



Ministère de l'Enseignement Supérieur
et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique

THESE



Présentée au Laboratoire de Commande des *Processus*
En vue de l'obtention du titre de

Docteur

En Génie Electrique Option Automatique

Présentée par :

Ouahid BOUCHHIDA

INGENIEUR, MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE DE L'ENP

Thème

**Contribution à l'Optimisation de Structure
des Convertisseurs pour la Commande des Machines
Asynchrones : Réalisation expérimentale**

Soutenue publiquement le **02 Juillet 2008** devant le jury composé de :

Président :	A. MEKHALDI	Professeur, ENP
Rapporteurs:	M.S. BOUCHERIT A. CHERIFI M. DJEMAI	Professeur, ENP Professeur, Université de Versailles Maître de Conférences, ENSEA, Cergy-Pontoise
Examineurs :	L. NEZLI A. LARABI L. BARAZANE	Maître de Conférences, ENP Maître de Conférences, USTHB Maître de Conférences, USTHB
Invité :	K. BENMANSOUR	Docteur, CUYF, Médéa

Thèse préparée au sein du Laboratoire de Commande des *Processus* de l'ENP
10, Avenue Pasteur BP 182 El-Harrach Alger

RESUMES

ملخص : يهدف هذا العمل إلى تطوير طريقة جديدة لتخفيض عدد تبديلات القواطع في بنية جديدة للموج أحادي و ثلاثي الطور، وهذا لتخفيض الذبذبات الواجبة في المحرك اللامتزامن و تقليل إهتزازات العزم الكهرومغناطيسي. هذا المموج ذو بنية على شكل جسر مرتبط بمرشح من الرتبة الثانية والذي يتكون من مكثفة و وشيعة. زوايا التبديل لقواطع الطاقة تحسب مسبقا خارج البرنامج ثم تخزن داخل ذاكرة الحاسوب للرفع من سرعة التحكم وقت إستغلال المحرك. زوايا التبديل للقواطع تحسب بطريقة تضمن خفض الذبذبات القريبة من الذبذبة الرئيسية و تحافظ على جهد أحادي القطب بين أقطاب المكثفات. دور المرشح الخامل هو حذف الذبذبات المتبقية ذات الرتب العليا. الهدف من إشراك الزوايا المحسوبة مسبقا و المرشح هو تخفيض عدد تبديلات القواطع في كل دور و هذا بتوليد جهد تغذية ذو جودة عالية. تم إنجاز أرضية للتجارب مرتكزة على بطاقة التحكم dSPACE من أجل إثبات النتائج المتحصل عليها بالمحاكاة.

كلمات مفاتيح: موج، إلغاء الذبذبات، المحرك اللامتزامن، إهتزازات العزم، تبديلات القواطع.

Résumé: L'objectif poursuivi dans notre travail porte sur le développement d'une nouvelle méthode pour réduire le nombre de commutations dans une nouvelle structure d'onduleurs triphasé et monophasé, afin de réduire les harmoniques injectés dans le moteur asynchrone, et la minimisation des oscillations du couple électromagnétique. L'onduleur qui est en pont complet est associé à un filtre passif de second ordre de type LC. Les angles de commutation des interrupteurs de puissance sont pré calculés hors ligne puis stockés dans la mémoire d'un DSP afin de favoriser la rapidité de la commande en ligne du moteur. Les angles de commutation sont pré calculés de telle manière à réduire les harmoniques proches du fondamental et de maintenir une tension unipolaire entre les bornes des condensateurs, afin de permettre l'utilisation de condensateurs polarisés dont la capacité volumique est importante. Le rôle du filtre passif est de supprimer les harmoniques restants de rangs forts. Le but de l'association de la commutation pré calculée et du filtre passif est de réduire le nombre de commutations par période tout en générant une tension d'alimentation de bonne qualité. Une plateforme expérimentale, pilotée par une carte dSPACE, a été développée afin d'être utilisée dans les tests de validation expérimentale des différents résultats obtenus en simulation.

Mots clés: Onduleur MLI ; élimination d'harmoniques ; fréquence de commutation ; moteur asynchrone ; ondulation du couple. Kit dSPACE DS1103.

Abstract: The purpose of this work is to develop a new method for decreasing the switching frequency of novel harmonic elimination pulse width modulated (PWM) strategy for three-phase and single phase inverters. The torque ripple of the induction motor can be dramatically reduced by the new PWM technique. The three-phase inverter is associated with a passive LC filter. The commutation angles are predetermined off-line and stored in the microcontroller memory in order to speed up the online control of the induction motors. Pre-calculated switching is modelled to cancel the greater part of low-order harmonics and to keep a single-pole dc voltage across the polarized capacitors. A passive LC filter is designed to cancel the high-order harmonics. This approach allows substantial reduction of the harmonic ratio in the ac main output voltage without decreasing the number of switches per period. Consequently, the duties of the semiconductor power switches are alleviated. A dSPACE based experimental setup was developed to carry out experimental validation tests of the different simulation results.

Keywords: PWM Inverter; Harmonics elimination; Switching frequency; Induction motor dynamics; Torque ripple; dSPACE kit DS1103.

Remerciements

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué en alternance entre le Laboratoire de Commande des Processus LCP de l'ENP et du Laboratoire d'Ingénierie des Systèmes de Versailles (LISV), sous la direction de Messieurs **M.S. BOUCHERIT** et **A. CHERIFI**.

Je suis très reconnaissant à Monsieur **M.S. BOUCHERIT**, Professeur à l'E.N.P d'Alger, pour avoir accepté de diriger mes travaux, et pour ses encouragements et son soutien qui m'ont été d'une aide précieuse. Son encadrement et surtout les conseils avisés qu'il m'a prodigué, témoignent de ses qualités scientifiques et humaines.

J'exprime mes sincères remerciements à Monsieur **A. CHERIFI**, Professeur à l'université de Versailles Saint-Quentin-en-Yvelines en France, pour avoir bien voulu co-diriger ma thèse, et de m'avoir accueilli au sein de son laboratoire. Je le remercie pour ses conseils judicieux et pour les passionnantes discussions que nous avons eues ensemble et pour la pertinence de ses idées face aux diverses questions que soulevaient mes travaux.

Je tiens à exprimer également ma sincère reconnaissance à mon co-directeur de thèse Monsieur **M. DJEMAI**, Maître de Conférences, ENSEA, Cergy-Pontoise pour toute la confiance qu'il m'a accordé, pour son souci permanent, pour ses conseils et suggestions bienveillantes et pour sa grande disponibilité.

Je tiens à remercier très vivement Monsieur **A. MEKHALDI**, Professeur à l'E.N.P d'Alger, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury et pour ses remarques judicieuses.

Je suis également très reconnaissant à Monsieur **L. NEZLI**, Maître de Conférences à l'E.N.P d'Alger, pour l'intérêt qu'il a bien voulu porté à ce travail, en acceptant de le juger et pour ses précieuses remarques.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à Monsieur **A. LARABI**, Maître de Conférences à l'USTHB, pour l'honneur qu'il m'a fait, en acceptant d'examiner ce travail et pour ses remarques pertinentes.

Je tiens à remercier également Mademoiselle **L. BARAZANE** maître de conférence à l'USTHB, pour avoir accepté de siéger dans le jury.

J'adresse mes reconnaissances à Monsieur **K. BENMANSOUR**, Docteur au CUYFM, pour l'aide qu'il m'a apporté particulièrement dans le domaine expérimental. Je le remercie pour sa disponibilité et son écoute, ainsi que ses qualités humaines.

Les travaux présentés ici n'auraient certainement pas été menés à bien sans la collaboration et l'amabilité de l'ensemble des collègues chercheurs et du corps enseignant. Je les remercie tous pour leurs encouragement et précieux conseils, en particulier Messieurs **A. TLEMCANI, A. BELATRACHE, O. BENZINEB, K. LAIDI, S. MOULAHOU, T. GASTI, N. KABACHE, S. BOULEKHRACHEF, D. BOUDDANA, S. BARKATI, M. ALLICHE, D. BOUKHATALA, M. GUETTACHE,**

A toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin, directement ou indirectement à l'aboutissement de ce travail et à l'impression de cette thèse. Je les remercie tous, particulièrement ma famille, mes amis.

Enfin, je ne pourrais terminer ces remerciements sans une pensée à l'ensemble de mes enseignants, qui sont à l'origine de tout mon savoir.

Je dédie tout particulièrement ce travail à mes parents et à toute ma famille.

LISTE DES FIGURES

N°: Fig.	Intitulé	Page
Fig.I.1	Représentation symbolique de la machine asynchrone triphasée à cage	07
Fig.I.2	Schéma monophasé équivalent ramené au stator	11
Fig.I.3	Méthode volt-ampèremétrique	12
Fig.I.4	Essai de ralentissement	14
Fig. I.5	Essai de ralentissement avec deux valeurs de J	15
Fig.I.6	Essai avec rotor bloqué	15
Fig.I.7	Courant statorique lors d'un démarrage à vide (a- simulation) (b- expérimentation)	17
Fig.I.8	Courant statorique en régime permanent (a- simulation) (b- expérimentation)	17
Fig.I.9	Vitesse rotorique lors d'un démarrage à vide (a- simulation) (b- expérimentation)	17
Fig. I.10	Commande avec orientation du flux rotorique (FOC)	19
Fig.I.11	Schéma de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone	22
Fig.I.12	Schéma de l'onduleur et son modèle	24
Fig.I.13	Principe de la MLI sinusoïdale-triangulaire	24
Fig.I.14	Termes de couplages dans les équations statoriques	25
Fig.I.15	Compensation des termes de couplage	26
Fig.I.16	Boucle de régulation du courant	27
Fig.I.17	Résultat expérimental de régulation du courant I_{ds}	28
Fig.I.18	Erreur de régulation du courant I_{ds}	28
Fig.I.19	Régulateur PI de la vitesse	29
Fig.I.20	Résultat expérimental de régulation de vitesse avec un régulateur PI	29
Fig.I.21	Erreur de régulation de vitesse	29
Fig.I.22	Schéma global du banc d'essai utilisé	31
Fig.I.23	Schéma de la carte de commande DS1103	32
Fig.I.24	Photos global du banc d'essai utilisé	33
Fig.I.25	Les résultats expérimentaux pour une consigne de vitesse de 800 tr/min	35
Fig.I.26	Les résultats expérimentaux pour Inversion de la vitesse machine de (-800 , 800 , -800) tr/min	36
Fig.I.27	Les résultats expérimentaux pour l'inversion de la vitesse machine de (800 , -800 , 800) tr/min	37
Fig.I.28	Les résultats expérimentaux avec une application d'un couple de charge égal à 100 % du couple nominal.	38
Fig.II.1	Les couples développés par le moteur asynchrone monophasé. a. Pour un seul enroulement statorique (Principal) b : Pour deux enroulements statoriques (Principal et Auxiliaire)	41
Fig.II.2	Représentation spatiale des bobinages de la MAS monophasée à condensateur permanent.	42

Fig.II.3	Représentation d'état de la MAS monophasée à condensateur permanent.	46
Fig.II.4	Vitesse rotorique de la machine asynchrone monophasée à condensateur permanent dissymétrique lors d'un démarrage à vide (a- simulation) (b- expérimentation)	48
Fig.II.5	Tension d'alimentation durant une période (a- simulation) (b- expérimentation)	48
Fig.II.6	Résultats expérimentaux du couple lors d'un démarrage à vide et en régime permanent	49
Fig.II.7	Résultats expérimentaux des courants dans l'enroulement principal et auxiliaire.	49
Fig.II.8	Représentation d'état de la MAS monophasée sans cond. permanent (Référentiel lié au Stator)	50
Fig.II.9	Représentation d'état de la MAS monophasée sans condensateur.	51
Fig.II.10	Schéma global de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone monophasée sans condensateur	54
Fig.II.11	Schéma de l'association convertisseur statique - MAS monophasée.	57
Fig.II.12	Démarrage de la machine pour une consigne de vitesse 100 rad/s puis application d'un couple de charge égal à 50 % du couple nominal	58
Fig.II.13	Les grandeurs électriques avec le spectre d'harmoniques de la tension d'alimentation et flux rotorique	59
Fig.II.14	Inversion de la vitesse de la machine de 100 rad/s à -100 rad/s	60
Fig.II.15	Les grandeurs magnétiques avec les deux courants en régime transitoire	61
Fig.III.1	Nouveau modèle de convertisseur DC-AC monophasé	63
Fig.III.2	Représentation des tensions de sortie de l'onduleur aux bornes des condensateurs pour $N\alpha=5$	64
Fig.III.3.a	Tension de sortie non filtrée d'onduleur pour $N\alpha=5$	66
Fig.III.3.b	Analyse spectrale de la tension de sortie non filtrée pour $N\alpha=5$	66
Fig.III.4.a	Tension de sortie non filtrée de l'onduleur pour $N\alpha=7$	66
Fig.III.4.b	Analyse spectrale de la tension de sortie non filtrée pour $N\alpha=7$	66
Fig.III.5	Fonction de transfert du filtre LC pour la fondamentale	68
Fig.III.6	Fonction de transfert du filtre pour différentes valeurs de γ	69
Fig.III.7	Circuit équivalent DC du filtre	69
Fig.III.8	Onduleur monophasé avec une charge	71
Fig.III.9	Photo d'onduleur	73
Fig.III.10	Fonction de transfert du filtre pour valeur de $\gamma=0.02298$	73
Fig. III.11	Tensions de sortie filtrée et non filtrée de l'onduleur pour fréquence $f=20$ ($N\alpha=5$) (a-simulation) (b- expérimentation)	74
Fig. III.12	Tensions de sortie filtrée et non filtrée de l'onduleur pour fréquence $f=50$ ($N\alpha=5$) (a- simulation) (b- expérimentation)	75
Fig. III.13	Tensions de sortie filtrée et non filtrée de l'onduleur pour fréquence $f=80$ ($N\alpha=5$) (a- simulation) (b- expérimentation)	76
Fig.III.14	Les instants de commutation durant une période pour fréquence $f=50\text{Hz}$ ($N\alpha=5$) (a- simulation) (b- expérimentation)	77
Fig.III.15	Résultat expérimental de la tension de sortie filtrée et courant dans une charge résistive pour $f=50\text{Hz}$ ($N\alpha=5$)	77
Fig.III.16	Résultat expérimental de la tension de sortie filtrée et courant dans une charge résistive pour $f=100\text{Hz}$ ($N\alpha=5$)	77
Fig.III.17	Résultat expérimental de la tension de sortie filtrée et courant dans une résistive pour $f=10\text{Hz}$	78

	($N\alpha=5$)	
Fig.III.18	Résultat expérimental de la tension de sortie filtrée et courant dans une charge RL pour $f=50\text{Hz}$ ($N\alpha=5$)	78
Fig.III.19	Résultat expérimental de la tension de sortie filtrée et courant dans une charge RL pour $f=100\text{Hz}$ ($N\alpha=5$)	79
Fig.III.20	Résultat expérimental de la tension de sortie filtrée et courant dans une charge RL pour $f=10\text{Hz}$ ($N\alpha=5$)	79
Fig.III.21	Tensions expérimentales de sortie filtrée et non filtrée de l'onduleur pour fréquence $f=50\text{Hz}$ ($N\alpha=7$)	79
Fig.III.22	Résultat expérimental de la tension de sortie filtrée et courant dans une charge R pour $f=50\text{Hz}$ ($N\alpha=7$)	80
Fig.III.23	Résultat expérimental de la tension de sortie filtrée et courant dans une charge RL pour $f=50\text{Hz}$ ($N\alpha=7$)	80
Fig.III.24	Résultat expérimental des instants de commutation durant une période pour fréquence $f=50\text{Hz}$ ($N\alpha=7$)	81
Fig.III.25	Nouveau modèle de convertisseur DC-AC triphasé	81
Fig.III.26	Représentation des tensions de sortie de l'onduleur triphasé aux bornes des condensateurs pour $N\alpha=5$	83
Fig.III.27.a	Tension de sortie non filtrée de l'onduleur pour $N\alpha=5$	84
Fig.III.27.b	Analyse spectrale de la tension de sortie non filtrée pour $N\alpha=5$	84
Fig.III.28	Onduleur triphasé avec une charge	86
Fig.III.29	Fonction de transfert du filtre pour valeur de $y=0.01779$	88
Fig.III.30.a	Tensions de sortie d'onduleur filtrée et non filtrée triphasé pour fréquence $f=50$ ($N\alpha=5$) (simulation)	88
Fig.III.30.b	Tensions de sortie d'onduleur filtrée et non filtrée triphasé pour fréquence $f=50$ ($N\alpha=5$) (Expérimentation)	89
Fig.III.31	Tensions de sortie filtrée d'onduleur triphasé pour fréquence $f=60$ ($N\alpha=5$) (a- simulation) (b- expérimentation)	89
Fig. III.32	Les instants de commutation pour $f=50\text{Hz}$ ($N\alpha=5$) (a- simulation) (b- expérimentation)	90
Fig. III.33	Les instants de commutation pour $f=100\text{Hz}$ ($N\alpha=5$) (a- simulation) (b- expérimentation)	90
Fig. III.34	Courants triphasé dans une charge résistive pour $f=30\text{Hz}$ (expérimental)	91
Fig.III.35	Courants triphasé dans une charge résistive pour $f=50\text{Hz}$ (expérimental)	91
Fig.III.35	Courants triphasé dans une charge résistive pour $f=100\text{Hz}$ (expérimental)	91
Fig.III.36.a	Résultat de simulation du courant i_α et i_β pour fréquence $f=30\text{Hz}$	92
Fig.III.36.b	Résultat de simulation du courant i_α et i_β pour fréquence $f=50\text{Hz}$	92
Fig.III.36.c	Résultat de simulation du courant i_α et i_β pour fréquence $f=100\text{Hz}$	93
Fig.III.37	Tensions de sortie filtrée d'onduleur triphasé	93
Fig.IV.1	Onduleur triphasé avec machine asynchrone	96
Fig.IV.2	Schéma de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone en utilisant PCPWM	97
Fig.IV.3	Simulation du démarrage à vide puis application d'un couple (5 N.m) entre 1s et 2s de la	99

	MAS triphasée alimentée par onduleur pré-calculé.	
Fig.IV.4	Les grandeurs magnétiques de la machine asy. avec zoom de la tension V_{as} et courant i_{as}	100
Fig.IV.5	Résultat de simulation de la commande vectorielle de la MAS triphasée alimentée par onduleur pré-calculé pour deux valeurs de consigne de vitesse (1000tr/min et 600tr/min).	101
Fig.IV.6	Les grandeurs magnétiques de la machine asyn. avec zoom de la tension V_{as} et courant i_{as}	102
Fig.IV.7.a	Tensions triphasée délivrée par nouvelle structure d'onduleur (simulation)	104
Fig.IV.7.b	Analyse spectrale de la tension de sortie	104
Fig.IV.8.a	Tension de sortie délivrée par MLI pour $m=35$ (simulation)	104
Fig.IV.8.b	Analyse spectrale de la tension de sortie	104
Fig.IV.9.a	Résultat expérimental de la tension de sortie délivrée par onduleur MLIPC	104
Fig.IV.9.b	Résultat expérimental de la tension de sortie délivrée par MLI	104
Fig.IV.10	Les instants de commutation durant une période pour fréquence $f=50\text{Hz}$ (simulation) a. onduleur MLIPC , b. onduleur PWM	105
Fig.IV.11	Les instants de commutation durant une période pour fréquence $f=50\text{Hz}$ (expérimental) a. onduleur MLIPC , b. onduleur PWM	105
Fig.IV.12	Comparaison les résultats du couple obtenus par deux types d'onduleurs	106
Fig.IV.13	Comparaison les résultats de vitesse obtenus par deux types d'onduleurs	107
Fig.IV.14.a	Courant de phase avec onduleur PCMLI	108
Fig.IV.14.b	Courant de phase avec onduleur MLI	108
Fig.IV.15	Comparaison les résultats obtenus par deux types d'onduleurs	108
Fig .A.1	Photo machine Asynchrone triphasée	117
Fig .A.2	Photo machine Asynchrone monophasée	118
Fig .B.1	Photo Banc d'essais dSPACE	120
Fig. B.2	Photo AutoBox dSPACE	121
Fig. B.3	Photo DS815 Transmitter	121
Fig. B.4	Photo carte Transmitter avec connecteur DS815-RJ45	121
Fig. B.5	Photo Convertisseur (Onduleur et Redresseur)	121
Fig.B.6	Photo capteur de couple	122
Fig B.7	Photo capteur de vitesse	122
Fig.B.8	Carte de mesure des tensions	123
Fig.B.9	Carte de mesure des courants	123
Fig. C.1	Schéma bloc de la boucle de régulation des courants.	124
Fig.C.2	Schéma bloc en boucle ouverte de régulation de vitesse.	127
Fig.C.3	Schéma bloc en boucle fermée de régulation de vitesse.	127
Fig.D-1	Représentation des signaux de commande et des tensions de sortie de l'onduleur biphasé à quatre bras, utilisant la technique triangulo – sinusoïdale.	130

LISTE DES TABLEAUX

N°: Tab.	Intitulé	Page
Tab.I.1	Tableau de mesures effectuées pour différentes valeurs de la tension U.	12
Tab.III.1	Rangs d'harmoniques pris en compte par famille d'angles de commutation (monophasé)	65
Tab.III.2	Rangs d'harmoniques pris en compte par famille d'angles de commutation (triphasé)	84
Tab.E.1	Familles d'angles de commutation pour un l'onduleur monophasé	131
Tab.E.2	Familles d'angles de commutation pour un l'onduleur triphasé	131

NOTATIONS

R_r	Résistance rotorique par phase
R_s	Résistance statorique par phase
R	Résistance interne de l'inductance du filtre
L_r	Inductance rotorique par phase
L_s	Inductance statorique par phase
L	Inductance du filtre
M_{sr}	Inductance mutuelle
$C_1 C_2 C_3$	Condensateurs du filtre
V	Tension par phase
V_c	Tension aux bornes du condensateur (MAS monophasée)
E	Tension d'entrée
$V_{C1} V_{C2} V_{C3}$	Tensions de sortie filtrées de l'onduleur prises aux bornes des condensateurs
V_{out}	Tension de sortie AC obtenue via une paire de filtre
$V_{O1} V_{O2} V_{O3}$	Tensions de sortie de l'onduleur aux bornes des condensateurs.
k	Rang d'harmonique
α_i	Les angles de commutations
N_α	Le nombre de α_i par demi période
T	Fonction de transfert du filtre
T_{max}	La valeur de T maximale
ω_0	La pulsation propre de résonance
ω_{max}	La pulsation pour laquelle le module de la T est maximal
I	Courant par phase
a, b, c	Indices correspondants aux trois phases du stator (MAS triphasée)
A, B, C	Indices correspondants aux trois phases du rotor (MAS triphasée)
ms, as	Indices correspondants aux deux phases du stator : principale et auxiliaire (MAS monophasée)
α_r, β_r	Indices correspondants aux deux phases du rotor (MAS monophasée)
x, y	Axes du référentiel fixe par rapport au stator (MAS triphasée)
m, a	Axes du référentiel fixe par rapport au stator (MAS monophasée)
α, β	Axes du référentiel fixe par rapport au rotor
m, n	Nombre de phases au stator et au rotor

T_r	Constante de temps rotorique $T_r=L_r/R_r$
T_s	Constante de temps statorique $T_s=L_s/R_s$
σ	Coefficient de dispersion
J	Moment d'inertie de la partie tournante
f	Coefficient de frottement visqueux
p	Nombre de paires de pôles
d-q	Axes correspondant au référentiel lié au champ tournant
Ψ_{dr}	Flux rotorique sur l'axe d
Ψ_{qr}	Flux rotorique sur l'axe q
Ψ_r	Flux rotorique résultant
$\Psi_{r\text{ réf}}$	Flux rotorique de référence
I_{ds}	Courant statorique sur l'axe d
I_{qs}	Courant statorique sur l'axe q
θ_s	Angle électrique statorique
ω_s	Vitesse angulaire électrique statorique
ω_r	Vitesse angulaire électrique rotorique
ω_{s1}	Glissement de vitesse angulaire électrique
C_{em}	Couple électromagnétique
$C_{em\text{ réf}}$	Couple électromagnétique de référence
C_r	Couple résistant
C_n	Couple nominal
C	Capacité du Condensateur
Ω_r	Vitesse mécanique
$\Omega_{r\text{ réf}}$	Vitesse mécanique de référence

Sommaire

TABLE DES MATIERES

Résumé	
Liste des figures	
Liste des tableaux	
Notations	
Introduction Générale	1

Chapitre I : Modélisation et Commande Vectorielle de la MAS Triphasée

Introduction	5
I.1. Modélisation de la machine asynchrone triphasée	6
I.1.1. Hypothèses simplificatrices	6
I.1.2. Modèle de la machine	7
I.1.3. Modèle diphasé équivalent	9
I.2. Identification des paramètres	10
I.2.1. Mesure de la résistance statorique	12
I.2.2. Essai à vide : Détermination de L_s et R_f	12
I.2.3. Détermination des paramètres mécaniques : J , f	13
I.2.4. Essai en court-circuit	15
I.3. Validation du modèle	16
I.4. Commande vectorielle de la machine asynchrone	18
I.4.1. Principe de la commande vectorielle	18
I.4.2. Type de commande vectorielle	19
I.4.3. Structure de commande vectorielle	20
I.4.4. Description des composants du système de commande	23
a. Convertisseur	23
b. Régulation des courants	25
c. Régulation de la vitesse	28

I.4.5. Présentation du banc d'essai	30
a. Machine	30
b. Charge	30
c. Convertisseur statique	30
d. Capteurs de courants et de tensions	30
e. Carte d'interface MLI	30
f. Carte de commande	30
I.4.6. Résultats d'expérimentation de l'ensemble commande-convertisseur- machine	34
Conclusion	38

Chapitre II : Modélisation et Commande Vectorielle de la MAS Monophasée

Introduction	39
II.1. Présentation de la machine asynchrone monophasée	40
II.1.1. Construction	40
II.1.2. Principe de fonctionnement	40
II.1.3. Principe de démarrage	41
II.2. Modélisation de la machine asynchrone monophasée	41
II.2.1. Hypothèses simplificatrices	41
II.2.2. Equations du modèle de la MAS monophasée	41
II.2.3. Transformation de Park et choix du référentiel	44
II.2.4. Modélisation de la machine monophasée dans référentiel lié au stator	45
II.2.4.1. Modèle de la MAS monophasée à condensateur permanent	45
a. Equations électriques	45
b. Equations magnétiques	45
c. Equations mécaniques	46
d. Modèle de la MAS monophasée à condensateur mis sous forme d'état	46
II.2.4.2. Validation du modèle	47
II.2.4.3. Modèle de la MAS monophasée sans condensateur	49
II.2.5. Modélisation de la MAS monophasée dans un référentiel lie au champ tournant	50

II.2.5.1. Modèle de la MAS monophasée dans un référentiel lie au champ tournant	50
II.3. Technique de la commande vectorielle	52
II.3.1. Commande par orientation du flux	52
II.3.2. Commande vectorielle indirecte avec régulation classique de vitesse	53
II.3.3. Association convertisseur MAS monophasée	55
II.3.4. Résultats de simulation de l'ensemble commande convertisseur machine ..	57
Conclusion	61

Chapitre III : Onduleurs monophasé et triphasé commandés par MLI pré-calculées

Introduction	62
III.1. Nouveau modèle d'onduleur monophasé pour la commutation pré-calculée	63
III.1.1. Analyse harmonique	63
III.1.2. Fonctionnement dynamique du filtre	66
III.1.3. Fonctionnement statique du filtre	69
III.1.4. Calcul du taux d'harmonique	70
III.1.5. Modèle dynamique de l'onduleur monophasé	71
III.1.6. Résultats de simulation et Expérimental	72
III.2. Nouveau modèle d'onduleur triphasé commandé par la technique de commutation pré-calculée	81
III.2.1. Analyse harmonique	82
III.2.2. Calcul du taux d'harmonique	85
III.2.3. Modèle dynamique d'onduleur triphasé	86
III.2.4. Résultats de simulation et Expérimental	87
Conclusion	94

Chapitre IV : Commande Vectorielle de la MAS en utilisant la MLI pré-calculée

Introduction	95
IV.1. Modèle dynamique de l'onduleur triphasé	96
IV.2. Commande vectorielle de la machine asynchrone triphasée	97

IV.3. Simulations	98
IV.4. Etude comparative	103
IV.5. Conclusion	109
Conclusion Générale	110
Bibliographiques	113
Annexes	117

Introduction Générale

INTRODUCTION GENERALE

Les entraînements électriques à vitesse et position variables nécessitent de plus en plus un contrôle performant avec des impératifs de coût contraignants [D'ar_03]. Jusqu'à présent, les machines à courant continu étaient majoritairement utilisées. Elles associent à une dynamique élevée, des facilités de commande liées au découplage du flux et du couple [Lor_00]. Depuis quelques années, les machines asynchrones ont acquis une importance considérable de par leur construction car elles sont les plus robustes et les moins chères du marché. Néanmoins, la difficulté pour commander ces machines réside dans le fait que leur modèle est non linéaire, multivariable et fortement couplé [Bos_02], [Mar_01].

Les progrès réalisés en commande et des avancées technologiques considérables, tant dans le domaine de l'électronique de puissance, que dans celui de la microélectronique et de l'informatique industrielle, ont rendu possible l'implémentation de commandes performantes de ces machines. Ainsi, malgré la structure dynamique non linéaire et le couplage de leurs variables internes (couple et flux), ces machines sont devenues un concurrent redoutable dans les secteurs de la vitesse variable [Ohn_02], [Smi_02], [Bos_03]. En effet, actuellement, l'utilisation des machines asynchrones associées à la commande vectorielle permet de réaliser les mêmes objectifs que ceux des machines à courant continu, mais à moindre coût [Vit_03].

L'apparition et le perfectionnement de nouveaux composants de puissance commandables à l'ouverture et à la fermeture tels que GTO et IGBT, ont permis la conception de nouveaux convertisseurs fiables, rapides et puissants. Ainsi, l'ensemble des variateurs (convertisseur statique et machine à courant alternatif) a vu son coût diminuer considérablement. Les progrès accomplis dans le domaine de la microinformatique (DSP, microcontrôleurs puissants et rapides) ont permis la synthèse d'algorithmes de contrôle de ces ensembles convertisseur-machine plus performants et plus robustes.

La commande des machines à courant alternatif nécessitent une alimentation alternative capable de délivrer une tension la plus sinusoïdale possible et à fréquence et amplitude variables. Dans les applications industrielles, on utilise généralement les onduleurs pilotés par les techniques de la Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI) triangulaire ou PWM (Pulse Width Modulation) [Chi_05], [Son_04], [Shr_99]. Ces méthodes proposent soit des filtres actifs et/ou des structures de commande et des décisions de commutations complexes en plus de l'utilisation d'un grand nombre de commutations à

haute fréquence pour réduire les tensions et courants harmoniques. Ces techniques sont limitées en qualité de tension de sortie et délivrent des tensions très riches en harmoniques. Un taux d'harmoniques élevé, dégrade la performance des machines [Gre_97], [Hot_95], [Shr_99]. En effet, la présence d'harmoniques augmente les courants de Foucault, les pertes dues à l'hystérésis, réduit la durée de vie des isolants des bobinages de machines [Amr_00], [Hol_97], [Meg_06b] et génèrent des ondulations supplémentaires du couple électromagnétique, qui a pour conséquence l'apparition de vibrations mécaniques, de bruits acoustiques et de pertes supplémentaires [Hol_96], [Ait_07], [Kyo_02], [Cap_02].

L'élimination d'harmoniques d'ordre faible dans les convertisseurs de puissance DC/AC peut être achevée par l'application des techniques de modulation de largeur d'impulsion (MLI) moderne. Ces techniques calculent les angles de commutation de telle manière que la tension de sortie AC du convertisseur est générée avec un taux d'harmoniques faible. En plus, ces convertisseurs fournissent un contrôle linéaire du signal fondamental de la tension de sortie.

Habituellement la technique d'élimination d'harmoniques PWM (HEPWM) (Harmonic Elimination PWM) et la technique des surfaces égales PWM (EAPWM) (Equals Areas PWM), qui déterminent les angles de commutation par la résolution d'un ensemble d'équations non linéaires sont utilisées dans [Che_97]. Autres versions ont été dérivées de cette technique comme la modulation vectorielle SVM (spatial Vector Modulation) [Sae_05], [Bow_99] et HEPWM combinée avec la théorie de l'échantillonnage régulier [Yen_98]. Cette dernière améliore le temps de calcul associé à l'estimation des angles de commutation des interrupteurs. Afin d'éviter la résolution des équations non linéaires, autres techniques PWM utilisent les fonctions de Walsh [Tso_97], qui résolvent un ensemble d'équations algébriques.

En plus, les techniques qui produisent une tension de sortie avec un taux de distorsion harmoniques faible (Total Harmonic Distortion THD) ont été proposées dans [Vil_05] en utilisant la technique PWM basée sur le centre de gravité (CPWM) (centroid PWM CPWM). D'autres méthodes comme dans [Wel_05], [Par_03], [Cza_02], [Enj_90] proposent une PWM sélective ou programmée sans pour autant réduire le nombre de commutations requises ainsi que la nécessité de disposer d'un espace mémoire assez important pour sauvegarde de la base de données. Une approche MLI pré-calculée PCPWM (pre-calculated PWM) utilisant des condensateurs polarisés a été développée pour minimiser le taux d'harmoniques dans la tension de sortie de l'onduleur [Meg_05a], [Meg_05a], [Meg_06a], [Bou_07], [Bou_08].

Une nouvelle modélisation de la commande d'un onduleur monophasé et triphasé sont proposées afin de réduire les harmoniques injecter dans le moteur asynchrone et d'en

minimiser les oscillations du couple électromagnétique. L'onduleur qui est en pont complet est associé à un filtre passif de second ordre de type LC. Les angles de commutations des interrupteurs de puissance sont pré calculés hors ligne puis stockés dans la mémoire d'un micro-contrôleur afin de favoriser la rapidité de la commande en ligne du moteur. Les angles de commutation sont pré calculés de telle manière à réduire les harmoniques proches du fondamental et de maintenir une tension unipolaire entre les bornes des condensateurs, afin de permettre l'utilisation de condensateurs polarisés dont la capacité volumique est importante. Le rôle du filtre passif est de supprimer les harmoniques restants de rangs forts. Le but de l'association de la commutation pré calculé et du filtre passif est de réduire le nombre de commutations par période tout en générant une tension d'alimentation de bonne qualité, permettant de réduire les pertes fer et les oscillations du couple électromagnétique du moteur asynchrone.

Tout du long de ce travail, nous avons gardé comme objectif l'implantation et l'expérimentation des méthodes développées. En effet, combien de procédés donnent de très bons résultats en simulation et ne fonctionnent pas du tout dès qu'il s'agit de les utiliser concrètement. Nous essayerons aussi d'éviter les procédés trop complexes pour une implantation raisonnable ou qui ne permettent pas de tirer des conclusions quant aux performances obtenues.

L'aspect expérimental revêt donc une très grande importance. Il permet de valider les méthodes établies par un travail théorique et de simulation. Il met également en évidence certaines lacunes dues à une mauvaise modélisation ou identification. Dans de nombreux cas, les résultats sont assez satisfaisants puisque la régulation pallie ces erreurs, mais il arrive que la méthode, une fois implantée ne fonctionne pas du tout. L'expérimentation en laboratoire constitue donc un garde –fou avant l'étape d'industrialisation.

Les différents travaux concernant le sujet font l'objet de quatre chapitres qui constituent cette thèse.

Le premier chapitre est consacré à la présentation et à la modélisation de la machine asynchrone triphasée (MAS) et de son alimentation MLI triangulaire, où nous rappelons, en premier lieu, le modèle de la MAS, nous donnons de manière explicite, le modèle mathématique de cette machine dans son référentiel triphasé. Puis, nous réduirons l'ordre du système par la transformation de Park. Par la suite, une commande vectorielle est élaborée. Le contrôle des différentes boucles est assuré par des régulateurs linéaires classiques. En dernier lieu, nous présentons le dispositif expérimental mis en place pour valider les résultats obtenus par la simulation numérique. Les logiciels de commande ainsi

que les interfaces de mesures et de contrôle du convertisseur sont décrits. L'implantation du système de contrôle sera réalisée à l'aide d'une carte dSPACE DS1103.

Le deuxième chapitre présente la modélisation de la machine monophasée avec un peu plus de détails concernant son fonctionnement, son problème de démarrage ainsi que, sa modélisation. Le modèle de la machine est validé expérimentalement. L'alimentation MLI triangulaire est présentée. Par la suite, La commande vectorielle de la machine asynchrone monophasée ainsi que les modèles utilisés pour la simulation de la machine et pour le contrôle sont présentés.

Le troisième chapitre traite principalement la conversion DC-AC de l'énergie électrique. Nous nous sommes essentiellement intéressés aux onduleurs monophasés et triphasés pilotés par une carte dSPACE DS1103 à travers l'utilisation d'une MLI basée sur une nouvelle approche de détermination des angles de commutation. L'ensemble est destiné à alimenter des actionneurs intégrés dans des applications électriques. Les points suivants ont été développés :

- La détermination des angles de commutation pré-calculés permettant d'obtenir un nombre de commutation extrêmement réduit par rapport à la MLI classique. Ces angles de commutation sont déterminés à travers la solution d'un système d'équations non linéaire représentant l'identité des harmoniques de la tension de référence (désirée) et la tension de sortie de l'onduleur. A chaque amplitude du fondamental correspond une famille d'angles de commutation. Le rang du système d'équations non linéaire, dépend du nombre de commutations choisi par période de la tension de sortie.
- Un nouveau modèle d'onduleur à commande unipolaire, a été développé. Ce modèle permet de garder une tension unipolaire entre les bornes du condensateur tout en faisant satisfaire l'objectif principal de réduction du taux d'harmonique.
- Pilotage de l'onduleur en temps réel permettant la mise en œuvre pratique des différentes familles d'angles de commutation et la validation expérimentale.

La simulation numérique de l'association machine-onduleur MLI pré-calculé fait l'objet d'un quatrième chapitre. Une comparaison des performances de la commande vectorielle avec les deux types d'alimentations (MLI et MLIPC) est exposée de manière plus détaillée. Les résultats obtenus sont comparés, permettant ainsi d'en tirer des conclusions.

Chapitre I

**Modélisation et Commande
Vectorielle de la MAS Triphasée**

INTRODUCTION

La modélisation des machines électriques est primordiale aussi bien pour la conception que pour la commande. Au niveau de la conception, l'utilisateur a recours au calcul de champ afin d'analyser finement le comportement de la machine électrique. Sur un aspect commande, devoir simuler une chaîne d'entraînement à l'aide des méthodes par éléments finis ou des intégrales de frontières est actuellement envisageable. Un modèle basé sur les équations du circuit est en général suffisant pour faire la synthèse de la commande. La simplicité de la formulation algébrique conduit à des temps de simulation courts. Cependant, la précision des résultats de simulation est, évidemment, tributaire du modèle employé. Plus ce dernier est fin, plus précis sont les résultats obtenus. Toutefois, la complexité des machines électriques aboutit rapidement, si on veut tenir compte de tous les phénomènes, à des modèles difficilement exploitables et particulièrement coûteux en temps de calcul. Aussi, il est nécessaire de cibler, parmi les phénomènes physiques présents, ceux qui sont prépondérants. La technique de la commande vectorielle implémentée par microprocesseur a permis d'introduire la machine asynchrone dans les applications à hautes performances et de remplacer la machine à courant continu.

Dans ce chapitre nous présentons en premier lieu le modèle triphasé de la machine asynchrone moyennant certaines hypothèses simplificatrices, à savoir que : la structure symétrique et équilibrée de la machine permet de passer à une représentation biphasée grâce à la transformation de Park. Une partie concernant l'identification des paramètres de la machine est présentée. Les modèles proposés sont validés par des tests expérimentaux. Dans un dernier lieu, nous présentons le principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique. Des résultats expérimentaux des différentes grandeurs de la machine asynchrone triphasée sont présentés.

I.1. MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

Pour atteindre de bonnes performances dynamiques dans la commande de machine asynchrone, il est nécessaire de disposer d'un modèle qui représente fidèlement le comportement de la machine non seulement en régimes permanents mais également en régimes transitoires. La machine asynchrone est constituée de trois enroulements logés symétriquement dans les encoches du stator et de la cage conductrice intégrée au rotor. Indépendamment de la technique employée, le rotor est assimilable à trois enroulements identiques parfaitement symétriques et en court-circuit.

I.1.1. Hypothèses simplificatrices

Pour pouvoir développer le modèle électrique équivalent de la machine asynchrone à cage, dans un repère triphasé a, b, c, il est nécessaire de faire les hypothèses simplificatrices suivantes:

- Le circuit magnétique est linéaire, non saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaires des courants ;
- L'hystérésis du circuit magnétique ainsi que les courants de Foucault sont négligés ;
- La répartition des enroulements et l'entrefer lisse conduisent au fait que les inductances propres sont indépendantes de la position du rotor par rapport au stator et que les inductances mutuelles entre deux enroulements varient sinusoidalement en fonction de l'angle entre les axes magnétiques ;
- Les harmoniques d'encoches et d'espace ne sont pas pris en compte ;
- L'effet de peau et les effets thermiques sont négligeables.

La Fig.I.1 donne une représentation symbolique de la machine où les enroulements statoriques sont déphasés de $2/3\pi$ dans l'espace. La cage de rotor peut être modélisée aussi par trois enroulements déphasés de $2/3\pi$. Cette représentation simplifiée du rotor ne permet pas d'accéder à la connaissance du courant circulant effectivement dans chaque barre mais conduit à une traduction assez fidèle de l'influence des barres rotoriques sur le comportement de la machine [Cha_83]. L'angle θ_r représente la position du rotor.

Les équations de fonctionnement de la machine asynchrone triphasée sont données sous forme matricielle, pour cela nous utilisons les vecteurs de variables suivants:

Vecteurs de tensions, courants et flux totaux statoriques

$$[\mathbf{V}_{abc}] = [V_a \quad V_b \quad V_c]^t$$

$$[\mathbf{I}_{abc}] = [I_a \quad I_b \quad I_c]^t$$

$$[\mathbf{\Psi}_{abc}] = [\Psi_a \quad \Psi_b \quad \Psi_c]^t$$

Vecteurs de tensions, courants et flux totaux rotoriques

$$[V_{ABC}] = [V_A \quad V_B \quad V_C]^t$$

$$[I_{ABC}] = [I_A \quad I_B \quad I_C]^t$$

$$[\Psi_{ABC}] = [\psi_A \quad \psi_B \quad \psi_C]^t$$

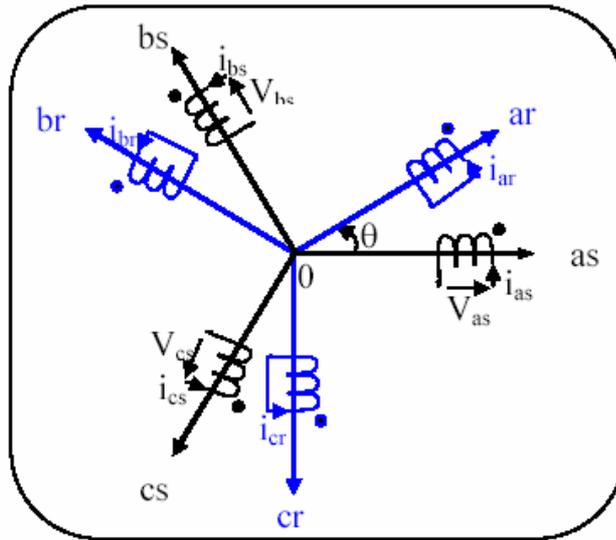


Fig.I.1 : Représentation symbolique de la machine asynchrone triphasée à cage

I.1.2. Modèle de la machine

En tenant compte les hypothèses simplificatrices précédentes et en adoptant la convention de signe moteur, les expressions générales de la machine, exprimées en fonction des flux et des courants, seront données sous la forme matricielle suivante:

au stator :

$$[V_{abc}] = R_s [I_{abc}] + \frac{d}{dt} [\Psi_{abc}] \tag{I.1}$$

au rotor :

$$[V_{ABC}] = R_r [I_{ABC}] + \frac{d}{dt} [\Psi_{ABC}] \tag{I.2}$$

Les expressions des flux totaux à travers les enroulements statoriques et rotoriques sont données par les relations matricielles suivantes :

$$[\Psi_{abc}] = [L_{ss}] [I_{abc}] + [M_{sr}] [I_{ABC}] \tag{I.3}$$

$$[\Psi_{ABC}] = [M_{rs}] [I_{abc}] + [L_{rr}] [I_{ABC}] \tag{I.4}$$

$[L_{ss}]$, $[L_{rr}]$, $[M_{sr}]$, $[M_{rs}]$ sont des sous matrices d'inductances données par :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{ss} & M_s & M_s \\ M_s & L_{ss} & M_s \\ M_s & M_s & L_{ss} \end{bmatrix} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{rr} & M_r & M_r \\ M_r & L_{rr} & M_r \\ M_r & M_r & L_{rr} \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = M \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - 4\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - 4\pi/3) \\ \cos(\theta_r - 4\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad [M_{rs}] = [M_{sr}]^t$$

Les inductances qui apparaissent dans ces équations dépendent de la position des enroulements et sont divisées en deux catégories:

Inductances constantes qui sont :

L_{ss} : inductance propre d'une phase statorique

L_{rr} : inductance propre d'une phase rotorique

M_s : inductance mutuelle entre deux phases statoriques

M_r : inductance mutuelle entre deux phases rotoriques

Inductances variables qui sont :

M_{sr} : inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique

M_{rs} : inductance mutuelle entre une phase rotorique et une phase statorique

M : valeur maximale de M_{sr}

θ_r : angle électrique entre les axes des enroulements statoriques et des enroulements rotoriques.

Les équations générales des tensions s'obtiennent en écrivant la loi de Faraday pour chacun des enroulements statoriques et rotoriques en considérant la chute de tension ohmique. En convention "récepteur", ces équations sont mises sous la forme matricielle suivante :

$$[V_{abc}] = R_s [I_{abc}] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} [I_{abc}] + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}] [I_{ABC}] \} \quad (I.5)$$

$$[V_{ABC}] = R_r [I_{ABC}] + [L_{rr}] \frac{d}{dt} [I_{ABC}] + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}] [I_{ABC}] \} \quad (I.6)$$

$[R_s]$, $[R_r]$ sont les matrices des résistances statoriques et rotoriques données par :

$$\begin{aligned} [R_s] &= R_s [I_3] \\ [R_r] &= R_r [I_3] \end{aligned} \quad (I.7)$$

Avec $[I_3]$ est la matrice d'identité d'ordre 3.

