Meeting, 1995*, pp. 75–82.
- [Kim-99] Kim Y H., Kook Y S., “High performance IPMSM drives without rotational position sensors using reduced-order EKF,” *IEEE Trans. Energy Conversion.*, vol. 14, no. 4, pp. 868–873, Dec. 1999.
- [Koj-06] Kojabadi H M., Ghribi M., “MRAS-based adaptive speed estimator in PMSM drives,” *Proceedings of Advanced Motion Control conference*, pp. 569–572, 2006.
- [Kon-05] Kondo K., Yuki K., “Application of induction motor speed sensorless vector control to railway vehicle traction,” *Electrical Engineering in Japan*, Vol. 161, No. 2, 2007 – Translated from *Denki Gakkai Ronbunshi*, Vol. 125-D, No. 1, pp1-8, January 2005.
- [Kos-08] Koshio N., Kubota H., “High frequency region position sensor-less vector control of interior permanent magnet synchronous motor drives,” *Proceedings of the Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008, Wuhan*.
- [Kul-92] Kulkarni A B., Ehsani M., “A novel position sensor elimination technique for the interior permanent-magnet synchronous motor drive,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 1, Jan./Feb. 1992.
- [Lab-08] Labbé Th., Baudart F., Demelene J-F., “Stratégies de commandes vectorielles des moteurs synchrones triphasés à aimants permanents dans le cas de la marche en mode dégradé sur deux phases,” *Journée d'étude du groupe de contact FRS – FNRS, France, 2008*.
- [Lab-10] Labbé T., Dehez B., Labrique F., “Two phase operation for a three phase PMSM using a control model based on a Concordia like transform

- associated to a classic Park transform,” *Mathematics and Computers in Simulation*, vol. 81, no. 2, pp. 315–326, Oct. 2010.
- [Lan-69]** Landau Y P., “A hyperstability criterion for model reference adaptive control systems,” *IEEE Trans. Auto. Control*, vol. 14, no.5, pp. 552–555, Oct. 1969.
- [Lan-79]** Landau Y P., “Adaptive control: the model reference approach,” *M Dekker Inc, New York, 1979*.
- [Lat-06]** Lateb R., “Modélisation des machines asynchrones et synchrones à aimants avec prise en compte des harmoniques d’espace et de temps: application à la propulsion marine par POD,” *Thèse de l’Institut National Polytechnique de Lorraine, 2006*.
- [Lee-07]** Lee Y., “A stator turn fault detection method and a fault-tolerant operating strategy for interior PM synchronous motor drives in safety-critical applications,” *PhD Thesis in the school of electrical and computer engineering, Georgia Institute of Technology, 2007*.
- [Lee-10]** Lee J., Hong J., Nam K., Ortega R., Praly L., Astolfi A., “Sensorless control of surface-mount permanent-magnet synchronous motors based on a nonlinear observer,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 2, pp. 290–297, Feb. 2010.
- [Lem-06]** Lemoufuet S G., “Investigation and optimisation of hybrid electricity storage systems based on compressed air and supercapacitors,” *PhD Thesis, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, N° 3628 2006*.
- [Lia-03]** Liang Y., Li Y., “Sensorless control of PM synchronous motors based on MRAS method and initial position estimation,” *Proceedings of the Sixth International on Electrical Machines and Systems Conference*, pp. 96–99, 2003.
- [Lia-08]** Liangliang Y., Zhou Y., Xin C., “A novel sensorless control strategy of PMSM based on slide-mode observer and SVPWM,” *Proceedings of the Intelligent Control and Automation, 2008. WCICA 2008*, pp. 7726–7731.
- [Lim-94]** Lim K W., Low K S., Rahman M F., “A position observer for permanent magnet synchronous motor drive,” *Proceeding of the IECON Conference Record, 1994*, pp. 1004–1008.

- [Lin-07]** Lin-Shi X., “Commande des systèmes de conversion d’énergie,” *Habilitation à diriger des recherches (HDR), Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2007.*
- [Liu-06]** Liu L I., “Robust fault detection and diagnosis for permanent magnet synchronous motors,” *PhD Thesis, Florida State University College of Engineering, 2006.*
- [Liu-10]** Liu K., Zhang Q., Zhu Z Q., Zhang J., Shen A W., Stewart P., “Comparison of two novel MRAS based strategies for identifying parameters in permanent magnet synchronous motors,” *International Journal of Automation and Computing, vol. 4, pp. 516–524, Nov. 2010.*
- [Liu-11]** Liu J., Nondahl T A., Schmidt P B., Royak S., Harbaugh M., “Rotor position estimation for synchronous machines based on equivalent EMF,” *IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 47, no. 3, pp. 1310–1318, May/June. 2011.*
- [Llo-03]** Llor A M., “Commande directe de couple à fréquence de modulation constante des moteurs synchrones à aimants permanents,” *Thèse de l’Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, N° 03 ISAL 0013, 2003.*
- [Loc-06]** 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 l’Université des Sciences et Technologies de Lille, 2006.*
- [Luu-00]** Luukko J., “Direct torque control of permanent synchronous machines-analysis and implementation,” *PhD Thesis, Lappeenranta University of Technology, 2000.*
- [Mai-09]** Maiti S., Chakraborty C., Sengupta S., “Simulation studies on model reference adaptive controller based speed estimation technique for the vector controlled permanent magnet synchronous motor drive,” *Simulation Modelling Practice and Theory, vol. 17, pp. 585–596, Apr. 2009.*
- [Mar-02]** Martins C A., Roboam X., Meynard T A., Carvalho A S., “Switching frequency imposition and ripple reduction in DTC drives by using a multilevel converter,” *IEEE Trans. Power Electron., vol. 17, no. 2, pp. 286–297, Mar. 2002.*
- [Mar-03]** Martin J. P., “Contribution à l’alimentation en tension de machines synchrones à aimants permanents à nombre de phases élevé: fonctionnement