L'expression du couple électromagnétique est obtenue par dérivation de la co-énergie,

$$C_{em} = \begin{bmatrix} [I_{abc}] \\ [I_{ABC}] \end{bmatrix}^t \left\{ \frac{\partial}{\partial \theta} \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} [I_{abc}] \\ [I_{ABC}] \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

Les sous matrices $[L_{ss}]$ et $[L_{rr}]$ contiennent des termes constants, seules les matrices $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ dépendent de l'angle θ_r , la relation (I.8) se simplifie:

$$C_{em} = [I_{abc}] \left\{ \frac{\partial}{\partial \theta} [M_{sr}] \right\} [I_{ABC}]^t \quad (I.9)$$

L'étude des régimes transitoires fait intervenir en plus des grandeurs électriques les grandeurs mécaniques. Ainsi, pour compléter le modèle, nous devons ajouter l'équation mécanique déduite à partir du théorème des moments:

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f \Omega = C_{em} - C_r \quad (I.10)$$

J , f , C_r : représente le moment d'inertie, le coefficient du frottements visqueux et le couple de charge appliqué.

Les relations (I.5), (I.6), (I.9) et (I.10) constituent un modèle électromécanique complet de la machine asynchrone triphasée, conformément aux hypothèses simplificatrices.

On peut constater que le système d'équations n'est pas linéaire et certaines matrices d'inductances dépendent de la position relative du rotor par rapport au stator. Pour éliminer θ_r des matrices inductances, et afin que les algorithmes de commande traitent des grandeurs électriques continues, la transformation de Park est utilisée. Ainsi les enroulements statoriques et rotoriques sont transformés en enroulements orthogonaux. Le repère de Park ainsi construit est un repère lié au champ tournant.

I.1.3. Modèle diphasé équivalent

La théorie de la machine asynchrone est basée sur la transformation de Park qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à des axes électriquement perpendiculaires appelés d pour direct, et q pour quadrature. Les composantes (x_d, x_q) sont liées aux grandeurs réelles (x_a, x_b, x_c) comme suit:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

La variable x peut être une tension, un courant ou un flux.

Nous considérons comme variables d'état les courants statoriques (i_{ds} , i_{qs}), les flux rotoriques (Ψ_{dr} , Ψ_{qr}) et la pulsation électrique ω_r . Le modèle de la machine dans un repère (d, q) lié au champ tournant à la vitesse de synchronisme ω_s est donné par [Mou_06] [Bouh_05]:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} I_{ds} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[- \left(R_s + \frac{L_M^2}{L_r T_r} \right) I_{ds} + \omega_s \sigma L_s I_{qs} + \frac{L_M}{L_r T_r} \Psi_{dr} + \frac{L_M}{L_r} \omega_r \Psi_{qr} + V_{ds} \right] \\ \frac{d}{dt} I_{qs} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[- \omega_s \sigma L_s I_{ds} - \left(R_s + \frac{L_M^2}{L_r T_r} \right) I_{qs} - \frac{L_M}{L_r} \omega_r \Psi_{dr} + \frac{L_M}{L_r T_r} \Psi_{qr} + V_{qs} \right] \\ \frac{d}{dt} \Psi_{dr} = \frac{L_M}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Psi_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \Psi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \Psi_{qr} = \frac{L_M}{T_r} I_{qs} - (\omega_s - \omega_r) \Psi_{dr} - \frac{1}{T_r} \Psi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \omega_r = \frac{p^2 L_M}{J L_r} \Psi_{dr} I_{qs} - \frac{p^2 L_M}{J L_r} \Psi_{qr} I_{ds} - \frac{f}{J} \omega_r - \frac{p}{J} C_r \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

$L_s = L_{ss} - M_s$: inductance cyclique propre au stator

$L_r = L_{rr} - M_r$: inductance cyclique propre au rotor

$L_M = M$: inductance mutuelle

I.2. IDENTIFICATION DES PARAMETRES

Il existe de nombreuses méthodes d'identification des paramètres de la machine asynchrone, différentes de par leur principe et leur complexité. Les méthodes classiques sont basées sur des essais en régime permanent sinusoïdal [Cha_83] [Khe_95]. D'autres méthodes tiennent compte du comportement transitoire électrique et mécanique de la machine et qui consistent à traiter les données issues des relevés de vitesse, tension et courant suite à un démarrage à vide sous pleine tension. Et ce en utilisant des méthodes qui minimisent l'écart quadratique entre les mesures et les résultats des modèles proposés [Khe_95] [Fai_95]. Il existe encore d'autres méthodes basées sur l'analyse du comportement de la machine avec une alimentation continue [Bag_99] [Lub_03].

Le travail d'identification est un travail à part entière, souvent associé à l'aspect modélisation et commande de la machine. Il est nécessaire de connaître les paramètres de la machine pour la commander. Ainsi, pour la validation des modèles proposés, nous avons opté les méthodes classiques avec alimentation sinusoïdale. Ces méthodes classiques sont largement suffisantes pour l'identification des paramètres avec une précision acceptable. Cependant, pour la commande nous avons utilisé les résultats d'identification de [Khe_95].

Pour la machine asynchrone à cage il est impossible d'accéder à des informations directes issues de mesures faites au rotor, il faut donc aboutir à ces grandeurs rotoriques à partir des grandeurs mesurables. Les méthodes classiques sont basées sur l'essai à vide et l'essai à rotor bloqué. Ces essais ne suffisent pas pour déterminer séparément tous les paramètres et souvent on a recours à des hypothèses supplémentaires. Parmi ces hypothèses celle qui consiste à prendre les inductances de fuite statorique et rotorique égales. Ce qui signifie que la machine a été construite pour avoir une induction uniforme dans le circuit magnétique.

Comme les essais expérimentaux seront effectués en régime sinusoïdal, nous faisons appel au modèle de la Fig.I.2 représentant le schéma monophasé équivalent ramené au stator. Dans ce schéma, N_r et R_r représentent respectivement l'inductance de fuite totale et la résistance rotorique ramenées au stator. L'expression de N_r est donnée par [Ler_04] :

$$N_r = \frac{L_s L_r}{M} - M \quad (I.13)$$

Nous avons fait les essais sur une machine de puissance: 1.5 kW. Les autres caractéristiques de la machine sont données dans l'annexe A.

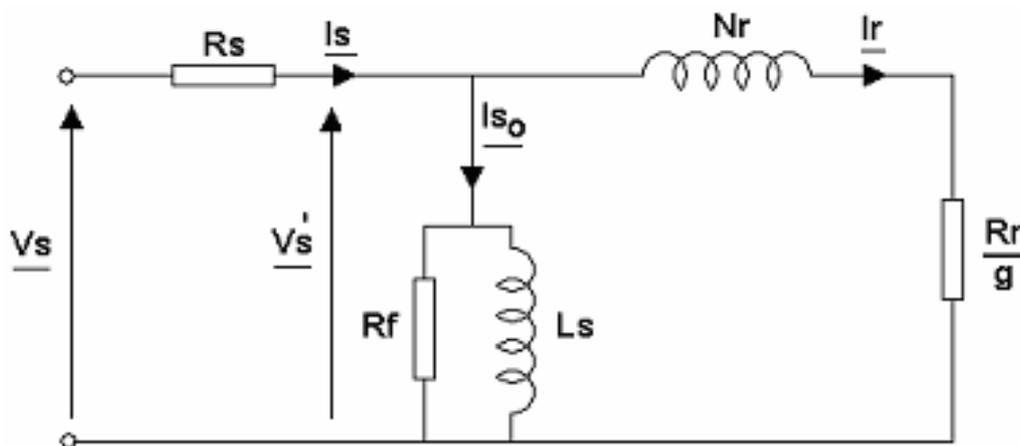


Fig.I.2. Schéma monophasé équivalent ramené au stator

I.2.1. Mesure de la résistance statorique

La mesure de la résistance statorique est effectuée en alimentant la machine en continu. Vu l'ordre de grandeur des résistances il est difficile d'appliquer des tensions élevées ainsi il est préférable d'utiliser le montage étoile et alimenter deux phases en série Fig.I.3.

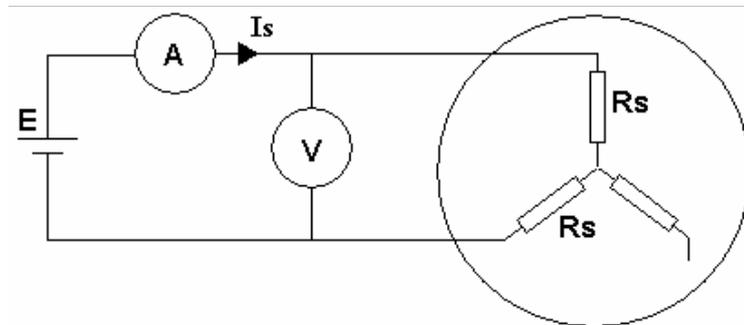


Fig.I.3. Méthode volt-ampèremétrique

On a réalisé deux mesures pour différentes positions de l'arbre. La valeur de la résistance est obtenue simplement par la relation :

$$R_s = \frac{E}{2I_s} = 5.62 \Omega \quad (\text{I.14})$$

Les valeurs obtenues sont souvent entachées d'erreurs dues essentiellement à la température des enroulements, aux chutes de tension dans les connexions et les fils de liaison.

I.2.2. Essai à vide : Détermination de L_s et R_f

Le tableau suivant regroupe une série de mesures effectuées pour différentes valeurs de la tension U (Tab.I.1).

Tension U (V)	I_{so} (A)	P_{so} (W)	Q_{so} (VAR)	N (tr/min)	$P_{fs} + P_{méca}$ (W)	U^2 (V ²)
400	1.47	242	1140	1496	205.57	160000
380	1.32	220	944	1497	190.62	144400
369	1.27	204	870	1497	176.81	136161
350	1.19	184	766	1496	160.12	122500
280.6	0.89	153	464	1495	139.65	78736.36
269.3	0.85	146	430	1495	133.82	72522.49

Tab.I.1. Tableau de mesures effectuées pour différentes valeurs de la tension U

Dans un fonctionnement à vide, le moteur asynchrone absorbe une puissance P_{so} qui correspond à la somme des pertes mécaniques, ferromagnétiques (fer) et Joules au stator.

$$P_{so} = P_{js} + P_{fs} + P_{méca} \quad (I.15)$$

Où les pertes mécaniques sont la somme de pertes par frottements (proportionnelles à la vitesse) et des pertes par ventilation (proportionnelles au carré de la vitesse) les pertes fer sont les pertes par courants de Foucault et par Hystérésis (proportionnelles au carré de la tension V_s , à l'induction B , la fréquence). Les pertes Joules statoriques (3phases) s'expriment par la relation $P_{js} = 3R_s I_s^2$

Puisque l'essai est réalisé à vide, on peut considérer $I_r=0$ d'où $P_{jr} = P_{fr}=0$

En traçant la courbe de la puissance $P_{fs} + P_{méca}$ en fonction du carré de la tension d'alimentation, on obtient en principe une droite dont le prolongement jusqu'à la tension nulle donne les pertes mécanique, soit :

$$P_{méca} = 72.92 \text{ W}$$

En négligeant la chute de tension aux bornes de R_s , les pertes fer peuvent s'exprimer sous la forme:

$$P_f = \frac{3}{R_f} V_s^2 \quad (I.16)$$

L'inductance cyclique L_s est donnée par la relation :

$$L_s = 3 \frac{V_s^2}{Q_{so} \omega_s} \quad (I.17)$$

Application numérique :

$$R_f = 1969 \Omega$$

$$L_s = L_r = 0.48 \text{ H}$$

I.2.3. Détermination des paramètres mécaniques : J, f

La détermination du coefficient de frottement visqueux et du moment d'inertie est basée sur la mesure des pertes mécanique lorsque la machine tourne à une vitesse donnée et sur le relevé de la courbe de ralentissement. D'après la Fig.I.4, le moment d'inertie J peut être calculée par :

$$J = \frac{P_{mec}}{\Omega_n \left(\frac{d\Omega}{dt} \right)_{\Omega=\Omega_n}} \quad (I.18)$$

Cette relation montre que la mesure du moment d'inertie J dépend de la précision avec laquelle la puissance mécanique est déterminée.

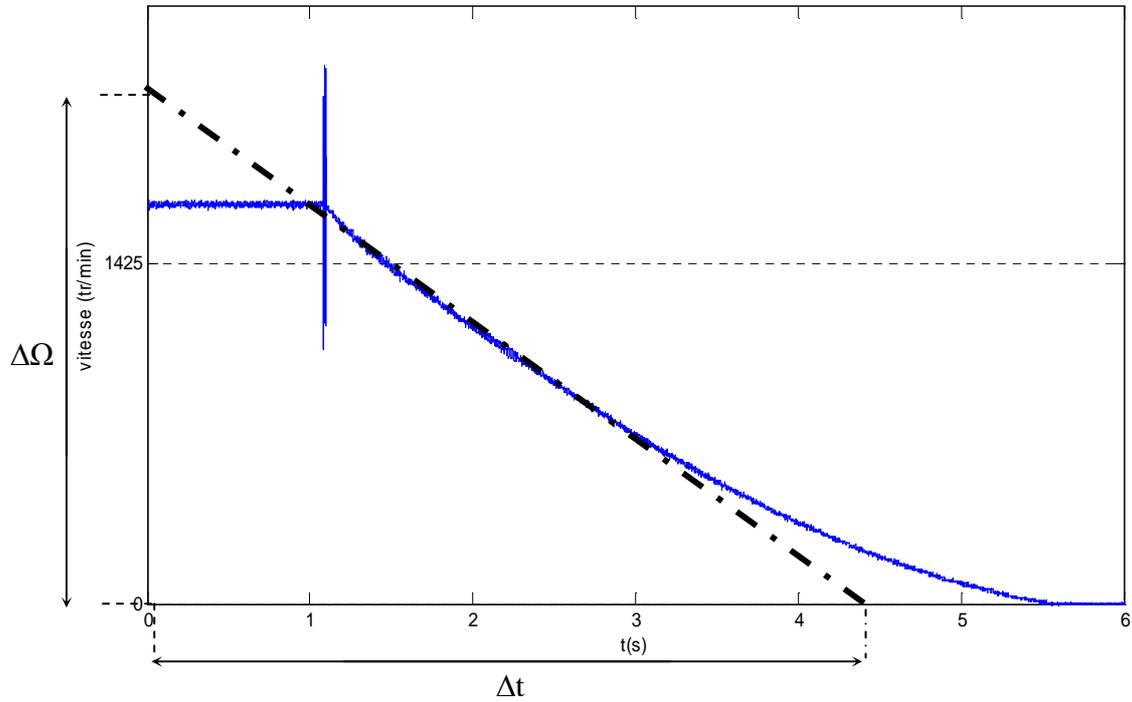


Fig.I.4. Essai de ralentissement

En régime permanent à vide, il est légitime de considérer que le couple résistant n'est dû qu'aux frottements visqueux ce qui permet de déduire le coefficient de frottement visqueux f à partir de la relation suivante :

$$C_{em} = f \Omega_n \tag{I.19}$$

On trouve :

$$J = 0.0049 \text{ Kg.m}^2$$

$$f = 0.0003 \text{ N.m.s/rd}$$

Si l'on dispose d'une charge mécanique dont le moment d'inertie est bien connue, il est préférable d'utiliser une autre méthode très simple et plus précise à la fois. Cette méthode est basée sur deux essais de ralentissement à vide. Le premier essai est effectué avec la machine asynchrone seule de moment d'inertie J et le second essai en rajoutant une inertie connue J₁. Le moment d'inertie J recherché est alors obtenu par une simple intégration de l'équation mécanique. Ainsi, on détermine aisément l'expression suivante:

$$J = J_1 \left(\frac{t_1}{t_2 - t_1} \right) \tag{I.20}$$

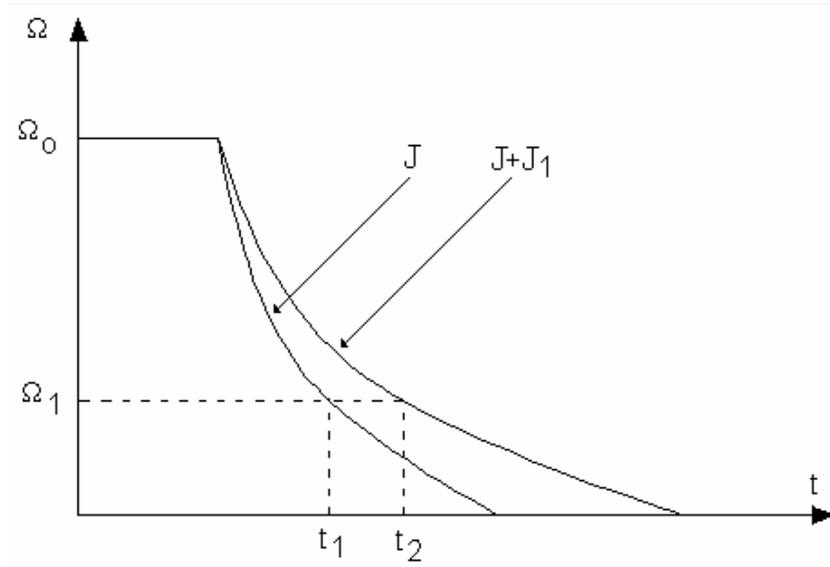


Fig. I.5 Essai de ralentissement avec deux valeurs de J

1.2.4. Essai en court-circuit

Le rotor étant bloqué ($g=1$), la tension statorique doit être ajustée de telle sorte que le courant statorique soit proche du courant nominal. Dans ces conditions, la tension appliquée devient nettement faible devant la tension nominale, ce qui permet de négliger le courant I_{s0} et réduire le schéma de la Fig.I.6 à ce qui suit:

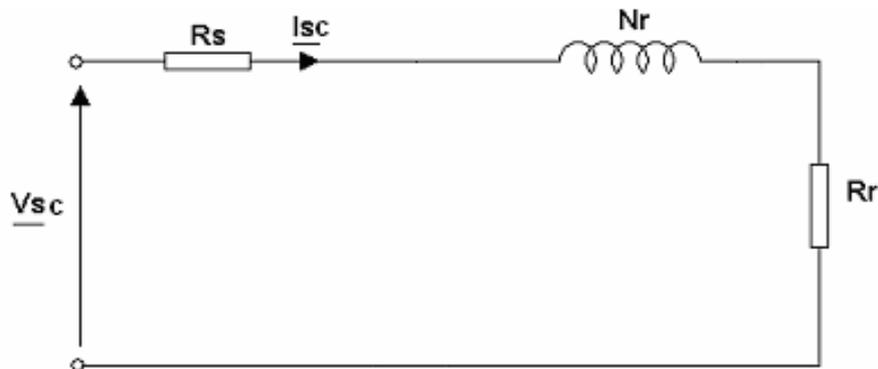


Fig.I.6. Essai avec rotor bloqué

Pour cet essai en court-circuit, on a relevé :

$$U_s=98 \text{ V}$$

$$I_s=3.2 \text{ A}$$

$$P_{sc}=318 \text{ W}$$

En négligeant les puissances dissipées dans R_f et L_s

$$P_{sc} \cong 3(R_s + R_r)I_{sc}^2 \tag{I.21}$$

$$Q_{sc} \cong 3(N_r \omega_s)I_{sc}^2 \tag{I.22}$$

On en déduit :

$$R_r = \frac{P_{sc}}{3I_{sc}^2} - R_s \quad (I.23)$$

Cette résistance joue un rôle très important dans la mesure où elle a une influence sur la valeur du couple de démarrage et sur son allure.

De la même façon, le calcul de N_r découle de la relation (I.22) :

$$N_r = \frac{Q_{sc}}{3\omega_s I_{sc}^2} \quad (I.24)$$

Application numérique :

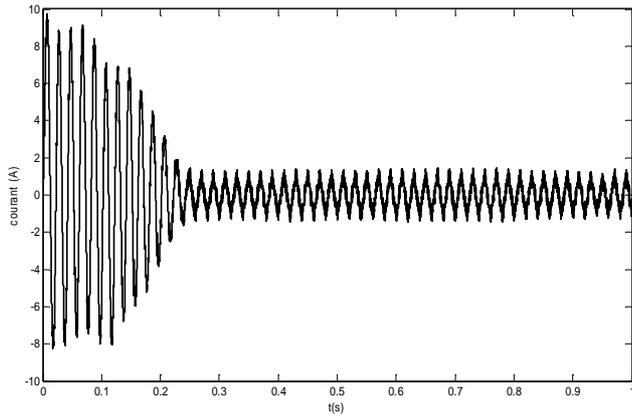
$$R_r = 4.26\Omega$$

$$N_r = 0.039H$$

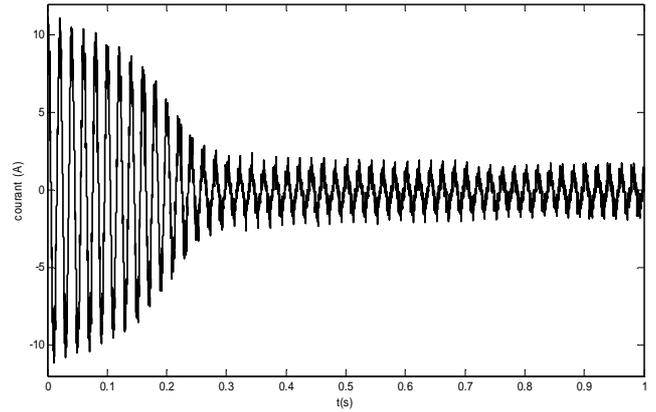
I.3. VALIDATION DU MODELE

La simulation numérique du fonctionnement des systèmes physiques est devenue une étape classique dans l'étude de ces systèmes. Elle consiste à résoudre le système d'équations donné par le modèle, afin d'obtenir les différentes grandeurs du système physique. Le choix du pas de simulation est très important, d'une part pour bien suivre le comportement dynamique des variables rapides du système et d'autre part pour conserver un temps de simulation raisonnable par rapport au temps réel nécessaire pour le calcul.

Afin de comparer les modèles développés nous avons procédé à une simulation d'un démarrage direct à vide de la machine asynchrone. Comme le système d'équations différentielles est non linéaire, nous avons choisi pour le résoudre la méthode explicite de Runge-Kutta d'ordre 4. Dans le but de valider nos modèles, nous avons monté un banc de mesures. Nous avons effectué un démarrage direct alimenté par un l'onduleur MLI pour indice de modulation $m=21$ et nous avons mesuré les grandeurs suivantes : le courant statorique et la vitesse de rotation du moteur, nous avons utilisé des capteurs pour le courant. La vitesse a été déterminée grâce à un tachymètre. Les mesures recueillies sont ensuite envoyées à une carte DSP1103.

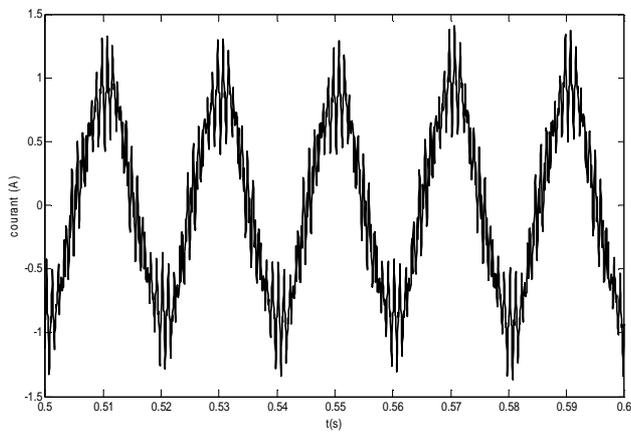


a- simulation

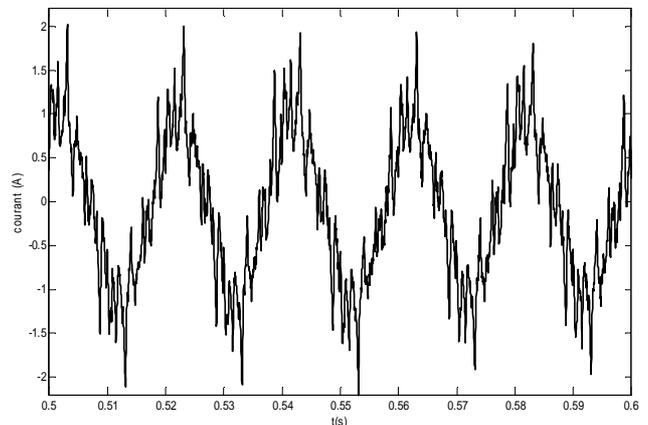


b- expérimentation

Fig.I.7 : Courant statorique lors d'un démarrage à vide

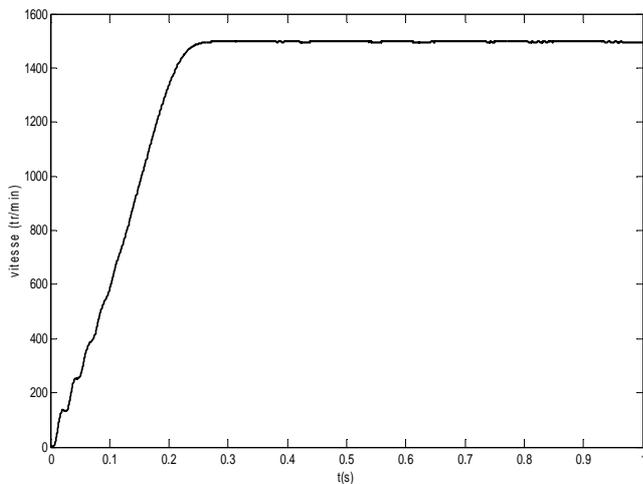


a- simulation

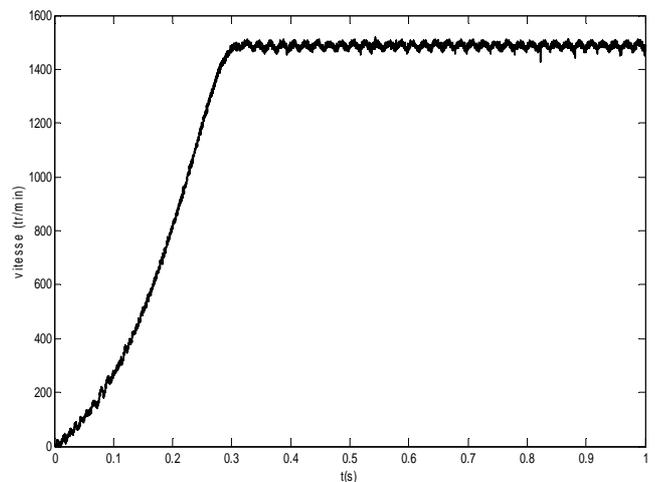


b- expérimentation

Fig.I.8 : Courant statorique en régime permanent



a- simulation



b- expérimentation

Fig.I.9. Vitesse rotorique lors d'un démarrage à vide

I.4. COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

De nombreuses applications industrielles nécessitent des systèmes d'entraînement à vitesse variable et à performances dynamiques élevées. Cette tâche a été remplie pendant longtemps par la machine à courant continu grâce au découplage naturel entre le flux et le couple. Ce découplage naturel des deux grandeurs les rend indépendamment contrôlables. Mais ces machines sont d'une construction mécanique assez compliquée.

Actuellement on s'intéresse plus aux machines à courant alternatif, en particulier, aux machines asynchrones qui sont simples à construire, robustes et sont caractérisées par leurs longévités et leurs faibles coûts. Cependant, ces machines sont difficiles à commander à cause du fort couplage entre le flux et le couple. Pour obtenir un contrôle dynamique performant, Hass et Blacshke [Leo_84] [Bla_72] ont présenté un principe de découplage entre le flux et le couple de la machine asynchrone. Ce principe consiste à aligner le flux avec une direction déterminée, avec une phase et une amplitude imposées à partir des références souhaitées. Et grâce aux progrès de l'électronique numérique et l'apparition des processeurs rapides de traitement numérique (DSP), la réalisation de la commande des machines est devenue de plus en plus simple. Et depuis, plusieurs travaux ont été publiés sur la commande vectorielle des machines asynchrones et plusieurs schémas de commande ont été proposés [Leo_91] [Don_95].

I.4.1. Principe de la commande vectorielle

Dans les machines électriques, le couple électromagnétique s'exprime par un produit vectoriel du courant induit et du flux inducteur. Pour une machine à courant continu, le champ inducteur et le courant induit sont orthogonaux. Ainsi, le couple est maximal ce qui donne aux machines à courant continu des performances remarquables en commande. Au contraire, une machine asynchrone présente un fort couplage entre toutes ses grandeurs électromagnétiques.

L'objectif de la commande vectorielle des machines asynchrones est d'améliorer leur comportement dynamique et statique, grâce à une structure de contrôle similaire à celle d'une machine à courant continu. La composante d'axe d du courant statorique joue le rôle de l'excitation et permet de régler la valeur du flux dans la machine et la composante d'axe q joue le rôle du courant induit et permet de contrôler le couple. Cette commande appelée 'commande à flux orienté' est basée sur un choix judicieux du repère (d-q). En fait, le système d'axes d-q est orienté de manière à ce que l'axe d soit en phase avec le flux désiré.

L'expression du couple se voit alors simplifiée et n'est plus fonction que du flux et du courant en quadrature. Ainsi, en maintenant le flux à une valeur constante, le couple ne dépend plus que de la composante en quadrature q du courant statorique et peut être contrôlé par celle-ci.

Trois modèles particuliers permettent de simplifier l'expression du couple :

- Modèle avec orientation du flux statorique
- Modèle avec orientation du flux magnétisant
- Modèle avec orientation du flux rotorique

Les trois référentiels permettent d'obtenir des expressions analogues pour le couple électromagnétique. Pour les machines alimentées en courant, seul le modèle avec orientation du flux rotorique offre un découplage parfait entre le flux et le couple. Dans ce cas, ce modèle est le mieux approprié et donne les algorithmes de commande les plus simples. Par contre pour les machines alimentées en tension, aucun modèle d'orientation ne permet un découplage parfait entre couple et flux, ils nécessitent tous un circuit additionnel pour réaliser ce découplage. Néanmoins, seul le modèle d'orientation du flux rotorique ne présente pas de limite de stabilité du couple électromagnétique et le maximum du couple ne dépend que des contraintes liées au convertisseur et à la machine (état magnétique et thermique) [Don_95]. Ainsi, dans notre travail nous nous sommes intéressés à l'orientation du flux rotorique. Le schéma de cette commande est illustré à la Fig.I.10.

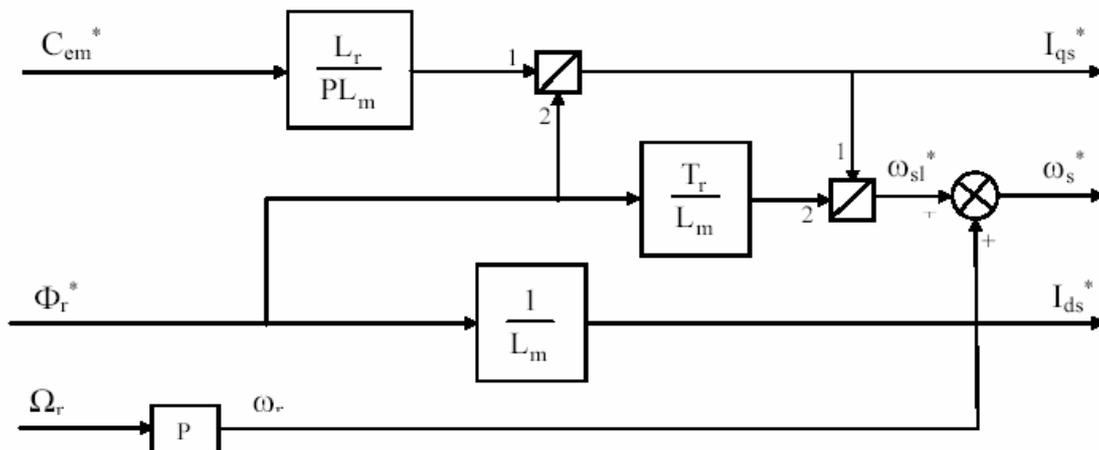


Fig. I.10. Commande avec orientation du flux rotorique (FOC)

I.4.2. Type de commande vectorielle

L'implantation effective de la commande vectorielle nécessite la réalisation d'une structure de contrôle des courants. Elle permet à partir de consignes de flux et de couple, donc d'une amplitude et une orientation donnée du courant statorique dans le référentiel tournant (d-q), d'imposer une amplitude et une orientation correcte du courant dans le référentiel fixe. Cette structure nécessite la connaissance de la position du référentiel (d-q), en d'autres termes la position du flux rotorique. Plusieurs solutions peuvent être envisagées pour la détermination de la phase et de l'amplitude du flux. Ces solutions peuvent être regroupées en deux familles :

Méthodes directes: Le flux est directement mesuré ou estimé à l'aide d'un observateur. La régulation de ce flux revient à imposer à la machine la tension ou/et le courant désirés. La méthode la plus simple consiste à utiliser un capteur de flux placé sous les dents du stator de la machine. Certains utilisent des bobines supplémentaires au stator et déterminent le flux par intégration des fems mesurées. On peut envisager l'utilisation des enroulements statoriques comme bobines de mesure. Le problème lié aux deux dernières méthodes est l'intégration des FEM qui à basse vitesse sont faibles et trop bruitées, en plus des dérives gênantes des intégrateurs exigent la modification de l'algorithme d'intégration. Des méthodes récentes pallient ces inconvénients, elles sont basées sur des modèles dynamiques du flux, elles introduisent en contrepartie une grande complexité et un grand temps de calcul. Ces modèles permettent d'obtenir la position et le module du flux à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor (observateurs d'états, filtre de Kalman,...) [Mat_99] [Jan_94].

Méthodes indirectes: Cette méthode, basée sur les équations de la machine dans le référentiel tournant, permet d'estimer la position du flux rotorique. Cette méthode présente l'avantage de ne pas nécessiter la mesure ou la reconstitution du flux mais exige la présence d'un capteur de position du rotor. Cette position est calculée à partir de la vitesse de la machine et d'autres grandeurs accessibles comme les courants ou les tensions statoriques. Toutefois, l'utilisation du modèle de la machine rend cette solution très sensible à la précision avec laquelle les paramètres du modèle sont connus (même la validité du modèle utilisé). Ces paramètres dépendent largement des conditions de fonctionnement (saturation, échauffement,..). En cas d'imprécision sur la détermination de ces paramètres, le découplage entre flux et couple ne sera pas assuré. La conséquence serait une dégradation des performances dynamiques et statiques.

I.4.3. Structure de commande vectorielle

Le principe de la commande vectorielle est de contrôler les deux composantes (I_d , I_q) du courant, selon qu'on utilise une alimentation contrôlée en courant ou en tension, on peut envisager un contrôle direct des courants (réels ou transformés) ou un contrôle indirect par des tensions :

- L'alimentation contrôlée en courant, ou technique du contrôle par hystérésis, est la plus utilisée. Elle est actuellement largement employée pour sa simplicité de réalisation. Elle ne nécessite pas la connaissance du modèle de la machine mais une variation aléatoire de la fréquence de commutation limite son utilisation à des applications de petite puissance dans lesquelles les fréquences de commutation du convertisseur sont suffisamment élevées par rapport aux fréquences de fonctionnement de la machine [Mou_06].

- L'alimentation contrôlée en tension consiste à imposer les tensions de références qui conviennent pour réguler les courants. La technique de modulation de largeur d'impulsion est très employée, elle permet d'appliquer à la machine, à partir d'une source de tension continue, des créneaux de tensions dont l'amplitude et la fréquence peuvent varier. La possibilité de réglage de la fréquence et de l'amplitude des grandeurs de sortie de l'onduleur, ou la régulation de vitesse et des courants est assurée par cet onduleur, s'avère très intéressante. C'est cette alimentation que nous avons retenue pour le reste de notre travail.

L'alimentation en tension permet donc de régler les composantes (I_{ds} , I_{qs}) du courant statorique en imposant les tensions (V_{ds} , V_{qs}) qui conviennent. A l'aide de simples régulateurs linéaires, on peut obtenir des tensions de références qui permettent de maintenir les courants direct et en quadrature au voisinage de leurs valeurs de référence. Cependant, les équations du stator révèlent un couplage entre les deux axes. Pour se ramener à deux systèmes monovariabiles indépendants, il est nécessaire de découpler, encore une fois, les équations par une méthode de compensation anticipative.

En réalité nous n'avons accès qu'aux tensions et courants des trois phases de la machine, c'est à dire que le contrôle des courants de phases, par l'intermédiaire du contrôle des composantes d et q, impose en fait de contrôler les composantes d et q les tensions de phases. On peut alors définir les principales fonctions que doit remplir une structure de commande vectorielle (contrôlée en tension) pour assurer un découplage entre flux et couple, et un contrôle dynamique des deux grandeurs :

- mesure des courants et de la vitesse indispensables pour la régulation
- régulation de vitesse qui fournit la consigne du couple
- commande à flux orienté qui fournit, la position du flux et les courants de références dans le référentiel tournant
- régulation des courants dans le référentiel tournant
- transformation permettant le passage du référentiel tournant au référentiel fixe qui fournit les grandeurs de commande réelles
- transformation permettant le passage du référentiel fixe au référentiel tournant qui à partir des grandeurs électriques réelles fournit les grandeurs transformées nécessaires aux régulations

Le schéma global de la commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée en tension est illustré sur la Fig.I.11. Les composants de ce système sont détaillés dans les paragraphes suivants.

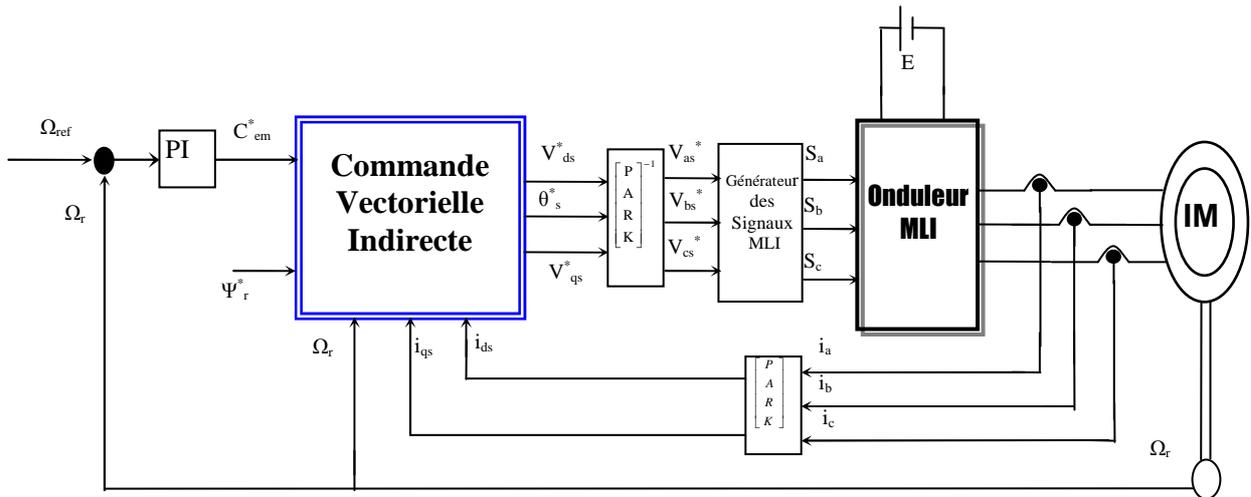


Fig.I.11. Schéma de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone

Avant de présenter les éléments constituant cette chaîne de commande, il est nécessaire de définir les contraintes qui limitent le fonctionnement d'une telle commande:

- contraintes de tensions statoriques appliquées à la machine qui sont incontournables et leurs valeurs maximales dépendent de la source de tension disponible (tension continue de l'onduleur). La limitation due à la tension statorique est directement liée à la vitesse de rotation de la machine particulièrement en mode défluxé. En effet, lorsque la vitesse de rotation devient importante, les composantes de la tension statoriques sont élevées et doivent vérifier la condition suivante quelque soit le mode de fonctionnement [Mou_06]:

$$V_s = \sqrt{V_{ds}^2 + V_{qs}^2} \leq E/2$$

Où E est la tension continue alimentant l'onduleur.

- Contraintes de courants statoriques et rotoriques qui dépendent de la tenue thermique admissible par la machine, les limitations sur les courants sont principalement présentes en basse vitesse. Le courant statorique doit vérifier la condition:

$$I_s = \sqrt{I_{ds}^2 + I_{qs}^2} \leq I_{s,max}$$

I.4.4. Description des composants du système de commande

a. Convertisseur

Dans notre étude, la machine est alimentée par un onduleur de tension qui permet d'imposer aux bornes de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglables par la commande. La source de tension continue de cet onduleur est la sortie d'un redresseur à six diodes connecté au réseau. Cet onduleur consiste en trois bras composés chacun de deux cellules de commutation. Chaque cellule de commutation est composée d'un élément semi-conducteur (IGBT) et une diode antiparallèle.

Il existe trois méthodes connues pour modéliser les convertisseurs statiques, dont les objectifs et les contraintes sont différentes. Dans la première chaque composant est modélisé par un circuit détaillé équivalent, cette méthode est utilisable lorsque l'objectif est uniquement d'étudier le comportement des composants du convertisseur. L'objectif de la deuxième méthode est le comportement global du convertisseur, il permet de vérifier si les commutations se passent comme prévu et si les circuits d'aide à la commutation jouent leur rôle. Le modèle considéré pour les composants est plus simple. Quant à la troisième méthode, les composants semi-conducteurs sont modélisés par des interrupteurs idéaux lorsque ils sont intégrés dans une étude de l'ensemble complet de commande-convertisseur-machine. Nous nous intéressons au comportement de la machine plus qu'à celui du convertisseur, c'est donc la troisième méthode que nous adoptons.

Du fait que les constantes du temps des machines et des régulateurs de courants sont très grandes devant le temps de transition d'un état à l'autre des composants semi-conducteurs. On peut faciliter la modélisation et réduire le temps en simulation en modélisant le convertisseur par des interrupteurs idéaux, c'est-à-dire résistance nulle à l'état passant et résistance infinie à l'état bloqué. La Fig.I.12 présente le schéma de cet onduleur et son modèle. L'onduleur est commandé par la méthode de modulation de largeur d'impulsion (MLI), qui consiste à imposer aux bornes de la machine, des tensions, hachées à fréquence fixée, de manière à ce que le fondamental de la tension soit le plus proche possible des tensions de référence obtenues à partir des régulateurs des courants. Afin de déterminer les instants de commutation et la durée de conduction de chaque interrupteur de l'onduleur, il existe plusieurs techniques de MLI pour contrôler l'onduleur (sinusoïdale-triangulaire, optimisée, calculée, avec injection d'harmoniques homopolaires, modulation vectorielle dite "space vector", discontinue). Le choix d'une technique dépend du type de la machine à commander, de la gamme de puissance des semi-conducteurs et de la simplicité d'implantation de l'algorithme.

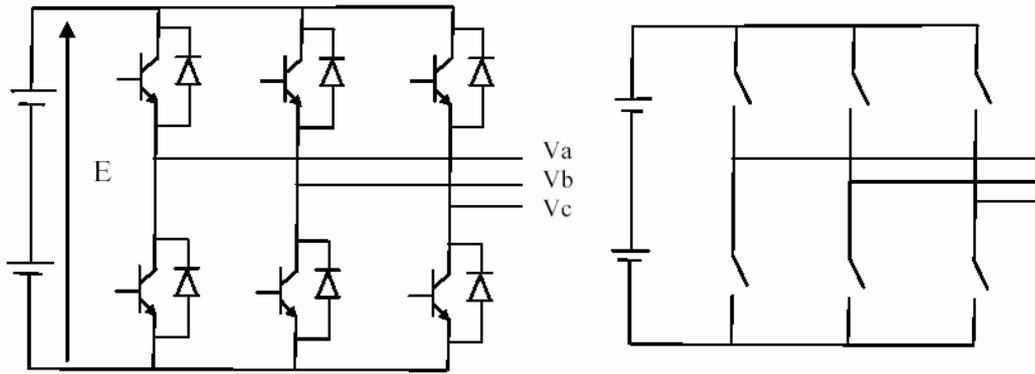


Fig.I.12. Schéma de l'onduleur et son modèle

Ce sont des critères de coût et de performance (index de modulation, harmoniques de courant, harmoniques de couple,..) qui déterminent souvent le choix. Dans ce chapitre la MLI sinusoïdale-triangulaire symétrique est utilisée, elle est la plus simple tant du point de vue de son concept que de son implantation (analogique ou numérique). Elle utilise le principe d'intersection entre une porteuse triangulaire de haute fréquence et les signaux de références appelés modulantes pour déterminer les instants de commutation. A chaque instant, l'un des deux interrupteurs de chaque bras est en conduction et l'autre est bloqué. En MLI symétrique, le signal de référence est constant pendant au moins une période de la porteuse. Ce qui permet de calculer facilement les instants d'intersection de la porteuse avec la modulatrice au début de chaque période de celle-ci. Néanmoins, la MLI symétrique souffre d'une sous utilisation du bus continu. En effet la limite de fonctionnement est atteinte pour des références d'amplitude $V=E/2$. La Fig.I.13 donne le schéma de principe de fonctionnement d'une telle commande.

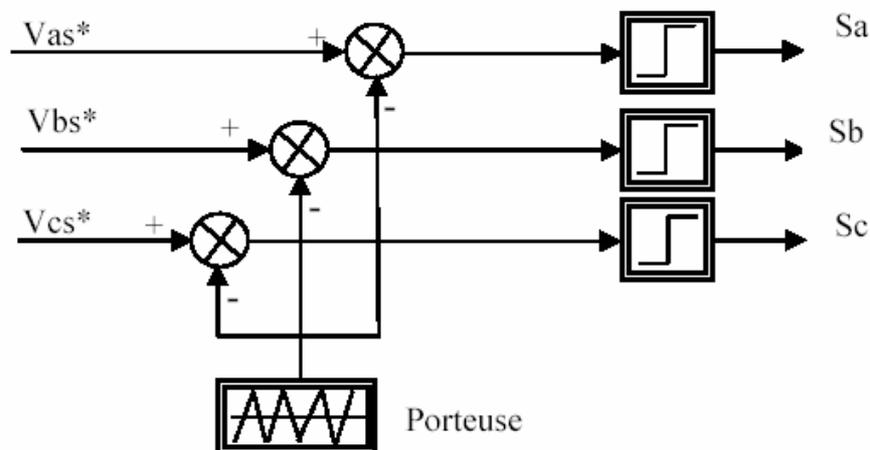


Fig.I.13. Principe de la MLI sinusoïdale-triangulaire

Les tensions de sortie de l'onduleur par rapport au point milieu de la source continue pris comme référence de potentiel sont données par :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{pa} & C_{na} \\ C_{pb} & C_{nb} \\ C_{pc} & C_{nc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix} \quad (I.25)$$

Les indices p et n spécifient la liaison des éléments aux bornes positives ou négatives de la source et les indices a, b et c indiquent les trois phases de sortie de l'onduleur :

$C_{ij} = 1$ lorsque l'interrupteur reliant la borne i de la source de tension à la phase j de la machine est passant.