- normal et dégradé,” *Thèse de l’Institut National Polytechnique de Lorraine, 2003.*
- [Mar-04]** Mariusz C. M. S., “PWM rectifier with active filtering,” *Ph.D. Thesis, Warsaw University of Technology, Poland 2004.*
- [Mat-92]** Matsui N., Shigoyo M., “Brushless DC motor without position and speed sensorless,” *IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 28, no. 1, pp. 120–127, Jan./Feb. 1992.*
- [Mav-07]** Mavier J., “Convertisseurs génériques à tolérance de panne applications pour le domaine aéronautique,” *Thèse de l’Institut National Polytechnique de Toulouse, N° 2461, 2007.*
- [Mob-01]** Mobarakeh B N., “Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants méthodes, convergence, robustesse, identification "en ligne" des paramètres,” *Thèse de l’Institut National Polytechnique de Lorraine, 2001.*
- [Mob-04]** Mobarakeh B N., Meibody F T., Sargos F M., “Mechanical sensorless control of PMSM with online estimation of stator resistance,” *IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 40, no. 2, pp. 457–471, Mar./Apr. 2004.*
- [Mor-02]** Morimoto S., Kawamoto K., Sanada M., Takeda Y., “Sensorless control strategy for salient-pole PMSM based on extended EMF in rotating reference frame,” *IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 38, no. 4, pp. 764–771, Jul./Aug. 2002.*
- [Mor-07]** Morel F., “Commandes directes appliquées à une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur triphasé à deux niveaux ou par un convertisseur matriciel triphasé,” *Thèse de l’Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 0086, 2007.*
- [Mul-04]** Multon B., Nichita C., Roboam X., Gergaud O., Dakyo B., Ben Ahmed H., “Aérogénérateurs électriques,” *Techniques de l’Ingénieur, France, 10 nov. 2004.*
- [Mul-12]** Multon B., Gergaud O., Ben Ahmed H., “État de l’art dans les aérogénérateurs électriques,” *Extrait du rapport de synthèse ECRIN, 24 Fev. 2012.*

- [Nak-00] Nakashima S., Inagaki Y., Miki I., “Sensorless initial rotor position estimation of surface permanent magnet synchronous motor,” *IEEE Trans. Ind. Applic.*, vol. 36, no. 6, pp 1598–1603, Nov. 2000.
- [Nfo-06] Nfonguem G., “Contribution au développement d’actionneurs plus électriques-modélisation inverse et composants mécaniques spécifiques à une application aéronautique,” *Thèse de l’Institut National Polytechnique de Toulouse, N°1371, 2006.*
- [Nia-05] Niazi P., “Permanent magnet assisted synchronous reluctance motor design and performance improvement,” *PhD Thesis, Texas A&M University, 2005.*
- [Nog-03] Noguchi T., Kohno S., “Mechanical-sensorless permanent-magnet motor drive using relative phase information of harmonic currents caused by frequency modulated three-phase PWM carriers,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 4, pp. 1085–1092, Jul./Aug. 2003.
- [Nog-98] Noguchi T., Yamada K., Kondo S., Takahashi I., “Initial rotor position estimation method of sensorless PM synchronous motor with no sensitivity to armature resistance,” *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 45, no. 1, pp. 1376–1383, Feb. 1998.
- [Ond-06] Ondel O., “Diagnostic par reconnaissance des formes: application à un ensemble convertisseur–machine asynchrone,” *Thèse de l’Ecole Centrale de Lyon, 2006.*
- [Ort-11] Ortega R., Praly L., Astolfi A., Lee J., Nam K., “Estimation of rotor position and speed of permanent magnet synchronous motors with guaranteed stability,” *IEEE Trans. Control Syst. Techn.*, vol. 19, no. 3, pp. 601–614, May. 2011.
- [Ost-96] Ostlund S., Brokemper M., “Sensorless rotor-position detection from zero to rated speed for an integrated PM synchronous motor drive,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, no. 5, pp. 1158–1165, Sep./Oct. 1996.
- [Oum-05] Oumaamar M E K., Khezzar A., Boucherma M., Razik H., Andriamalala R N., Baghli L., “Neutral voltage analysis for broken rotor bars detection in induction motors using Hilbert transform phase,” *Proceeding of the industry applications conference, Sept. 2007, pp. 1940–1947.*

- [Pac-11] Pacas M., “Sensorless drives in industrial applications: advanced control schemes,” *IEEE Ind. Electron. Magazine.*, vol. 5, no. 2, pp. 16–23, Jun. 2011.
- [Par-06] Parsa L., “Performance improvement of permanent magnet AC motors,” *PhD Thesis, Texas A&M University, N° 3628, 2006.*
- [Par-09] Park B G., Jang J S., Kim T S., Hyun D S. “EKF-based fault diagnosis for open-phase faults of PMSM drives,” *Proceeding of the IEEE Power Electron. and Motion Control Conf*, pp. 418–422, 2009.
- [Per-05] Peroutka Z., “Development of sensorless PMSM drives: application of extended Kalman filter,” *Proceedings of the ISIE’ 05, 2005*, pp. 1647–1652.
- [Per-05] Persson J., “Innovative standstill position detection combined with sensorless control of synchronous motors,” *PhD Thesis, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2005.*
- [Per-07] Persson J., Markovic M., Perriard Y., “A new standstill position detection technique for nonsalient permanent-magnet synchronous motors using the magnetic anisotropy method,” *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 43, no. 2, pp. 554–560, Feb. 2007.
- [Per-96] Perusa M., “Contribution à la définition de moteurs à aimants pour un véhicule électrique hybride routier,” *Thèse de l’Institut National Polytechnique de Toulouse, N° 1138, 1996.*
- [Per-96] Pertusa C., “Contribution à la définition de moteurs à aimants permanents pour un véhicule électrique hybride routier,” *Thèse de l’Institut National Polytechnique de Toulouse, N° 1138, 1996.*
- [Peu-98] Peugeot R., Courtine S., Rognon J P., “Fault detection and isolation on a PWM inverter by knowledge-based model,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, no. 6, pp. 1318–1326, Nov./Dec. 1998.
- [Pey-03] Peyras L., “Observateurs de position pour la machine synchrone avec prise en compte d’incertitudes paramétriques,” *Thèse de l’Institut National Polytechnique de Toulouse, N° 2019, 2003.*