$C_{ij} = 0$ lorsque l'interrupteur reliant la borne i de la source de tension à la phase j de la machine est bloqué.

b. Régulation des courants

Pour contrôler le couple et le flux de la machine, il faut réguler les courants statoriques d'axe d et d'axe q. Pour effectuer la synthèse des régulateurs, nous allons utiliser le système des équations statoriques (I.12) issues du modèle de la machine qui s'écrit sous la forme suivante, en imposant la condition de l'orientation du flux rotorique, ces équations sont:

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} - \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_r}{dt} - \sigma L_s \omega_s I_{qs} \\ V_{qs} &= R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} - \omega_s \frac{L_m}{L_r} \psi_r + \sigma L_s \omega_s I_{ds} \end{aligned} \quad (I.26)$$

L'examen de ces équations révèle l'existence de termes croisés qui induisent une forte interaction entre les deux axes. En supposant que le module du flux rotorique ne varie que lentement par rapport aux courants, nous pouvons alors présenter la machine par le schéma de la Fig.I.14. Les courants statoriques sont liés aux tensions correspondantes par une équation différentielle du premier ordre avec des termes de couplage entre les deux axes.

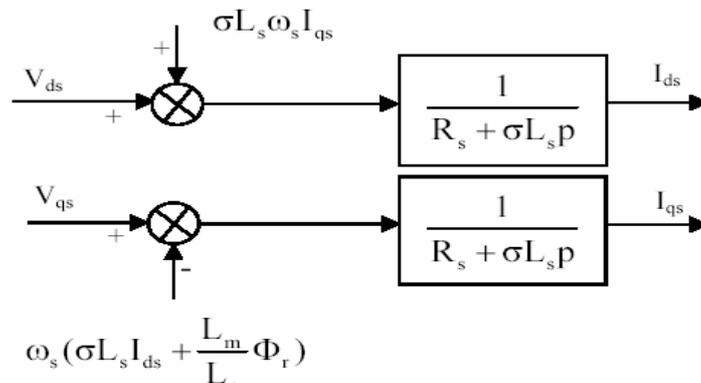


Fig.I.14. Termes de couplages dans les équations statoriques

Ce couplage, qui constitue l'une des difficultés de l'application de la commande vectorielle, est supprimé généralement par une méthode classique de découplage, dite de compensation [Dak_91]. Celle-ci consiste à faire la régulation des courants en négligeant les termes de couplages, ces derniers seront rajoutés à la sortie des régulateurs avec des signes opposés selon le schéma de la Fig.I.15.

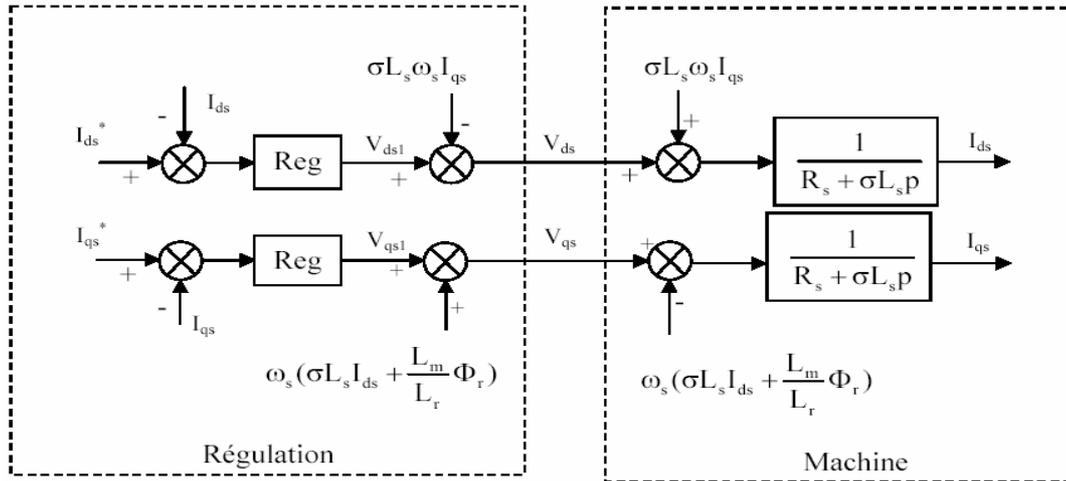


Fig.I.15. Compensation des termes de couplage

Nous pouvons alors définir deux nouvelles variables V_{ds1} et V_{qs1} données par :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} \\ V_{qs1} = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (I.27)$$

Il y a donc une relation directe entre les nouvelles grandeurs de commande V_{ds1} et V_{qs1} , sortie des régulateurs de courants homogènes à des tensions, et les courants à contrôler. Ainsi la régulation des deux courants suivant les axes d et q est satisfaisante et le découplage est assuré. Cependant, cette solution de compensation peut présenter l'inconvénient d'utiliser les composantes des courants mesurés qui peuvent être perturbés par les bruits de mesure et par le contenu harmonique des courants de phase. Ainsi nous avons préféré d'utiliser les courants de références pour le circuit de découplage afin d'éviter ce problème [Fai_95].

Cette thèse a pour but d'analyser la commande vectorielle avec capteur mécanique. Nous nous contenterons de régulateurs classiques de courant de type Proportionnel intégral (PI), qui permettent d'annuler l'erreur statique et d'avoir un système rapide et stable. Nous allons développer les calculs pour un axe, les résultats pour l'autre axe sont identiques en changeant les indices.

Comme nous réalisons une commande numérique, il est nécessaire de discrétiser les régulateurs. Nous avons développé une méthode analytique pour le calcul des paramètres des régulateurs de courants en considérant le système continu, en introduisant un retard T_{ret} . Ce retard modélise le temps nécessaire pour l'acquisition des courants, la boucle de régulation des courants et la modification de la valeur des tensions aux bornes de la machine [Lub_03] [Bag_99], ce retard sera approximé par une fonction de transfert du premier ordre

$$T_{ret} = T_{MLI} + T_{Reg_Iqs} \qquad F(T_{ret}) = \frac{1}{1 + T_{ret}p}$$

Le schéma bloc de la régulation est représenté sur la Fig.I.16.

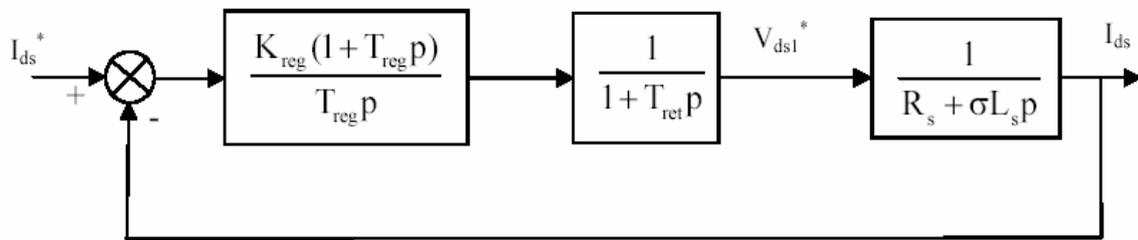


Fig.I.16. Boucle de régulation du courant

La fonction de transfert en boucle ouverte est:

$$G(p) = \frac{K_{reg}(1+T_{reg}p)}{T_{reg}p} \cdot \frac{1}{(1+T_{ret}p)} \cdot \frac{1}{(R_s + \sigma L_s p)} \qquad (I.28)$$

On fixe la valeur de T_{reg} en compensant le pôle du système à réguler. Le gain K_{reg} sera déterminé de sorte que la réponse du courant soit la plus rapide sans dépassement [Buh_86]. Les résultats de calcul des gains de régulateurs sont:

$$T_{reg} = \frac{\sigma L_s}{R_s} \quad , \quad K_{reg} = \frac{\sigma L_s}{2T_{ret}}$$

Le régulateur discret équivalent prend la forme suivante:

$$K_p = K_{reg} \quad , \quad K_i = \frac{K_{reg}}{T_{reg}} T_{echant}$$

avec T_{echant} : période d'échantillonnage

Nous présentons les courbes du courant I_{ds} avec sa référence. Les résultats expérimentaux ont été réalisés avec un onduleur MLI d'indice de modulation $m=21$. La régulation du courant I_{ds} est donnée sur la Fig.I.17. On remarque que le courant I_{ds} est bien régulé et l'erreur de régulation en régime permanent est pratiquement zéro (voir Fig.I.18). Des résultats identiques ont été obtenus pour le courant I_{qs} .

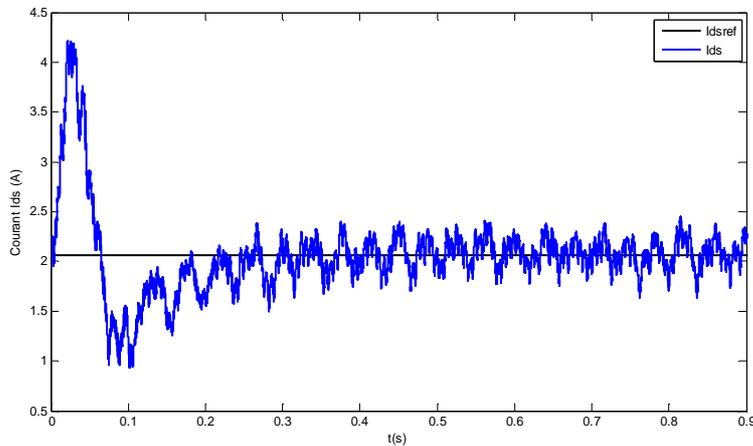


Fig.I.17 : Résultat expérimental de régulation du courant I_{ds}

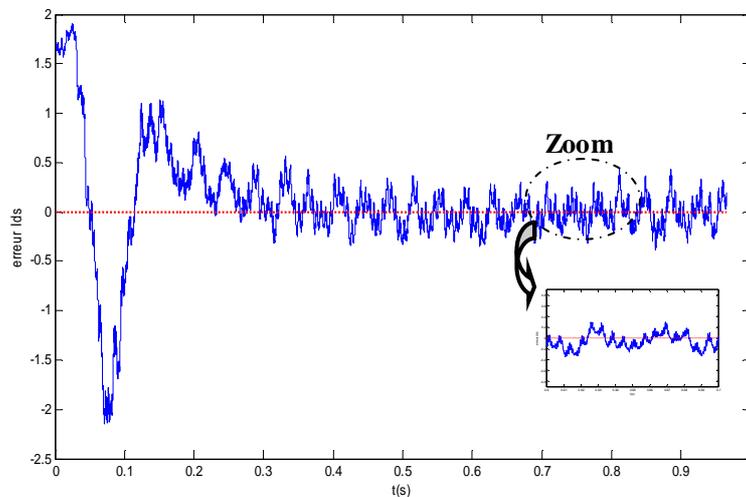


Fig.I.18 : erreur de régulation du courant I_{ds}

c. Régulation de la vitesse

Pour calculer un régulateur PI nous considérons les équations de la machine, en supposant que le flux est parfaitement régulé. Et comme le temps de réponse de la boucle de courant (mode électrique) est très faible par rapport à la dynamique de la boucle de vitesse (mode mécanique), nous considérons que la réponse des courants (I_{ds} , I_{qs}) à leur valeur de référence comme quasi-instantanée vis à vis de la partie mécanique. Le schéma bloc d'un régulateur PI est représenté sur la Fig.I.19.

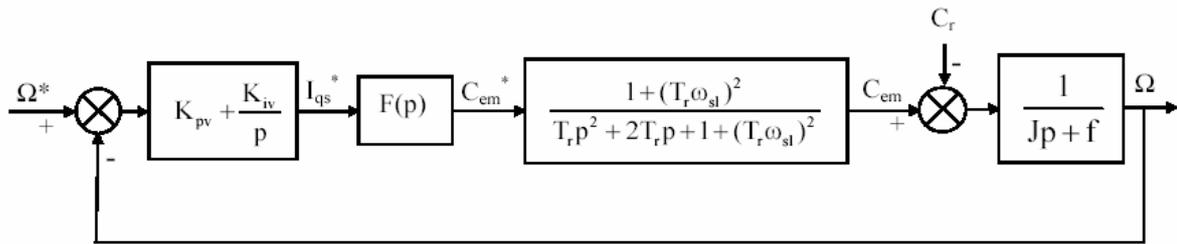


Fig.I.19. Régulateur PI de la vitesse

Le calcul des coefficients de ce type de régulateur est difficile analytiquement. D'autant plus que les limitations en courant et tension interviennent dès qu'on applique une consigne de vitesse. Ainsi, les coefficients K_{iv} et K_{pv} sont déterminés par la méthode essai et erreur [Lub_03] [Bag_99]. Les résultats avec régulation de vitesse sont représentés sur les Fig.I.20, Fig.I.21. On constate que la réponse expérimentale de la vitesse suit sa valeur de référence sans dépassement.

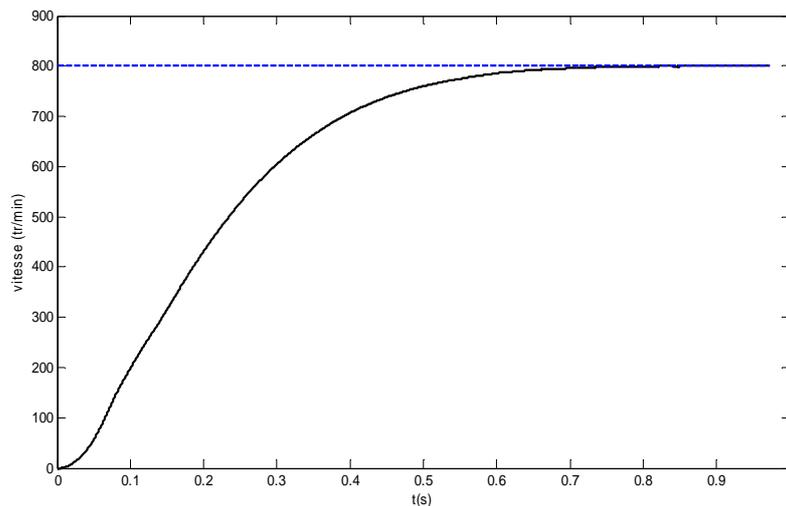


Fig.I.20. Résultat expérimental de régulation de vitesse avec un régulateur PI

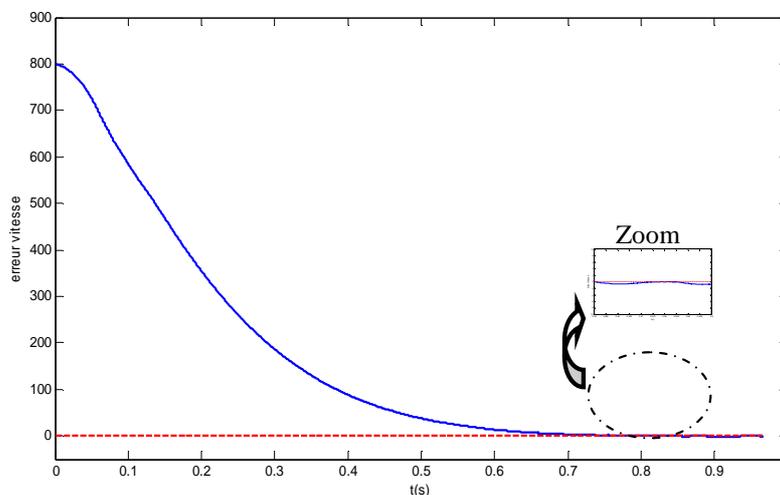


Fig.I.21 : erreur de régulation de vitesse

I.4.5. PRESENTATION DU BANC D'ESSAI

Le banc d'essai utilisé, est un banc du laboratoire d'Ingénierie des Systèmes de Versailles ISV de Mantes la jolie. Il est composé d'une machine asynchrone, d'un onduleur de tension, d'un frein à poudre constituant une charge, d'une carte de commande numérique DS1103, d'une carte d'interface, d'un encodeur incrémental, de deux capteurs de courants et de deux capteurs de tension avec leur cartes d'acquisition (annexe B). La Fig.I.22 illustre le schéma global de ce banc. Les éléments principaux de ce banc d'essais sont résumés dans ce qui suit:

a- Machine : La machine utilisée est une machine asynchrone triphasée à cage d'écuréuil dont les caractéristiques sont : $U=380/220V$, $I_n=5.5/3.4A$, $\Omega_n=1425tr/min$ et $P_n=1.5 kW$.

b- Charge: La charge est constituée d'un frein à poudre dont l'électronique permet de le commander en régulation du flux. le temps de montée du couple résistant dépend de la dynamique de son propre régulateur laquelle n'est pas instantanée. Ainsi le couple de charge appliqué croît progressivement.

c- Convertisseur statique : Il est constitué d'un redresseur de tension à base de diodes de puissance (1000V/25A) et d'un onduleur de tension composé de six transistors IGBT (1000V/25A) qui sont commutés à une fréquence de 10 kHz. La carte d'interface permet d'attaquer les IGBT avec une MLI centrée générée à partir des six signaux MLI issus des comparateurs du DSP. Chaque IGBT est équipé d'une diode de roue libre (1000V/20A) mise en antiparallèle.

d- Capteurs de courants et de tensions : afin de mesurer les courants de phases et les tensions, les capteurs de courant LA50P et les capteurs de tensions LV25P ont été utilisés. Ces capteurs peuvent convertir des courants élevés (50 A) et des tensions élevées (500V) en tensions de $\pm 10V$. Des rapports de conversion ont été introduit au niveau de la commande afin d'avoir les valeurs réelles des grandeurs tension et courant.

e- Carte d'interface MLI : Elle permet d'attaquer les semi-conducteurs IGBT avec des niveaux de tension adéquats à partir des signaux provenant de la carte DSP1103. Elle permet aussi une fonction d'inhibition des signaux MLI.

f- Carte de commande : Nous avons utilisé la carte de commande DS1103

Le schéma de cette carte est représenté sur la Fig.I.23 [DS_06]. Cette carte est installée dans un AutoBox, La liaison entre la carte et le PC passe par une carte DS815 Transmitter et connecteur DS815-RJ45. La carte communique avec les capteurs et la carte d'interface MLI par un connecteur entrée/sortie - analogique/numérique. Le processeur principal de cette

carte est un DSP de type TMS320F240 à virgule flottante de Texas instruments. Cette carte comporte:

- Quatre CAN (convertisseurs analogique- numérique) multiplexé pour quatre entrées de 16 bits avec des entrées de $\pm 10V$
- Quatre CAN parallèles de 16 bits avec des entrées de $\pm 10V$
- Huit CNA parallèles de 16 bits avec des sorties de $\pm 10V$
- Une interface pour les deux entrées de l'encodeur incrémental de la position
- Une mémoire de type RAM dont 96 Mbits constitue la mémoire globale et 32 Mbits constituent la mémoire cachée ou temporaire
- Une DSP esclave à virgule fixe pour la génération des signaux MLI (monophasé, triphasé et à modulation vectorielle)
- Des entrées-sorties multiples $\pm 10V$ sélectives pour des usages spécifiques
- Quatre compteurs/timers indépendants
- Deux interfaces série pour la transmission ou la réception des données avec des supports externes ou autres processeurs
- Un contrôleur autonome des interruptions internes ou externes

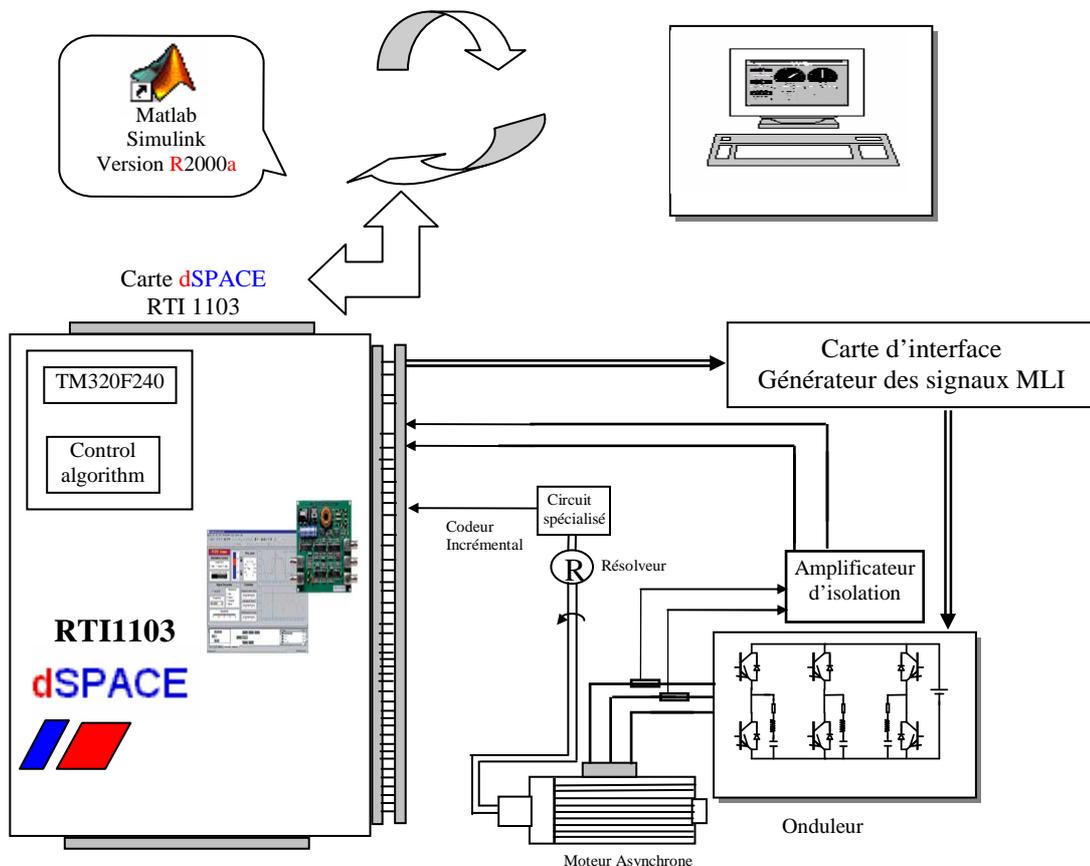


Fig.I.22. Schéma global du banc d'essai utilisé

Le logiciel Simulink est le langage graphique qui permet, à partir de schémas-blocs, de créer des algorithmes de commande et de décrire des systèmes définis sous forme équations différentielles. Pour exécuter l'application avec la carte DSP, il faut convertir ces algorithmes de contrôle écrits sous Matlab/Simulink en langage C. Ensuite, il faut compiler les lignes de programme, établir les liens d'adressage avec la carte et télécharger les données.

Ce sont les logiciels (RTW et RTI) qui réalisent ces tâches. Il faut noter qu'il n'est pas nécessaire d'écrire les algorithmes de commande directement au langage C, le programme s'en charge avec tous les avantages que cela supposent en gain de temps et en fiabilité. Dès que l'algorithme de commande est chargé dans la carte dSPACE, l'application s'exécute en temps réel indépendamment du PC.

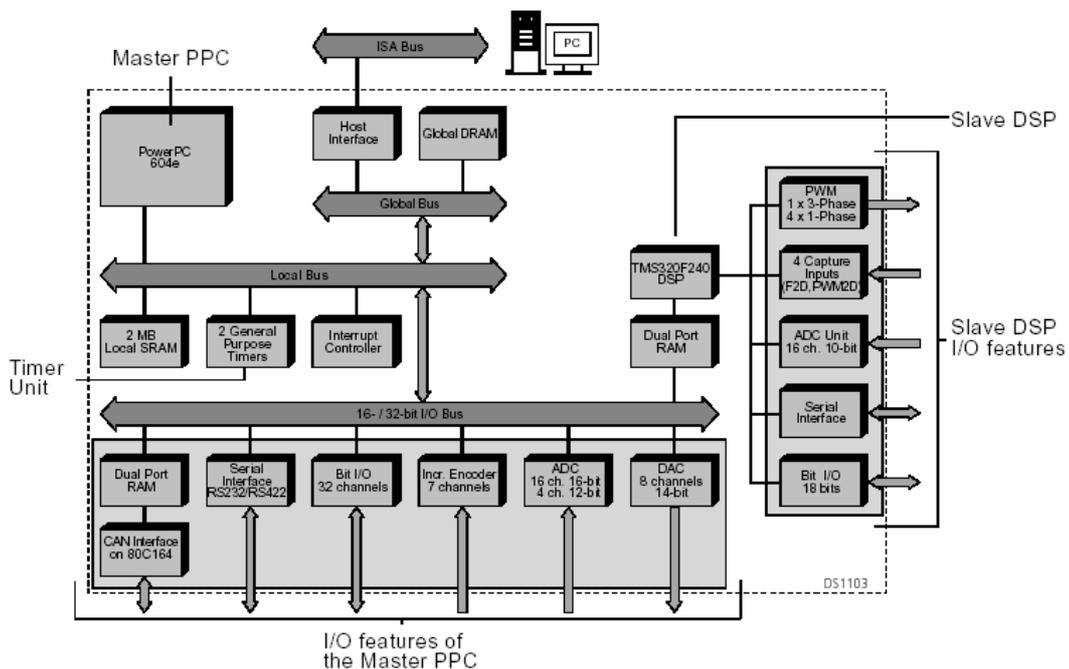


Fig.I.23. Schéma de la carte de commande DS1103

Pour enregistrer des signaux et réajuster les paramètres en lignes, nous utilisons les logiciels ControlDesk qui permet de commander, visualiser des données relatives aux variables du système commandé et contrôler le processus directement depuis le clavier du micro-ordinateur ou de transférer des données (mesures) à mémoriser dans Matlab de façon à analyser le comportement du processus en temps différé (sorties graphiques sur écran). Pour exécuter le programme directement dans la carte d'entrées /sorties, nous utilisons les options code et Real-time définies dans le programme Simulink. Nous introduisons alors les paramètres de notre système ainsi que ceux de la méthode d'intégration choisie. Dans notre cas, nous avons choisi la méthode de Runge-Kutta d'ordre 4 RK4 et ODE5 (Dormand-Prince).

La programmation de la commande vectorielle dans cette carte a été regroupée dans cinq sous programmes liés entre eux:

- Initialisation de la carte DSP et de ses périphériques (des interruptions programmées, de toutes les sorties entrées de la carte, des sorties de la carte DSP esclave c'est à dire les signaux MLI et du compteur de l'encodeur incrémental) et définitions des interruptions
- Déclaration des types de variables utilisées
- Acquisition des données (courant, tension, position et vitesse)
- Transformations diphasé- triphasé et vice versa
- Elaboration de la commande (Régulation vitesse et courants, calcul des références, Génération du MLI pour commander l'onduleur).

La fig.I. 24 représente les photos du banc expérimental

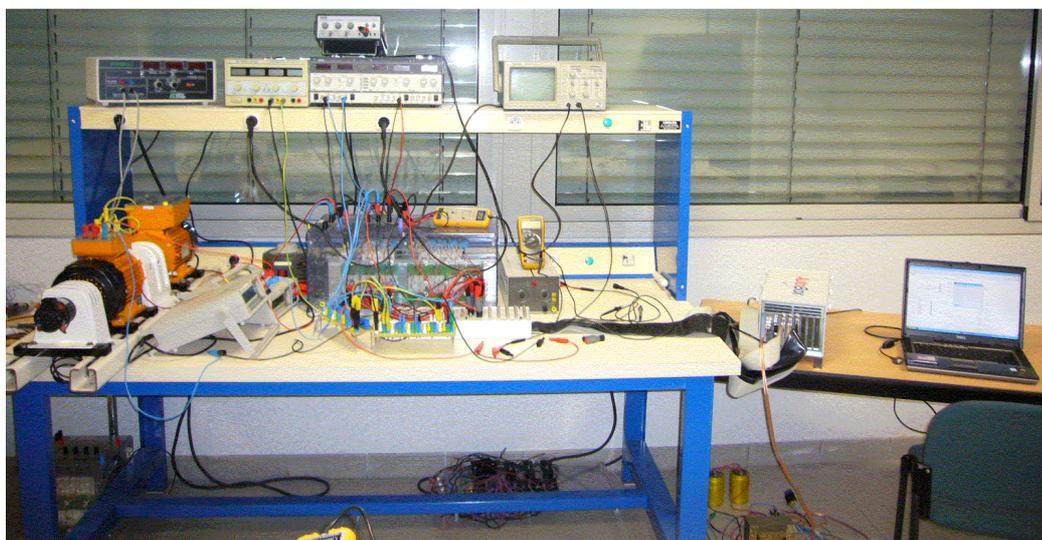
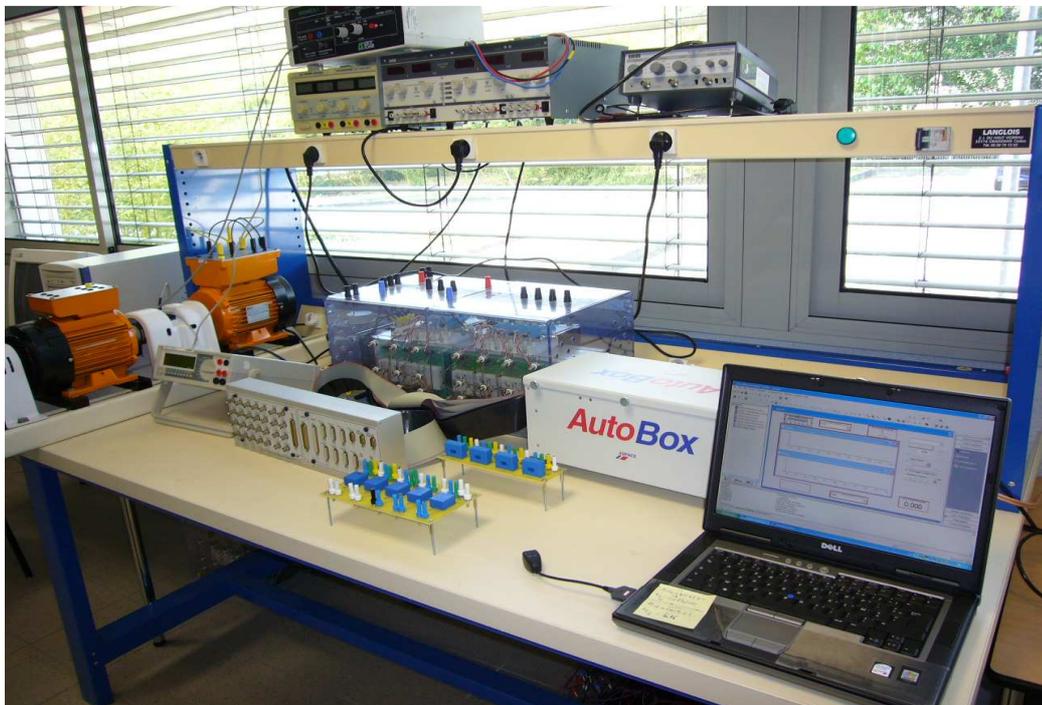


Fig.I.24. Photos global du banc d'essai utilisé

I.4.6. RESULTATS D'EXPERIMENTATION DE L'ENSEMBLE COMMANDE-CONVERTISSEUR-MACHINE

Afin d'évaluer les performances de la commande, des évaluations expérimentales ont été réalisées. Dans notre cas nous avons tenu compte des problèmes dus à la commande numérique, en particulier l'effet d'échantillonnage. Quand la période d'échantillonnage reste suffisamment faible par rapport à la plus petite des constantes de temps du système, les courants restent bien contrôlés. Lorsque la période d'échantillonnage devient comparable à celle des constantes de temps on perd le contrôle des courants pendant leurs régimes transitoires [Kha_98].

A chaque période d'échantillonnage, les courants de phases et la vitesse du rotor sont acquis, puis les composantes des courants dans le repère de Park sont calculées, ensuite les tensions de références V_{ds}^* et V_{qs}^* sont obtenues à l'aide des régulateurs et de la commande à flux orienté. Les tensions de référence des trois phases obtenues après transformation sont envoyées au générateur des signaux MLI qui fournit les séquences d'alimentation des trois phases en utilisant les nouvelles valeurs de référence. Le fonctionnement se poursuit, mais avec les nouvelles tensions et le circuit de commande attend la fin de la période d'échantillonnage pour recommencer avec de nouvelles valeurs.

Les résultats expérimentaux pour une consigne de vitesse de 800 tr/min sont donnés sur la Fig.I.25. Les courbes représentées donnent les réponses de la vitesse rotorique, couple électromagnétique, du courant statorique, de la tension statorique et la composante du courant I_{ds} . On remarque que, lors du démarrage, la composante d du courant statorique est maintenue égale à sa référence. Ce qui permet, a posteriori, d'avoir un flux constant, le couple est alors proportionnel à la composante en quadrature du courant statorique. La vitesse atteint assez rapidement sa référence.

Les Fig.I.26 et Fig.I.27 montrent les résultats d'expérimentaux pour une inversion de vitesse de -800 tr/min à 800 tr/min. Elle montre le bon fonctionnement de cette commande. La vitesse se stabilise à sa nouvelle valeur de référence avec les mêmes performances que précédemment. La commande permet donc d'assurer un bon fonctionnement dans les deux quadrants. Les résultats expérimentaux pour une consigne de vitesse de 1500 tr/min, avec une application d'un couple de charge égal à 100 % du couple nominal (à $t=3$ s), sont donnés sur la Fig.I.28. Les courbes représentées donnent les réponses de la vitesse rotorique, couple électromagnétique, des composantes du courant statorique et de la tension statorique.

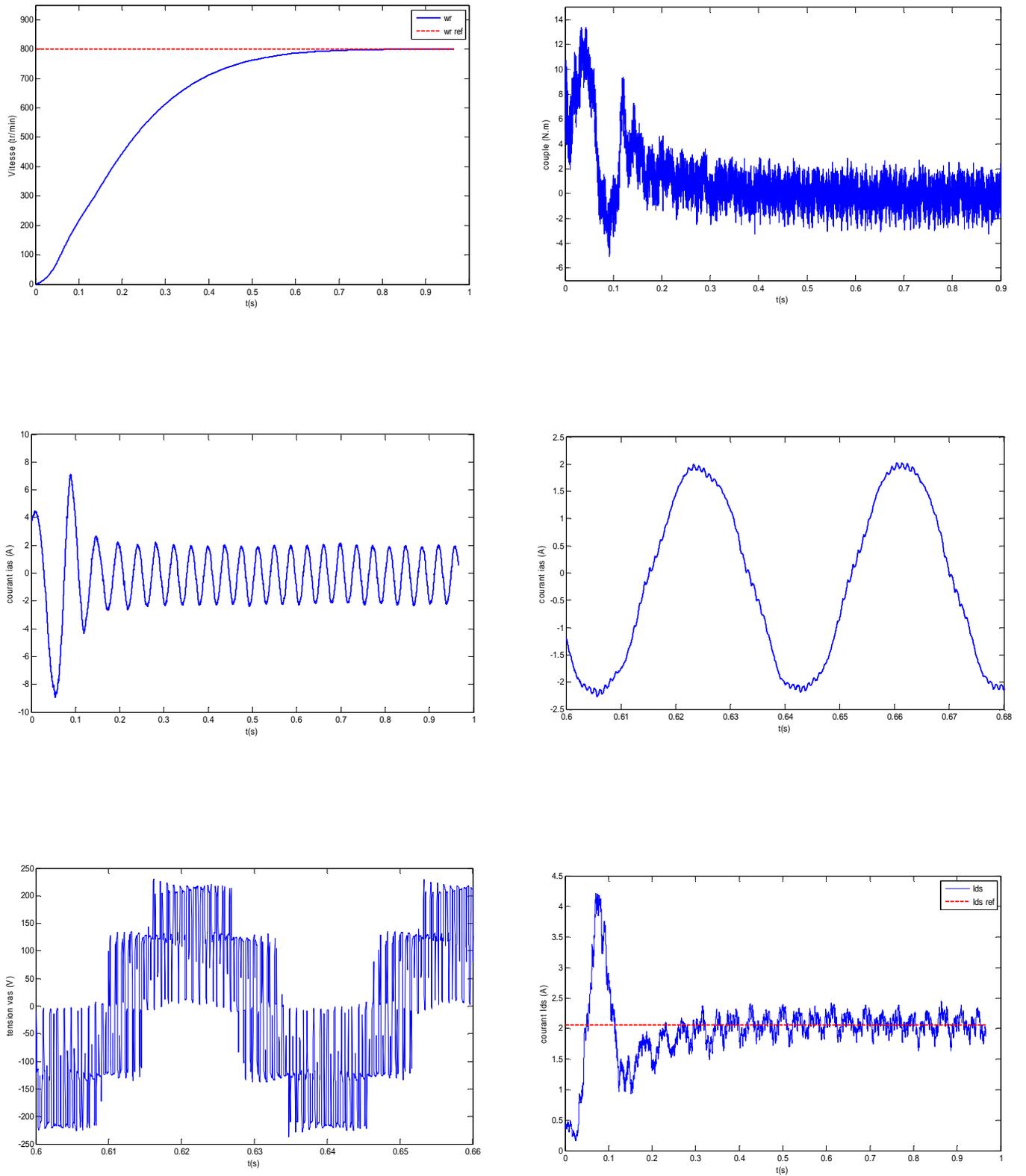


Fig.I.25 : Les résultats expérimentaux pour une consigne de vitesse de 800 tr/min

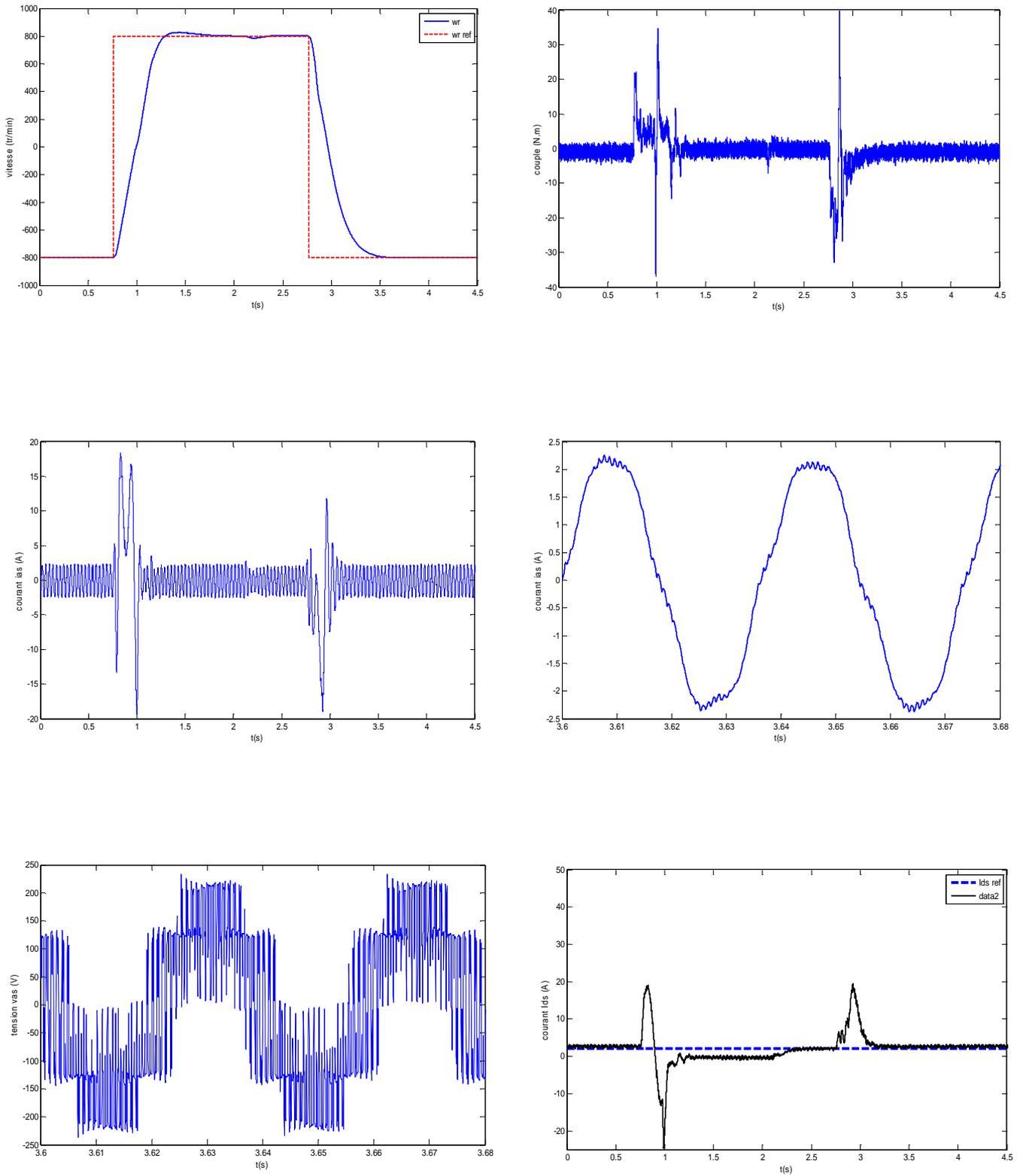


Fig.I.26. Les résultats expérimentaux pour Inversion de la vitesse de la machine de (-800 , 800 , -800) tr/min

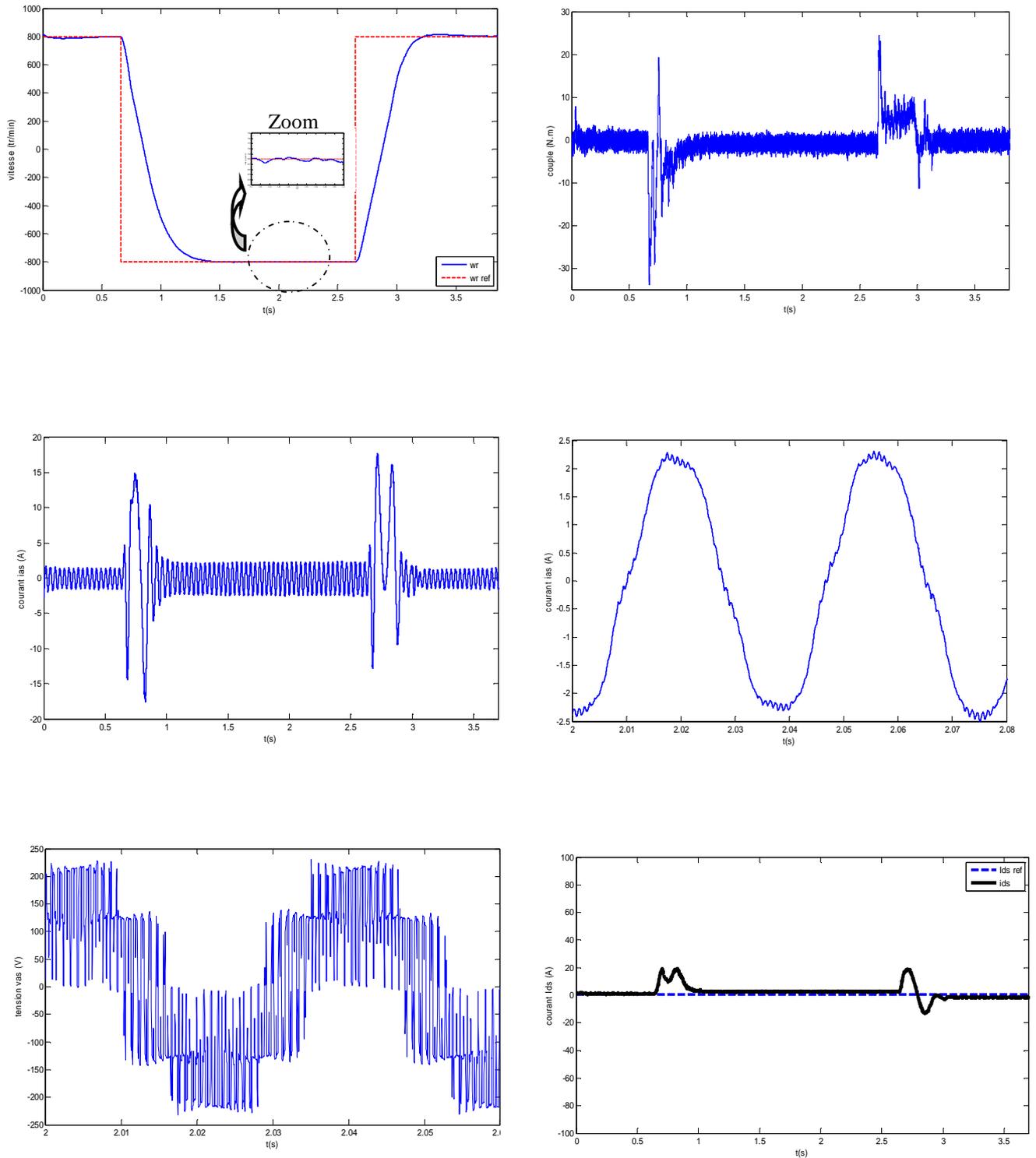


Fig.I.27. Les résultats expérimentaux pour l'inversion de la vitesse de la machine de (800 , -800 , 800) tr/min

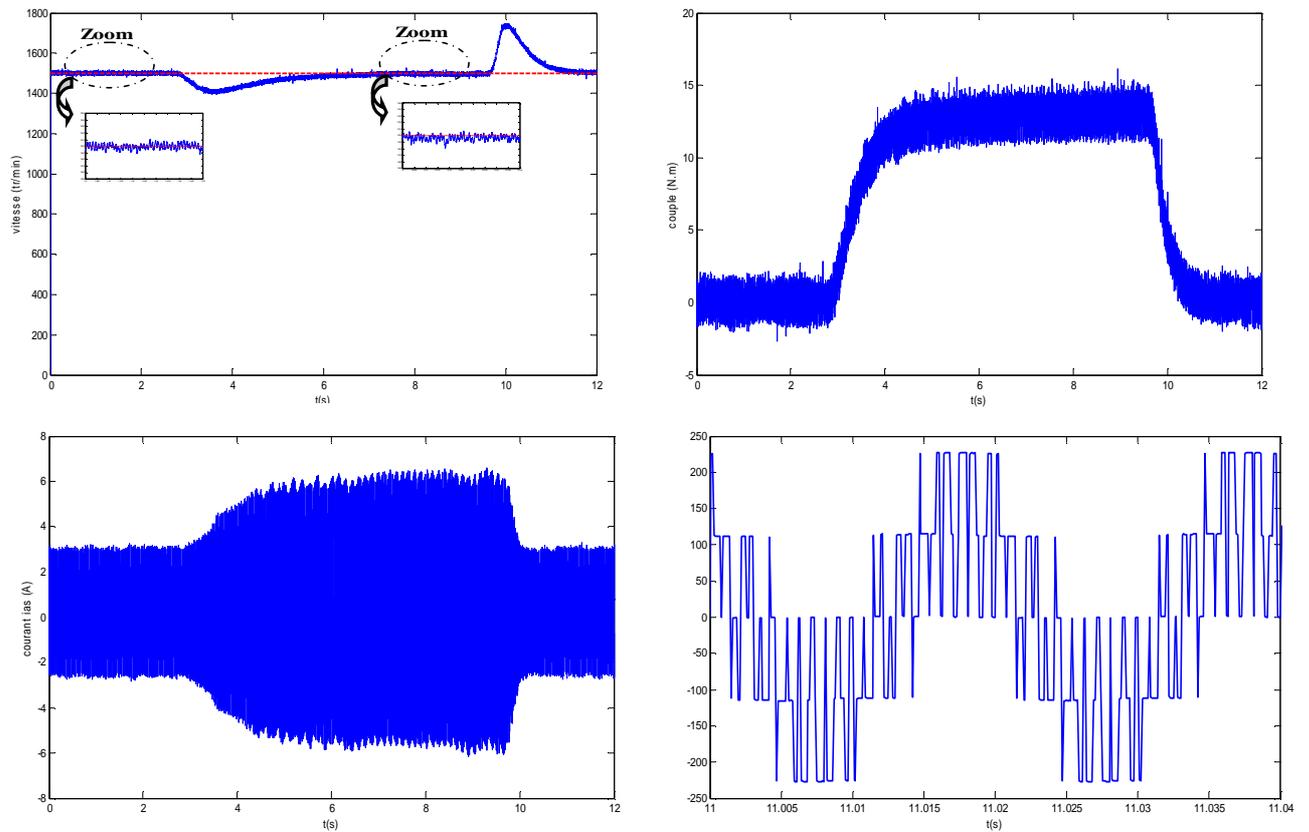


Fig.I.28 : Les résultats expérimentaux avec une application d'un couple de charge égal à 100 % du couple nominal

CONCLUSION

Nous avons présenté dans ce chapitre, en premier lieu, l'architecture matérielle et logicielle sur la quelle doit s'implémenter la structure de la commande vectorielle indirecte. L'analyse des interfaces entre commande et puissance nous a permis de faire une synthèse des régulateurs de courant et de vitesse en prenant en compte les divers retards du système ainsi que le phénomène d'échantillonnage. Il est intéressant de remarquer que les résultats de simulation concordent avec ceux issus des essais expérimentaux lors de validation du modèle de la machine. Nous avons observé que lorsqu'on essayait de rendre ce régulateur plus rapide, on aboutissait à des dépassements plus importants expérimentalement qu'en simulation. Les signaux sont bien sûr plus bruités. L'identification n'étant pas parfaite, nous pensons que ces résultats sont très satisfaisants et vont nous servir de base pour les comparaisons avec les autres types d'alimentations.