- [Pii-08]** Piippo A., “An adaptive observer with signal injection for interior permanent magnet synchronous motors,” *Thèse de l’Université Helsinki University of Technology, Finland, 2008.*
- [Pil-96]** Pilioua-sendo R O., “Detection de la position initiale des servomoteurs synchrones à aimants permanents pour la commande vectorielle sans capteur mécanique,” *Mémoire DEA de la Faculté des Sciences et Technique de Marseille, Juillet 1996.*
- [Pole-mer]** <http://www.polemerpaca.com/> Sécurité et sûreté maritime.
- [Poz-03]** Poza Lobo F., “Modélisation, conception et commande d’une machine asynchrone sans balais doublement alimentée pour la génération à vitesse variable,” *Thèse de l’Institut National Polytechnique de Grenoble, 2003.*
- [Pre-11]** Preindl M., Schaltz E., “Sensorless model predictive direct current control using novel second-order PLL observer for PMSM drive systems,” *IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 58, no.9, pp.4087–4095, Sep. 2011.*
- [Rac-10]** Raca D., García P., Reigosa D D., Briz F., Lorenz R D., “Carrier-signal selection for sensorless control of PM synchronous machines at zero and very low speeds,” *IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 46, no. 1, pp. 167–178, Jan./Feb. 2010.*
- [Rah-04]** Rahman M F., Haque M E., Tang L., Zhong L., “Problems associated with the direct torque control of an interior permanent-magnet synchronous motor drive and their remedies,” *IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 51, no. 4, pp. 799–809, Aug. 2004.*
- [Rap-Geo]** <http://colloques-cetmef.developpement-durable.gouv.fr/> Rapace-geocean.
- [Rie-04]** Rieder U H., Schroedl M., Ebner A., “Sensorless control of an external rotor PMSM in the whole: speed range including standstill using DC-link measurements only,” *Proceedings of the 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference Aachen, Germany, 2004.*
- [Rob-04]** Robeischl E., Schroedl M., “Optimized INFORM measurement sequence for sensorless PM synchronous motor drives with respect to minimum current distortion,” *IEEE Trans. Ind. Applic., vol. 40, no. 2, pp. 591–598, Mar./Apr. 2004.*

- [Rob-95]** Robyns B., Fu Y., Labrique F., Buyse H., “Commande numérique de moteurs synchrones à aimants permanents de faible puissance,” *J.Phys. III France 5 (1995) 1255-1268*, , pp. 1255, Aug. 1995.
- [Rou-07]** Roux W., R Harley G., Habetler T G., “Detecting rotor faults in low power permanents magnet synchronous machines,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 1, pp. 322–328, Jan. 2007.
- [Sam-03]** Sam K. Y., Kim S K., Kwon Y A., “MRAS based sensorless control of permanent magnet synchronous motor,” *Proceedings of SICE Annual conference*, pp. 1632–1637, 2003.
- [Sas-89]** Sastry S., Bodson M., “Adaptive control: stability, convergence and robustness,” *Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall*, 1989.
- [Say-10]** Sayeef S., Foo G., Rahman M F., “Rotor position and speed estimation of a variable structure direct torque controlled IPM synchronous motor drive at very low speeds including standstill,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 1, pp. 395–403, Jan. 2010.
- [Scc-96]** Schrodell M., “Sensorless control of AC machines at low speed and standstill based on the INFORM method,” *Proceedings of the Conf . Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, 1996*, pp 270–277.
- [Sch-97]** Schmidtm P., Gasperi M., Ray G., Wijenayake A H., “Initial rotor angel detection of a non sailent pole permanent magnet synchronous machine,” *IEEE Ind. Applicat. Society, New Orleans, Louisiana, October 5–9, 1997*.
- [Shi-12]** Shi Y., Sun K., Huang L., Li Y., “On-line identification of permanent magnet flux based on extended Kalman filter for IPMSM drive with position sensorless control,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2012.
- [Sun-01]** Sun D., Weizhong F., Yikang H., “Study on the direct torque control of permanent magnet synchronous motor drives,” *Proceedings of the Fifth International Conference of Electrical Machines and Systems, ICEMS 2001.*, pp. 571–574, 2001.
- [Swi-02]** Swierczynski D., Kazmierkowski M P., “Direct torque control of permanent magnet synchronous motor (PMSM) using space vector modulation (DTC-SVM)–simulation and experimental results,” *Proceedings of the IECON’02*, vol. 1, pp. 751–755, Nov. 5–8, 2002.

- [Tak-86] Takahashi I., Noguchi T., “A new quick response and high efficiency control strategy of an induction motor,” *IEEE Trans. Ind. Applic.*, vol. 22, no. 5, pp. 820–827, Sep./Oct. 1986.
- [Tak-94] Takehita T., Matsui N., “Sensorless brushless DC motor drive with EMF constant identifier,” *Proceedings of the IECON’94, 1994*, pp. 14–19.
- [Tan-03] 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. Appl.*, vol. 39, no. 6, pp. 1748–1756, Nov./Dec. 2003.
- [Tan-04] Tang L., Zhong L., Rahman M F., Hu Y., “A novel direct synchronous machine drive with fixed switching frequency,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 2, pp. 262–271, Mar. 2004.
- [Tra1-12] Trabelsi M., Boussak M., Gossa M., “PWM-Switching pattern-based diagnosis scheme for single and multiple open-switch damages in VSI-fed induction motor drives,” *ISA Transaction*, vol. 51, no. 2, pp. 333–344, March 2012.
- [Tra2-12] Trabelsi M., “Contribution au diagnostic de défauts des composants de puissance dans un convertisseur statique associé à une machine asynchrone : exploitation des signaux électriques,” *Thèse d’Aix-Marseille Université*, 2012.
- [Tur-03] Tursini M., Petrella R., Parasiliti F., “Initial rotor position estimation method for PM motors,” *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 39, no. 6, pp. 1630–1640, Nov./Dec. 2003.
- [Vor-97] Vorwald P., “Contrôle en position de la machine synchrone alimentée en courant entraînant une charge variable,” *Thèse de l’Institut National Polytechnique de Toulouse*, N° 1371, 1997.
- [Wal-07] Wallmark O., Harnefors L., Carlson O., “Control algorithms for a fault-tolerant PMSM drive,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 4, pp. 1973–1980, Jan. 2007.
- [Wel-02] Welchko B A., Jahns T M., Hiti S., “IPM synchronous machine drive response to a single-phase open circuit fault,” *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 17, no. 5, pp. 764–771, Sep. 2002.