Chapitre II

Modélisation et Commande
Vectorielle de la MAS
Monophasée

INTRODUCTION

Le moteur asynchrone monophasé est caractérisé par un couple moyen nul au démarrage. Afin de remédier à ce problème, on utilise généralement soit un enroulement auxiliaire en série avec un ou deux condensateurs, ou bien une spire de frager, pour favoriser l'un des deux champs tournants (direct ou inverse). Une fois le moteur démarré, on prévoit généralement un système pour découpler la phase auxiliaire et son condensateur du réseau. Ce système de démarrage du moteur monophasé utilisé jusqu'à maintenant est relativement coûteux. Dans le cadre de ce travail, nous allons présenter la commande du moteur monophasé sans condensateur de démarrage.

Dans ce chapitre, nous allons tout d'abord, présenter la machine asynchrone monophasée : sa construction, son problème de démarrage, son principe de fonctionnement... sachant que, son fonctionnement est plus compliqué que celui de la machine asynchrone triphasée. Par la suite, nous procédons à sa modélisation ainsi que, sa commande.

Pour l'élaboration de son modèle mathématique, nous avons dans un premier lieu, mis en équation la machine asynchrone monophasée, dans un référentiel lié au stator pour l'étude de l'alimentation. En suite, dans un référentiel lié au champ tournant, pour les besoins de la commande. Ce dernier référentiel, nous a permis d'appliquer la technique de la commande vectorielle à la machine asynchrone monophasée, éliminant ainsi, le couplage existant entre ces différentes grandeurs.

Plusieurs résultats sont faites : dans le cas d'une machine asynchrone monophasée avec et sans condensateur permanent ; pour une alimentation à travers un convertisseur statique et dans le cas de l'application de la commande vectorielle avec régulation classique.

II.1. PRÉSENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE MONOPHASÉE

Les machines asynchrones monophasées, comme leur nom l'indique, sont alimentées par une seule phase. Elles sont utilisées donc, dans des installations où on ne dispose pas de courant triphasé, comme les appareils électroménagers, les machines à outils portatives... D'une façon générale, ce sont des machines de faibles puissances [Wil_91], [Jan_99], [Cor_00].

II.1.1. Construction

Leur construction est presque identique à celles des machines asynchrones triphasées : le stator (partie fixe) porte un bobinage monophasé logé dans des encoches. Alimenté par une tension monophasée, il produit un champ tournant qui doit faire tourner le rotor (partie tournante) moins vite que lui. Ce dernier, n'est lié électriquement à aucune sorte de source d'énergie. Le courant dans ces enroulements est uniquement induit par le champ tournant statorique [Mul_93].

Comme dans le cas du moteur asynchrone triphasé nous distinguons deux types :

- *Rotor bobiné* : qui porte sur sa périphérie des encoches dans lesquelles viendront se loger les conducteurs.
- *Rotor à cage écureuil* : est formé d'un certain nombre de barres métalliques identiques reliées entre elles à chaque extrémité du rotor par des anneaux.

II.1.2. Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement des moteurs asynchrones monophasés est plus compliqué que celui des moteurs asynchrones triphasés. Puisque, le champ créé par le courant du stator n'est pas tournant mais pulsatoire [Wil_91]. En effet, lorsque l'enroulement statorique du moteur asynchrone monophasé est alimenté par un réseau monophasé, le courant de cet enroulement crée un champ magnétique pulsatoire qui peut être décomposé en deux champs de mêmes amplitudes, égales à la moitié de l'amplitude du champ pulsatoire, tournant en sens opposés à la même vitesse [Kos_69]. Un moteur monophasé est donc, équivalent à deux moteurs triphasés identiques dont les rotors sont situés sur le même arbre et les enroulements statoriques sont connectés en série de façon à ce que les champs magnétiques engendrés tournent dans l'espace en sens inverses [Kos_69].

Dans un moteur monophasé réel, comme dans son modèle indiqué, les courants induits dans les enroulements rotoriques par les deux champs tournants, en interaction avec ces champs, créent -le moteur étant immobile- des couples électromagnétiques égaux et opposés. Ainsi, le couple moteur résultant est nul et le moteur ne peut pas démarrer même sans couple résistant à l'arbre (Fig.II.1.a).

II.1.3. Principe de démarrage

Pour avoir un couple de démarrage non nul qui fait tourner le moteur asynchrone monophasé dans un sens bien déterminé et pour avoir un meilleur fonctionnement en charge ; une solution étant de placer un enroulement auxiliaire sur le stator de façon à ce que le champ alternatif qu'il produit soit perpendiculaire au champ produit par l'enroulement principal. Cet enroulement auxiliaire est alimenté à travers un condensateur qui déphase les courants dans les deux enroulements d'un angle inférieur à $\pi/2$, mais suffisant pour créer un champ tournant [Mul_93], [Cor_00]. Tel que, le décalage des f.m.m dans l'espace est assuré par la disposition correspondante des enroulements (principal et auxiliaire) sur le stator. Tandis que, le décalage des f.m.m dans le temps est assuré par le condensateur [Kos_69]. Dans ce cas, le couple de démarrage est non nul et relativement important.

Les Fig.II.1.a, Fig.II.2.b présentent respectivement l'allure du couple à un seul enroulement statorique (l'enroulement principal) et celui avec deux enroulements (principal et auxiliaire).

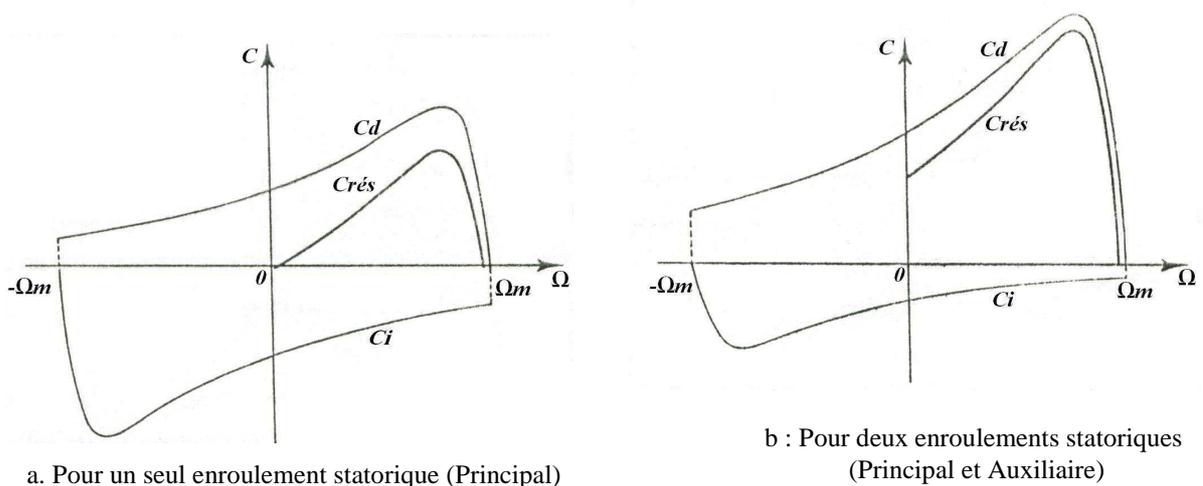


Fig.II.1. Les couples développés par le moteur asynchrone monophasé.
 C_d : Couple direct C_i : couple inverse $C_{rés}$: couple résultant

II.2. MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE MONOPHASÉE

II.2.1. Hypothèses simplificatrices

Pour la modélisation de la machine asynchrone monophasée, il est nécessaire d'adopter certaines hypothèses [Bouh_05], [Hol_93], [Ber_95].

- Le circuit magnétique est linéaire, non saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaires des courants.
- L'hystérésis du circuit magnétique ainsi que les courants de Foucault sont négligés.

- La répartition des enroulements et l'entrefer lisse conduisent au fait que les inductances propres sont indépendantes de la position du rotor par rapport au stator et que les inductances mutuelles entre deux enroulements varient sinusoidalement en fonction de l'angle entre les axes magnétiques.
- Les harmoniques d'encoches et d'espace ne sont pas pris en compte
- L'effet de peau et les effets thermiques sont négligeables.

II.2.2. Équations du modèle de la MAS monophasée

Le moteur asynchrone monophasé à condensateur est constitué par un stator à deux enroulements en quadrature électrique et mécanique : l'enroulement principal et l'enroulement auxiliaire. Ces enroulements peuvent avoir une distribution différente, un nombre de spires différent, leurs résistances peuvent être également différentes, on parle dans ce cas d'une machine asynchrone monophasée *dissymétrique*. Dans le cas contraire, c-à-d, les paramètres des enroulements principal et auxiliaire sont égaux, on parle d'une machine asynchrone monophasée *symétrique*. Son rotor est une cage d'écureuil qui peut être représenté par deux enroulements court-circuités en quadrature. D'autre part, le rotor tourne avec une vitesse angulaire dans un sens bien déterminé.

La Fig.II.2 montre la représentation spatiale de la machine asynchrone monophasée à condensateur permanent.

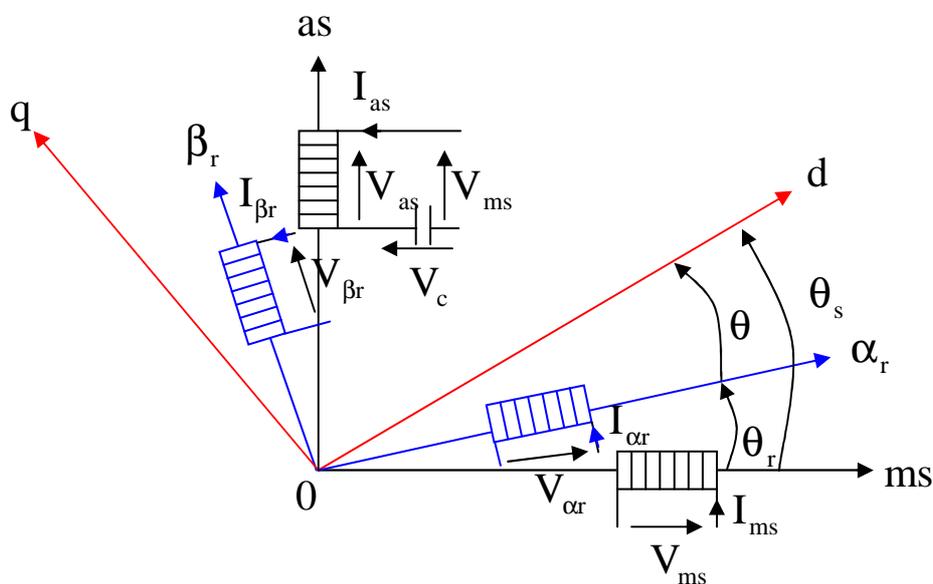


Fig.II.2. Représentation spatiale des bobinages de la MAS monophasée à condensateur permanent.

En se référant au schéma de la Fig.II.2, les équations du fonctionnement de la machine asynchrone monophasée à condensateur permanent s'écrivent :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ms} = R_{ms} I_{ms} + \frac{d\Psi_{ms}}{dt} \\ V_{as} = R_{as} I_{as} + \frac{d\Psi_{as}}{dt} + V_c \\ 0 = R_r I_{\alpha r} + \frac{d\Psi_{\alpha r}}{dt} \\ 0 = R_r I_{\beta r} + \frac{d\Psi_{\beta r}}{dt} \\ 0 = -I_{as} + \frac{dq_a}{dt} = -I_{as} + c \frac{dV_c}{dt} \end{array} \right. \quad (II.1)$$

Où :

R, I, Ψ, V, V_c sont respectivement la résistance, le courant, le flux, la tension d'alimentation et la tension aux bornes du condensateur.

Les indices 's' et 'r' indiquent respectivement les grandeurs dans le stator et le rotor. (m,a) : sont les composantes d'un vecteur en respectant un référentiel fixe lié au stator. (α, β) : Sont les composantes d'un vecteur tournant avec la vitesse ω_r .

Tel que :

$$\omega_r = p\Omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (\Omega_r : \text{la vitesse du rotor}).$$

(d,q) : le référentiel de Park.

Les équations de (II.1) peuvent se mettre sous la forme matricielle suivante:

$$[V] = [R][I] + \frac{d[\Psi]}{dt} \quad (II.2)$$

Avec:

$$\Psi = [L][I]$$

$$V = [V_{ms} \ V_{as} \ 0 \ 0 \ 0]^t, \quad I = [I_{ms} \ I_{as} \ I_{\alpha r} \ I_{\beta r} \ V_c]^t, \quad \Psi = [\Psi_{ms} \ \Psi_{as} \ \Psi_{\alpha r} \ \Psi_{\beta r} \ q_a]^t$$

Tel que:

$$R = \begin{bmatrix} R_{ms} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{as} & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$L = \begin{bmatrix} L_{ms} & 0 & M_d \cos(\theta_r - \theta_s) & M_d \sin(\theta_r - \theta_s) & 0 \\ 0 & L_{as} & -M_q \sin(\theta_r - \theta_s) & M_q \cos(\theta_r - \theta_s) & 0 \\ M_d \cos(\theta_r - \theta_s) & -M_q \sin(\theta_r - \theta_s) & L_{\alpha r} & 0 & 0 \\ M_d \sin(\theta_r - \theta_s) & M_q \cos(\theta_r - \theta_s) & 0 & L_{\beta r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C \end{bmatrix}$$

Soit θ l'angle défini par :

$\theta = \theta_r - \theta_s$, les expressions des flux Ψ_{ms} , Ψ_{as} , $\Psi_{\alpha r}$, $\Psi_{\beta r}$: sont déterminées par les équations (II.3) et (II.4) suivantes :

$$\begin{bmatrix} \Psi_{ms} \\ \Psi_{as} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ms} & 0 \\ 0 & L_{as} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ms} \\ I_{as} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_d \cos \theta & -M_d \sin \theta \\ M_q \sin \theta & M_q \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha r} \\ I_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (II.3)$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_{\alpha r} \\ \Psi_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_d \cos \theta & M_q \sin \theta \\ -M_d \sin \theta & M_q \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ms} \\ I_{as} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{\alpha r} & 0 \\ 0 & L_{\beta r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha r} \\ I_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (II.4)$$

Ainsi, nous aboutissons à un système d'équation à coefficients variables, donc, difficile à manipuler. Pour remédier à ce problème, nous introduisons la transformation de Park.

II.2.3. Transformation de park et choix du référentiel

Pour que nous aboutissions à des équations à coefficients fixes, il faut exprimer ces dernières dans le référentiel de Park (comme dans le cas de la MAS triphasée). Où, le rotor devient mutuellement fixe par rapport au stator [Bla_72].

Il existe trois types de repères ou de référentiels :

- Référentiel lié au stator.
- Référentiel lié au rotor.
- Référentiel lié du champ tournant.

Selon le type de problème à étudier, nous choisissons le référentiel, c-à-d la vitesse que nous attribuons au repère de Park.

Pour notre étude, nous allons tout d'abord, exprimer ces équations dans un référentiel lié au stator pour l'étude de l'alimentation puis dans un référentiel lié au champ tournant pour les besoins de la commande [Bouh_05], [Cho_96], [Ber_95].

II.2.4. Modélisation de la machine monophasée dans un référentiel lié au stator

II.2.4.1. Modèle de la MAS monophasée à condensateur permanent

D'après la Fig.II.2, la transformation de Park dans un référentiel fixe lié au stator est donnée par la matrice suivante:

$$A_s = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \text{ avec } \theta_r = \int \omega_r dt \quad (\text{II.5})$$

En l'appliquant aux équations II.1, et II.4 (grandeurs rotoriques), et en exprimant les flux rotoriques en fonction des courants statoriques et rotoriques. Puis, en regroupant toutes les équations obtenues ; nous aboutissons au modèle de la machine asynchrone monophasée dissymétrique dans le repère de Park lié au stator permettant la description mathématique de son comportement.

a. Équations électriques

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ms} = R_{ms} I_{ms} + \frac{M_d}{L_r} \frac{d\Psi_{mr}}{dt} + \left(L_{ms} - \frac{M_d^2}{L_r} \right) \frac{dI_{ms}}{dt} \\ V_{ms} - V_{ca} = R_{as} I_{as} + \frac{M_q}{L_r} \frac{d\Psi_{ar}}{dt} + \left(L_{as} - \frac{M_q^2}{L_r} \right) \frac{dI_{as}}{dt} \\ 0 = \frac{R_r}{L_r} \Psi_{mr} - \frac{R_r M_d}{L_r} I_{ms} + \frac{d\Psi_{mr}}{dt} + \omega_r \Psi_{ar} \\ 0 = \frac{R_r}{L_r} \Psi_{ar} - \frac{R_r M_q}{L_r} I_{as} + \frac{d\Psi_{ar}}{dt} + \omega_r \Psi_{mr} \\ 0 = -I_{as} + c \frac{dV_c}{dt} \end{array} \right. \quad (\text{II.6})$$

b. Équations magnétiques

$$\left\{ \begin{array}{l} \Psi_{ms} = L_{ms} I_{ms} + M_d I_{mr} \\ \Psi_{as} = L_{as} I_{as} + M_q I_{ar} \\ \Psi_{mr} = L_r I_{mr} + M_d I_{ms} \\ \Psi_{ar} = L_r I_{ar} + M_q I_{as} \end{array} \right. \quad (\text{II.7})$$

c. Équations mécaniques

Le couple électromagnétique développé par la machine asynchrone monophasée est donné par [Bouh_05], [Cho_96], [Ber_95]:

$$C_{em} = \frac{p}{L_r} (-M_d \Psi_{ar} I_{ms} + M_q \Psi_{mr} I_{as}) \tag{II.8}$$

D’où, l’équation mécanique est donnée par :

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{p}{JL_r} (M_q \Psi_{mr} I_{as} - M_d \Psi_{ar} I_{ms}) - \frac{f}{J} \Omega_r - \frac{C_r}{J} \tag{II-9}$$

avec : $\Omega_r = \frac{\omega_r}{p}$

J, f, C_r : représente le moment d’inertie, le coefficient du frottements visqueux et le couple de charge appliqué.

d. Modèle de la MAS monophasé à condensateur mis sous forme d’état

Le modèle de la machine asynchrone monophasé à condensateur permanent dans un référentiel lié au stator est donné par le système d’équations II.10. Avec le choix des variables d’état suivantes : (Ψ_{mr}, Ψ_{ar}, I_{ms}, I_{as}, Ω_r, V_c), justifié dans le chapitre précédent.

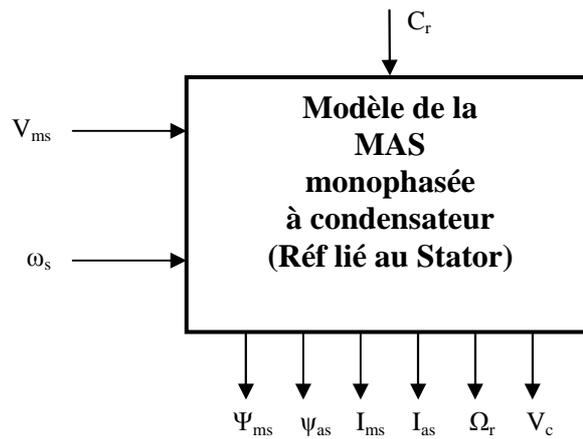


Fig.II.3 : Représentation d’état de la MAS monophasée à condensateur permanent.

$$\left\{ \begin{array}{l}
\frac{d\Psi_{mr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \Psi_{mr} - p\Omega_r \Psi_{ar} + \frac{R_r}{L_r} M_d I_{ms} \\
\frac{d\Psi_{ar}}{dt} = p\Omega_r \Psi_{mr} - \frac{R_r}{L_r} \Psi_{ar} + \frac{R_r}{L_r} M_q I_{as} \\
\frac{dI_{ms}}{dt} = \frac{M_d R_r}{\sigma_d L_{ms} L_r^2} \Psi_{mr} + \frac{pM_d \Omega_r}{\sigma_d L_{ms} L_r} \Psi_{ar} - \left(\frac{M_d^2 R_r + L_r^2 R_{ms}}{\sigma_d L_{ms} L_r^2} \right) I_{ms} + \frac{V_{ms}}{\sigma_d L_{ms}} \\
\frac{dI_{as}}{dt} = \frac{pM_q \Omega_r}{\sigma_q L_{as} L_r} \Psi_{mr} + \frac{M_q R_r}{\sigma_q L_{as} L_r^2} \Psi_{ar} - \left(\frac{M_q^2 R_r + L_r^2 R_{as}}{\sigma_q L_{as} L_r^2} \right) I_{as} - \frac{V_{ca}}{\sigma_q L_{as}} - \frac{V_{ms}}{\sigma_q L_{as}} \\
\frac{dV_{ca}}{dt} = \frac{1}{C} I_{as} \\
\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{P}{JL_r} (M_q \Psi_{mr} I_{as} - M_d \Psi_{ar} I_{ms}) - \frac{f}{J} \Omega_r - \frac{C_r}{J}
\end{array} \right. \quad (II.10)$$

avec :

$$\sigma_d = \frac{L_{ms} \cdot L_r - M_d^2}{L_{ms} \cdot L_r}$$

$$\sigma_q = \frac{L_{as} \cdot L_r - M_q^2}{L_{as} \cdot L_r}$$

II.2.4.2. Validation du modèle

La simulation numérique du fonctionnement des systèmes physiques est devenue une étape classique dans l'étude de ces systèmes. Elle consiste à résoudre le système d'équations donné par le modèle (II.10), afin d'obtenir les différentes grandeurs du système physique. Le choix du pas de simulation est très important, d'une part pour bien suivre le comportement dynamique des variables rapides du système et d'autre part pour conserver un temps de simulation raisonnable par rapport au temps réel nécessaire pour le calcul.

La machine utilisée est une machine asynchrone monophasée dissymétrique à cage d'écuriel avec condensateur dont les caractéristiques sont : $U=220V$, $f=50Hz$, $I_n=9A$, $\Omega_n=1420tr/min$, $C=40\mu F$, et $P_n=1.5 kW$. (Autre paramètres voir annexe A).

Afin de comparer les modèles développés nous avons procédé à une simulation d'un démarrage direct à vide de la machine asynchrone monophasée dissymétrique avec condensateur. Comme le système d'équations différentielles est non linéaire, nous avons choisi pour le résoudre la méthode explicite de Runge-Kutta d'ordre 4. Dans le but de valider nos modèles, nous avons monté un banc de mesures. Nous avons effectué un

démarrage direct alimenté par un l'onduleur MLI pour indice de modulation $m=21$ et nous avons mesuré les grandeurs suivantes : la vitesse de rotation du moteur, la tension d'alimentation durant une période, le couple électromagnétique lors d'un démarrage et en régime permanent et le courant statorique dans l'enroulement principal et l'enroulement auxiliaire et, nous avons utilisé des capteurs pour le courant et la tension. La vitesse a été déterminée grâce à un tachymètre et le couple par capteur de couple. Les mesures recueillies sont ensuite envoyées à une carte DSP1103.

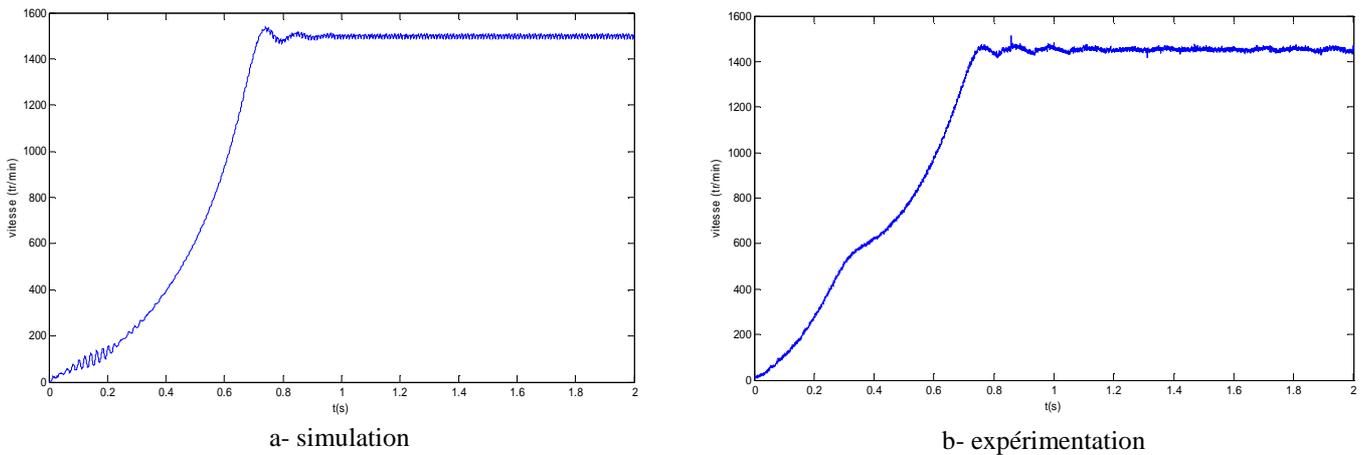


Fig.II.4. Vitesse rotorique de la machine asynchrone monophasée à condensateur permanent dissymétrique lors d'un démarrage à vide

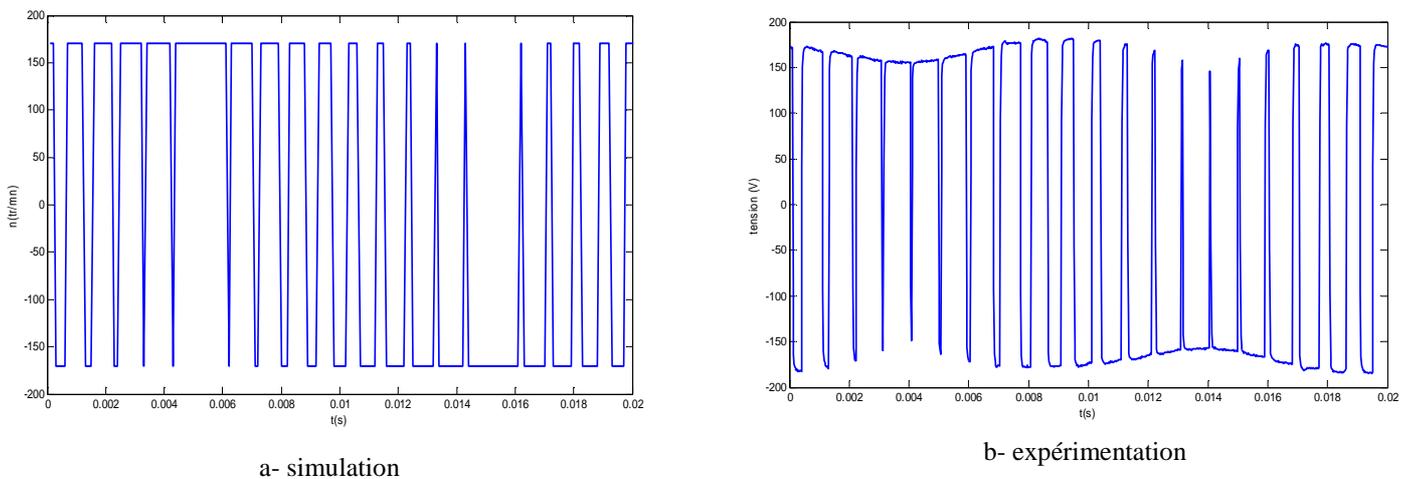


Fig.II.5. Tension d'alimentation durant une période

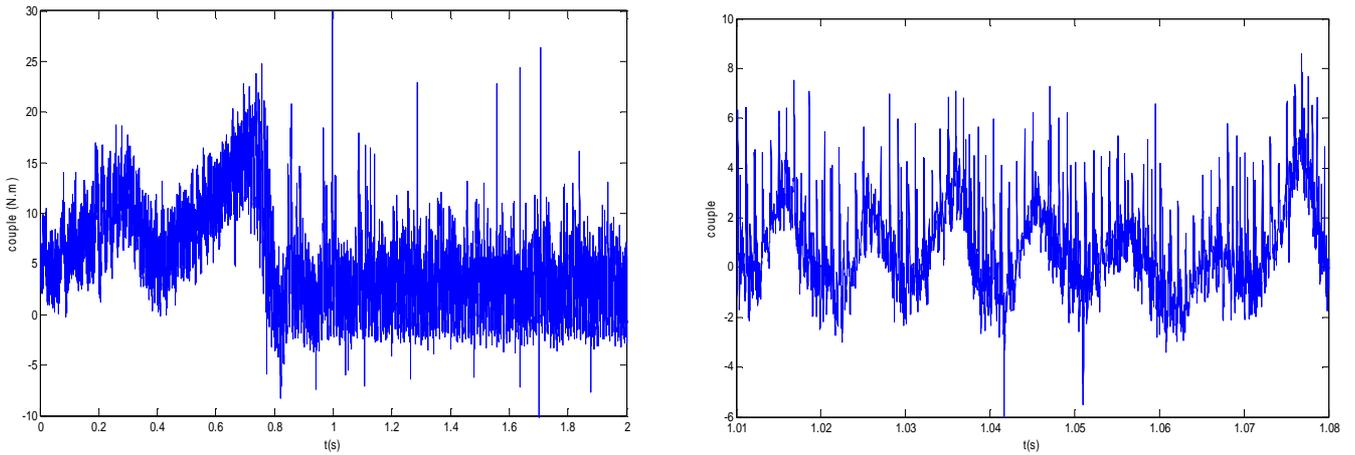


Fig.II.6. Résultats expérimentaux du couple lors d'un démarrage à vide et en régime permanent

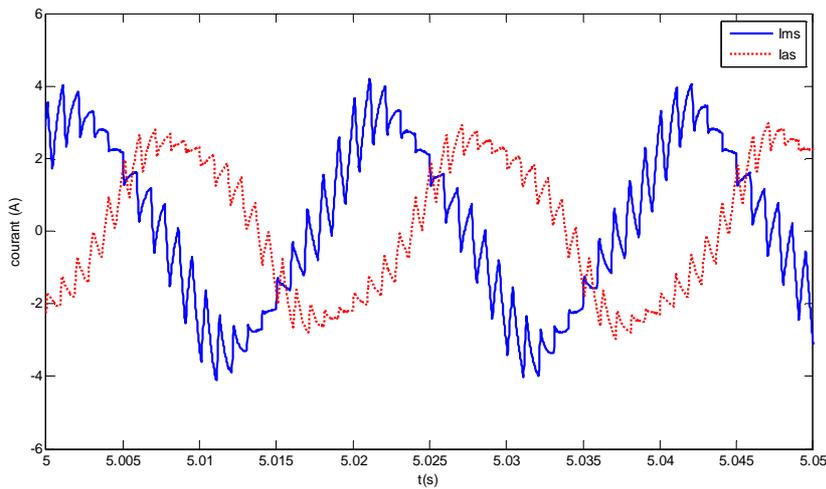


Fig.II.7. Résultats expérimentaux des courants dans l'enroulement principal et auxiliaire.

II.2.4.3. Modèle de la MAS monophasée sans condensateur

A partir du système d'équations II.10, nous supprimons le condensateur et nous alimentons séparément les deux phases statoriques de la machine par des tensions en quadrature de phase (machine biphasée). Les nouvelles variables de commande seront $(V_{ms}, V_{as}, \omega_s)$, les variables d'état : $(\Psi_{mr}, \Psi_{ar}, I_{ms}, I_{as}, \Omega_r)$. En considérant une machine symétrique donc : $R_{ms}=R_{as}=R_s, L_{ms}=L_{as}=L_s, M_d=M_q=L_M$.

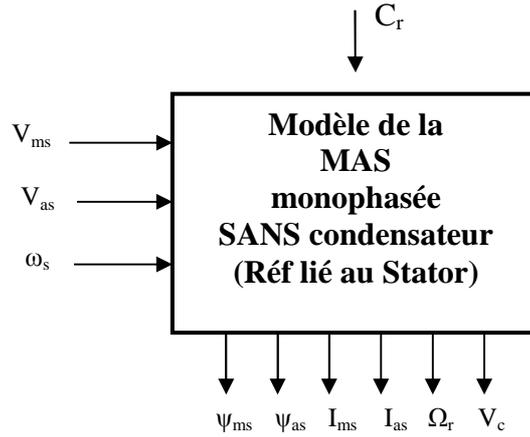


Fig.II.8 : Représentation d'état de la MAS monophasée sans condensateur permanent (Référentiel lié au STATOR).

Nous aboutissons au modèle de la machine asynchrone monophasée sans condensateur dans un référentiel lié au stator :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Psi_{mr}}{dt} = \frac{R_r}{L_r} \Psi_{mr} - p\Omega_r \Psi_{ar} + \frac{R_r}{L_r} L_M I_{ms} \\ \frac{d\Psi_{ar}}{dt} = p\Omega_r \Psi_{mr} - \frac{R_r}{L_r} \Psi_{ar} + \frac{R_r}{L_r} L_M I_{as} \\ \frac{dI_{ms}}{dt} = \frac{L_M R_r}{\sigma L_s L_r^2} \Psi_{mr} + \frac{pL_M \Omega_r}{\sigma L_s L_r} \Psi_{ar} - \left(\frac{L_M^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} \right) I_{ms} + \frac{V_{ms}}{\sigma L_s} \\ \frac{dI_{as}}{dt} = \frac{pL_M \Omega_r}{\sigma L_s L_r} \Psi_{mr} + \frac{L_M R_r}{\sigma L_s L_r^2} \Psi_{ar} - \left(\frac{L_M^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} \right) I_{as} + \frac{V_{as}}{\sigma L_s} \\ \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{pL_M}{JL_r} (\Psi_{mr} I_{as} - \Psi_{ar} I_{ms}) - \frac{f}{J} \Omega_r - \frac{C_r}{J} \end{array} \right. \quad (II.11)$$

$$\text{Avec : } \sigma = 1 - \frac{L_M^2}{L_s L_r}$$

II.2.5. Modélisation de la machine asynchrone monophasée dans un référentiel lié au champ tournant

II.2.5.1. Modèle de la MAS monophasée dans un référentiel lié au champ tournant

En se référant toujours au schéma de la Fig.II.2, nous ramenons les grandeurs qui sont dans le référentiel fixe lié au stator (ms,as) au référentiel (d,q) tournant à la vitesse du

synchronisme ω_s (référentiel lié au champ tournant). Cela se fait, par la transformation de Park à travers la matrice suivante :

$$A_{CT} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \text{ avec } \theta_s = \int \omega_s dt \quad (\text{II.14})$$

En appliquant cette transformation aux équations II.11, nous aboutissons au modèle de la MAS monophasée sans condensateur dans un référentiel lié au champ tournant représenté par les équations ; sous forme d'état suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Psi_{dr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \Psi_{dr} + (\omega_s - p\Omega_r) \Psi_{qr} + \frac{R_r L_M}{L_r} I_{ds} \\ \frac{d\Psi_{qr}}{dt} = (p\Omega_r - \omega_s) \Psi_{dr} - \frac{R_r}{L_r} \Psi_{qr} + \frac{R_r L_M}{L_r} I_{qs} \\ \frac{dI_{ds}}{dt} = \frac{L_M R_r}{\sigma L_s L_r^2} \Psi_{dr} + \frac{p L_M \Omega_r}{\sigma L_s L_r} \Psi_{qr} - \left(\frac{L_M^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} \right) I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{V_{ds}}{\sigma L_s} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\frac{p L_M \Omega_r}{\sigma L_s L_r} \Psi_{dr} + \frac{L_M R_r}{\sigma L_s L_r^2} \Psi_{qr} - \omega_s I_{ds} - \left(\frac{L_M^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} \right) I_{qs} + \frac{V_{qs}}{\sigma L_s} \end{array} \right. \quad (\text{II.15})$$

Sous forme matricielle :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{dr} \\ \Psi_{qr} \\ I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \Psi_{dr} \\ \Psi_{qr} \\ I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix}$$

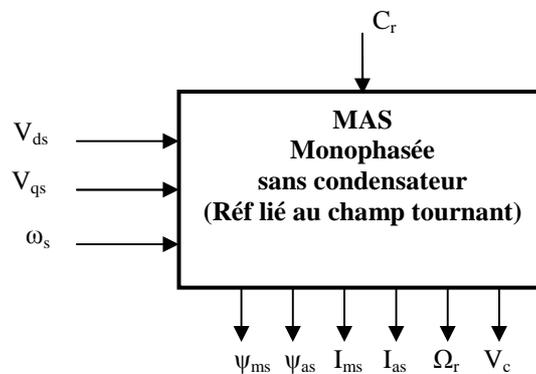


Fig.II.9. Représentation d'état de la MAS monophasée sans condensateur.

Tel que :

$$A = \begin{bmatrix} \frac{R_r}{L_r} & (\omega_s - p\Omega_r) & \frac{R_r L_M}{L_r} & 0 \\ (p\Omega_r - \omega_s) & \frac{R_r}{L_r} & 0 & \frac{R_r L_M}{L_r} \\ \frac{L_M R_r}{\sigma L_s L_r^2} & \frac{p L_M \Omega_r}{\sigma L_s L_r} & -\left(\frac{L_M^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2}\right) & \omega_s \\ \frac{p L_M \Omega_r}{\sigma L_s L_r} & \frac{L_M R_r}{\sigma L_s L_r} & -\omega_s & -\left(\frac{L_M^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2}\right) \end{bmatrix} \quad B = \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} 10 \\ 01 \\ 00 \\ 00 \end{bmatrix}$$

L'expression du couple est donnée par : $C_{em} = \frac{pL_M}{L_r} (\Psi_{dr} I_{qs} - \Psi_{qr} I_{ds})$ (II.16)

Et l'équation mécanique : $\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{pL_M}{JL_r} (\Psi_{dr} I_{qs} - \Psi_{qr} I_{ds}) - \frac{f\Omega_r}{J} - \frac{C_r}{J}$ (II.17)

Les autres variables sont estimées à partir des relations suivantes :

$$\begin{cases} I_{ds} = \frac{1}{L_r} \Psi_{dr} - \frac{L_M}{L_r} I_{ds} \\ I_{qs} = \frac{1}{L_r} \Psi_{dr} - \frac{L_M}{L_r} I_{qs} \end{cases} \quad (II.18)$$

$$\begin{cases} \Psi_{ds} = \left(L_s - \frac{L_M^2}{L_r} \right) I_{ds} + \frac{L_M}{L_r} \Psi_{dr} \\ \Psi_{qs} = \left(L_s - \frac{L_M^2}{L_r} \right) I_{qs} + \frac{L_M}{L_r} \Psi_{qr} \end{cases} \quad (II.19)$$

II.3. TECHNIQUE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

Nous avons déjà présenté au chapitre précédent, le principe de la commande vectorielle (commande par orientation du flux) et son application à la machine asynchrone triphasée. Dans cette partie, nous allons procéder de la même manière pour l'appliquée à la machine asynchrone monophasée. Nous optons pour une orientation du flux rotorique et une commande indirecte.

II.3.1. Commande par orientation du flux

L'orientation du flux rotorique est suivant l'axe « d », donc :

$$\Psi_{dr} = \Psi_r ; \Psi_{qr} = 0 \quad \text{avec : } \Psi_r = \sqrt{\Psi_{dr}^2 + \Psi_{qr}^2} \quad (II.20)$$

En imposant les conditions (II-20) aux équations du modèle de la machine asynchrone monophasée dans un référentiel lié au champ tournant (équations II.15), nous aurons le système d'équations suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Psi_r}{dt} = -\frac{R_r}{L_r}\Psi_r + \frac{R_r L_M}{L_r} I_{ds} \\ 0 = (p\Omega_r - \omega_s)\Psi_r + \frac{R_r L_M}{L_r} I_{qs} \\ \frac{dI_{ds}}{dt} = \frac{L_M R_r}{\sigma L_s L_r^2} \Psi_r - \left(\frac{L_M^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} \right) I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{V_{ds}}{\sigma L_s} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\frac{pL_M \Omega_r}{\sigma L_s L_r} \Psi_r - \omega_s I_{ds} - \left(\frac{L_M^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} \right) I_{qs} + \frac{V_{qs}}{\sigma L_s} \\ \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{pL_M}{JL_r} (\Psi_r I_{qs}) - \frac{f\Omega_r}{J} - \frac{C_r}{J} \end{array} \right. \quad (\text{II.21})$$

avec : $C_{em} = \frac{pL_M}{L_r} (\Psi_r I_{qs})$

II.3.2. Commande vectorielle indirecte avec régulation classique de vitesse

En considérant le couple électromagnétique C_{em} et le flux rotorique Ψ_r comme variables de référence et en inversant le système (II.21), nous aboutissons aux équations suivantes :

$$I_{ds} = \frac{L_r}{R_r L_M} \cdot \frac{d\Psi_{r\text{réf}}}{dt} + \frac{1}{L_M} \Psi_{r\text{réf}} \quad (\text{II.22.a})$$

$$I_{qs} = \frac{L_r}{L_M} \cdot \frac{C_{em\text{réf}}}{\Psi_{r\text{réf}}} \quad (\text{II.22.b})$$

$$\omega_s = \omega_r + \frac{R_r L_M}{L_r \Psi_{r\text{réf}}} I_{qs} \quad \text{avec : } \omega_s = \omega_r + \omega_{s1}, \quad \omega_{s1} = (R_r L_M / L_r \Psi_{r\text{réf}}) I_{qs} \quad (\text{II.22.c})$$

$$V_{ds} = \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \left(\frac{L_M^2 R_r + L_r^2 R_s}{L_r^2} \right) I_{ds} - \frac{L_M R_r}{L_r^2} \Psi_{r\text{réf}} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \quad (\text{II.22.d})$$

$$V_{qs} = \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \left(\frac{L_M^2 R_r + L_r^2 R_s}{L_r^2} \right) I_{qs} + \frac{L_M}{L_r} p\Omega_r \Psi_{r\text{réf}} + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \quad (\text{II.22.e})$$

$$\text{avec : } \sigma = 1 - \frac{L_M^2}{L_s L_r}$$

L'alimentation en tension permet de régler les composantes (I_{ds} , I_{qs}) du courant statorique en imposant les tensions (V_{ds} , V_{qs}) qui conviennent. A l'aide de simples régulateurs linéaires, on peut obtenir des tensions de références qui permettent de maintenir les courants direct et en quadrature au voisinage de leurs valeurs de référence. Cependant,

les équations du stator révèlent un couplage entre les deux axes. Pour se ramener à deux systèmes monovariabiles indépendants, il est nécessaire de découpler, encore une fois, les équations par une méthode de compensation anticipative.

En réalité nous n'avons accès qu'aux tensions et courants dans l'enroulement principal et auxiliaire de la machine, c'est à dire que le contrôle des courants de phases, par l'intermédiaire du contrôle des composantes d et q, impose en fait de contrôler les composantes d et q les tensions de phases. On peut alors définir les principales fonctions que doit remplir une structure de commande vectorielle (contrôlée en tension) pour assurer un découplage entre flux et couple, et un contrôle dynamique des deux grandeurs :

- mesure des courants et de la vitesse indispensables pour la régulation
- régulation de vitesse qui fournit la consigne du couple
- commande à flux orienté qui fournit, la position du flux et les courants de références dans le référentiel tournant
- régulation des courants dans le référentiel tournant
- transformation permettant le passage du référentiel tournant au référentiel fixe qui fournit les grandeurs de commande réelles
- transformation permettant le passage du référentiel fixe au référentiel tournant qui à partir des grandeurs électriques réelles fournit les grandeurs transformées nécessaires aux régulations

Le schéma global de la commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée en tension est illustré sur la Fig.II.10.