- [Yon-08] Yongdong L., Hao Z., “Sensorless control of permanent magnet synchronous motor a-survey,” *Proceeding of IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), Sep 2008, China.*
- [Yoo-09] Yoo A., Sul S. K., “Design of flux observer robust to interior permanent-magnet synchronous motor flux variation,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 45, no. 5, pp. 1670–1677, Sep./Oct. 2009.
- [Yoo-11] Yoon Y-D., Sul Seung-Ki., Morimoto S., Ide K., “High-bandwidth sensorless algorithm for AC machines based on square-wave-type voltage injection,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, no. 3, pp. 1361–1370, May/June. 2011.
- [You-Rap] <http://www.youtube.com/> Vidéo démonstration RAPACE Geocan.
- [Zhe-08] Zheng Z., “Commande à haute performance et sans capteur mécanique du moteur synchrone à aimants permanents,” *Thèse de l’Institut National Polytechnique de Toulouse, N° 2461, 2008.*
- [Zhi-09] Zhifu W, Qizhi T, Chengning Z., “Speed identification about PMSM with MRAS,” *Proceedings of Power Electronics and Motion Control conference*, pp. 1880–1884, 2009.
- [Zhn-08] Zhneg Z., Li Y., Xiao X., Fadel M., “Mechanical sensorless control of SPMS based on HF signal injection and Kalman filter,” *Proceedings of the Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008, Wuhan.*
- [Zho-97] Zhong L., Rahman M F., Hu W Y., Lim K W., “Analysis of direct torque control in permanet magnet synchronous motor drives,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 12, no 3, pp. 528–536, May. 1997.
- [Zhu-11] Zhu Z Q., Gong L M., “Investigation of effectiveness of sensorless operation in carrier-signal-injection-based sensorless-control methods,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 8, pp. 3431–3439, Aug. 2011.
- [Zid-08] Zidani F., Diallo D., Benbouzid M. H., Naït-Saïd R., “A fuzzy-based approach for the diagnosis of fault modes in a voltage-fed PWM inverter induction motor drive,” *IEEE Trans. Ind, Electron.*, vol. 55, no. 2, pp. 586–593, Feb. 2008.

ANNEXE

A.1) Identification des paramètres électrique et mécanique

Pour implanter les algorithmes de la commande vectorielle avec et sans capteur mécanique de la MSAP, on est obligé d'avoir une bonne connaissance des paramètres électriques et mécaniques. La figure A.1 montre le schéma du banc expérimental lors des essais effectués pour la détermination et l'identification des paramètres électriques et mécaniques de la MSAP.

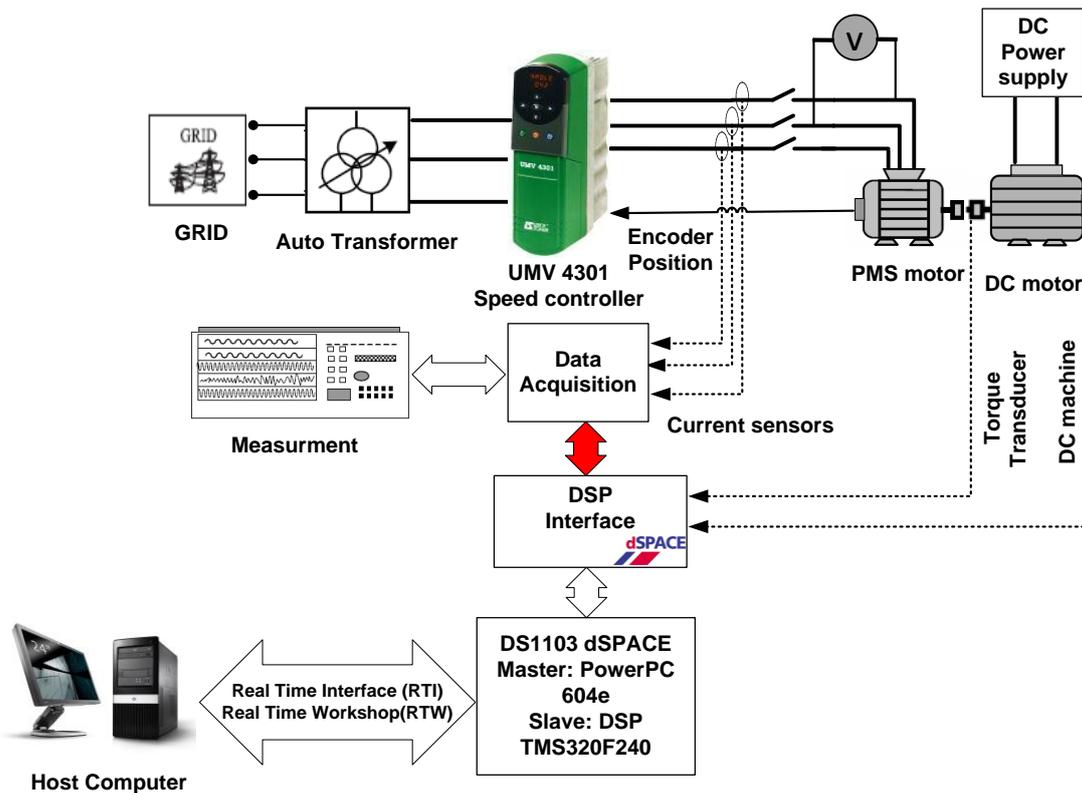


Figure A.1 : Schéma générale du banc pour l'identification des paramètres de la MSAP.

Dans cette partie, nous avons tout d'abord donné les expressions des diverses inductances cycliques d'axe direct et en quadrature. Ensuite nous avons déterminé par des essais expérimentaux, l'ensemble des paramètres électriques et mécaniques de la machine synchrone à aimants décrivant les éléments du modèle :

- La résistance de l'enroulement des phases du stator R_s ;
- L'inductance d'axe direct L_d ;
- L'inductance d'axe en quadrature L_q ;
- La force électromotrice à vide composée E_0 (étoile sans neutre), induite dans les phases du stator, est provoquée par la variation du flux générée par les aimants permanents. On déduit la constante de la force électromotrice K_e ;
- Le coefficient du frottement visqueux de l'ensemble moteur-frein f ;

- La constante de temps mécanique de l'ensemble moteur-frein τ_m , Le moment d'inertie des masses tournantes du moteur-frein J .

a. Identification des paramètres électriques

Le but de cette partie de l'annexe est d'obtenir les équations électriques de la machine en convention moteur et les expressions des diverses inductances.

i. Les équations des tensions et des flux statorique

La figure A.2 présente le circuit électrique équivalent du MSAP.

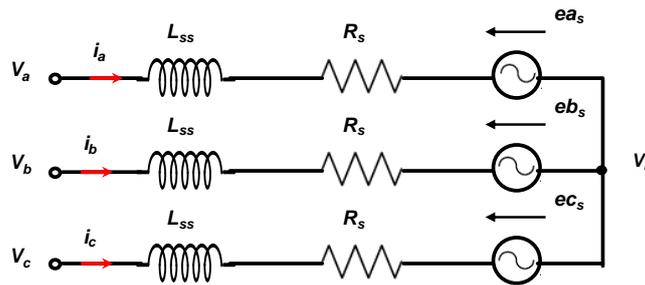


Figure A.2 : Représentation du circuit électrique équivalent du MSAP.

A partir de la figure précédente, on associe aux trois phases un espace vectorielle de dimension 3. Dans un premier temps, on peut écrire l'équation de tension de la machine:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s \\ R_s \\ R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix} \quad (A.1)$$

La matrice $\begin{bmatrix} e_{as} \end{bmatrix}$ représente les forces électromotrices induite dans les phases du stator, on pourra donc appliquer la loi de Faraday :

$$e = \frac{d\Phi}{dt} \quad (A.2)$$

Avec le flux induit dans le stator donné par la formule :

$$\Phi = Li \quad (A.3)$$

Ce qui nous permet d'écrire les expressions des tensions statoriques en fonctions du flux magnétique.

$$\begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} L_{sa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{sb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{cs} \end{bmatrix}}_{\text{stator}} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L_f i_f \underbrace{\begin{bmatrix} \sin(\theta_r) \\ \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}}_{\text{aimants permanents}} \quad (\text{A.4})$$

Nous utilisons les expressions du L_{0s} et L_{2s} , la matrice des inductances L_{ss}

$$L_{sa} = l_{ls} + L_{0s} + L_{2s} \cos(2\theta_r) \quad (\text{A.5})$$

$$L_{sb} = l_{ls} + L_{0s} + L_{2s} \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{A.6})$$

$$L_{sc} = l_{ls} + L_{0s} + L_{2s} \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{A.7})$$

Avec l_{ls} représentant l'inductance de fuite

$$M_{ab} = M_{ba} = -\frac{L_{0s}}{2} + L_{2s} \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{A.8})$$

$$M_{ac} = M_{ca} = -\frac{L_{0s}}{2} - L_{2s} \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{A.9})$$

$$M_{bc} = M_{cb} = -\frac{L_{0s}}{2} - L_{2s} \cos(2\theta_r) \quad (\text{A.10})$$

Ainsi,

$$\begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}}_{\text{stator}} + L_f i_f \underbrace{\begin{bmatrix} \sin(\theta_r) \\ \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}}_{\text{aimants permanents}} \quad (\text{A.11})$$

Avec

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_{ls} + L_{0s} + L_{2s} \cos(2\theta_r) & -\frac{L_{0s}}{2} + L_{2s} \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{L_{0s}}{2} - L_{2s} \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\frac{L_{0s}}{2} + L_{2s} \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & l_{ls} + L_{0s} + L_{2s} \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{L_{0s}}{2} + L_{2s} \cos(2\theta_r) \\ -\frac{L_{0s}}{2} + L_{2s} \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{L_{0s}}{2} - L_{2s} \cos(2\theta_r) & l_{ls} + L_{0s} + L_{2s} \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{A.12})$$

Enfin :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = [R_s] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left([L_{ss}] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L_f i_f \begin{bmatrix} \sin(\theta_r) \\ \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \right) \quad (\text{A.13})$$

ii. Equations des flux dans le repère de Park

Pour obtenir la représentation des équations dans le référentiel de Park d - q , toutes les variables de l'équation (A.11) sont exprimées sous forme vecteur espace. Dans ce cas, le système réel triphasé est représenté par un seul vecteur, dit vecteur des composantes directes et inverse.

$$\bar{v} = v_d + jv_q = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \bar{a} & \bar{a}^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad \text{avec:} \quad \bar{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}, \bar{a}^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} \quad (\text{A.14})$$

Avec \bar{a} et \bar{a}^2 qui représentent un déphasage de 120° et 240° entre les phases du moteur dans le sens trigonométrique.

En remplaçant les différentes matrices par leurs expressions, et après simplification, on obtient le système des équations des flux dans le repère de Park :

$$\begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_e \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.15})$$

Ainsi, les inductances directe et en quadratique dans le repère de Park sont données par:

$$\begin{aligned} L_d &= l_{ls} + \frac{3}{2}(L_{0s} - L_{2s}) \\ L_q &= l_{ls} + \frac{3}{2}(L_{0s} + L_{2s}) \end{aligned} \quad (\text{A.16})$$

iii. Mesure des inductances

La machine synchrone sur laquelle nous effectuons la mesure des inductances statoriques possède des aimants au rotor. Il est donc difficile de faire des essais en régime sinusoïdal pour mesurer les inductances statorique. Nous avons utilisé la méthode de mesure des constantes de temps pour déterminer les inductances longitudinale et transversale de la MSAP. Cette constante est déterminée en mesurant le temps de montée du courant après l'application d'un échelon de tension sur les enroulements statorique.

La première étape consiste à mettre le courant maximal que la machine peut supporter et on laisse le rotor s'aligner auprès le champ du stator. Après l'orientation du rotor, on maintient le courant et on le fixe mécaniquement dans cette position afin qu'il ne puisse plus bouger (dans ce cas $\theta_r = 0$). Cela signifie que la tension générée par la force contre-électromotrice est égale à zéro. L'étape suivante consiste à appliquer l'échelon de tension comme l'indique les figure A.3 et A.4.

Le schéma du montage pour la détermination de la constante de temps longitudinale est donné par la figure suivante :

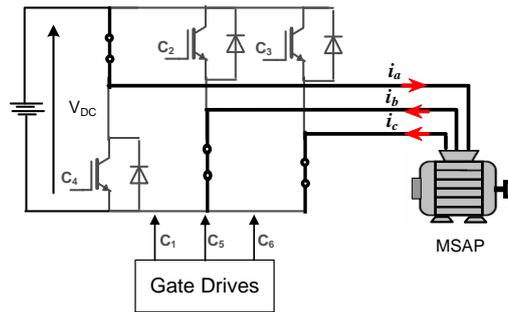


Figure A.3 : Mesure de la constante de temps longitudinale.

Pour déterminer la constante de temps transversale, il faut maintenir le rotor dans la position précédente et on change la configuration électrique comme ci-dessous. De plus, la phase (a) n'est plus alimentée. On applique l'échelon de tension et on détermine la constante de temps à partir du courant visualisé.