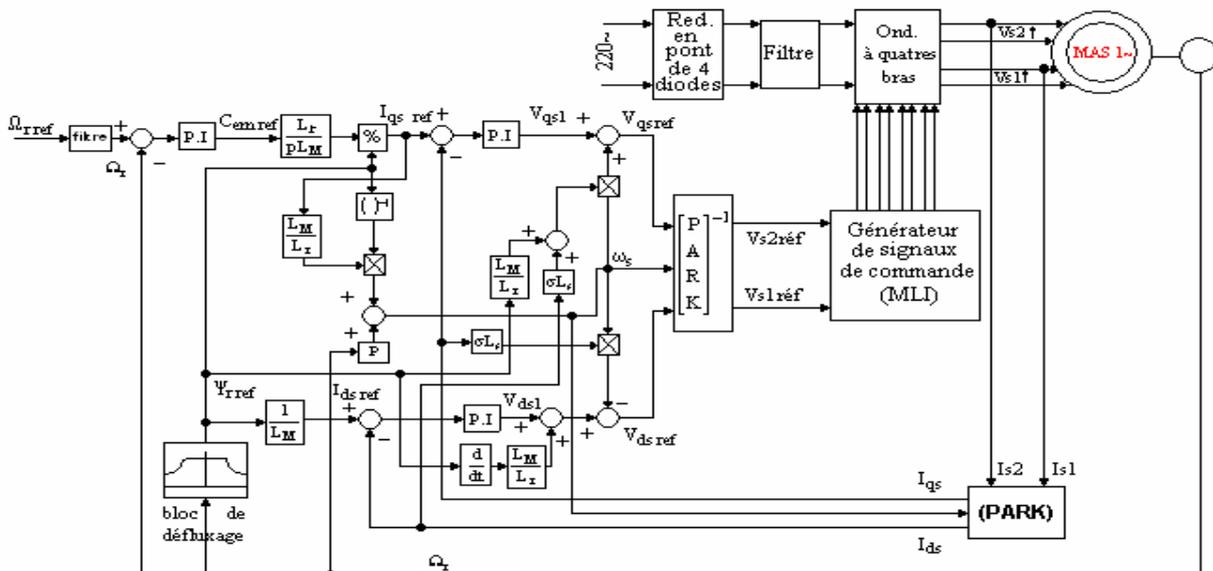


Fig.II.10. Schéma global de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone monophasée sans condensateur

Pour contrôler le couple et le flux de la machine, il faut réguler les courants statoriques d'axe d et d'axe q. Pour effectuer la synthèse des régulateurs, nous allons utiliser le système des équations statoriques (II.22) issues du modèle de la machine qui s'écrit sous la forme suivante, en imposant la condition de l'orientation du flux rotorique, ces équations sont:

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} - \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_r}{dt} - \sigma L_s \omega_s I_{qs} \\ V_{qs} &= R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} - \omega_s \frac{L_m}{L_r} \psi_r + \sigma L_s \omega_s I_{ds} \end{aligned} \quad (\text{II.23})$$

Pour découpler les équations (II.23), elles sont mises sous la forme :

$$\begin{cases} V_{ds} - \frac{L_M}{L_r} \frac{d\Psi_{r\text{réf}}}{dt} + \omega_s \sigma L_s I_{qs} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} \\ V_{qs} - \omega_s \frac{L_M}{L_r} \Psi_{r\text{réf}} - \omega_s \sigma L_s I_{ds} = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

Nous introduirons de nouvelles variables V_{ds1} , V_{qs1} , tel que :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} \\ V_{qs1} = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.25}) \quad \text{Avec :} \quad \begin{cases} V_{ds1} = V_{ds} - \frac{L_M}{L_r} \frac{d\Psi_{r\text{réf}}}{dt} + \omega_s \sigma L_s I_{qs} \\ V_{qs1} = V_{qs} - \omega_s \frac{L_M}{L_r} \Psi_{r\text{réf}} - \omega_s \sigma L_s I_{ds} \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

Les variables V_{ds1} , V_{qs1} seront obtenues à travers des régulateurs de courants (I_{ds} , I_{qs}). Le calcul de ces régulateurs est exposé en annexe C.

Enfin, nous obtenons les tensions de commande $V_{ds\text{ réf}}$, $V_{qs\text{ réf}}$ en corrigeant l'erreur introduite lors du découplage, comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds\text{ réf}} = V_{ds1} + \frac{L_M}{L_r} \frac{d\Psi_{r\text{réf}}}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \\ V_{qs\text{ réf}} = V_{qs1} + \omega_s \left(\frac{L_M}{L_r} \Psi_{r\text{réf}} + \sigma L_s I_{ds} \right) \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

II.3.3. Association convertisseur - MAS monophasée

Les moteurs à induction monophasés sont généralement fonctionnels à vitesse nominale fixe. Certains d'eux peuvent opérer à quelques vitesses discrètes. L'opération de variation de la vitesse doit s'accomplir de façon mécanique. Cependant, il y a des applications ou un contrôle continu de la vitesse du moteur s'avère nécessaire [Bouh_05], [Cho_96].

Pour faire varier la vitesse des moteurs à induction, plusieurs méthodes existent. La plus importante est celle qui consiste à les alimenter par une fréquence variable. En plus, il est nécessaire de faire varier en même temps que la fréquence, l'amplitude de la tension d'alimentation pour avoir un fonctionnement à flux et couple maximal constants ; et par conséquent, l'état de saturation reste toujours le même.

L'alimentation du moteur asynchrone monophasé par des convertisseurs statiques assure la variation de la fréquence et l'amplitude de l'alimentation. Et grâce à l'évolution de l'électronique de puissance et l'utilisation de la technique MLI (Modulation Largeur Impulsion), on a pu réaliser des convertisseurs statiques qui par le contrôle direct des signaux de commande des interrupteurs ont permis d'imposer la tension et la fréquence aux bornes du moteur.

Principe de fonctionnement

À l'aide d'un redresseur non contrôlé est un filtre (voir Fig.II.11), nous disposons d'une tension continue aux bornes de l'onduleur. Ce dernier, se comporte comme un commutateur de tension qui envoie au moteur une ou deux tensions alternatives d'amplitude et de fréquence réglables.

Nous distinguons deux catégories des onduleurs qui alimentent la MAS monophasée :

- Des onduleurs monophasés pour alimenter la MAS monophasée à condensateur permanent, les plus connus sont : les onduleurs monophasés en pont complet [Mul_93], [Ber_95].
- Des onduleurs biphasés (ou triphasés aussi) pour alimenter la MAS monophasée sans condensateur (machine biphasée), les plus utilisés sont : les onduleurs biphasés à quatre bras (Fig.II.11) [Hol_93], [Jan_99].

Parmi les stratégies de commande des interrupteurs qui existent, nous avons opté pour la stratégie triangulo-sinusoidale. Cette dernière, qui est largement connue, elle se base sur l'obtention des signaux de commande des interrupteurs, en comparant une onde qui est l'image de la tensions souhaitée appelée : *la référence* et l'autre appelée *porteuse*. Dont, le rapport entre leurs fréquences $m=f_p/f_{ref}$, est appelé : *indice de modulation* ; le rapport entre amplitudes $r=V_p/V_{ref}$ est appelé : *taux de modulation*.

La modélisation du convertisseur statique utilisé, dont le schéma est représenté ci-dessous (Fig.II.11), est détaillée à l'annexe D.

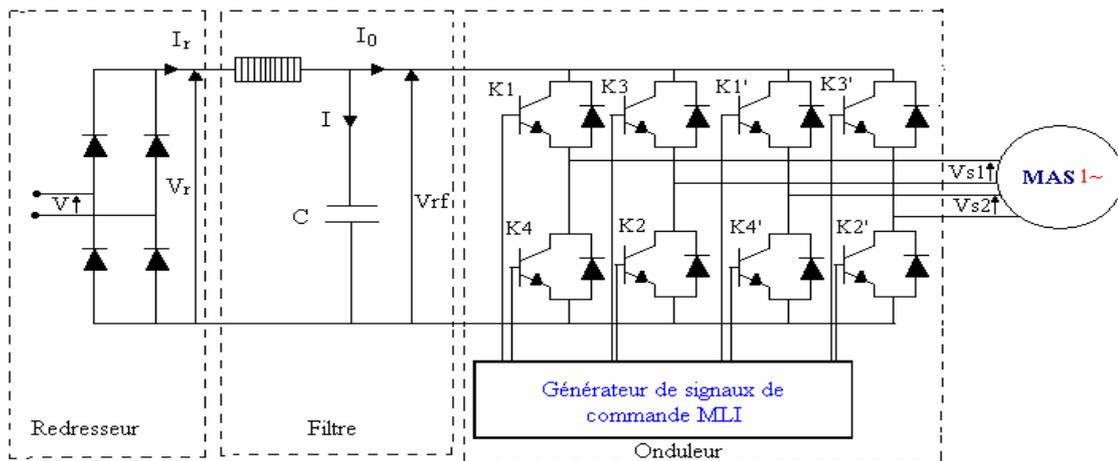


Fig.II.11. Schéma de l'association convertisseur statique - MAS monophasée.

II.3.4. Résultats de simulation de l'ensemble Commande-Convertisseur-Machine

Dans cette partie, nous allons simuler la machine asynchrone monophasée sans condensateur dans un référentiel lié au champ tournant alimentée par onduleur. Les résultats de simulation sont représentés aux Fig.(II.12, II.13, II.14 et II.15).

Les résultats de simulation pour une consigne de vitesse de 100 red/s, avec une application d'un couple de charge égal à 50 % du couple nominal durant la période ($t_1=1s$ et $t_2=2s$), sont donnés sur les Fig.II.12 et Fig.II.13. Les courbes représentées donnent les réponses de la vitesse rotorique, le couple électromagnétique, des composantes du courant statorique (I_{ds} , I_{qs}), des composantes du flux rotorique (ψ_{dr} , ψ_{qr}), les courants dans l'enroulement principal et auxiliaire (i_{s1} , i_{s2}) et de la tension statorique (V_{s1}) avec spectre d'harmoniques.

On remarque que, lors du démarrage, la composante d du courant statorique est maintenue égale à sa référence. Ce qui permet, a posteriori, d'avoir un flux constant, le couple est alors proportionnel à la composante en quadrature du courant statorique, Nous observons un à-coup du courant I_{qs} (de couple) au début de démarrage auquel correspond une phase d'accélération importante du moteur. La vitesse atteint assez rapidement sa référence. On aperçoit également que, lors d'une application d'un couple de charge, la commande en vitesse présente une bonne robustesse et la variation du courant I_{qs} n'influence pas le courant I_{ds} . Ceci est essentiellement dû à l'introduction des termes de compensation au niveau de la régulation des courants.

Les Fig.II.14 et Fig.II.15 montre les résultats de simulation pour une inversion de vitesse de 100 rad/s à -100 rad/s. Elles montrent le bon fonctionnement de cette commande. La vitesse se stabilise à sa nouvelle valeur de référence avec les mêmes performances que précédemment. La commande permet donc d'assurer un bon fonctionnement dans les quatre quadrants. A l'application du couple de charge ou bien à l'inversion de vitesse, les deux composantes du flux présentent des perturbations. Mais d'une façon générale, nous pouvons dire que le découplage entre le flux et le couple est assuré.

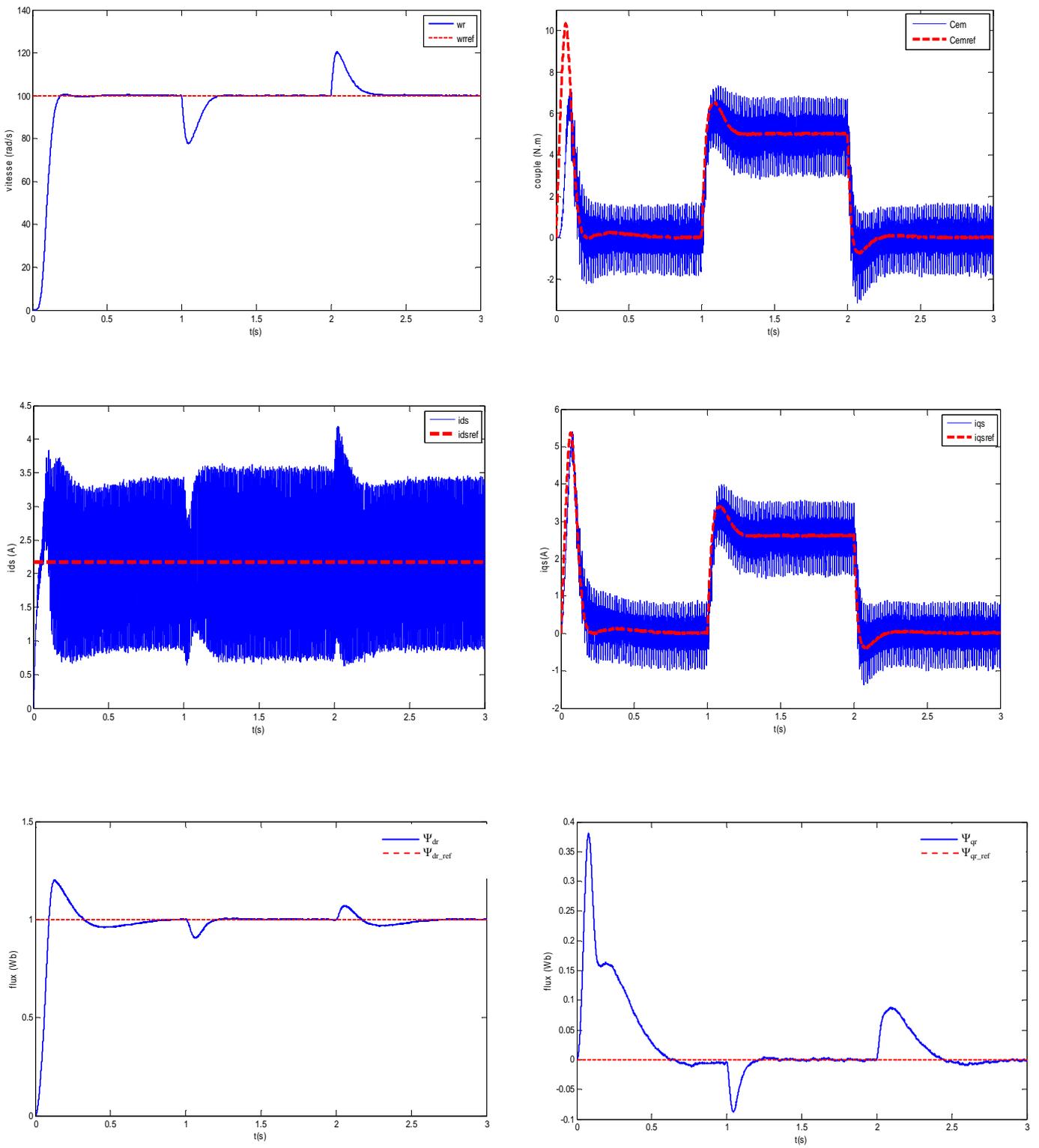


Fig.II.12. Démarrage de la machine pour une consigne de vitesse 100 rad/s puis application d'un couple de charge égal à 50 % du couple nominal

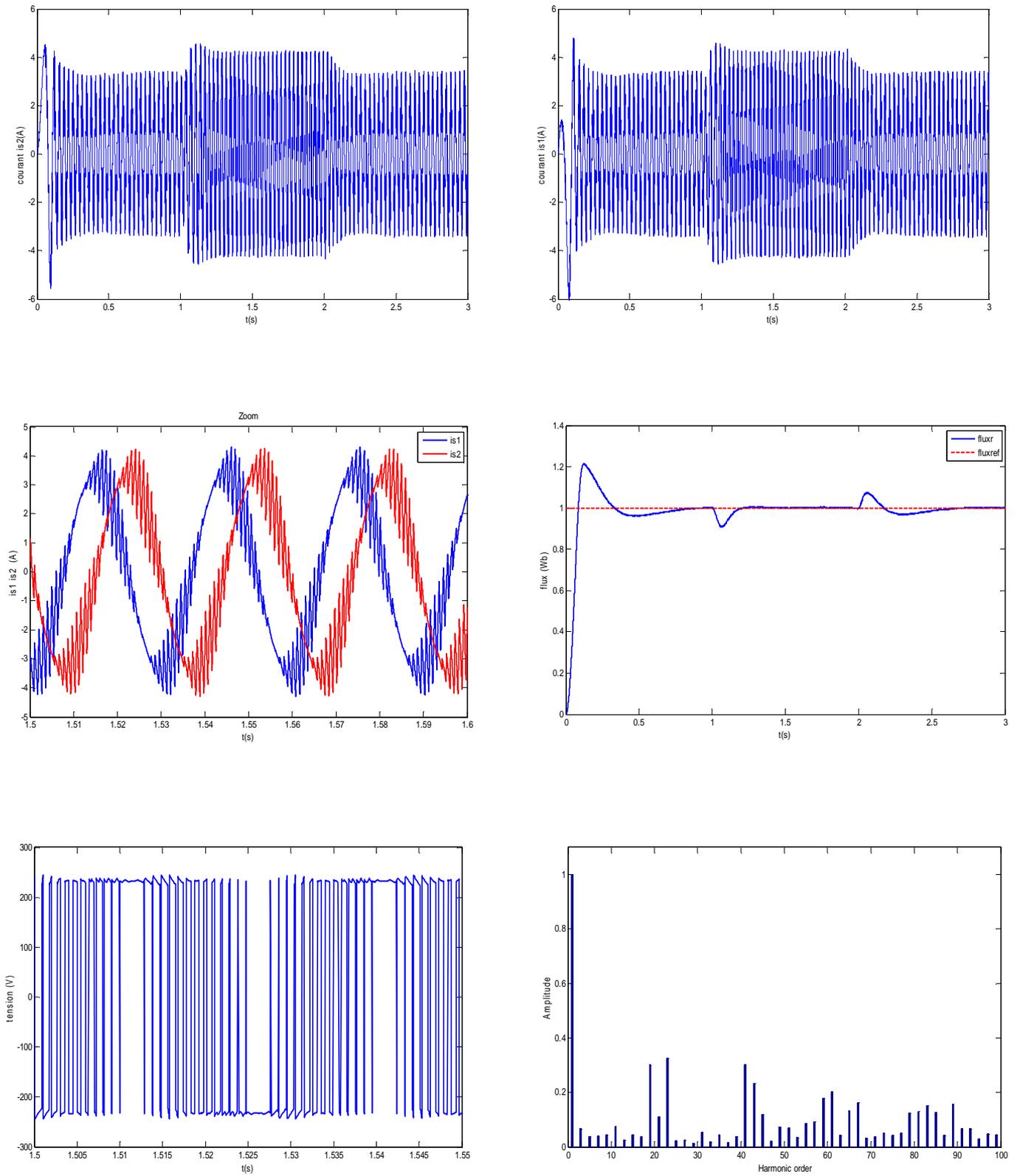


Fig.II.13. Les grandeurs électriques avec le spectre d'harmoniques de la tension d'alimentation et flux rotorique

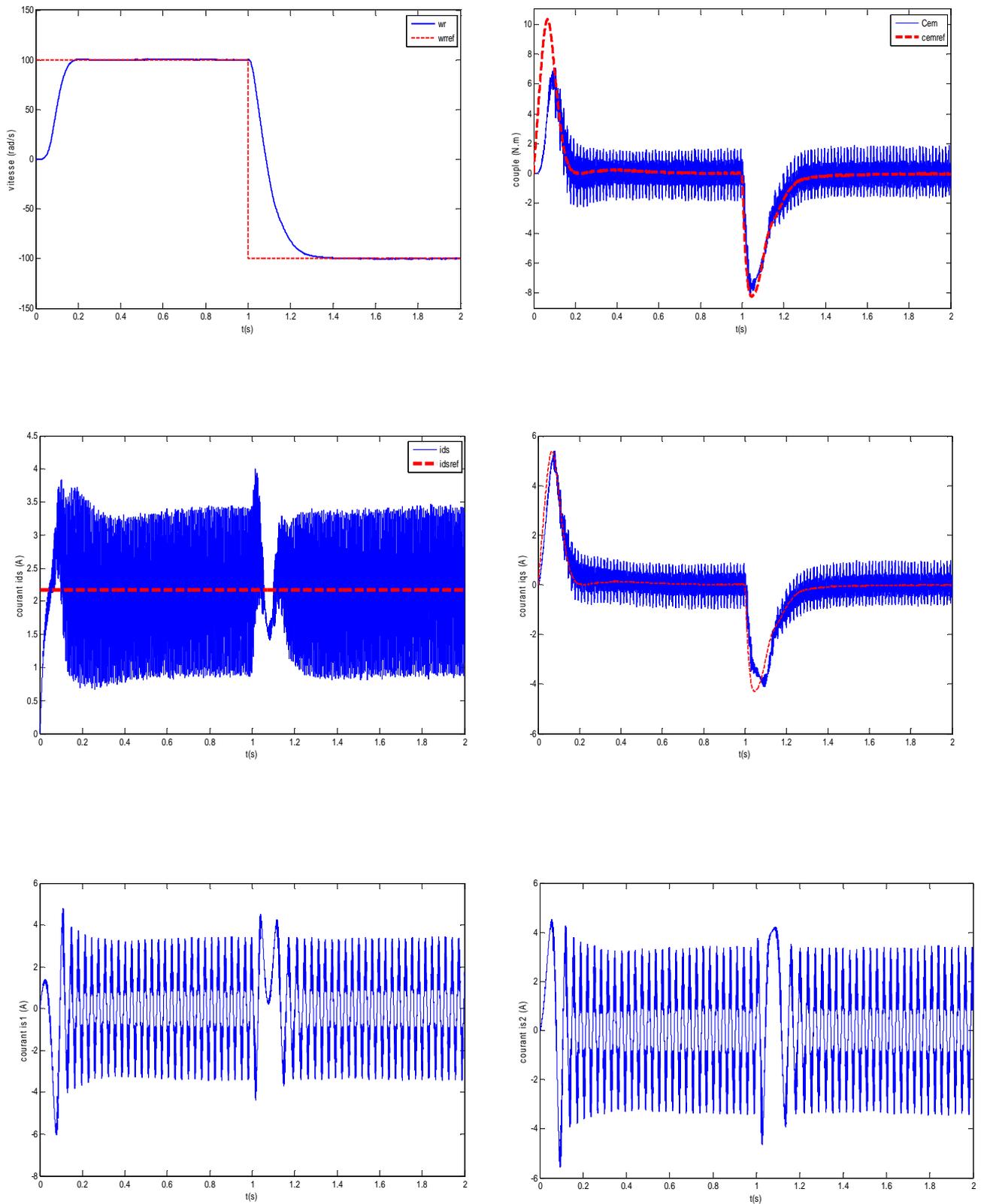


Fig.II.14. Inversion de la vitesse de la machine de 100 rad/s à -100 rad/s

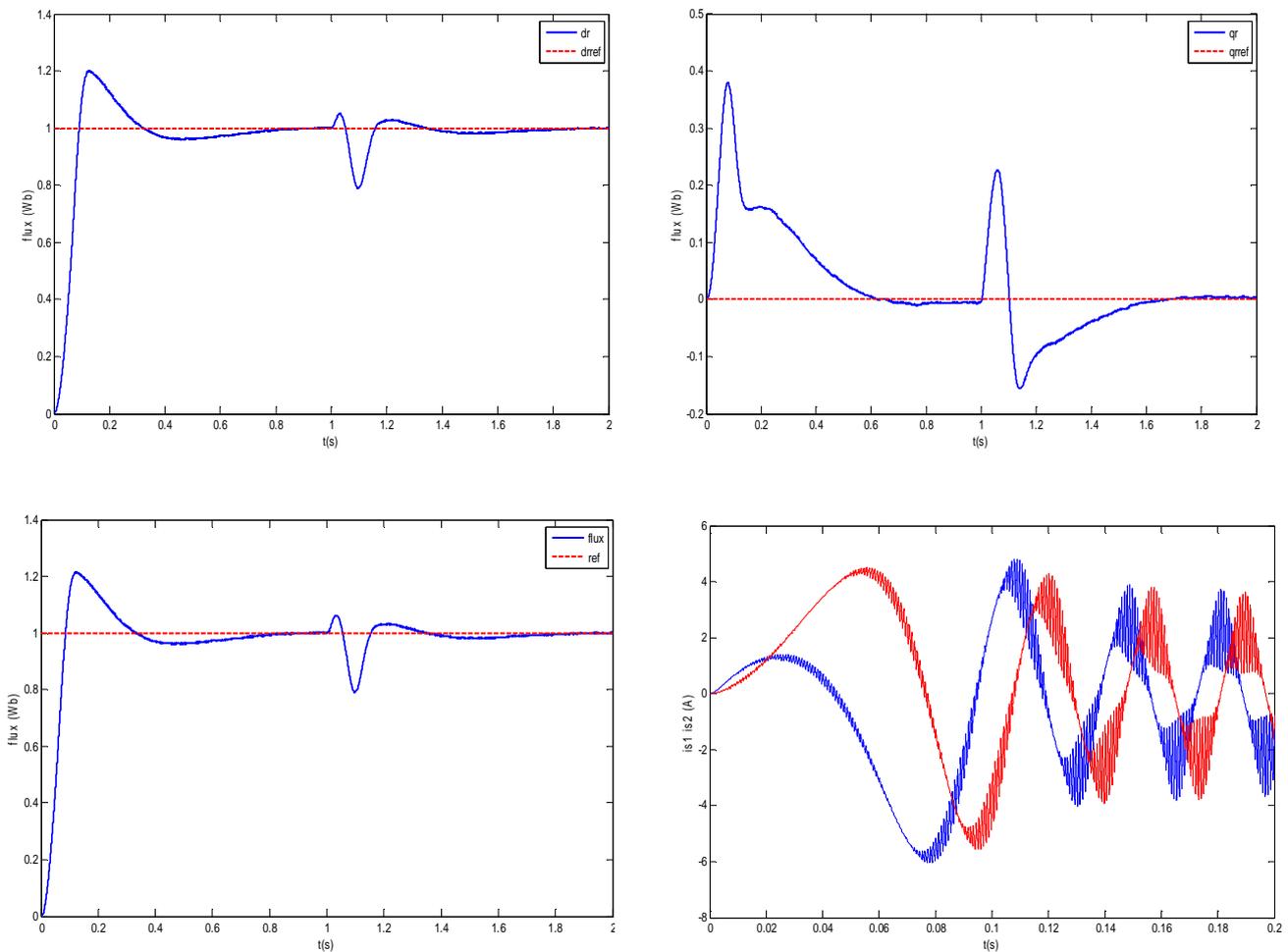


Fig.II.15. Les grandeurs magnétiques avec les deux courants en régime transitoire

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons tout d’abord, établi le modèle mathématique de la machine asynchrone monophasée avec et sans condensateur permanent dans le référentiel lié au stator. Ceci, nous a permis de simuler et d’analyser le comportement des deux modèles de cette machine. Nous avons constaté après simulations que, la machine asynchrone monophasée à condensateur permanent présente certaines limitations, telles que : la composante pulsatoire du couple, le temps de réponse et le déphasage entre les courants statoriques. Alors, il a été jugé intéressant d’enlever le condensateur et d’alimenter séparément les deux phases statoriques de la machine par des tensions en quadrature de phase.

Chapitre III

Onduleurs monophasé et
triphase commandés par MLI
pré-calculées

INTRODUCTION

La réduction du taux de distorsion harmonique (THD) dans la tension de sortie des convertisseurs DC-AC a été le centre d'intérêt des chercheurs et industriels durant plusieurs années et ce pour leur large spectre d'applications.

Plusieurs techniques ont été proposées se basant sur des méthodes classiques telle la MLI triangulaire [Chi_05] [Son_04] [Shr_99]. Ces méthodes proposent soit des filtres actifs et/ou des structures de commande et des décisions de commutation complexes en plus de l'utilisation d'un grand nombre de commutations à haute fréquence pour supprimer les tensions et courants harmoniques.

D'autres méthodes comme dans [Wel_05], [Par_03], [Cza_02], [Enj_90] proposent une MLI sélective ou programmée sans réduire le nombre de commutations requises ainsi que la nécessité d'un espace mémoire assez conséquent pour la sauvegarde de la base de données.

Dans ce chapitre, nous allons présenter un nouveau modèle d'onduleur monophasé et triphasé utilisant des angles de commutations pré-calculés et des condensateurs polarisés comme filtre d'harmoniques. Les angles de commutations pré-calculés seront modélisés de façon à supprimer la majeure partie des harmoniques de rang inférieur et maintenir une tension unipolaire aux bornes des condensateurs polarisés. Un filtre passif LC sera conçu pour éliminer les harmoniques d'ordre supérieur. Cette approche permettra de réduire de façon significative, le taux d'harmoniques dans la tension alternative de sortie, sans augmenter le nombre de commutations par période. Les deux modèles d'onduleur monophasé et triphasé proposés seront validés par des tests expérimentaux.

III.1. NOUVEAU MODELE D'ONDULEUR MONOPHASE POUR LA COMMUTATION PRE-CALCULEE.

La Fig.III.1 illustre le schéma de la nouvelle structure de l'onduleur monophasé, avec E étant la tension d'entrée DC et $V_{out}=V_{C1}-V_{C2}$ est la tension de sortie AC obtenue via une paire de filtre LC. R représente la résistance interne de l'inductance. Q_i et Q'_i ($i=1,2$) sont les interrupteurs (transistors de puissance). V_{C1} et V_{C2} sont les tensions de sortie filtrées de l'onduleur prises aux bornes des condensateurs C_1 et C_2 respectivement.

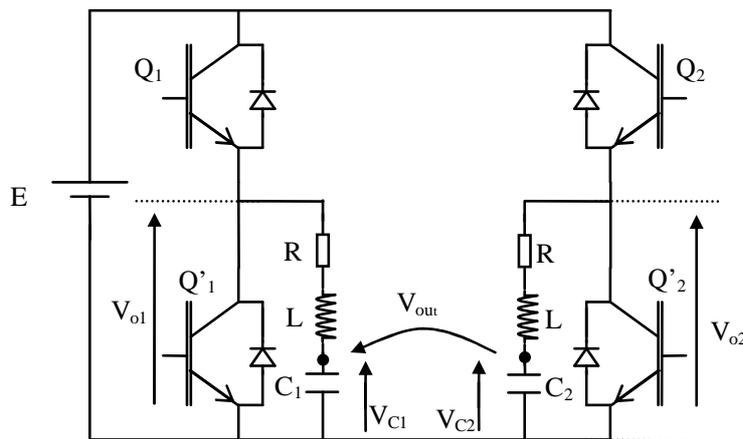


Fig.III.1. nouveau modèle de convertisseur DC-AC monophasé

Avec quatre interrupteurs, nous obtenons les six combinaisons suivantes :

- Q_1, Q'_1 ON ou Q_2, Q'_2 ON
Dans les deux cas, un court circuit est établi aux bornes de la source de tension DC. Par conséquent ces deux combinaisons ne sont pas prises.
- Q_1, Q'_2 ON ou Q'_1, Q_2 ON
La tension continue E est appliquée à la charge.
- Q_1, Q_2 ON ou Q'_1, Q'_2 ON
Une tension nulle ($V_{01}-V_{02}=0$ volts) est appliquée aux bornes de la charge.

Dans notre cas, il est important de mentionner que les transistors Q_i et Q'_i subissent des états de commutation complémentaires. En outre, un déphasage de π va être maintenu entre les tensions V_{01} et V_{02} .

III.1.1. Analyse harmonique

Théoriquement, nous voulons que la tension de sortie de l'onduleur V_{01} soit de la forme donnée par (III.1).

$$V_{01\text{-ideal}} = \frac{E}{2}(1 + \cos\alpha) \quad (\text{III.1})$$

avec $\alpha=\omega t$, et ω étant la pulsation.

Les coefficients relatifs par rapport à E de la série de Fourier de l'équation (III.1), sont donnés par l'équation (III.2.a) ou encore plus explicitement par (III.2.b).

$$d_k = \frac{1}{E} \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} V_{o1-ideal}(\alpha) \cos(k\alpha) d\alpha \quad (III.2.a)$$

$$d_0=1, d_1=1/2, d_k=0, \text{ pour } k \in [2, \infty[\quad (III.2.b)$$

De manière similaire, nous voulons que $V_{o2-ideal}$ soit identique à $V_{o1-ideal}$ avec un décalage de phase de π , voir (III.3)

$$V_{o2-ideal} = \frac{E}{2} (1 + \cos(\alpha + \pi)) \quad (III.3)$$

En pratique, la tension de sortie non filtrée de l'onduleur V_{o1} (V_{o2}), consiste en une série d'impulsions positives ou nulles, voir Fig.III.1 : V_{o1} (V_{o2})=0 lorsque Q'_1 (Q'_2) est passant ou ON. V_{o1} (V_{o2})=E lorsque Q'_1 (Q'_2) est bloqué ou OFF, de telle sorte que le condensateur C_1 (C_2) voit tout le temps une tension positive ou nulle. Dans ce cas, les coefficients relatifs de Fourier, par rapport à E, sont donnés par (III.4).

$$a_k = \frac{2}{k\pi} \sum_{i=0}^{N_\alpha} \text{sink}\alpha_i (-1)^{i+1} \quad (III.4)$$

où: k est le rang d'harmonique

α_i sont les angles de commutation

N_α est le nombre de α_i par demi-période

La tension de sortie V_{o2} de l'onduleur est obtenue en décalant de π la phase de V_{o1} telle illustrée dans la Fig.III.2 pour $N_\alpha=5$.

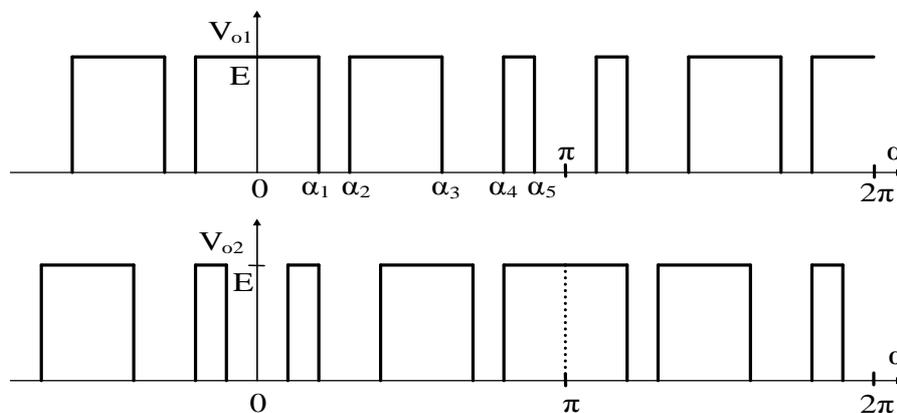


Fig.III.2. Représentation des tensions de sortie de l'onduleur aux bornes des condensateurs pour $N_\alpha=5$

L'objectif est de déterminer les angles de commutation α_i afin d'obtenir la meilleure correspondance possible entre la tension de sortie de l'onduleur V_{o1} et la tension désirée $V_{o1-ideal}$. Pour cela, nous devons comparer leurs harmoniques respectifs. Une identité parfaite entre V_{o1} et $V_{o1-ideal}$ ne peut être obtenue que s'il y a égalité d'un nombre infini de leurs harmoniques respectifs, comme le montre l'équation (III.5).

$$\frac{2}{k\pi} \sum_{i=0}^{N_\alpha} \sin k\alpha_i (-1)^{i+1} = d_k, \text{ pour } k \in [0, \infty[\quad (III.5)$$

Or nous disposons seulement de N_α inconnues. Pour que le système d'équations soit soluble, nous ne pouvons donc satisfaire que N_α équations.

$$a_k = \frac{2}{k\pi} \sum_{i=0}^{N_\alpha} \sin k\alpha_i (-1)^{i+1} = d_k \quad (III.6)$$

où k peut prendre N_α valeurs différentes.

Compte tenu du déphasage de π sciemment imposé entre V_{o1} et V_{o2} , la tension de sortie non filtrée de l'onduleur $V_{o1}-V_{o2}$ voit ses harmoniques de rang pair annulés. Par conséquent, nous avons affecté à k seulement les valeurs impaires (1, 3, 5, ...) comme il est illustré dans le Tableau III.1.

Angle de commutation par demi-période (N_α)	Valeurs possibles de k	Rang du premier harmonique non nul
3	1, 3, 5	7
5	1, 3, 5, 7, 9	11
7	1, 3, 5, 7, 9, 11, 13	15
9	1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17	19

Tab.III.1. Rangs d'harmoniques pris en compte par famille d'angles de commutation (monophasé)

Du tableau III.1, il apparaît que pour N_α angles de commutation par demi-période, le rang du premier harmonique non nul est $2N_\alpha+1$.

Afin de déterminer les angles de commutation α_i , nous avons utilisé la méthode du simplexe pour résoudre le système non linéaire (III.6) [Che_97], [Gus_05]. Lorsque N_α est fixé, pour chaque valeur de d_1 dans (III.2), correspond un vecteur solution pour (III.6) appelé famille d'angles de commutation, voir annexe E.

La Fig.III.3.a montre la tension non filtrée ($V_{o1}-V_{o2}$) de l'onduleur monophasé (Fig.III.1) pour une famille optimale des angles de commutations correspondant à $N_\alpha=5$. La Fig.III.3.b montre l'analyse spectrale de la tension non filtrée, on remarque que le rang du premier harmonique non nul est de l'ordre 11.

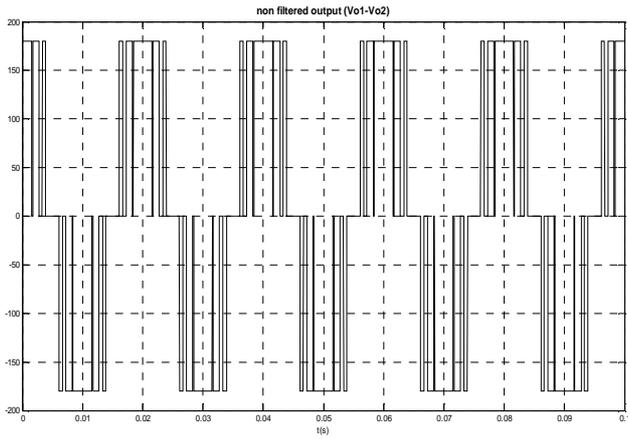


Fig.III.3.a. Tension de sortie non filtrée d'onduleur pour $N\alpha=5$

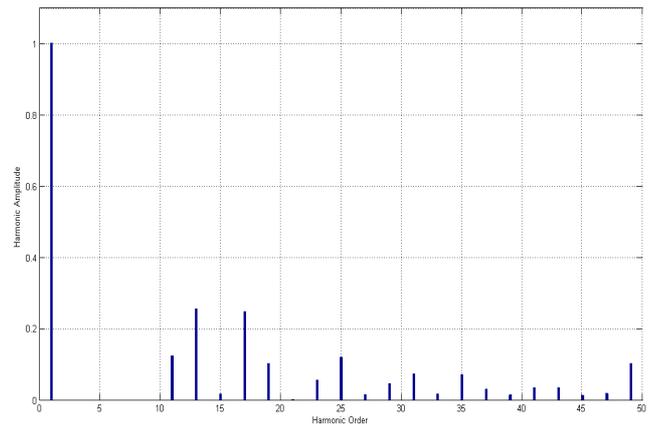


Fig.III.3.b. Analyse spectrale de la tension de sortie non filtrée pour $N\alpha=5$

Les Fig.III.3.a et Fig.III.3.b représentent la tension non filtrée et l'analyse spectrale pour une famille des angles de commutation correspondant à $N\alpha=7$ et le premier harmonique non nul égal 15.

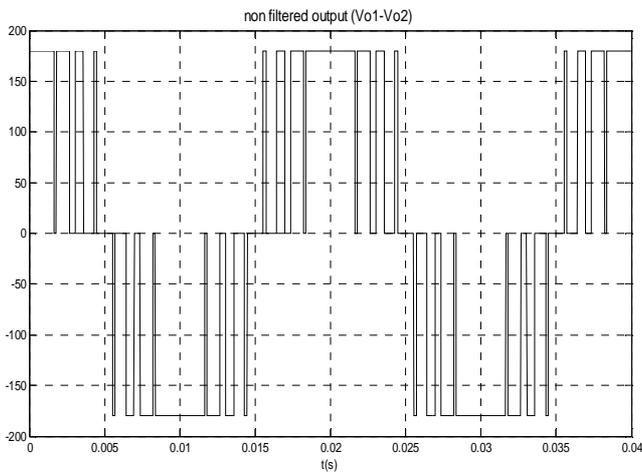


Fig.III.4.a. Tension de sortie non filtrée de l'onduleur pour $N\alpha=7$

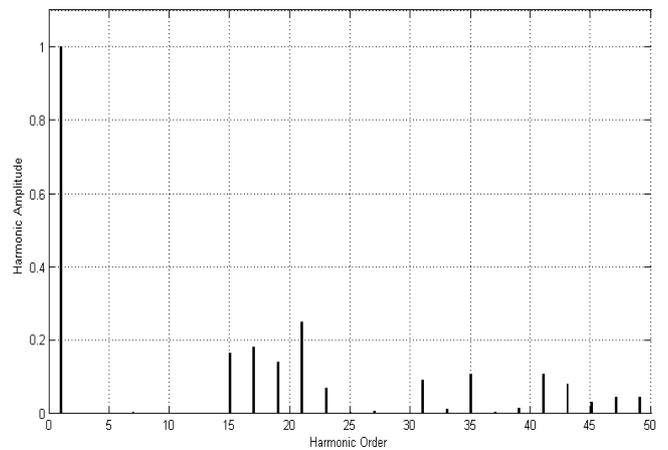


Fig.III.4.b. Analyse spectrale de la tension de sortie non filtrée pour $N\alpha=7$

Après avoir déterminé les familles d'angle de commutation, nous allons étudier le comportement du filtre d'harmoniques LC pour déterminer la famille d'angle optimale du point de vue taux de distorsion harmonique.

III.1.2. Fonctionnement dynamique du filtre

Considérant la composante fondamentale de la tension de sortie directe de l'onduleur, la fonction de transfert du filtre LC est donnée par (III.7).

$$\bar{T} = \frac{\bar{V}_{C1}}{\bar{V}_{o1}} = \frac{1}{1 - LC\omega^2 + jRC\omega} \quad (\text{III.7})$$

Dans (III.7), nous pouvons noter que pour $\omega=0$, $\bar{T}=1$, ce qui veut dire que la valeur moyenne (composante DC) de la tension d'entrée n'est pas modifiée par le filtre. Par conséquent, la composante DC de la tension de sortie de l'onduleur est entièrement transférée au condensateur C_1 . La même conclusion peut être déduite pour le condensateur C_2 .

En posant $x = \omega\sqrt{LC}$ et $y = R\sqrt{\frac{C}{L}}$, la fonction de transfert du filtre peut être réécrite comme suit :

$$\bar{T} = \frac{\bar{V}_{C1}}{\bar{V}_{o1}} = \frac{1}{1 - x^2 + jxy} \quad (\text{III.8})$$

Le module de la fonction de transfert est donné par (III.9)

$$T = \frac{1}{\sqrt{(1-x^2)^2 + y^2x^2}} \quad (\text{III.9})$$

L'extremum de T par rapport à x est obtenu lorsque $\left(\frac{dT}{d\omega}\right)_{\omega=\omega_{\max}} = 0$, ω_{\max} est la pulsation pour laquelle le module de la fonction de transfert T est maximal.

$$\omega_{\max} = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{y^2}{2}} \quad (\text{III.10})$$

où $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}}$ est la pulsation propre de résonance.

La valeur maximale T_{\max} de T est alors :

$$T_{\max} = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{y^2} - \frac{1}{4}}} \quad (\text{III.11})$$

La vitesse angulaire maximale ω_{\max} existe si et seulement si $y < \sqrt{2}$. Dans ce cas, la fonction de transfert du filtre va afficher une valeur de crête puis diminuer vers zéro, comme l'illustre la Fig.III.5. Cela signifie qu'en plus du fondamental (harmonique de rang $k=1$), les harmoniques peuvent aussi être amplifiés menant à une situation indésirable.

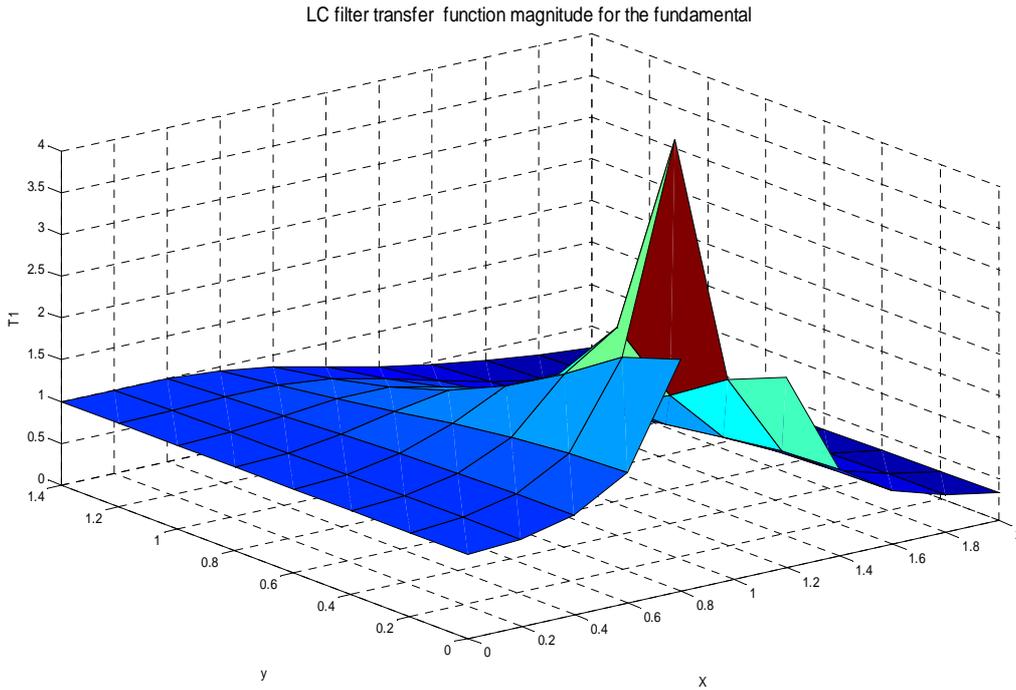


Fig.III.5.Fonction de transfert du filtre LC pour la fondamentale

Pour un harmonique de rang k donné, la fonction de transfert du filtre LC est obtenue en remplaçant ω par $k\omega$ comme le montre l'équation (III.12).

$$\bar{T}_k = \left(\frac{\bar{V}_{C1}}{\bar{V}_{o1}} \right)_k = \frac{1}{1-x^2k^2+jkxy} \tag{III.12}$$

en supposant que les composants L et C du filtre ne sont pas saturés, et en utilisant le principe de superposition, nous obtenons les tensions de sortie filtrées de l'onduleur V_{C1} et V_{C2} prises aux bornes des condensateurs C_1 et C_2 telles données par (III.13.a) et (III.14.b) respectivement.

$$V_{C1} = E \left(\frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^N a_k T_k \cos(k\alpha + \phi_k) \right) \tag{III.13.a}$$

$$V_{C2} = E \left(\frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^N a_k T_k \cos[k(\alpha + \pi) + \phi_k] \right) \tag{III.13.b}$$

T_k et ϕ_k sont respectivement l'amplitude et la phase de l'harmonique de rang k de la fonction de transfert du filtre LC.