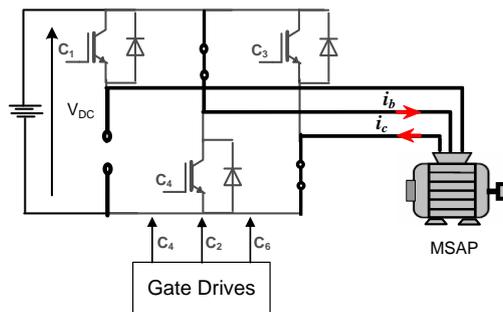


Figure A.4: Mesure de la constante de temps électrique transversale.

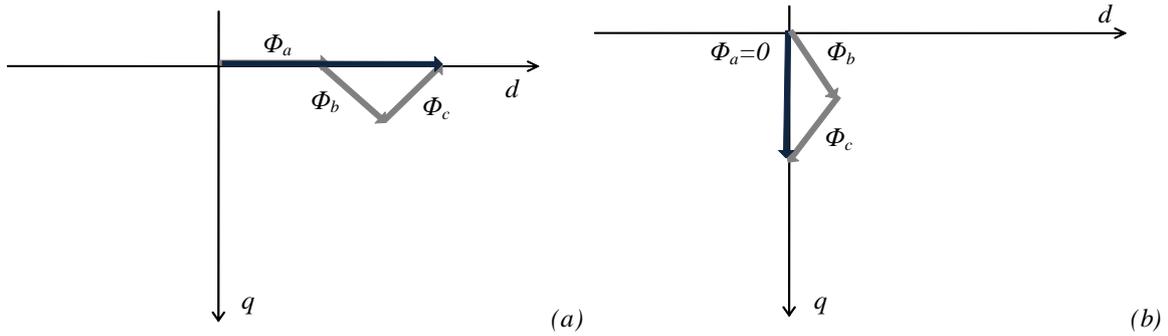


Figure A.5 : Représentation vectorielle des flux lors de détermination de la constante de temps, (a) longitudinale, (b) transversale.

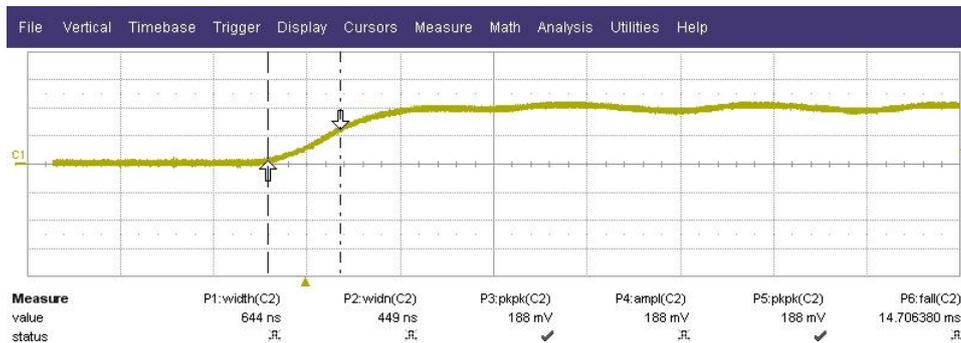


Figure A.6: Détermination de la constant de temps longitudinale.

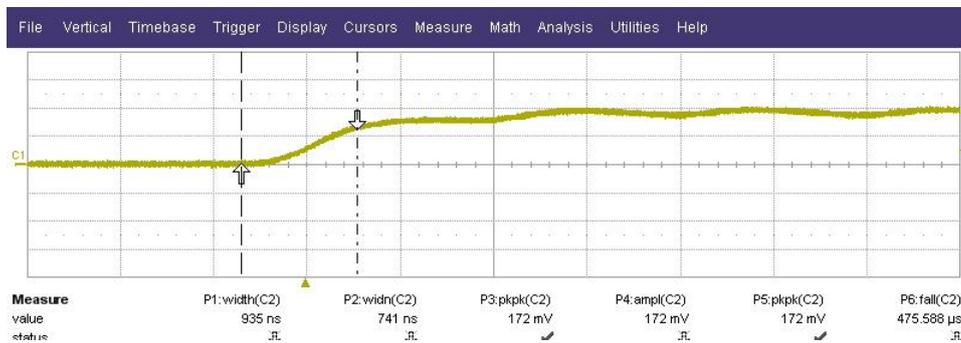


Figure A.7 : Détermination de la constant de temps transversale.

iv. Mesure du flux de l'aimant du rotor

Pour connaître la valeur du flux de l'aimant du rotor, un essai à vide permet de déduire la constante de la force électromotrice (f.e.m), K_e . Pour entraîner le moteur synchrone, nous avons utilisé une machine de courant continu d'une puissance de 0.7 kW et une vitesse nominale de 1000 tr/min. Cette machine est alimentée par deux sources de tensions continues, l'une pour l'induit et l'autre pour l'inducteur.

Les tensions entre phases du moteur sont représentées par la figure ci-dessous.

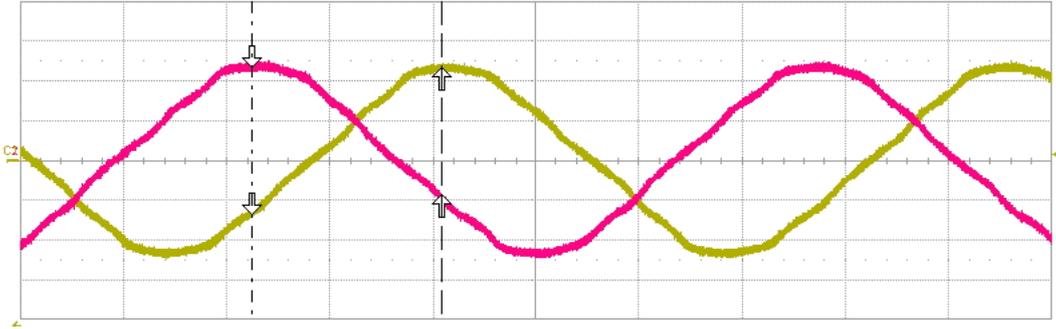


Figure A.8 : Allures des tensions entre phases du MSAP.

Ces tensions sont mesurées par les capteurs de tension de gain 1/100.

$$E_0 = K_e \cdot \Omega \Rightarrow K_e = E_0 / \Omega.$$

Les résultats expérimentaux sont donnés dans le tableau suivant :

n [T/min]	500	1000	1500
Ω [rad/s]	52,36	104,72	157,08
V_0 [V]	48,2	96,7	145,3
E_0 [V]	28,06	55,83	64,0045
K_e [V.s/rad]	0.536	0.533	0.532

b. Le moment d'inertie des masses tournantes

Pour évaluer le comportement de la machine en régime transitoire la constante de temps mécanique est très importante. Il est possible de déterminer cette dernière par un essai de ralentissement. Pour effectuer cet essai, il est nécessaire d'utiliser un variateur de vitesse qui nous permet de piloter la MSAP.

En utilisant les formules habituelles de la mécanique de ce groupe pendant le ralentissement, nous aurons :

$$\frac{J}{f} \frac{d\Omega}{dt} + \Omega = -\frac{Cs}{f} \quad (\text{A.17})$$

La résolution de cette équation différentielle (A.17) aux dérivés partielles est donnée par :

$$\Omega(t) = Ke^{-\frac{t}{\tau_m}} - \frac{Cs}{f} \quad (\text{A.18})$$

Pour déterminer la constante K, nous avons utilisé les conditions initiales sur la vitesse, on obtient :

$$\Omega(t) = \Omega_0 e^{-\frac{t}{\tau_m}} - \frac{Cs}{f} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_m}} \right) \quad (\text{A.19})$$

L'allure de la courbe de ralentissement est représentée par la figure suivante :

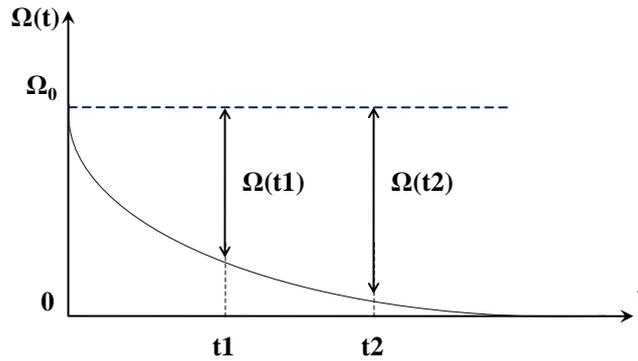


Figure A.9 : Courbe de ralentissement.

D'après le graphique, on en déduit l'expression suivante :

$$\frac{\Omega(t_1) - \Omega_0 e^{-\frac{t_1}{\tau_m}}}{\Omega(t_2) - \Omega_0 e^{-\frac{t_2}{\tau_m}}} = \frac{1 - e^{-\frac{t_1}{\tau_m}}}{1 - e^{-\frac{t_2}{\tau_m}}} \quad (\text{A.20})$$

Pour $t_2 = 2t_1$, l'équation précédente devient :

$$\tau_m = \frac{t_1}{\log\left(\frac{\Omega(t_1) - \Omega_0}{\Omega(t_2) - \Omega(t_1)}\right)} \quad (\text{A.21})$$

Une fois que nous avons déterminé la constante de temps mécanique et le coefficient du frottement visqueux, le moment d'inertie peut être déterminé par la relation suivante :

$$J = f \tau_m \quad (\text{A.22})$$

i. Allure expérimentale de la vitesse pour l'essai de ralentissement

La constante de temps mécanique τ_m peut être déterminée par un essai de ralentissement, c'est une technique classique qui consiste à piloter la machine à l'aide du variateur industriel jusqu'à 1500 (tr/min), puis l'alimentation est coupée à cette vitesse, cette dernière ralentit sous l'effet des pertes mécaniques, nous enregistrons la décélération sur un oscilloscope à mémoire numérique, le résultat expérimental obtenu est donné par la figure suivante :

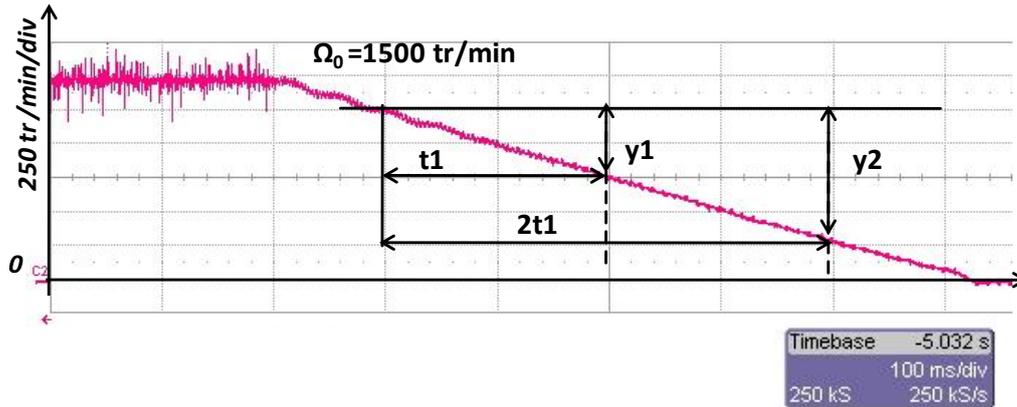


Figure A.10 : Allure de la vitesse obtenue par l'essai de ralentissement.

Le tableau suivant résume les spécifications des paramètres électriques et mécaniques du moteur synchrone à aimants permanents :

PRAMETRES DU MOTEUR SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

Symbole	Description	Valeurs	Unités
R_s	Résistance de l'enroulement statorique	6.2	Ω
L_d	Inductance synchrone directe	25.025	mH
L_q	Inductance Synchrone transversale	40.17	mH
$\hat{\Phi}_{fd}$	Flux (max) d'excitation des aimants permanents	0.305	Wb
K_t	Constante de couple	0.9149	Nm/A
N_p	Nombre de paire de pôle	3	----
J	Moment d'inertie	0.0036	Kgm^2
f	Coefficient de frottement visqueux	0.0011	Nm/rad/s
V_{dc}	Tension continue de l'onduleur	540	V
C_n	Couple nominal	4	A
Ω_n	Vitesse nominale	3000	tr/min

B.1) Etude de la régulation

Pour des différents valeurs de coefficient d'amortissement ζ on peut trouver une relation reliant (ζ et $\omega_0 t_{rep}$). Le tableau suivant donne cette relation :