Chaque harmonique de rang k (de la tension de sortie de l'onduleur) a une fréquence égale à $k\omega$ et une amplitude égale à $a_k T_k$, où a_k est l'amplitude de l'harmonique de rang k de V_{o1} .

L'amplitude et la phase de la fonction de transfert sont respectivement données pas (III.14) et (III.15).

$$|\overline{T}_k| = T_k = \frac{1}{\sqrt{(1-x^2k^2)^2 + y^2x^2k^2}} \quad (III.14)$$

$$\phi_k = -\arctan \frac{kxy}{1-x^2k^2} \quad (III.15)$$

Dans le cas où la condition (III.16) est satisfaite, la fonction de transfert du filtre va afficher une allure amortie comme l'illustre la Fig.III.6.

$$y = R \sqrt{\frac{C}{L}} > \sqrt{2} \quad (III.16)$$

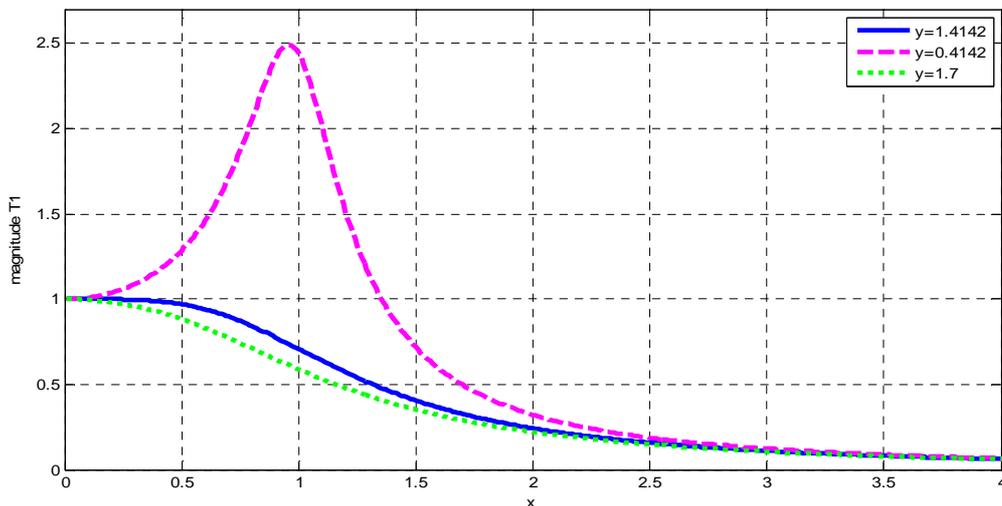


Fig.III.6. Fonction de transfert du filtre pour différentes valeurs de y

III.1.3. Fonctionnement statique du filtre

Le filtre passif LC de la Fig.III.1 peut être représenté par un circuit équivalent DC constitué d'une source de tension continue ($V_{dc}=E$) des composants L et C et d'une résistance R (résistance interne de l'inductance L) et de la tension de sortie DC (V_{odc}), voir Fig.III.7.

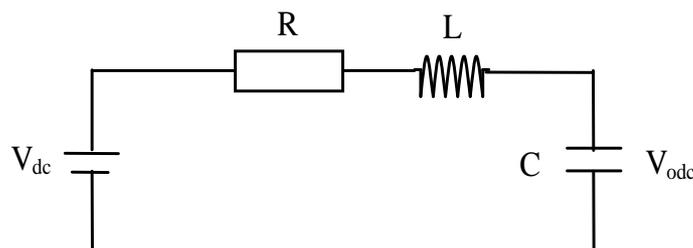


Fig.III.7. Circuit équivalent DC du filtre

L'application des lois de Kirchhoff au circuit de la Fig.III.7, nous donnons

$$V_{odc} + RC \frac{d}{dt} V_{odc} + LC \frac{d^2}{dt^2} V_{odc} = V_{dc} \quad (III.17)$$

où:

V_{dc} est la composante continue (DC) de la tension d'entrée du filtre LC.

V_{odc} est la tension de sortie continue (DC) du filtre LC.

L'application de la transformée de Laplace à (III.17), nous donnons

$$V_{odc}(s) = \frac{V_{dc} + s[RCV_{odc}(0) + LCV_{odc}'(0) + LCV_{odc}(0)]}{s(1 + RCs + LCs^2)} \quad (III.18)$$

L'équation caractéristique de (III.18) est :

$$s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{LC} = 0 \quad (III.19)$$

Les racines réelles de (III.19) existent si et seulement si $\Delta = \left(\frac{R}{L}\right)^2 - \frac{4}{LC} > 0$, menant à la condition (III.20).

$$y = R \sqrt{\frac{C}{L}} > \sqrt{2} \quad (III.20)$$

Dans le cas où (III.20) est satisfaite, la fonction de transfert du filtre va afficher un comportement asymptotique non oscillatoire. Autrement, ($y \leq 2$), le filtre va afficher un comportement oscillatoire.

III.1.4. Calcul du taux d'harmonique

Utilisant les équations (III.1), (III.2), (III.3) et (III.4), les tensions de sortie non filtrées de l'onduleur V_{o1} et V_{o2} peuvent s'écrire comme suit:

$$V_{o1} = \frac{E}{2}(1 + \cos\omega t) + \sum_{k=2N_\alpha+1}^{\infty} a_k \cos k\omega t \quad (III.21)$$

$$V_{o2} = \frac{E}{2}(1 - \cos\omega t) + \sum_{k=2N_\alpha+1}^{\infty} (-1)^k a_k \cos k\omega t \quad (III.22)$$

où N_α représente le nombre de commutations par demi-période.

Dans le cas ou $N_\alpha=5$, et prenant en compte la fonction de transfert du filtre, nous obtenons les expressions (III.23) et (III.24) pour les tensions aux bornes des condensateurs du filtre, V_{C1} et V_{C2} respectivement.

$$V_{C1} = \frac{E}{2} [1 + a_1 \cdot T_1 \cdot \cos(\alpha + \phi_1) + a_{11} \cdot T_{11} \cdot \cos(11 \cdot \alpha + \phi_{11}) + a_{13} \cdot T_{13} \cdot \cos(13 \cdot \alpha + \phi_{13}) + \dots] \quad (III.23)$$

$$V_{C2} = \frac{E}{2} [1 - a_1 \cdot T_1 \cdot \cos(\alpha + \phi_1) - a_{11} \cdot T_{11} \cdot \cos(11 \cdot \alpha + \phi_{11}) - a_{13} \cdot T_{13} \cdot \cos(13 \cdot \alpha + \phi_{13}) - \dots] \quad (III.24)$$

La combinaison de (III.23) et (III.24), nous permet d'obtenir l'expression de la tension de sortie filtrée de l'onduleur ($V_{out} = V_{C1} - V_{C2}$) telle donnée par (III.25).

$$V_{out} = E \left[a_1 T_1 \cos(\alpha + \phi_1) + \sum_{\substack{k=11 \\ k=2n+1}}^{\infty} a_k T_k \cos(k\alpha + \phi_k) \right] \quad (III.25)$$

Le taux total d'harmoniques (HT) dans la tension de sortie filtrée de l'onduleur, est donné par (III.26).

$$HT(\%) = \frac{100}{a_1 \cdot T_1} \sqrt{\sum_{\substack{k=3 \\ k=2n+1}}^{\infty} \left(\frac{a_k T_k}{k} \right)^2} \quad (III.26)$$

En pratique, la somme effectuée dans (III.25) et (III.26), se limite au nombre N_h des harmoniques pris en considération. Dans ce cas, HT(%) devient HR(%) qui est donné par (III.27).

$$HR(\%) = \frac{100}{a_1 \cdot T_1} \sqrt{\sum_{\substack{k=3 \\ k=2n+1}}^{N_h} \left(\frac{a_k T_k}{k} \right)^2} \quad (III.27)$$

III.1.5. Modèle dynamique de l'onduleur monophasé :

La Fig.III.8 illustre le schéma de la nouvelle structure de l'onduleur monophasé utilisé pour alimenter une charge monophasée.

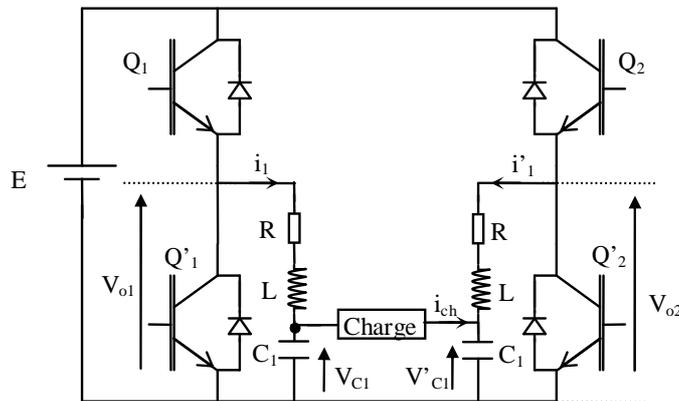


Fig.III.8. Onduleur monophasé avec une charge

A partir du schéma de la nouvelle structure, les équations aux courants et aux tensions peuvent être écrites sous la forme suivante.

- Equations aux courants :

$$\begin{cases} \frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{1}{C_1}(i_1 - i_{ch}) \\ \frac{dv'_{C1}}{dt} = \frac{1}{C_1}(i'_1 + i_{ch}) \end{cases} \quad (III. 28)$$

- Equations aux tensions :

$$\begin{cases} \frac{di_1}{dt} = (v_{o1} - R \cdot i_1 - v_{C1}) \cdot \frac{1}{L} \\ \frac{di'_1}{dt} = (v_{o2} - R \cdot i'_1 - v'_{C1}) \cdot \frac{1}{L} \end{cases} \quad (III.29)$$

Ces équations sont mises sous forme matricielle suivante:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_C \\ I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0_{2 \times 2} & \frac{1}{C_1} I_{2 \times 2} \\ \frac{1}{L} I_{2 \times 2} & -R I_{2 \times 2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_C \\ I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C_1} \begin{bmatrix} -1 \\ 1 \end{bmatrix} & 0_{2 \times 2} \\ 0_{2 \times 1} & \frac{1}{L} I_{2 \times 2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ch} \\ v_o \end{bmatrix} \quad (III.30)$$

Avec :

$$v_C = \begin{bmatrix} v_{C1} \\ v'_{C1} \end{bmatrix} ; I = \begin{bmatrix} i_1 \\ i'_1 \end{bmatrix} ; v_o = \begin{bmatrix} v_{o1} \\ v_{o2} \end{bmatrix}$$

III.1.6. Résultats de simulation et Expérimental:

Afin d'évaluer les performances de l'onduleur monophasé commandé par la MLI pré-calculés, des résultats de simulation et expérimentaux ont été réalisés. La Fig.III.9 montre la photo de l'onduleur utilisé et la Fig.III.10 représente l'allure de la fonction de transfert du filtre utilisé durant les essais pour une valeur de $y=0.02298$.

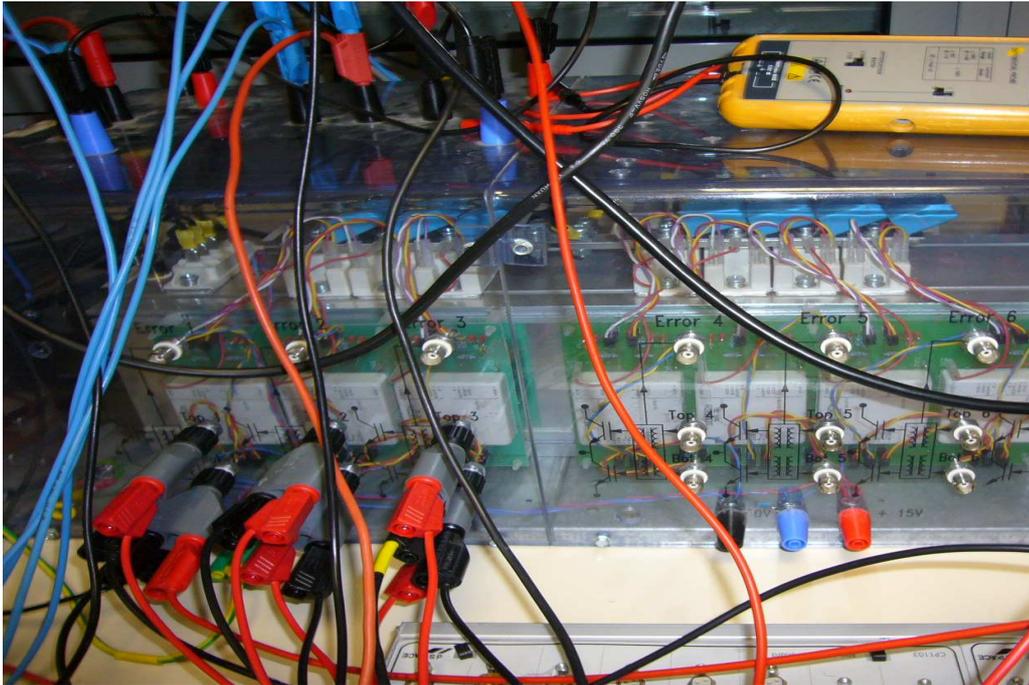
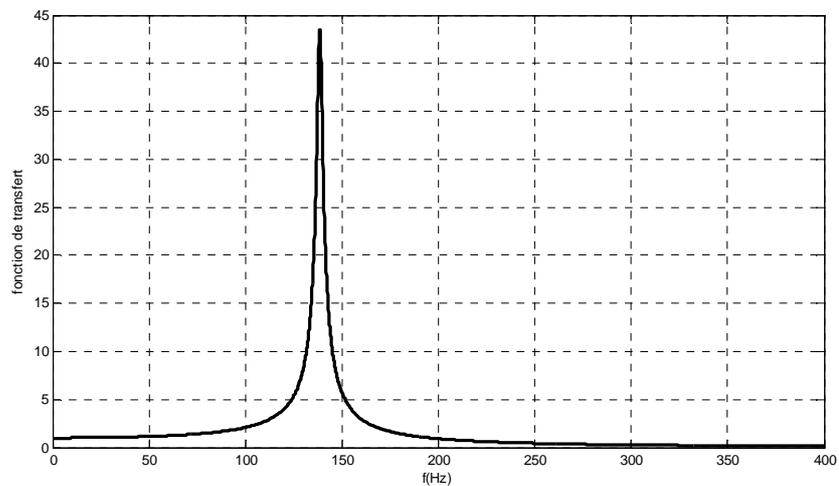
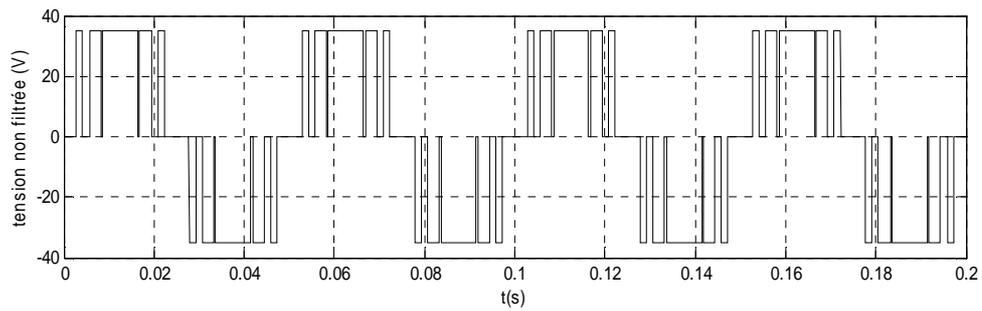
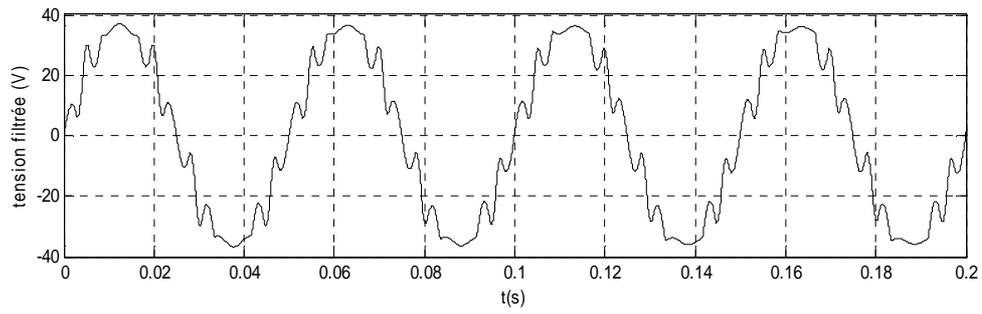


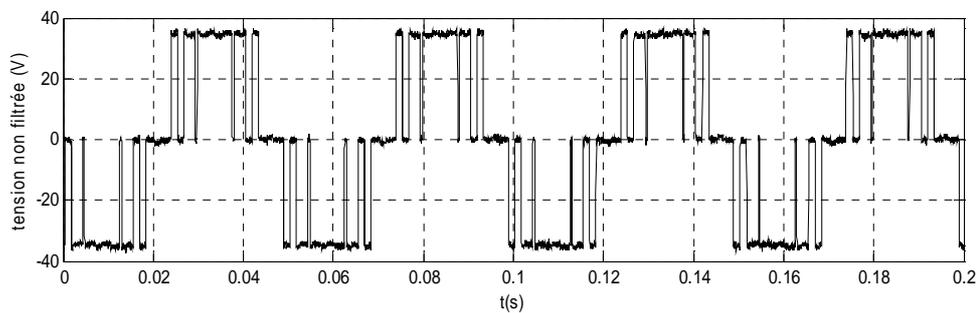
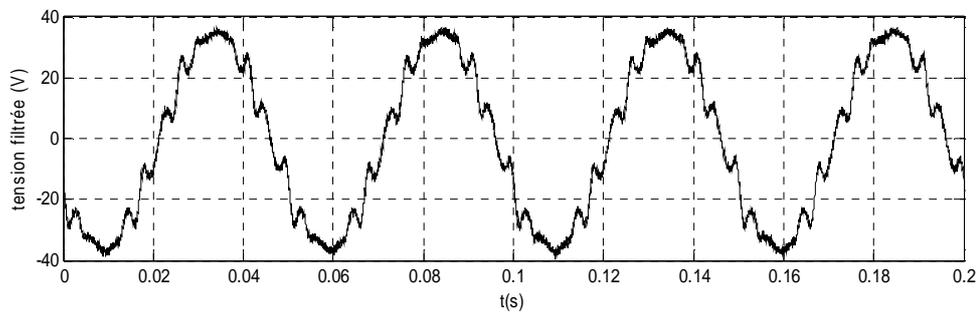
Fig.III.9. Photo de l'onduleur utilisé

Fig.III.10. Fonction de transfert du filtre pour $\gamma=0.02298$

Les Fig.III.11, Fig.III.12, Fig.III.13 représentent les résultats de simulation et expérimentaux des tensions de sortie de l'onduleur filtrée ($V_{c1}-V_{c2}$) et non filtrée ($V_{o1}-V_{o2}$) avec trois valeurs de fréquence $f=20, 50$ et 80Hz et pour une famille des angles de commutation correspondant à $N\alpha=5$. Il est intéressant de remarquer que les résultats de simulation concordent avec ceux issus des essais expérimentaux.

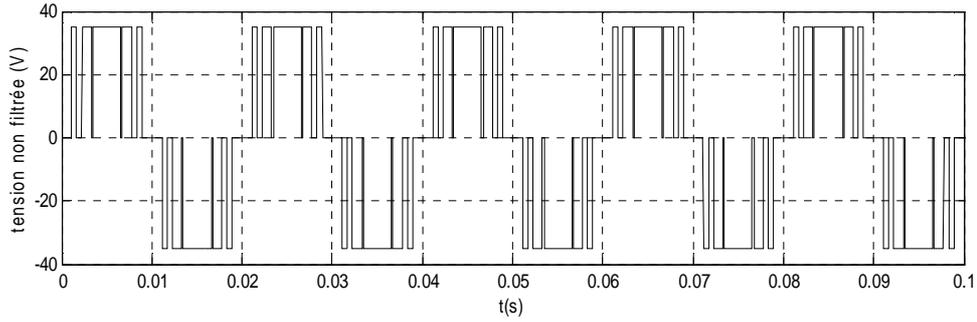
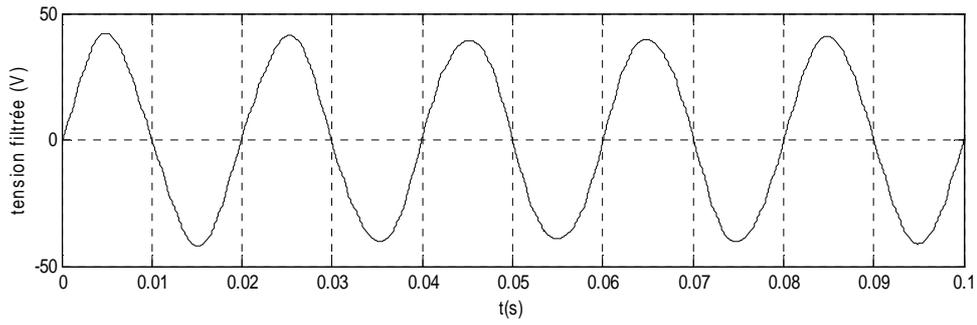


a : Simulation

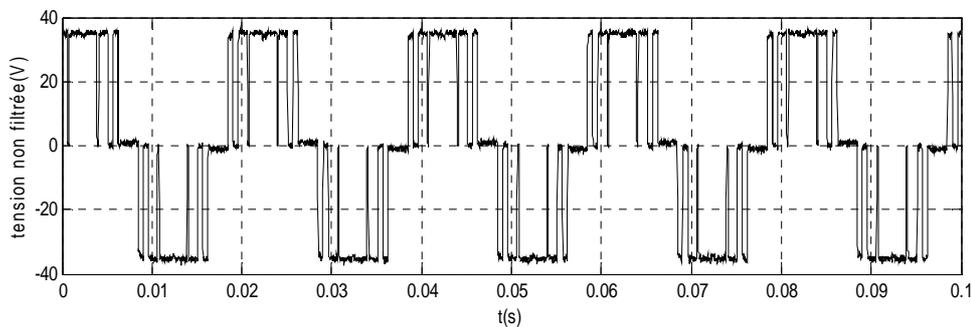
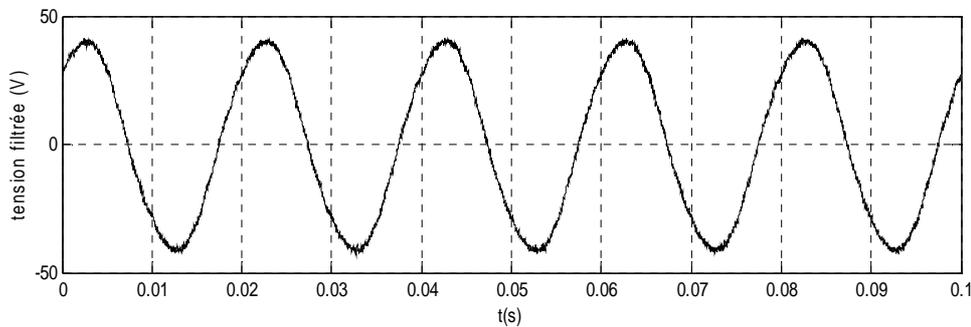


b : Expérimentation

Fig. III.11. Tensions de sortie filtrée et non filtrée de l'onduleur pour une fréquence $f=20$ ($N\alpha=5$)

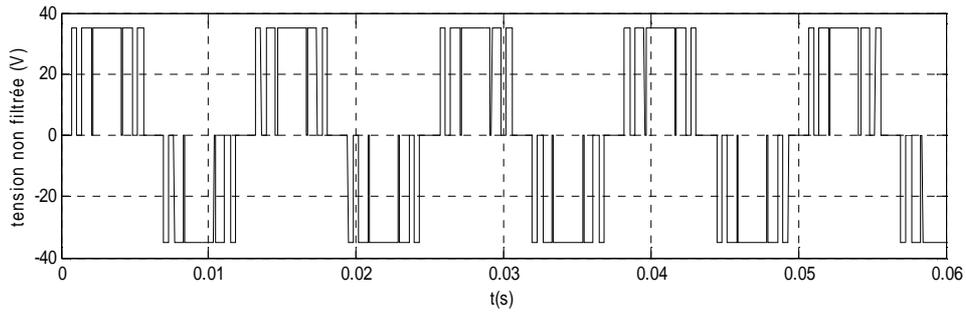
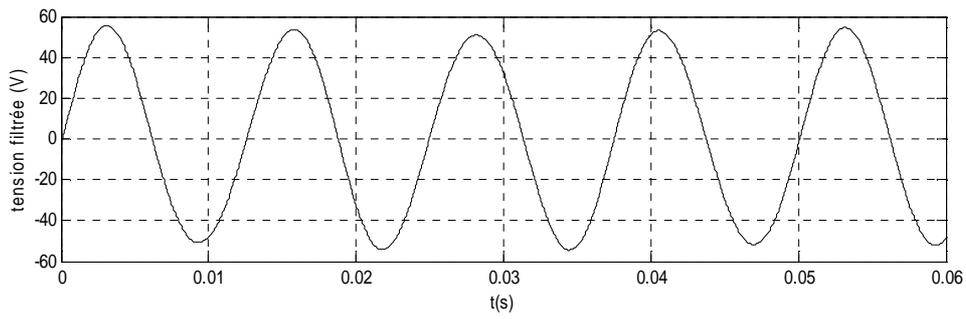


a : Simulation

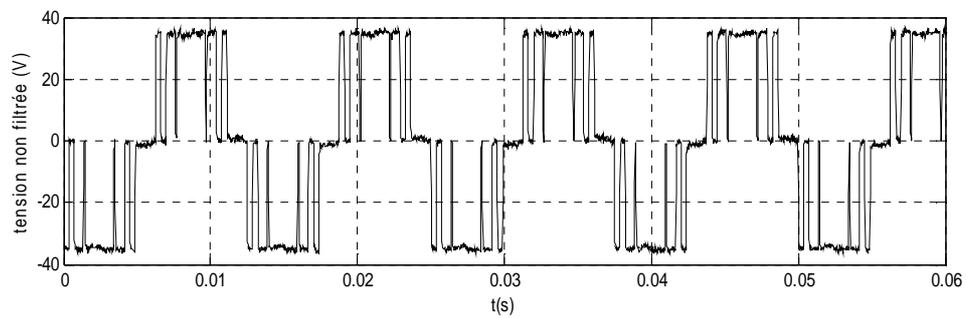
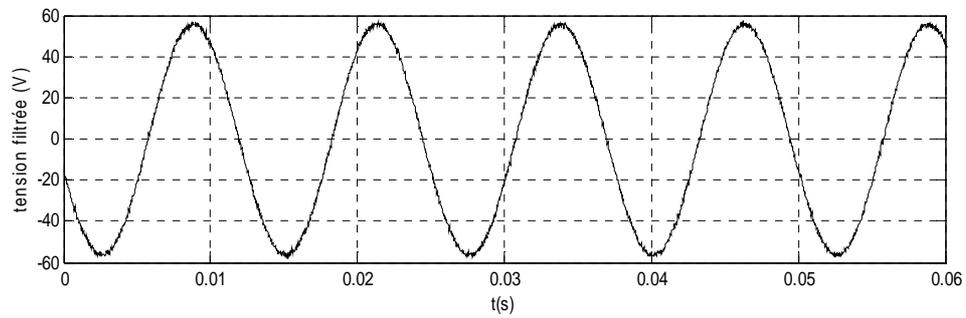


b : Expérimentation

Fig. III.12. Tensions de sortie filtrée et non filtrée de l'onduleur pour une fréquence $f=50$ ($N\alpha=5$)



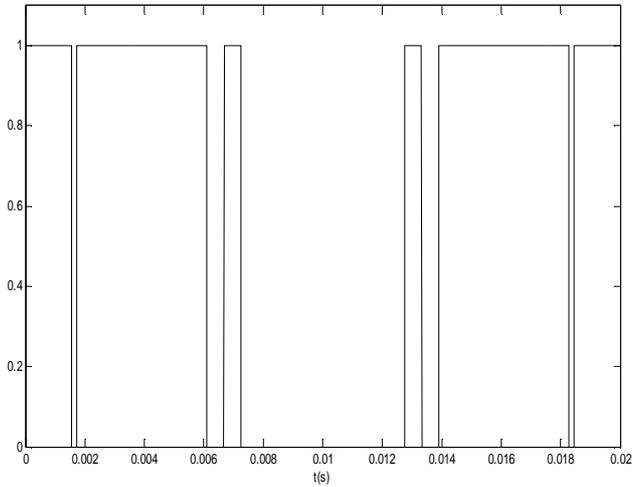
a : Simulation



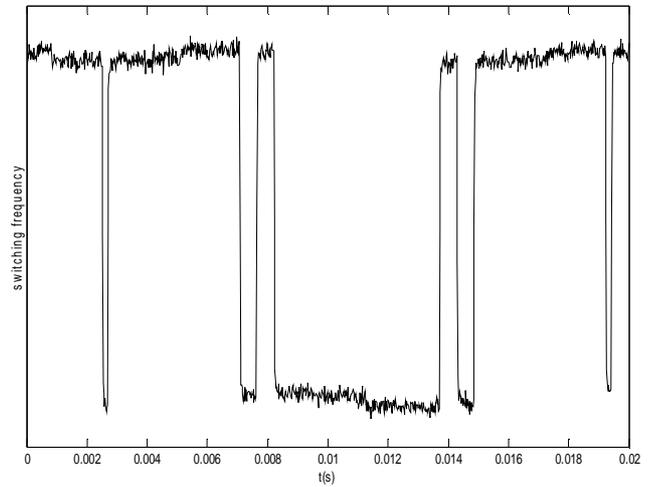
b : Expérimentation

Fig. III.13. Tensions de sortie filtrée et non filtrée de l'onduleur pour une fréquence $f=80$ ($N\alpha=5$)

La Fig.III.14 représente les résultats de simulation et expérimentaux des instants de commutation durant une période de la tension générée pour la famille $N_{\alpha}=5$. On remarque que le nombre de commutation égale 10 switching durant une période.



a : Simulation



b : Expérimentation

Fig.III.14. Les instants de commutation durant une période pour une fréquence $f=50\text{Hz}$ ($N_{\alpha}=5$)

Les Fig.III.15, Fig.III.16, Fig.III.17 montrent les tensions expérimentales filtrées de l'onduleur ainsi que les courants dans une charge purement résistive pour $f=50, 100$ et 10Hz respectivement. Les paramètres du filtre utilisé pour ces essais $\gamma = 0.159$ et pour la famille d'angle de commutation $N_{\alpha}=5$.

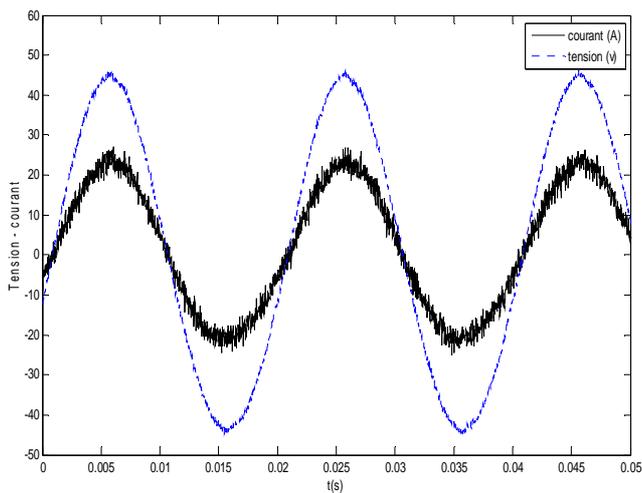


Fig.III.15. Résultat expérimental de la tension de sortie filtrée et courant dans une charge résistive pour $f=50\text{ Hz}$ ($N_{\alpha}=5$)

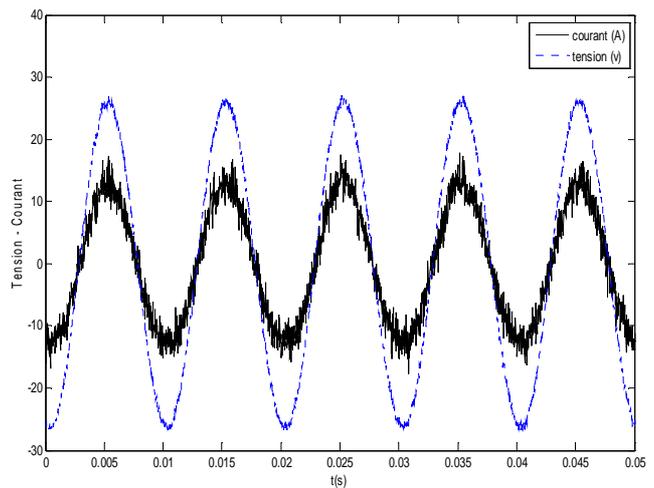


Fig.III.16. Résultat expérimental de la tension de sortie filtrée et courant dans une charge résistive pour $f=100\text{ Hz}$ ($N_{\alpha}=5$)

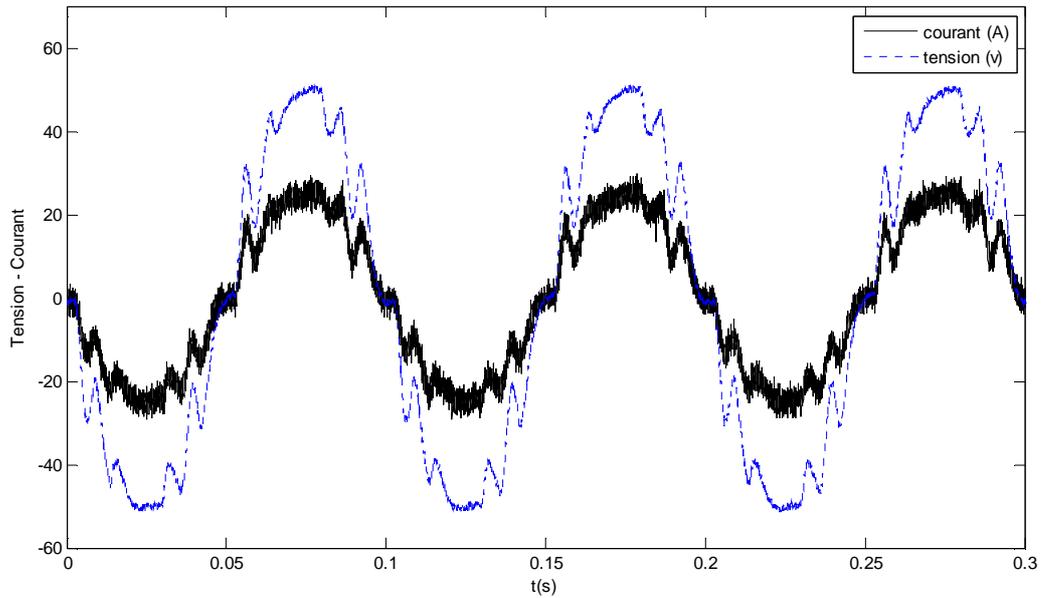


Fig.III.17. Résultat expérimental de la tension de sortie filtrée et courant dans une résistive pour $f=10$ Hz ($N\alpha=5$)

Les Fig.III.18, Fig.III.19, Fig.III.20 montrent les tensions expérimentales filtrées de l'onduleur ainsi que les courants dans la **charge RL** pour $f=50$, 100 et 10Hz respectivement. Les paramètres du filtre utilisé pour ces essais $\gamma=0.159$ et pour la famille d'angle de commutation $N\alpha=5$.

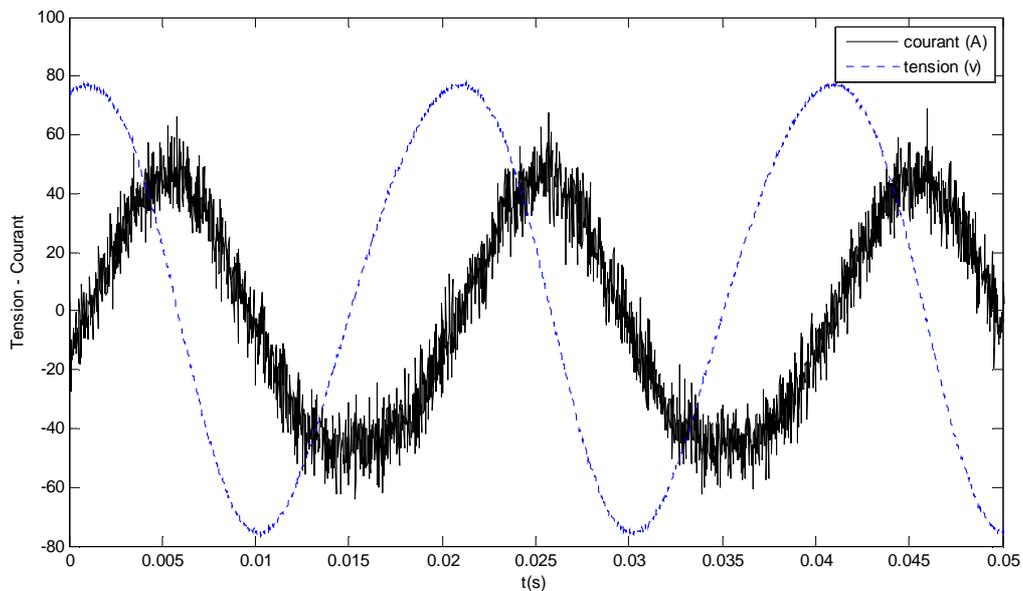


Fig.III.18. Résultat expérimental de la tension de sortie filtrée et courant dans une charge RL pour $f=50$ Hz ($N\alpha=5$)

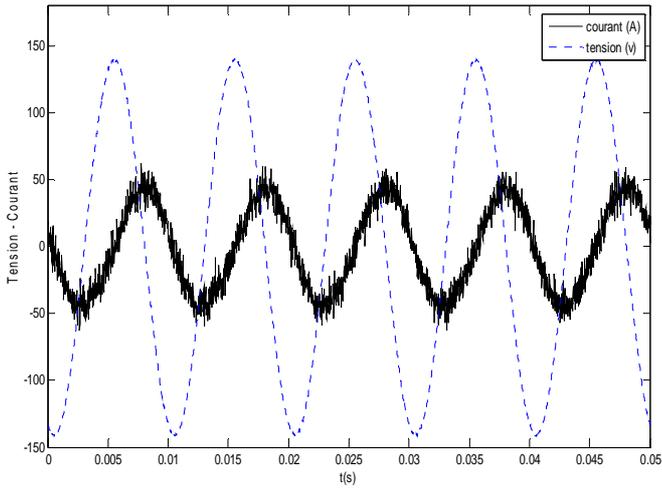


Fig.III.19. Résultat expérimental de la tension de sortie filtrée et courant dans une charge RL pour $f=100$ Hz ($N\alpha=5$)

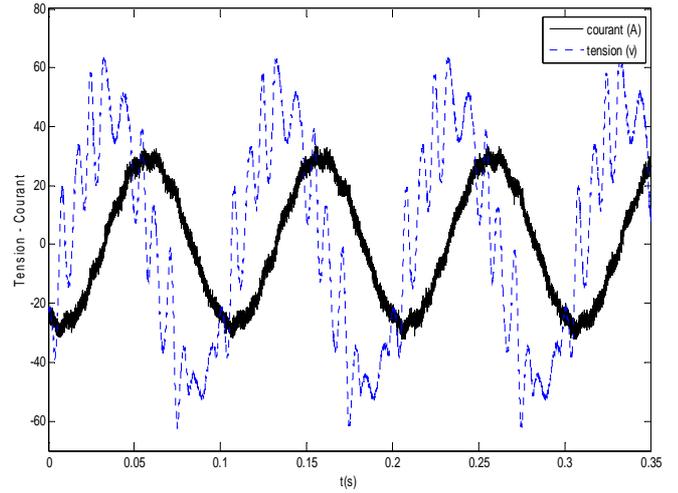


Fig.III.20. Résultat expérimental de la tension de sortie filtrée et courant dans une charge RL pour $f=10$ Hz ($N\alpha=5$)

La Fig.III.21 représente les résultats expérimentaux des tensions de sortie filtrée et non filtrée de l'onduleur pour une famille des angles de commutations correspondant à $N\alpha=7$.

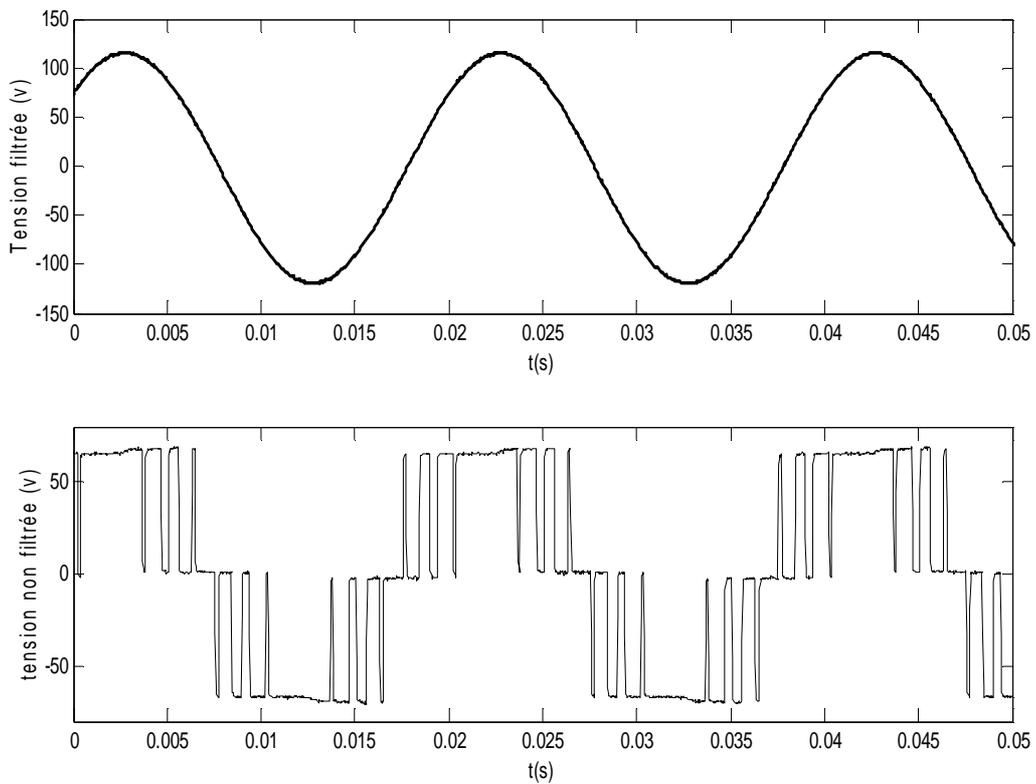


Fig.III.21. Tensions expérimentales de sortie filtrée et non filtrée de l'onduleur pour fréquence $f=50$ ($N\alpha=7$)

La Fig.III.22 montre la tension expérimentale filtrée de l'onduleur ainsi que le courant dans la **charge R** et pour la famille d'angle de commutation $N\alpha=7$.

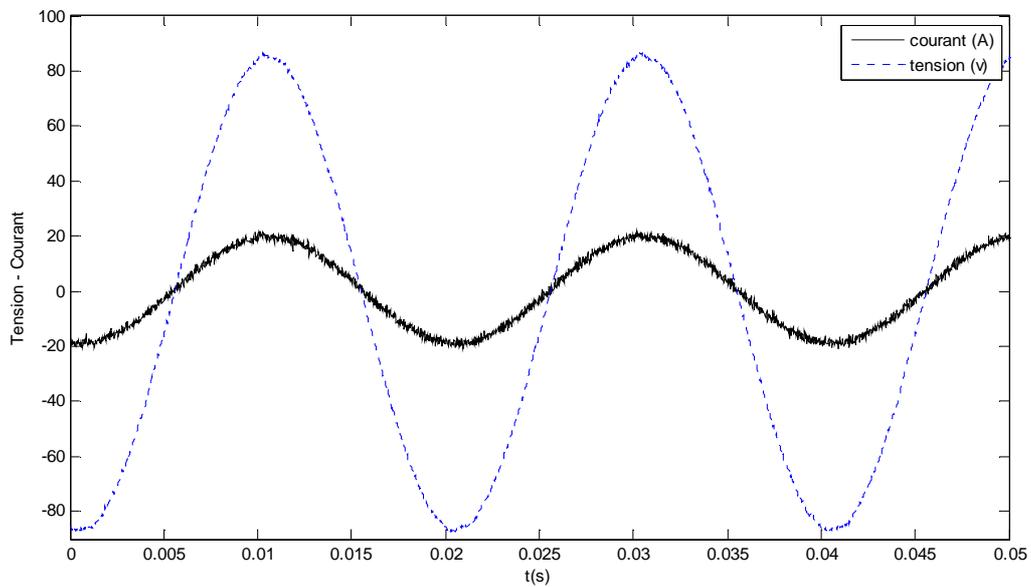


Fig.III.22. Résultat expérimental de la tension de sortie filtrée et courant dans une charge R pour $f=50$ Hz ($N\alpha=7$)

La Fig.III.23 montre la tension expérimentale filtrée de l'onduleur ainsi que le courant dans la **charge RL** et pour la famille d'angle de commutation $N\alpha=7$.

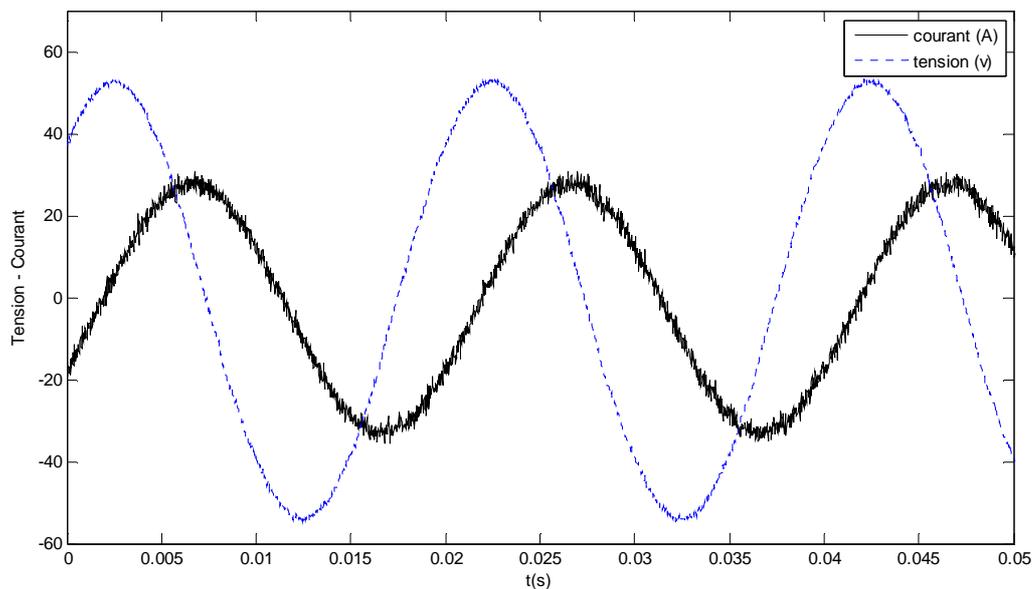


Fig.III.23. Résultat expérimental de la tension de sortie filtrée et courant dans une charge RL pour $f=50$ Hz ($N\alpha=7$)

La Fig.III.24 représente les résultats expérimentaux des instants de commutation durant une période de la tension générée pour la famille $N_\alpha=7$. On remarque que le nombre de commutation égale 14 switching durant une période.

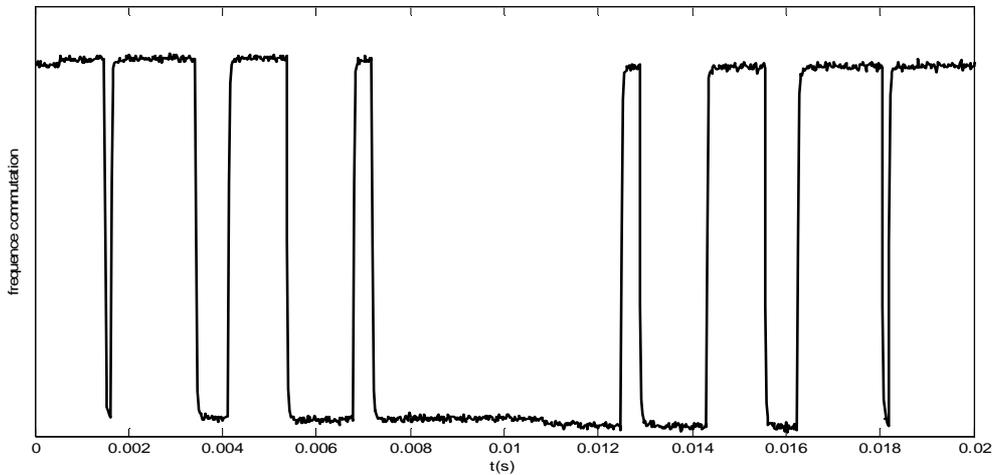


Fig.III.24. Résultat expérimental des instants de commutation durant une période pour une fréquence $f=50\text{Hz}$ ($N_\alpha=7$)

III.2. Nouveau Modèle d'Onduleur Triphasé commandé par la technique de commutation Pré-calculée

La Fig.III.25 [Bou_07] [Bou_08] illustre le schéma de la nouvelle structure de l'onduleur triphasé, avec E étant la tension d'entrée DC et $U_{12\text{-out}}=V_{C1}-V_{C2}$, $U_{23\text{-out}}=V_{C2}-V_{C3}$ et $U_{31\text{-out}}=V_{C3}-V_{C1}$ sont les tensions de sortie AC obtenue via trois bras de filtre LC. R représente la résistance interne de l'inductance. Q_i et Q'_i ($i=1, 2, 3$) sont les interrupteurs (transistors de puissance). V_{C1} , V_{C2} et V_{C3} sont les tensions de sortie filtrées de l'onduleur prises aux bornes des condensateurs C_1 , C_2 et C_3 respectivement.

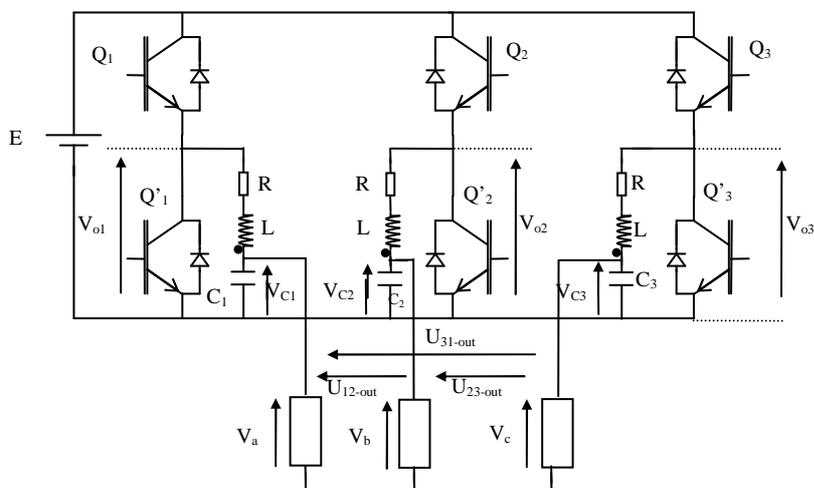


Fig.III.25. nouveau modèle de convertisseur DC-AC triphasé

Dans notre cas, il est important de mentionner que les transistors Q_i et Q'_i subissent des états de commutation complémentaires. En outre, un déphasage de $\frac{2}{3}\pi$ va être maintenu entre les tensions (V_{o1}, V_{o2}) et (V_{o2}, V_{o3})

III.2.1. Analyse harmonique

Théoriquement, nous voulons que les tensions de sortie de l'onduleur V_{o1}, V_{o2}, V_{o3} soient de la forme donnée par (III.31).

$$\begin{cases} V_{o1\text{-ideal}} = \frac{E}{2}[1 + \cos \alpha] \\ V_{o2\text{-ideal}} = \frac{E}{2}[1 + \cos(\alpha - \frac{2}{3}\pi)] \\ V_{o3\text{-ideal}} = \frac{E}{2}[1 + \cos(\alpha - \frac{4}{3}\pi)] \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

avec $\alpha = \omega t$, et ω étant la pulsation.

Les coefficients relatifs par rapport à E de la série de Fourier de (III.1), sont donnés par (III.32.a) ou encore plus explicitement par (III.32.b).

$$d_k^i = \frac{1}{E} \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} V_{oi\text{-ideal}} \cdot \cos(k\alpha) d\alpha \quad (\text{III.32.a})$$

$$d_0^i = 1, \quad d_1^i = 1/2, \quad d_k^i = 0, \quad \text{for } k \in [2, \infty[\quad (\text{III.32.b})$$

avec ($i=1,2,3$)

En pratique, la tension de sortie non filtrée de l'onduleur V_{o1} (V_{o2}, V_{o3}), consiste en une série d'impulsions positives ou nulles, voir Fig.III.25 : V_{o1} (V_{o2}, V_{o3})=0 lorsque Q'_1 (Q'_2, Q'_3) est passant ou ON. V_{o1} (V_{o2}, V_{o3})=E lorsque Q'_1 (Q'_2, Q'_3) est bloqué ou OFF, de telle sorte que le condensateur C_1 (C_2, C_3) voit tout le temps une tension positive ou nulle. Dans ce cas, les coefficients relatifs de Fourier, par rapport à E , sont donnés par (III.33).

$$a_k^i = \frac{2}{k\pi} \sum_{i=0}^{N_\alpha} \text{sink}\alpha_i (-1)^{i+1} \quad (\text{III.33})$$

où:

k est le rang d'harmonique

α_i sont les angles de commutation

N_α est le nombre de α_i par demi-période

Les tensions de sortie V_{o2} et V_{o3} de l'onduleur sont obtenues en décalant respectivement V_{o1} de $\frac{2}{3}\pi$ et $\frac{4}{3}\pi$ comme il est illustré dans la Fig.III.26 pour $N_\alpha=5$.

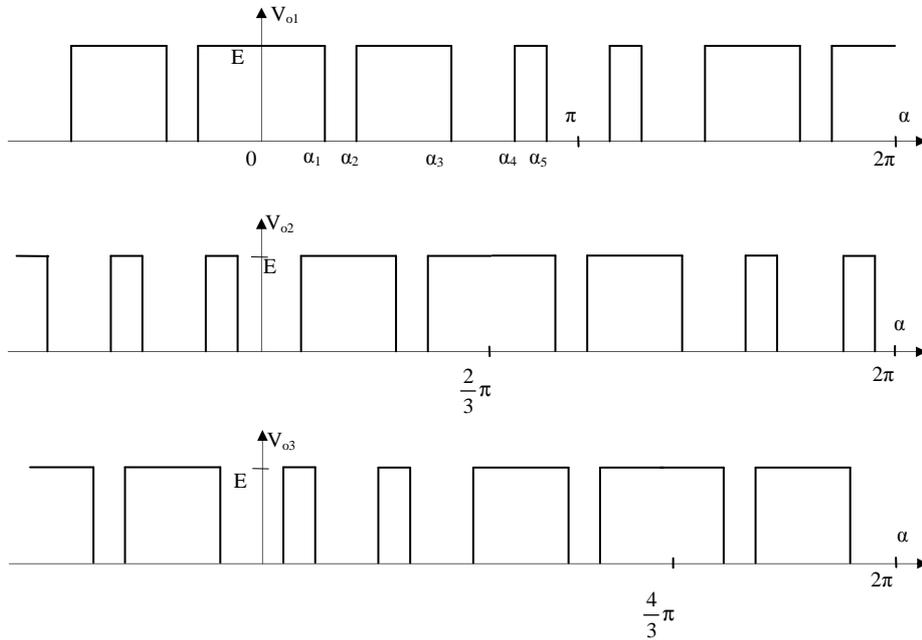


Fig.III.26. Représentation des tensions de sortie de l'onduleur triphasé aux bornes des condensateurs pour $N_\alpha=5$

L'objectif est de déterminer les angles de commutation α_i afin d'obtenir la meilleure correspondance possible entre la tension de sortie de l'onduleur V_{o1} et la tension désirée $V_{o1-ideal}$. Pour cela, nous devons comparer leurs harmoniques respectifs. Une identité parfaite entre V_{o1} et $V_{o1-ideal}$ ne peut être obtenue que s'il y a égalité d'un nombre infini de leurs harmoniques respectifs, comme le montre l'équation (III.34).

$$\frac{2}{k\pi} \sum_{i=0}^{N_\alpha} \text{sink} \alpha_i (-1)^{i+1} = d_k, \text{ pour } k \in [0, \infty[\quad (\text{III.34})$$

Or nous disposons seulement de N_α inconnues. Pour que le système d'équations soit soluble, nous ne pouvons donc satisfaire que N_α équations.

$$a_k = \frac{2}{k\pi} \sum_{i=0}^{N_\alpha} \text{sink} \alpha_i (-1)^{i+1} = d_k \quad (\text{III.35})$$

où k peut prendre N_α valeurs différentes.

Compte tenu du déphasage de $\frac{2}{3}\pi$ sciemment imposé entre (V_{o1}, V_{o2}) et (V_{o2}, V_{o3}) les tensions de sortie non filtrées de l'onduleur $(V_{o1}-V_{o2})$, $(V_{o2}-V_{o3})$, $(V_{o3}-V_{o1})$, voient ses harmoniques de rang trois annulés. Par conséquent, nous avons affecté à k seulement la valeur différente de rang trois comme il est illustré dans le Tableau III.2.

Angle de commutation par demi-période (N_α)	Valeurs possibles de k	Rang du premier harmonique non nul
3	1, 2, 4	5
5	1, 2, 4, 5, 7	8
7	1, 2, 4, 5, 7, 8, 10	11
9	1, 2, 4, 5, 7, 8, 10, 11, 13	14

Tab.III.2. Rangs d'harmoniques pris en compte par famille d'angles de commutation (triphasé)

Afin de déterminer les angles de commutation α_i , nous avons utilisé la méthode du simplexe pour résoudre le système non linéaire (III.35) [Che_97], [Gus_05].

Lorsque N_α est fixé, pour chaque valeur de d_1 dans (III.32), correspond un vecteur solution pour (III.35) appelé famille d'angles de commutations, voir annexe E.

Les Fig.III.27.a, Fig.III.27.b représentent la tension non filtrée et l'analyse spectrale pour une famille des angles de commutation correspondant à $N\alpha=5$. On remarque que le premier harmonique non nul égal 8.

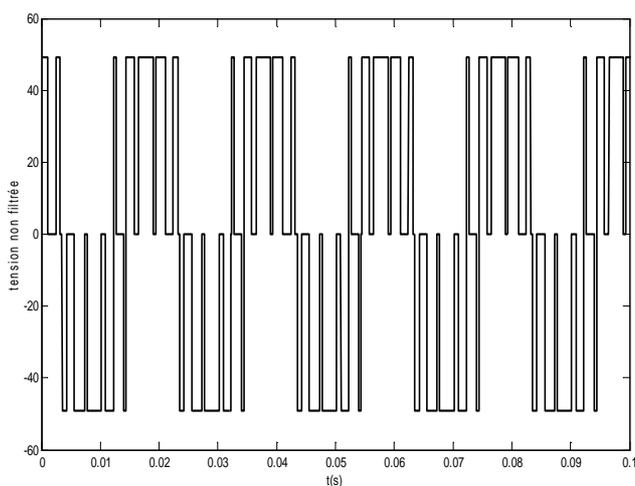


Fig.III.27.a. Tension de sortie non filtrée de l'onduleur pour $N\alpha=5$

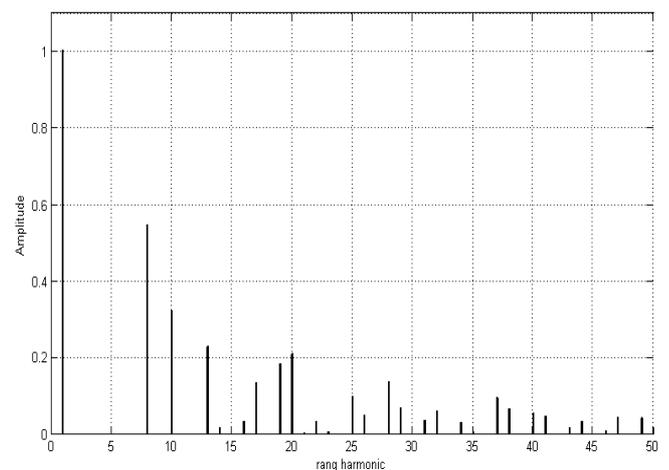


Fig.III.27.b. Analyse spectrale de la tension de sortie non filtrée pour $N\alpha=5$

III.2.2. Calcul du taux d'harmonique

Utilisons les équations (III.31), (III.32), (III.33) et (III.34), les tensions de sortie non filtrées de l'onduleur V_{o1} , V_{o2} et V_{o3} peuvent s'écrire comme suit:

$$V_{o1} = \frac{E}{2}(1 + \cos\omega t) + a_5 \cos 5\omega t + a_6 \cos 6\omega t + \dots \quad (\text{III.36.a})$$

$$V_{o2} = \frac{E}{2}\left[1 + \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right)\right] + a_5 \cos 5\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) + a_6 \cos 6\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) + \dots \quad (\text{III.36.b})$$

$$V_{o3} = \frac{E}{2}\left[1 + \cos\left(\omega t - \frac{4}{3}\pi\right)\right] + a_5 \cos 5\left(\omega t - \frac{4}{3}\pi\right) + a_6 \cos 6\left(\omega t - \frac{4}{3}\pi\right) + \dots \quad (\text{III.36.c})$$

Dans le cas où $N_a=5$, et prenant en compte la fonction de transfert du filtre, nous obtenons les expressions (III.37), (III.38) et (III.39) pour les tensions aux bornes des condensateurs du filtre, V_{C1} , V_{C2} et V_{C3} respectivement.

$$V_{C1} = \frac{E}{2}\left[1 + a_1 T_1 \cdot \cos(\alpha + \varphi_1) + a_8 T_8 \cdot \cos(8\alpha + \varphi_8) + a_{10} T_{10} \cdot \cos(10\alpha + \varphi_{10}) + \dots\right] \quad (\text{III.37})$$

$$V_{C2} = \frac{E}{2}\left[1 + a_1 T_1 \cdot \cos\left[\left(\alpha - \frac{2}{3}\pi\right) + \varphi_1\right] + a_8 T_8 \cdot \cos\left[8\left(\alpha - \frac{2}{3}\pi\right) + \varphi_8\right] + a_{10} T_{10} \cdot \cos\left[10\left(\alpha - \frac{2}{3}\pi\right) + \varphi_{10}\right] + \dots\right] \quad (\text{III.38})$$

$$V_{C3} = \frac{E}{2}\left[1 + a_1 T_1 \cdot \cos\left[\left(\alpha - \frac{4}{3}\pi\right) + \varphi_1\right] + a_8 T_8 \cdot \cos\left[8\left(\alpha - \frac{4}{3}\pi\right) + \varphi_8\right] + a_{10} T_{10} \cdot \cos\left[10\left(\alpha - \frac{4}{3}\pi\right) + \varphi_{10}\right] + \dots\right] \quad (\text{III.39})$$

La combinaison de (III.36), (III.37), (III.38) et (III.39), nous permet d'obtenir l'expression des tensions de sortie filtrées de l'onduleur ($U_{12\text{-out}}=V_{C1}-V_{C2}$, $U_{23\text{-out}}=V_{C2}-V_{C3}$ et $U_{31\text{-out}}=V_{C3}-V_{C1}$) telles données par (III.40).

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{12\text{-out}} = E \frac{\sqrt{3}}{2} \left[a_1 T_1 \cos(\alpha + \beta_1) + \sum_{\substack{k=8 \\ k=3n+1 \\ k=3n+2}}^{\infty} a_k T_k \cos(k\alpha + \beta_k) \right] \\ U_{23\text{-out}} = E \frac{\sqrt{3}}{2} \left[a_1 T_1 \cos\left(\alpha + \beta_1 - \frac{2}{3}\pi\right) + \sum_{\substack{k=8 \\ k=3n+1 \\ k=3n+2}}^{\infty} a_k T_k \cos\left(k\alpha + \beta_k - \frac{2}{3}\pi\right) \right] \\ U_{31\text{-out}} = E \frac{\sqrt{3}}{2} \left[a_1 T_1 \cos\left(\alpha + \beta_1 - \frac{4}{3}\pi\right) + \sum_{\substack{k=8 \\ k=3n+1 \\ k=3n+2}}^{\infty} a_k T_k \cos\left(k\alpha + \beta_k - \frac{4}{3}\pi\right) \right] \end{array} \right. \quad (\text{III.40})$$

avec: $\beta_k = \varphi_k + \frac{\pi}{6}$

Le taux total d'harmoniques (HT) dans la tension de sortie filtrée de l'onduleur, est donné par (III.41).

$$HT(\%) = \frac{100}{a_1 T_1} \sqrt{\sum_{\substack{k=2 \\ k \neq 3n}}^{\infty} \left(\frac{a_k T_k}{k}\right)^2} \quad (III.41)$$

En pratique, la somme effectuée dans (III.40) et (III.41), se limite au nombre N_h des harmoniques pris en considération. Dans ce cas, HT(%) devient HR(%) qui est donné par (III.42).

$$HR(\%) = \frac{100}{a_1 T_1} \sqrt{\sum_{\substack{k=2 \\ k \neq 3n}}^N \left(\frac{a_k T_k}{k}\right)^2} \quad (III.42)$$

III.2.3. Modèle dynamique d'onduleur triphasé :

La Fig.III.28 illustre le schéma de la nouvelle structure d'onduleur triphasé utilisé pour alimenter une charge triphasée.

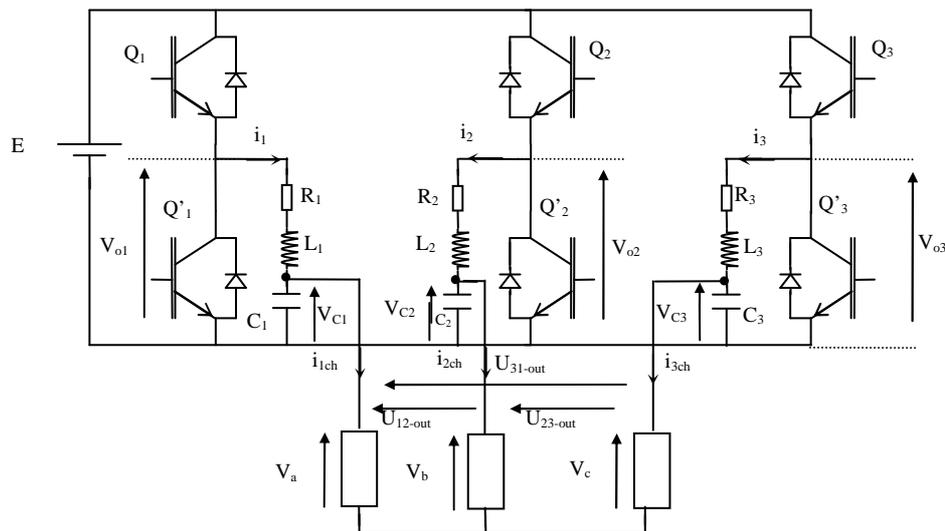


Fig.III.28. Onduleur triphasé avec une charge

A partir du schéma de la nouvelle structure, les équations aux courants et aux tensions peuvent être écrites sous la forme suivante.

- Equations aux courants :

$$\begin{cases} \frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{1}{C_1}(i_1 - i_{1ch}) \\ \frac{dv_{C2}}{dt} = \frac{1}{C_2}(i_2 - i_{2ch}) \\ \frac{dv_{C3}}{dt} = \frac{1}{C_3}(i_3 - i_{3ch}) \end{cases} \quad (III.43)$$

- Equations aux tensions :

$$\begin{cases} \frac{di_1}{dt} = (V_{o1} - R_1 \cdot i_1 - v_{C1}) \cdot \frac{1}{L_1} \\ \frac{di_2}{dt} = (V_{o2} - R_2 \cdot i_2 - v_{C2}) \cdot \frac{1}{L_2} \\ \frac{di_3}{dt} = (V_{o3} - R_3 \cdot i_3 - v_{C3}) \cdot \frac{1}{L_3} \end{cases} \quad (III.44)$$

Ces équations sont mises sous forme matricielle suivante:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_C \\ I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0_{3 \times 3} & \frac{1}{C} \times I_{3 \times 3} \\ -\frac{1}{L} \times I_{3 \times 3} & -R \times I_{3 \times 3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_C \\ I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C} \times I_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & \frac{1}{L} \times I_{3 \times 3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ch} \\ V_o \end{bmatrix} \quad (III.45)$$

Avec :

$$v_C = \begin{bmatrix} v_{C1} \\ v_{C2} \\ v_{C3} \end{bmatrix} ; \quad I = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} ; \quad v_o = \begin{bmatrix} v_{o1} \\ v_{o2} \\ v_{o3} \end{bmatrix}$$

III.2.4. Résultats de simulation et Expérimentaux:

Afin d'évaluer les performances de l'onduleur triphasé commandé par la MLI pré-calculé, des résultats de simulation et expérimentaux ont été réalisés. La Fig.III.29 représente l'allure de la fonction de transfert du filtre utilisé avec l'onduleur triphasé qui possède la valeur $y=0.01779$.

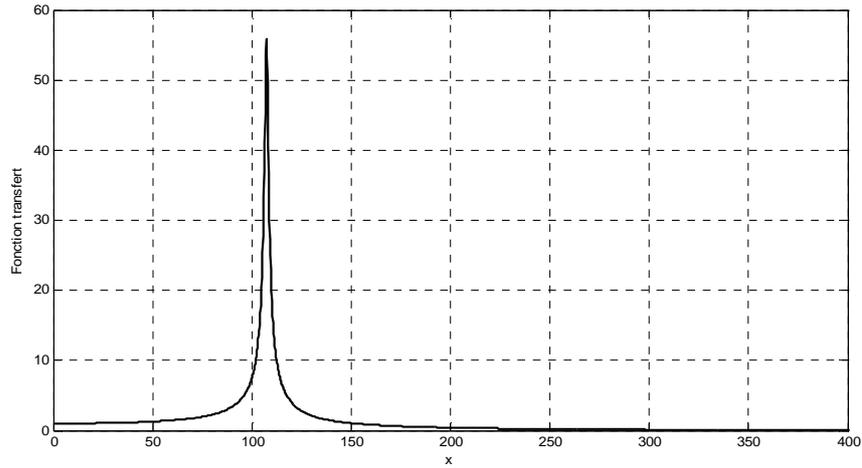


Fig.III.29. Fonction de transfert du filtre pour valeur de $y=0.01779$

Les Fig.III.30.a, Fig.III.30.b représentent les résultats de simulation et expérimentaux des trois tensions de sortie de l'onduleur filtrées (U_{12} , U_{23} , U_{31}) et non filtrées pour une famille des angles de commutation correspondant à $N\alpha=5$ et pour une fréquence $f=50\text{Hz}$.

La Fig.III.31 représente les résultats de simulation et expérimentaux des trois tensions de sortie de l'onduleur filtrées (U_{12} , U_{23} , U_{31}) pour une famille des angles de commutation correspondant à $N\alpha=5$ et pour une fréquence $f=60\text{ Hz}$.

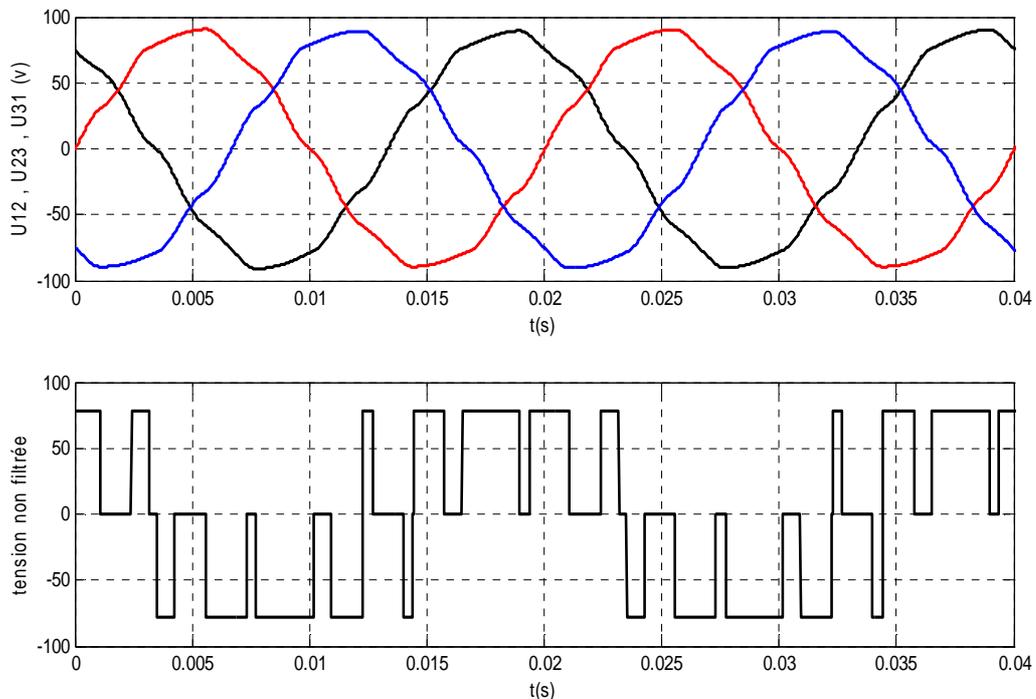


Fig.III.30.a. Tensions filtrées et non filtrées de sortie d'onduleur triphasé
Pour une fréquence $f=50$ ($N\alpha=5$) (simulation)

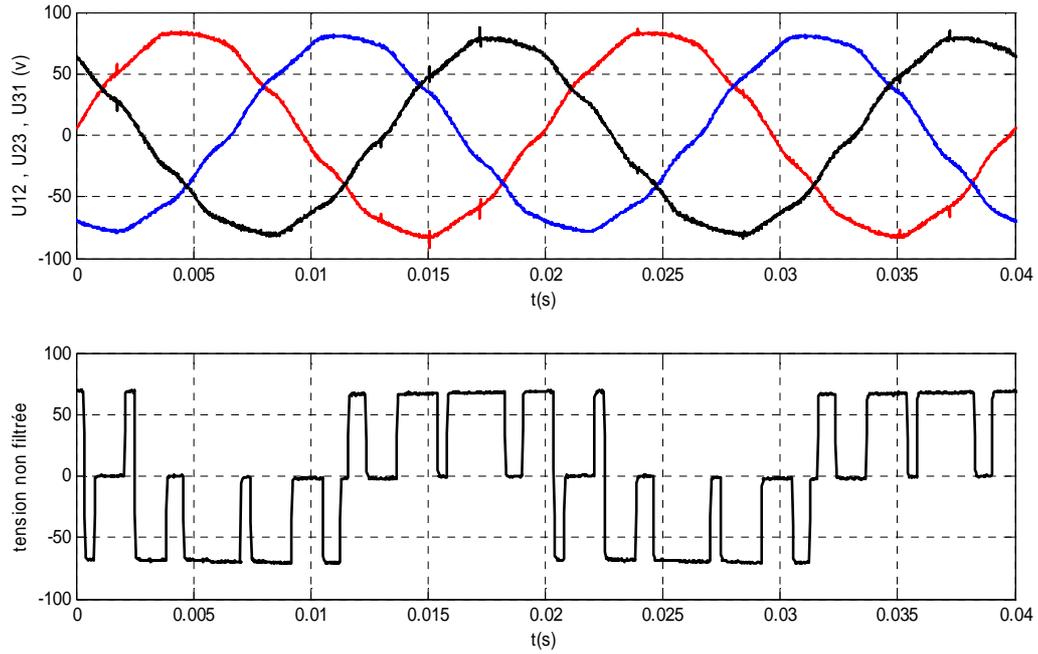


Fig.III.30.b. Tensions filtrées et non filtrées de sortie d'onduleur triphasé Pour une fréquence $f=50$ ($N\alpha=5$) (Expérimentation)

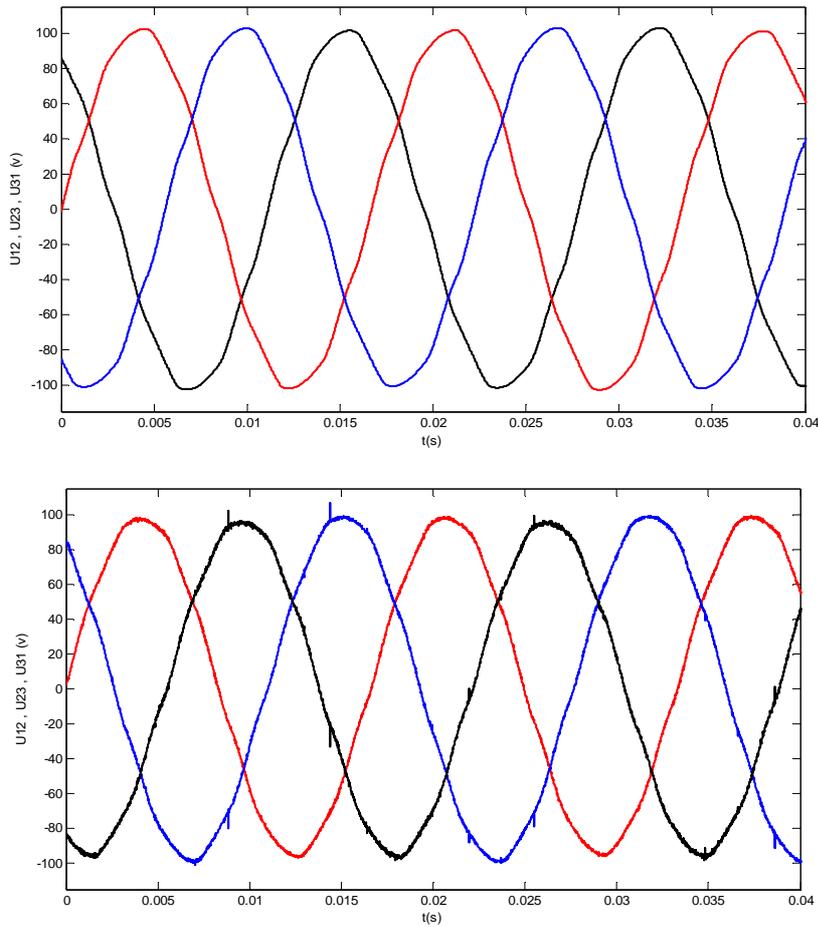


Fig.III.31. Tensions de sortie filtrées d'onduleur triphasé pour une fréquence $f=60$ ($N\alpha=5$)

Les Fig.III.32, Fig.III.33 montrent les résultats de simulation et expérimentaux des instants de commutation durant une période de la tension générée pour différentes valeurs de fréquence ($f=50$ et 100Hz respectivement).

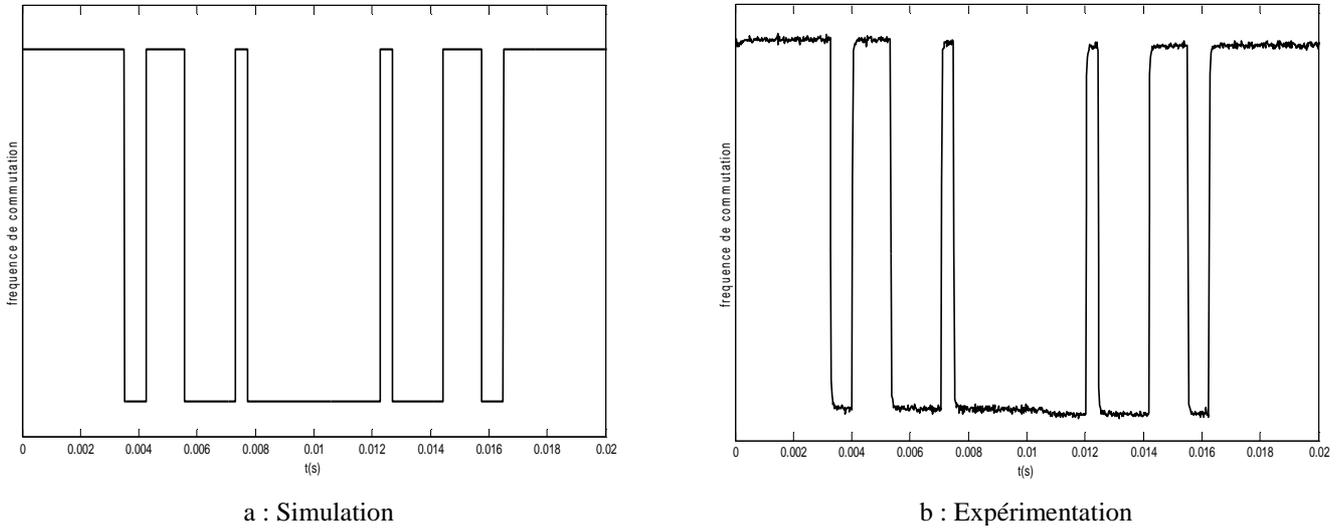


Fig. III.32. Les instants de commutation pour $f=50\text{Hz}$ ($N\alpha=5$)

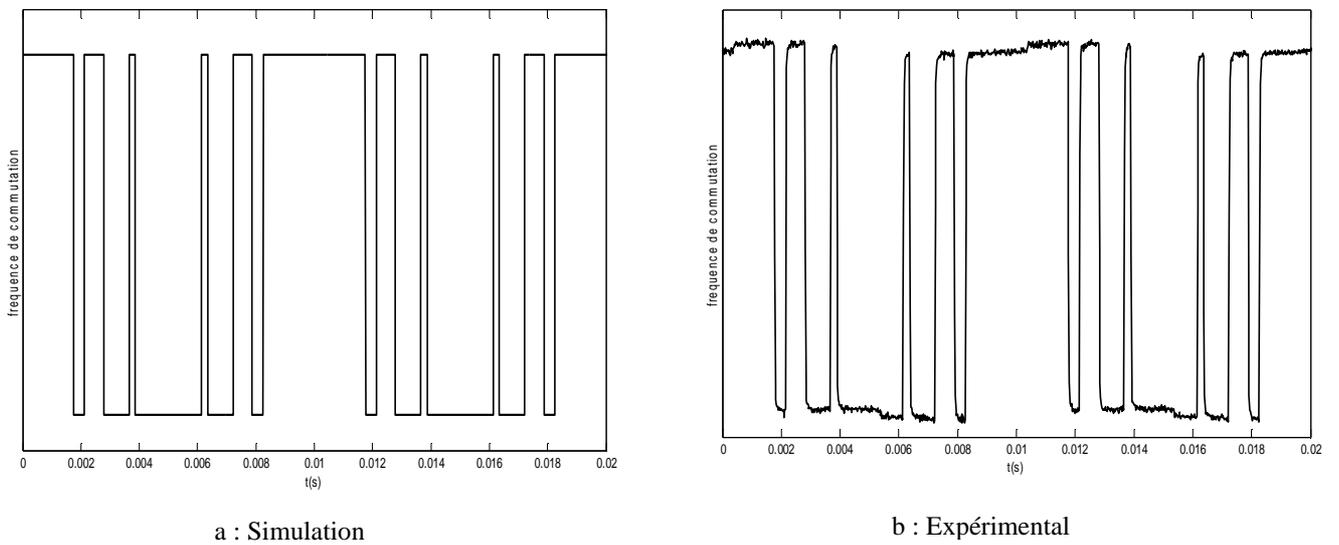
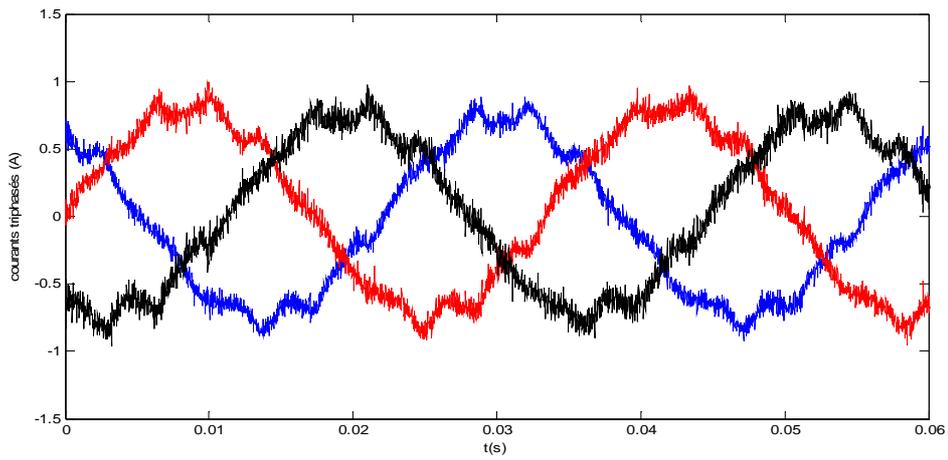
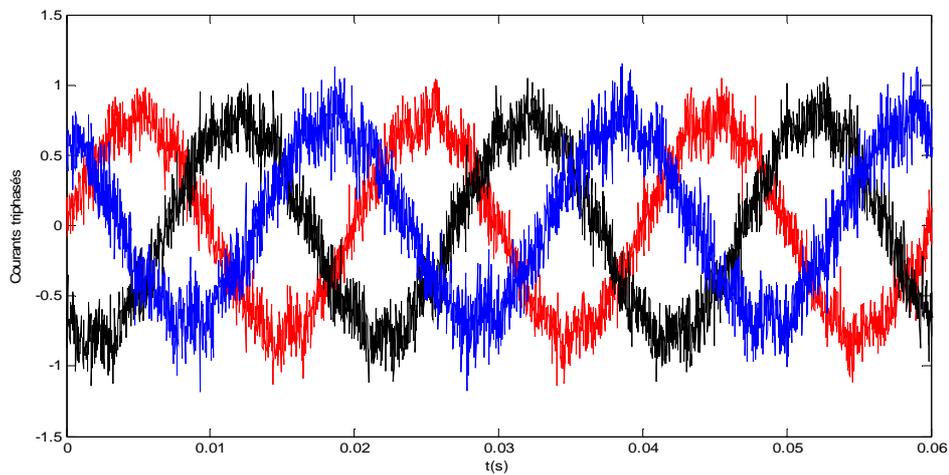
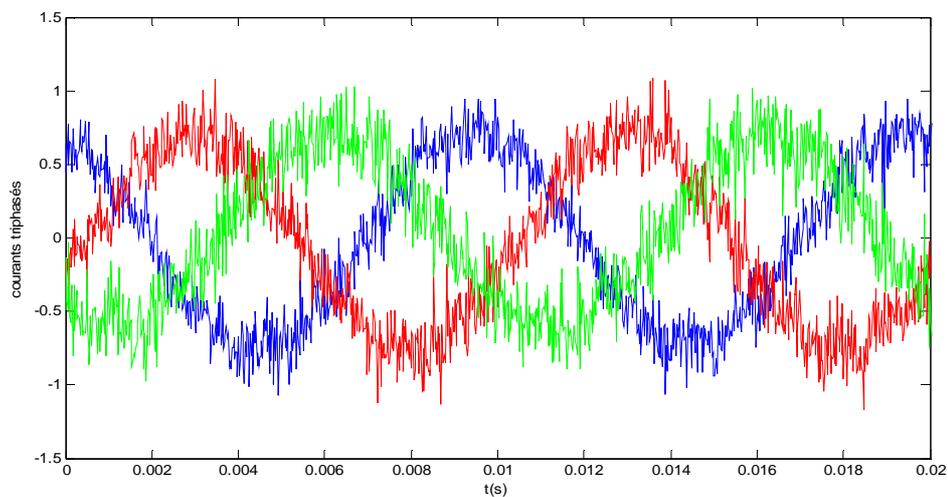


Fig. III.33. Les instants de commutation pour $f=100\text{Hz}$ ($N\alpha=5$)

Les Fig.III.34, Fig.III.35, Fig.III.36 montrent les courants expérimentaux dans la charge R et pour différentes valeurs de fréquence ($f=30$, 50 et 100Hz respectivement). La famille d'angle de commutation est $N\alpha=5$.

Fig. III.34. Courants triphasé dans une charge résistive pour $f=30$ Hz (expérimental)Fig.III.35. Courants triphasé dans une charge résistive pour $f=50$ Hz (expérimental)Fig.III.35 Courants triphasé dans une charge résistive pour $f=100$ Hz (expérimental)

Nous représentons dans les Fig.III.36.a, Fig.III.36.b, Fig.III.36.c quelques comparaisons des courants en $\alpha\beta$ pour différentes valeurs de fréquence ($f=30, 50\text{Hz}, 100\text{Hz}$). La Fig.III.36.a montre plus de déformation du courant pour la fréquence $f=30\text{ Hz}$.

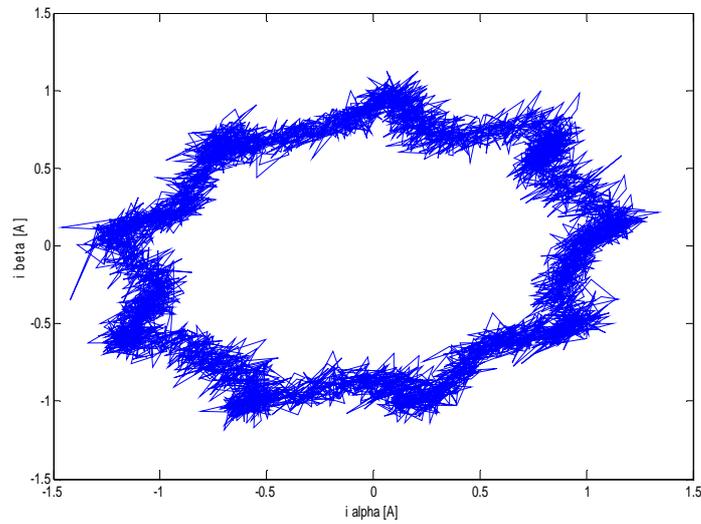


Fig.III.36.a. Résultat de simulation du courant i_α et i_β pour fréquence $f=30\text{ Hz}$

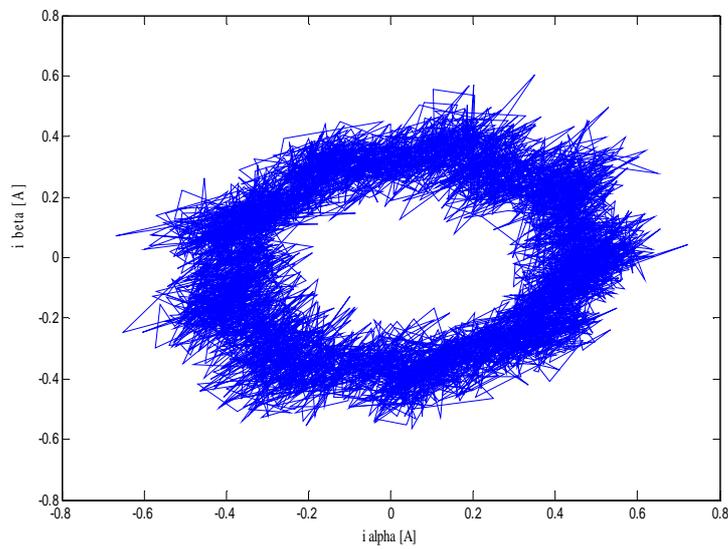


Fig.III.36.b. Résultat de simulation du courant i_α et i_β pour fréquence $f=50\text{ Hz}$

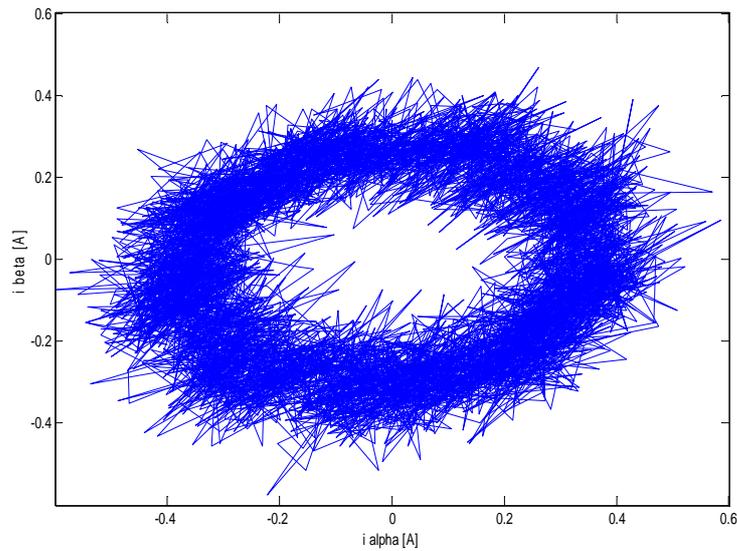


Fig.III.36.c. Résultat de simulation du courant i_α et i_β pour fréquence $f=100$ Hz

La Fig.III.37 présente l'évolution des trois tensions de sortie de l'onduleur triphasé proposé, nous avons imposé à l'onduleur deux valeurs de fréquence ($f=50$ Hz et à l'instant $t=0.06$ s, $f=60$ Hz). Nous remarquons que les trois tensions délivrées par l'onduleur sont parfaitement sinusoïdales et suivent les tensions idéales avec un temps de transitoire de 0.012s.