ζ	$\omega_0 t_{rep}$
0.4	7.7
0.5	5.3
0.6	5.2
0.7	3
1	4.75

Caractéristique de la carte DS1103

DS1103 PPC Controller Board

Powerful controller board for rapid control prototyping

Highlights

- Single-board system with comprehensive I/O
- CAN interface and serial interfaces
- Interfaces for connecting incremental encoders
- High I/O speed and accuracy
- PWM-synchronous or externally triggered I/O strobe
- 32 MB application memory
- PLL-driven UART for accurate baud rate selection



Application Areas

The controller board is designed to meet the requirements of modern rapid control prototyping and is highly suitable for applications such as:

- Induction motor control
- Robotics
- Positioning systems and stepper motors
- Active vibration control
- Rapid control prototyping for automotive controllers

Key Benefits

The DS1103 is an all-rounder in rapid control prototyping. You can mount the board in a PC or a dSPACE Expansion Box to test your control functions in a laboratory or directly in the vehicle. Its processing power and fast I/O are vital for applications that involve numerous actuators and sensors. Used with Real-Time Interface (RTI), the controller board is fully programmable from the Simulink® block diagram environment. You can configure all I/O graphically by dragging RTI blocks. This is a quick and easy way to implement your control functions on the board.

Comprehensive Interfaces

The unparalleled number of I/O interfaces makes the DS1103 a versatile controller board for numerous applications. It provides a great selection of interfaces, including 50 bit-I/O channels, 36 A/D channels, and 8 D/A channels. For additional I/O tasks, a DSP controller unit built around Texas Instruments' TM320F240 DSP is used as a subsystem.

Recording and Output of I/O Values

The control of electrical drives requires accurate recording and output of I/O values. It is possible to synchronize the A/D channels and D/A channels, and the position of the incremental encoder interface, with an internal PWM signal or an external trigger signal. Also, the serial interface (UART) is driven by a phase-locked loop to achieve absolutely accurate baud rate selection.

RESUME

Ce travail de recherche s'intéresse à la commande sans capteur mécanique du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) à pôles saillants, particulièrement en basse vitesse, avec détection de la position initiale du rotor.

Après une présentation des techniques et approches qui ont initié nos travaux, en terme d'estimation de la vitesse et/ou de la position, nous avons choisi celles qui présentent plus d'intérêt de point de vue stabilité, robustesse, précision et simplicité d'implémentation. La première approche est basée sur le Système Adaptatif avec Modèle de Référence (MRAS). Quant à la deuxième, elle est réalisée autour d'un observateur non-linéaire pour l'estimation de la position et de la vitesse du MSAP à pôles saillants. Les deux techniques d'observation de la vitesse sont associées à une commande par orientation du flux rotorique avec la technique MLI vectorielle. Pour détecter la position initiale du rotor, nous avons utilisé une nouvelle approche qui permet d'estimer cette position avec une incertitude de $\pm 5^\circ$ mécanique. Cette nouvelle approche est basée sur l'application de signaux tests aux bornes des phases statoriques du MSAP. Des résultats de simulation et expérimentaux sont présentés tout au long de ces travaux pour valider les études théoriques de la commande vectorielle sans capteur mécanique du MSAP.

Enfin, nous avons étudié et analysé les performances de la commande tolérante aux défauts sans capteur mécanique du MSAP en présence de défaillances de types transistors à l'état-off. Les résultats expérimentaux obtenus avec les deux approches d'estimation de la vitesse en utilisant l'observateur MRAS et un observateur non linéaire ont permis d'améliorer la fiabilité du système de manière à rendre possible la commande vectorielle sans capteur mécanique en mode dégradé (alimentation avec deux bras de l'onduleur). En effet, les résultats de la commande sans capteur mécanique de la MSAP en mode dégradé montrent que l'observateur non linéaire est le mieux adapté pour ce type de fonctionnement car il présente de faible ondulation du couple et de vitesse.

A l'aide d'un banc d'essais que nous avons développé au laboratoire LSIS-pôle Ecole Centrale de Marseille (ECM), nous avons pu valider expérimentalement les différentes approches proposées dans ce travail de recherche. Les résultats obtenus montrent l'efficacité des techniques mises en œuvre pour la commande vectorielle sans capteur mécanique du MSAP à pôle saillant en termes de robustesse, stabilité, précision et rapidité.

Mots-clés

Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) à pôles saillants, commande vectorielle, MLI vectorielle, commande sans capteur mécanique, détection de la position initiale du rotor, Système Adaptatif avec Modèle de Référence, observateur non linéaire, signature de défaut, commande tolérante aux défauts.

ABSTRACT

This research focuses on the sensorless vector control of a salient pole permanent magnet synchronous motor (PMSM), particularly at low speed, with detection of the initial rotor position.

In first step, an overview of the state of the art concerning the estimation of the rotor speed as well as the initial rotor position of PMSM is addressed. From such a study, we have adopted an interesting strategy based on the model reference adaptive system (MRAS). The second step in this research consists in studying the performances and the feasibility of a non-linear observer for closed-loop vector control of salient pole PMSM. The MRAS technique as well as the non-linear observer is associated to a vector control scheme based on the field oriented strategy with space vector pulse width modulation (SVPWM). To detect the initial rotor position, we have proposed a new approach which estimates the position with a resolution of ± 5 mechanical degrees. This new approach is based on applying short voltage pulses to the stator winding of salient pole PMSM. Several simulation and experimental results are presented to confirm the theoretical studies of the sensorless vector control of the salient pole PMSM drive.

Finally, we have analyzed the performances of the sensorless speed fault tolerant control (FTC) of salient pole PMSM under failures related to the voltage source inverter (open circuit fault). The experimental results obtained based on the proposed techniques using nonlinear and MRAS observers have been improved in term of the reliability and allow a continuous operation of the salient pole PMSM drive even when it is supplied with two inverter legs. Indeed, the experimental results of the sensorless vector control of salient pole PMSM in degraded mode show that the nonlinear observer is best suited for this type of operation because it has low ripple torque and speed.

The different approaches proposed in this research have been first tested by simulation and then experimentally verified on test-bench developed in the LSIS laboratory-Pôle Ecole Centrale Marseille. The results show the effectiveness of the implemented proposed sensorless vector control techniques of the salient pole PMSM drive in terms of robustness, stability, accuracy and time response.

Keywords

Salient pole permanent magnet synchronous motor (PMSM), vector field oriented control (VFOC), space vector pulse width modulation (SVPWM), sensorless control, initial rotor position detection, model reference adaptive system (MRAS), nonlinear observer, fault signatures, fault tolerant control (FTC).