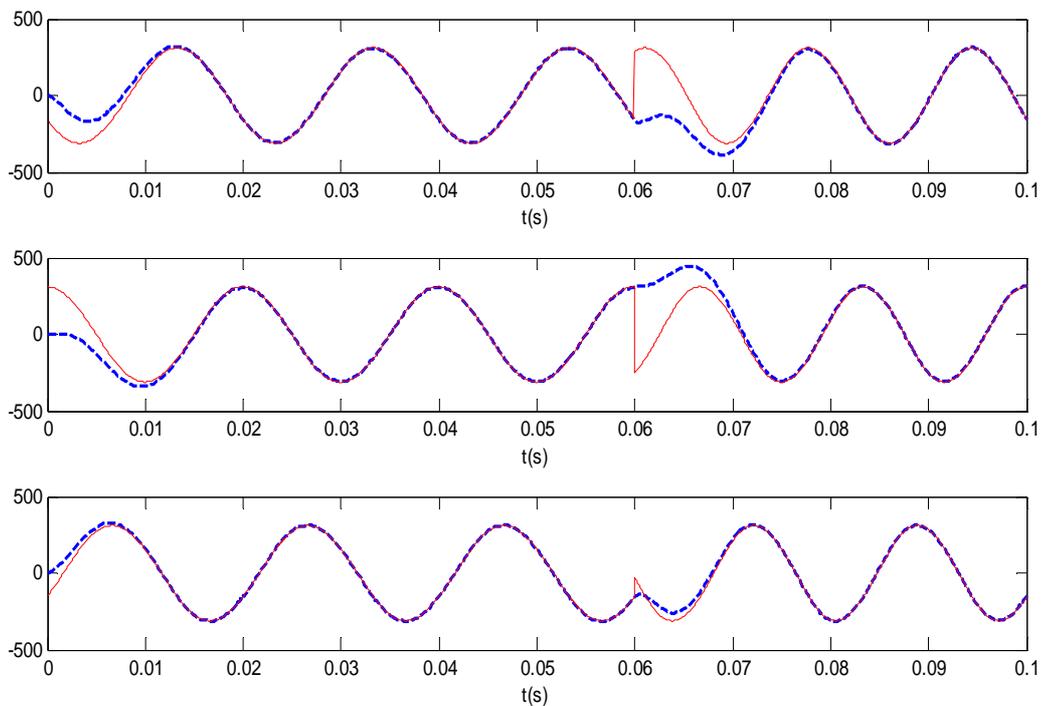


Fig.III.37. Tensions de sortie filtrée d'onduleur triphasé
 (---- tension de sortie filtrée d'onduleur) (--- tension de sortie référence)

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé un nouveau modèle d'onduleur combinant deux aspects : des angles de commutation pré-calculés et un filtre passif pour réduire les harmoniques dans la tension de sortie de l'onduleur.

Le modèle d'onduleur aboutit à un système d'équations non linéaire pour la détermination des angles de commutation. Un dispositif expérimental basé sur dSPACE DS1103 a été mis en œuvre pour la validation des résultats obtenus en simulation. Les résultats expérimentaux montrent des tensions de sortie de profil sinusoïdal, validant ainsi les résultats obtenus en simulation.

Le modèle d'onduleur développé, arrive à réduire de façon significative les harmoniques de la tension de sortie tout en permettant l'usage de condensateurs polarisés (chimique). Le nombre restreint de commutation par période, engendre plus de fiabilité et augmente la durée de vie des composants du système.

La mise en œuvre pratique et la simplicité du schéma de commande de cet onduleur, s'avère une solution rentable pour la résolution du problème de réduction des harmoniques.

Chapitre IV

Commande Vectorielle de la MAS
en utilisant la MLI pré-calculée

INTRODUCTION

La fonction MLI joue le rôle d'interface entre la partie commande d'un variateur de vitesse et la machine électrique associée. Cette fonction agit sur l'onduleur de tension (ou de courant) dans la partie puissance du variateur, et joue un rôle essentiel avec des conséquences sur toutes les performances du système. Nos travaux prennent en compte la machine asynchrone commandée à travers l'onduleur de tension à deux-niveaux. Plusieurs problèmes importants actuels de ce système à vitesse variable sont liés à la MLI : les pertes par commutation de l'onduleur, les harmoniques, le bruit acoustique, les surtensions de ligne, les courants de fuite...etc. Notre objectif consiste à optimiser le signal de sortie de l'onduleur pour surmonter les problèmes cités au-dessus.

Une nouvelle structure de commande d'un onduleur triphasé est proposée afin de réduire les harmoniques injectés dans le moteur asynchrone et d'en minimiser les oscillations du couple électromagnétique. L'onduleur qui est en pont complet est associé à un filtre passif de second ordre de type LC. Les angles de commutation des interrupteurs de puissance sont pré calculés hors ligne puis stockés dans la mémoire d'un DSP afin de favoriser la rapidité de la commande en ligne du moteur. Les angles de commutation sont pré calculés de telle manière à réduire les harmoniques proches du fondamentale et de maintenir une tension unipolaire entre les bornes des condensateurs afin de permettre l'utilisation des condensateurs polarisés dont la capacité volumique est importante. Le rôle du filtre passif est de supprimer les harmoniques restants de rangs forts. Le but de l'association de la commutation pré calculée et du filtre passif est de réduire le nombre de commutations par période tout en générant une tension d'alimentation de bonne qualité permettant de réduire les pertes fer et les oscillations du couple électromagnétique du moteur asynchrone.

Les résultats de simulation obtenus montrent une réduction appréciable des oscillations du couple ainsi que les courants i_{ds} , i_{qs} et du nombre de commutations par période des interrupteurs de puissance en comparaison avec les alimentations traditionnelles de type MLI triangulaire.

IV.1. Modèle dynamique de l'onduleur triphasé :

La Fig.IV.1 illustre le schéma de la nouvelle structure de l'onduleur triphasé utilisé pour alimenter la machine asynchrone triphasée [Bou_07] [Bou_08].

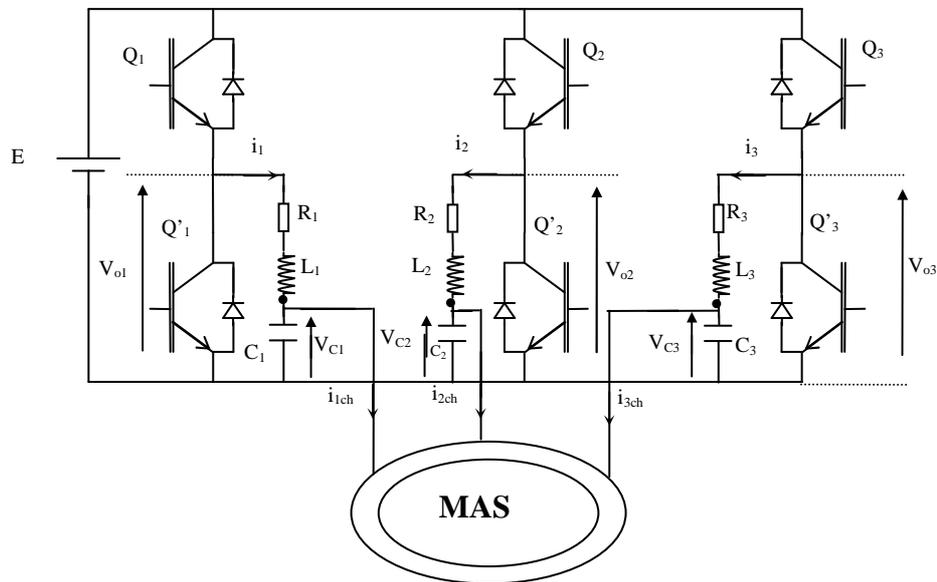


Fig.IV.1. Onduleur triphasé avec machine asynchrone

A partir du schéma de la nouvelle structure, les équations aux courants et aux tensions peuvent être écrites sous la forme suivante.

- Equations aux courants :

$$\begin{cases} \frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{1}{C_1}(i_1 - i_{1ch}) \\ \frac{dv_{C2}}{dt} = \frac{1}{C_2}(i_2 - i_{2ch}) \\ \frac{dv_{C3}}{dt} = \frac{1}{C_3}(i_3 - i_{3ch}) \end{cases} \quad (IV.1)$$

- Equations aux tensions :

$$\begin{cases} \frac{di_1}{dt} = (V_{o1} - R_1 i_1 - v_{C1}) \cdot \frac{1}{L_1} \\ \frac{di_2}{dt} = (V_{o2} - R_2 i_2 - v_{C2}) \cdot \frac{1}{L_2} \\ \frac{di_3}{dt} = (V_{o3} - R_3 i_3 - v_{C3}) \cdot \frac{1}{L_3} \end{cases} \quad (IV.2)$$

Ces équations sont mises sous forme matricielle suivante:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_c \\ I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0_{3 \times 3} & \frac{1}{C} \mathbf{X}_{3 \times 3} \\ -\frac{1}{L} \mathbf{X}_{3 \times 3} & -\mathbf{R} \mathbf{X}_{3 \times 3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_c \\ I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C} \mathbf{X}_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & \frac{1}{L} \mathbf{X}_{3 \times 3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ch} \\ v_o \end{bmatrix} \quad (IV.3)$$

Avec : $v_c = \begin{bmatrix} v_{c1} \\ v_{c2} \\ v_{c3} \end{bmatrix}$; $I = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix}$; $v_o = \begin{bmatrix} v_{o1} \\ v_{o2} \\ v_{o3} \end{bmatrix}$

IV.2. Commande vectorielle de la machine asynchrone

Le modèle mathématique de la machine asynchrone en fonction des variables d'états est donné par:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} I_{ds} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[- \left(R_s + \frac{L_M^2}{L_r T_r} \right) I_{ds} + \omega_s \sigma L_s I_{qs} + \frac{L_M}{L_r T_r} \Psi_{dr} + \frac{L_M}{L_r} \omega_r \Psi_{qr} + V_{ds} \right] \\ \frac{d}{dt} I_{qs} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-\omega_s \sigma L_s I_{ds} - \left(R_s + \frac{L_M^2}{L_r T_r} \right) I_{qs} - \frac{L_M}{L_r} \omega_r \Psi_{dr} + \frac{L_M}{L_r T_r} \Psi_{qr} + V_{qs} \right] \\ \frac{d}{dt} \Psi_{dr} = \frac{L_M}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Psi_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \Psi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \Psi_{qr} = \frac{L_M}{T_r} I_{qs} - (\omega_s - \omega_r) \Psi_{dr} - \frac{1}{T_r} \Psi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \omega_r = \frac{p^2 L_M}{J L_r} \Psi_{dr} I_{qs} - \frac{p^2 L_M}{J L_r} \Psi_{qr} I_{ds} - \frac{f}{J} \omega_r - \frac{p}{J} C_r \end{cases} \quad (IV.4)$$

Le schéma global de la commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée par un onduleur commandé par la MLI pré-calculée est illustré sur la Fig.IV.2 [Bou_07] [Bou_08].

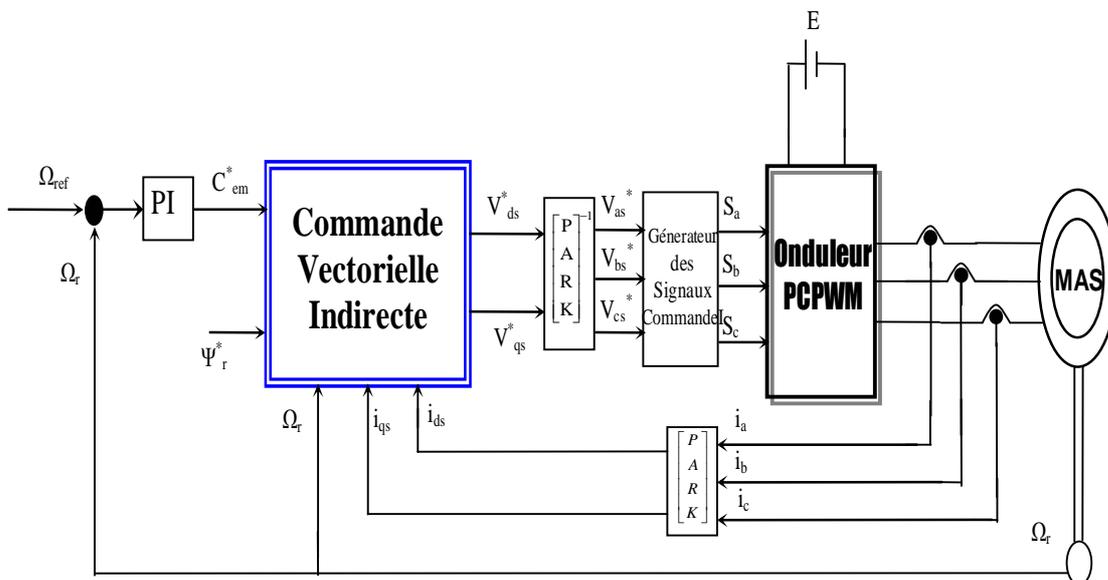


Fig.IV.2. Schéma de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone en utilisant PCPWM

IV.3. Simulations

Nous avons effectué des simulations de la commande vectorielle appliquée à la machine asynchrone triphasée avec régulation de vitesse et des courants en utilisant un onduleur commandé par la MLI pré-calculée. Le démarrage à vide puis application de la charge égale 50% charge nominale entre l'intervalle 1s et 2s (Fig.IV.3 et Fig.IV.4). Les grandeurs simulées sont les variables d'état, (I_{ds} , I_{qs} , Ψ_{dr} , Ψ_{qr}) ainsi que le couple, la vitesse de rotation, le flux rotorique, la tension délivrée par l'onduleur et le courant de phase. Nous remarquons que le flux rotorique est égal à sa valeur de référence, mais il présente quelques fluctuations pendant le démarrage. Le couple suit sa valeur de référence et reste proportionnel au courant i_{qs} . Ceci montre que la méthode adoptée est un outil fort pour la réalisation de la commande de la machine.

Les Fig.IV.5, Fig.IV.6 montrent le comportement de la machine asynchrone alimentée par onduleur commandé par la MLI pré-calculée pour une variation de la consigne de vitesse, au début la consigne égale 1000 tr/min, puis elle égale 600 tr/min pendant l'intervalle (1s et 2s). Les grandeurs simulées sont les variables d'état, (I_{ds} , I_{qs} , Ψ_{dr} , Ψ_{qr}) ainsi que le couple, la vitesse de rotation, le flux rotorique, la tension délivrée par l'onduleur et le courant de phase. Nous remarquons que la vitesse suit sa valeur de référence ω_{ref} , avec un temps de réponse égal à 0,5s. Le temps de rétablissement lors de changement de consigne de vitesse est de 0,1s. Nous remarquons également une orientation du flux rotorique Ψ_r suivant l'axe 'd' tout en maintenant sa composante en quadrature nulle. Le couple présente un petit pic de 30N.m. et suit parfaitement sa consigne avec un taux d'ondulation pratiquement nul. Nous observons que les tensions délivrées par la nouvelle structure de l'onduleur sont pratiquement sinusoïdales ainsi que le courant statorique i_a

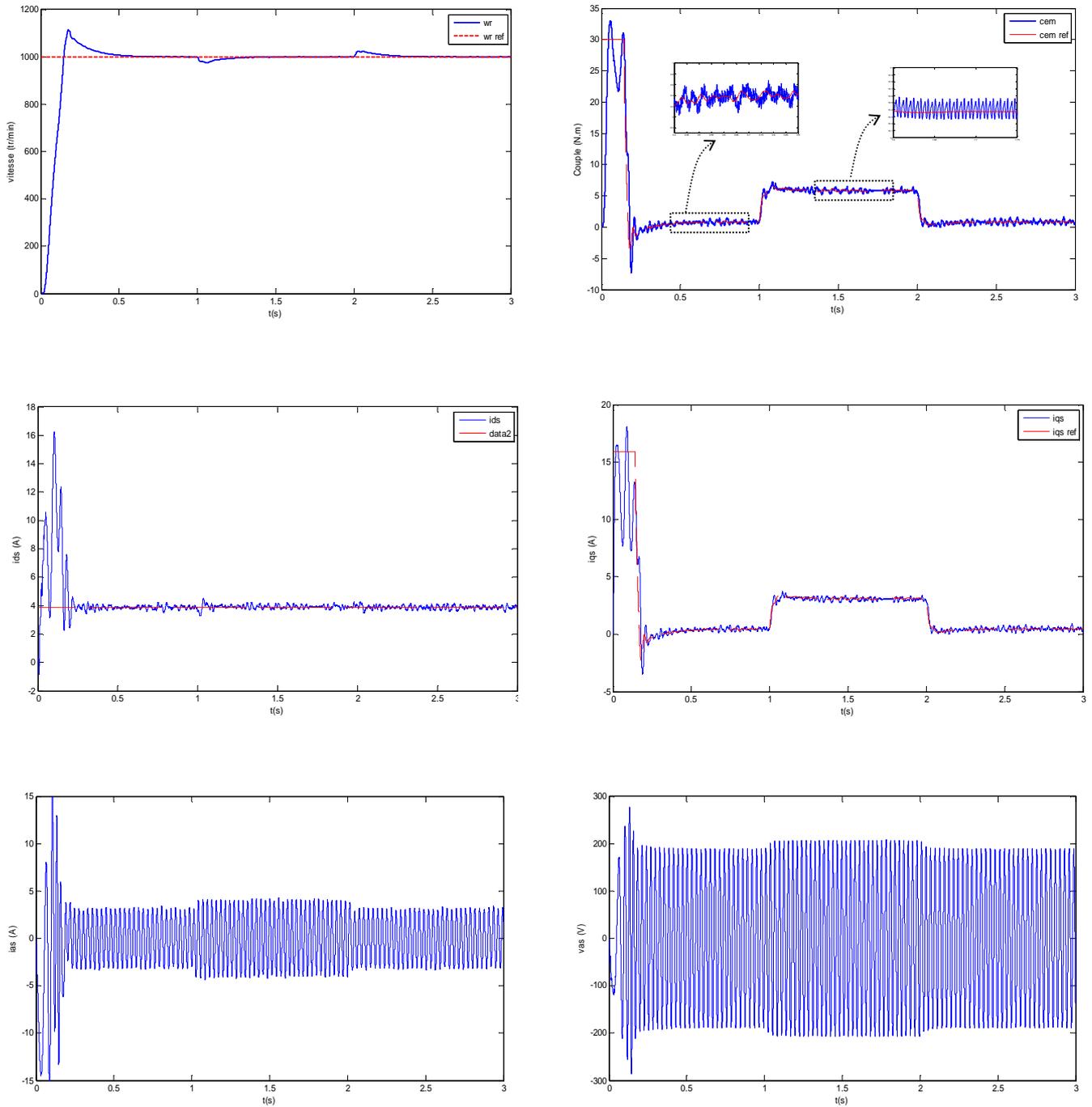


Fig.IV.3 : Simulation du démarrage à vide puis application d'un couple de 5 N.m entre 1s et 2s de la MAS triphasée alimentée par un onduleur commandé par la MLI pré-calculée.

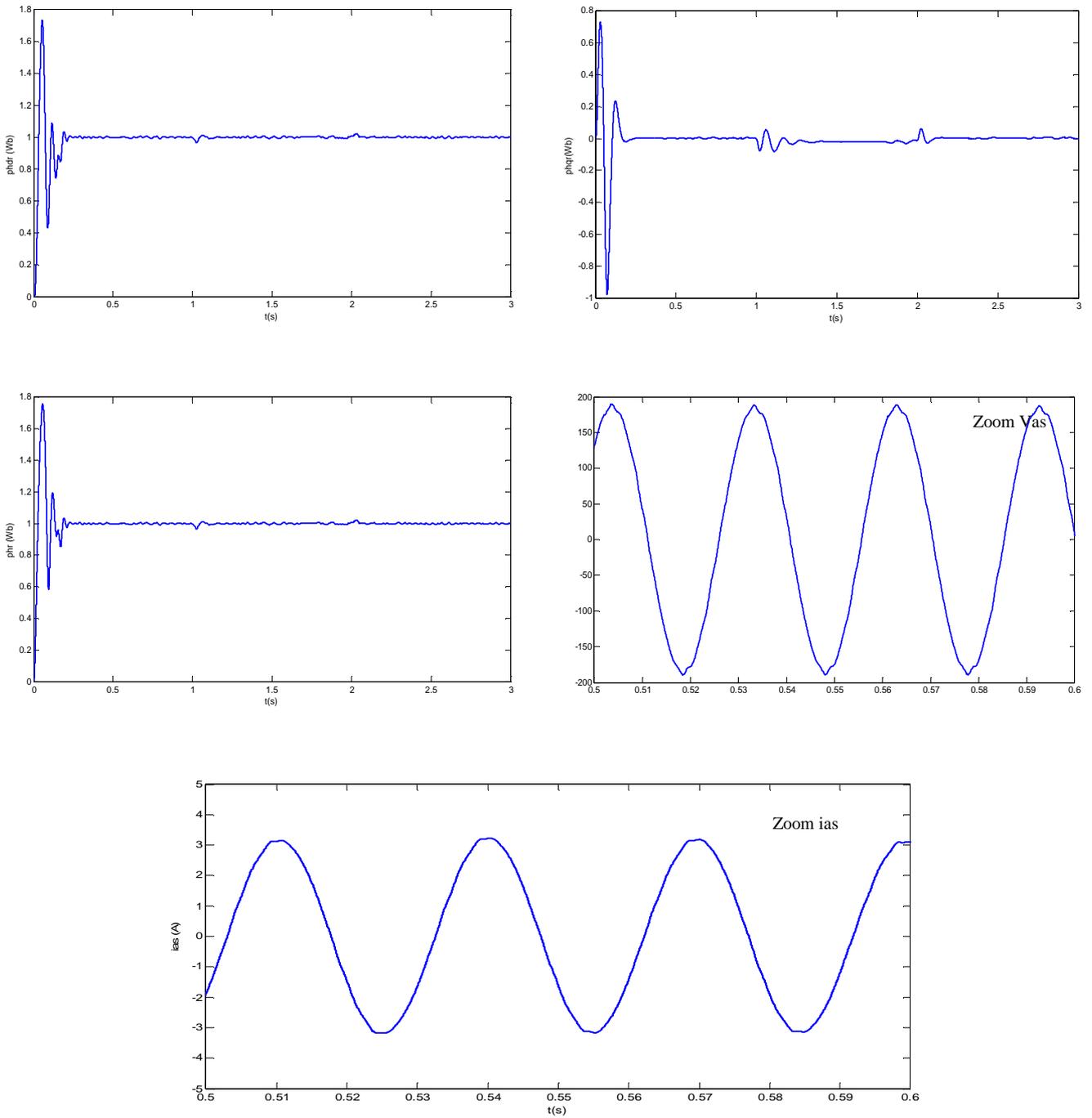


Fig.IV.4 : Les grandeurs magnétiques de la machine asynchrone avec zoom de la tension V_{as} et courant i_{as}

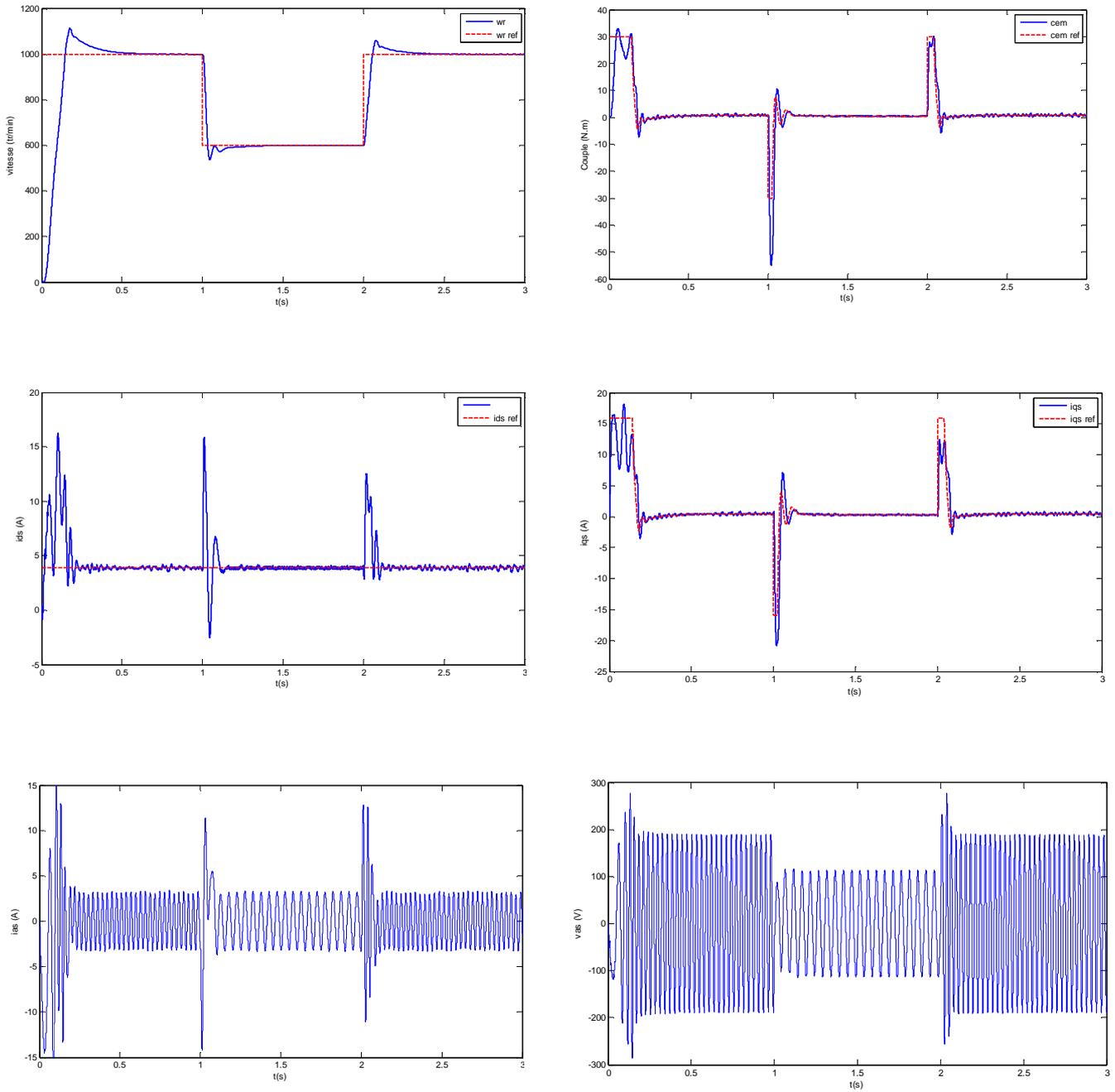


Fig.IV.5. Résultat de simulation de la commande vectorielle de la MAS triphasée alimentée par un onduleur commandé par la MLI pré-calculée pour deux valeurs de consigne de vitesse (1000tr/min et 600tr/min).

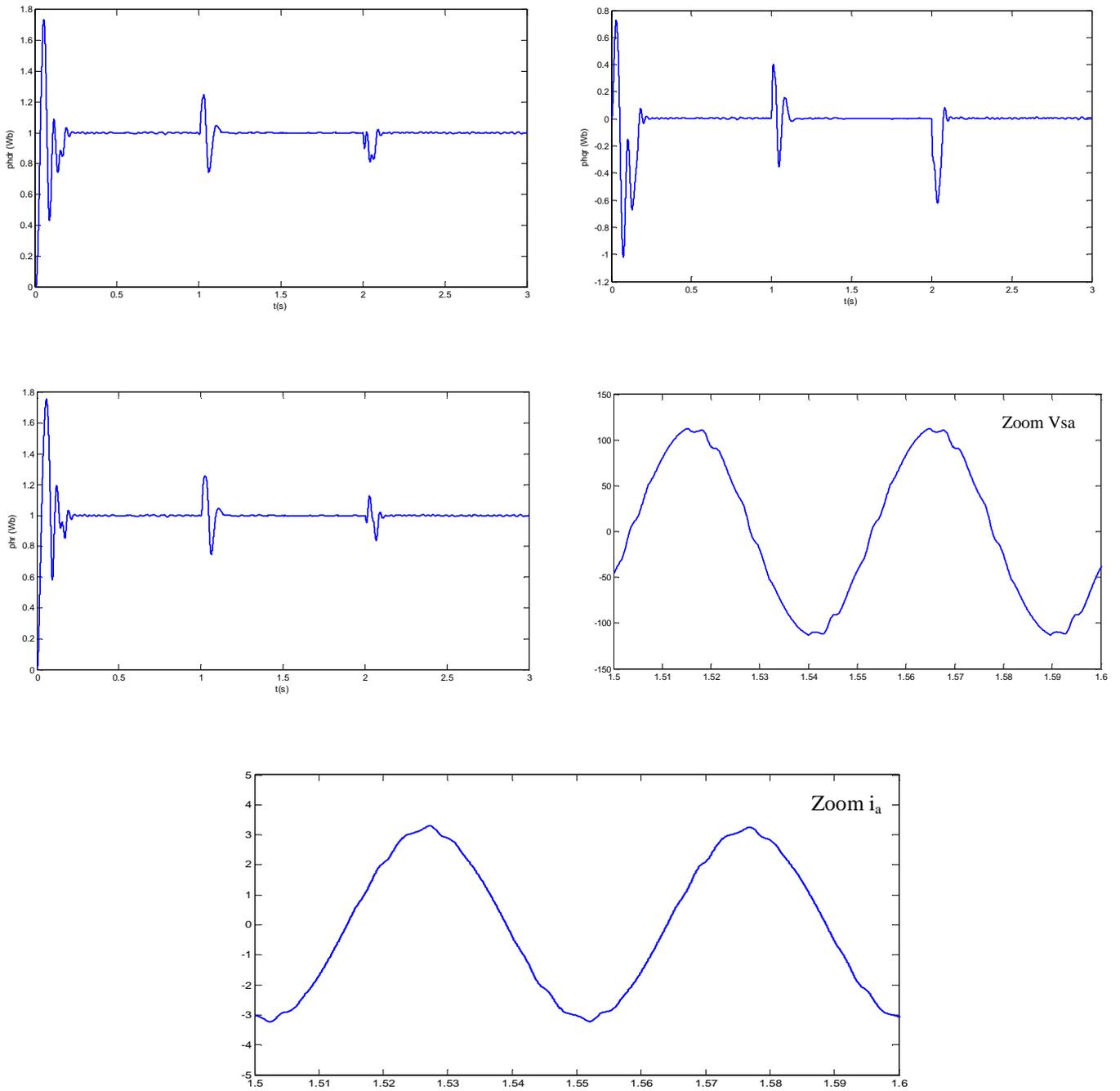


Fig.IV.6 : Les grandeurs magnétiques de la machine asynchrone avec zoom de la tension V_{as} et courant i_{as}

IV.4. Etude comparative

Pour bien évaluer les performances de la machine avec la nouvelle structure de l'onduleur et bien montrer les améliorations apportées, nous procédons à une comparaison entre les deux types d'onduleurs. Nous avons effectué des simulations de la commande vectorielle appliquée à la machine asynchrone avec un onduleur MLI qui utilise la technique triangulo-sinusoïdale avec indice de modulation $m=35$.

Les Fig.IV.7.a, Fig.IV.7.b, Fig.IV.8.a, Fig.IV.8.b, Fig.IV.9.a, Fig.IV.9.b représentent les résultats de simulation et expérimentaux des tensions de sortie délivrées par MLIPC et MLI. Nous observons que la tension produite par l'onduleur proposé est parfaitement sinusoïdale. Il est intéressant de remarquer que les résultats de simulation concordent avec ceux issus des essais expérimentaux.

Les Fig.IV.10, Fig.IV.11 représentent les résultats de simulation et expérimentaux des instants de commutation par les deux types d'onduleur, le nombre de commutations durant une période égale ($MLIPC=10$ et $MLI=70$). La fréquence de commutation de la nouvelle structure est très faible comparons par MLI triangulo-sinusoïdale.

La Fig.IV.12 représente la comparaison des résultats du couple obtenu par les deux types d'onduleur. Nous observons des ondulations supplémentaires sur les courbes du couple électromagnétique produit par MLI triangulo-sinusoïdale. La Fig.IV.13 représente la comparaison des résultats de vitesse. Les Fig.IV.14.a, Fig.IV.14.b, Fig.IV.15 représentent la comparaison des résultats du courant de charge i_a et les deux courants i_{ds} , i_{qs} . Nous constatons que les performances dynamiques obtenues par la nouvelle structure d'onduleur sont très satisfaisantes par rapport à celles obtenues par la structure classique.

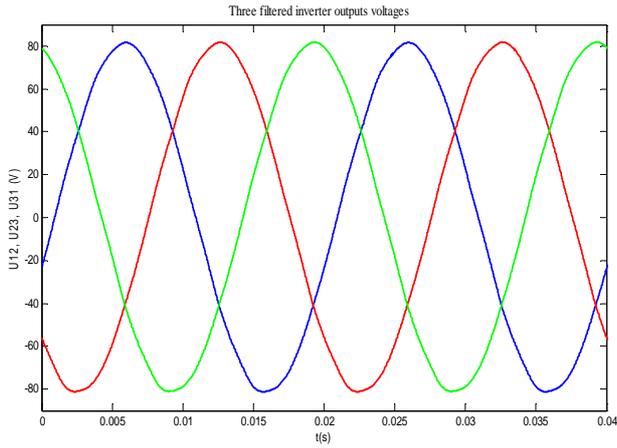


Fig.IV.7.a : Tensions triphasée délivrée par la nouvelle structure d'onduleur (simulation)

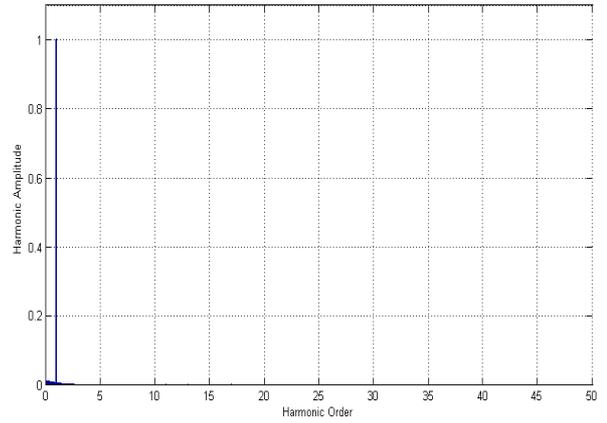


Fig.IV.7.b.Analyse spectrale de la tension de sortie

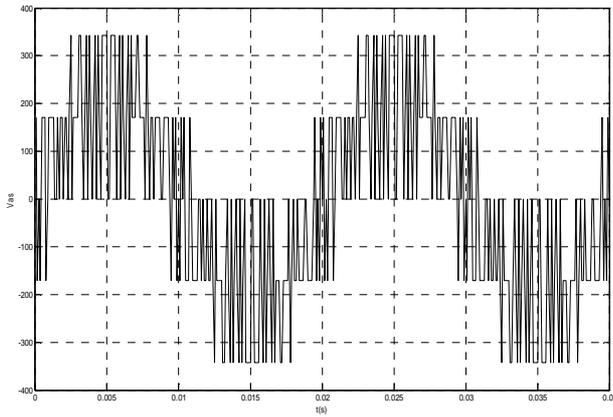


Fig.IV.8.a : Tension de sortie délivrée par MLI pour $m=35$ (simulation)

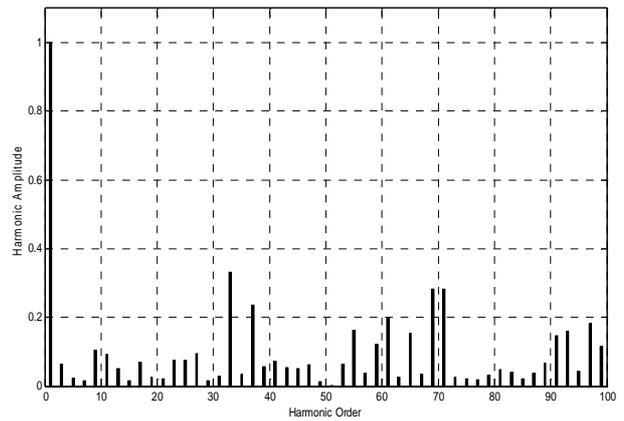


Fig.IV.8.b.Analyse spectrale de la tension de sortie

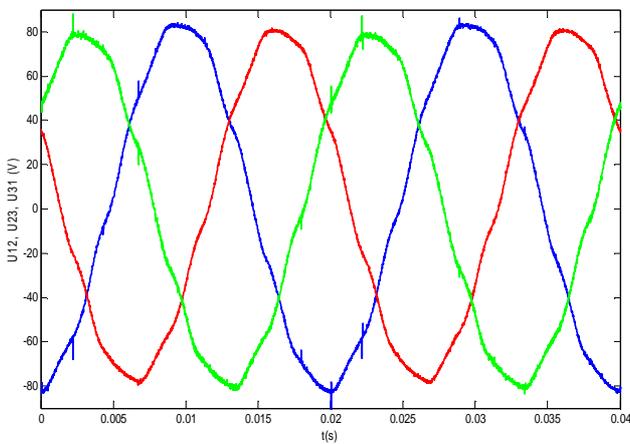


Fig.IV.9.a : Résultat expérimental de la tension de sortie délivrée par onduleur MLIPC

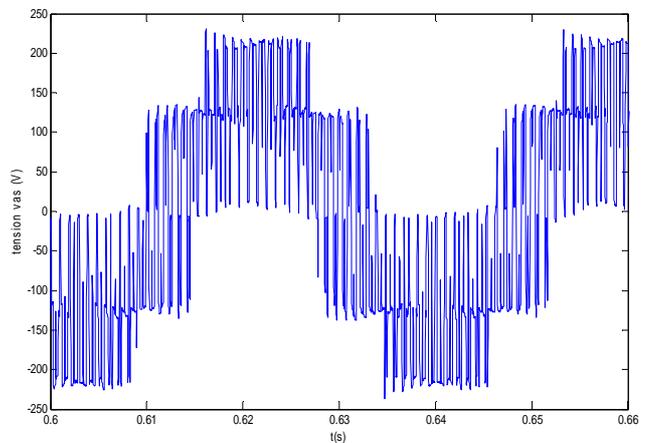
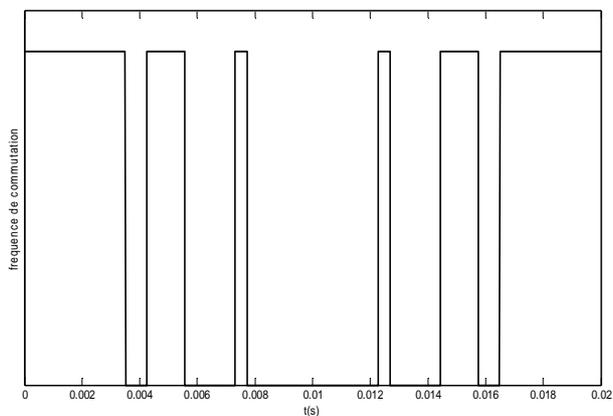
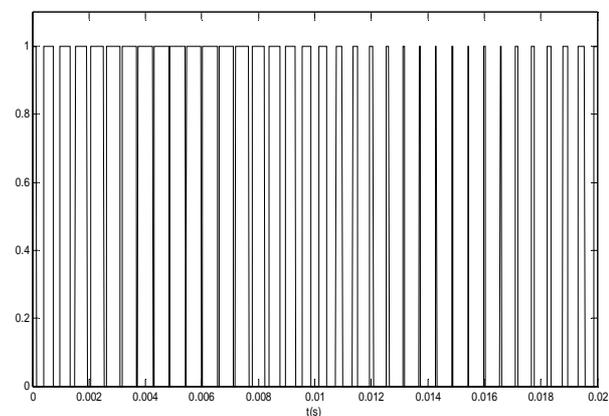


Fig.IV.9.b : Résultat expérimental de la tension de sortie délivrée par la MLI triangulo-sinusoidale

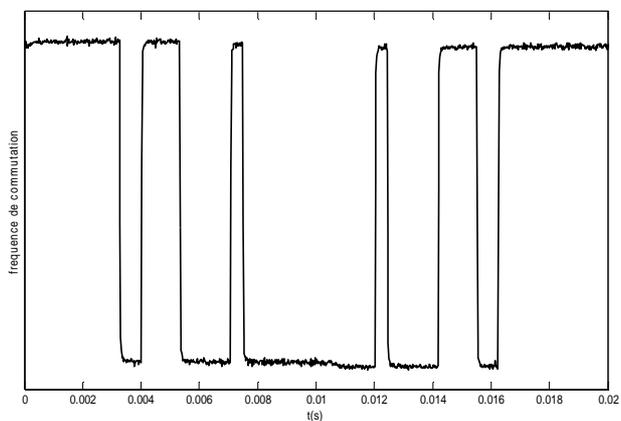


a. onduleur MLIPC

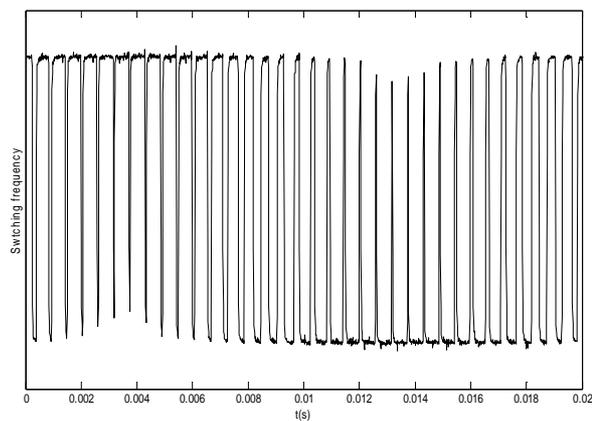


b. onduleur PWM

Fig.IV.10. Les instants de commutation durant une période pour fréquence $f=50\text{Hz}$ (simulation)



a. onduleur MLIPC



b. onduleur PWM

Fig.IV.11. Les instants de commutation durant une période pour fréquence $f=50\text{Hz}$ (experimental)

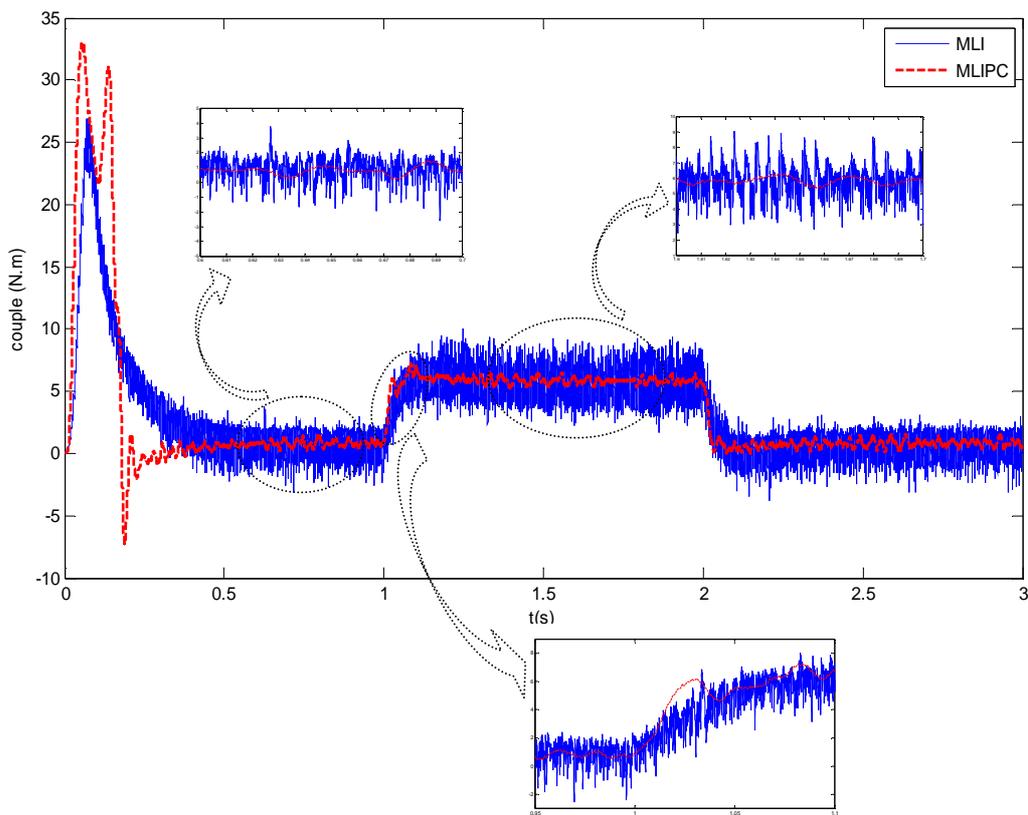


Fig.IV.12.a: Comparaison des résultats du couple obtenus par les deux types d'onduleur lors d'application d'un couple de 5 N.m entre 1s et 2s.

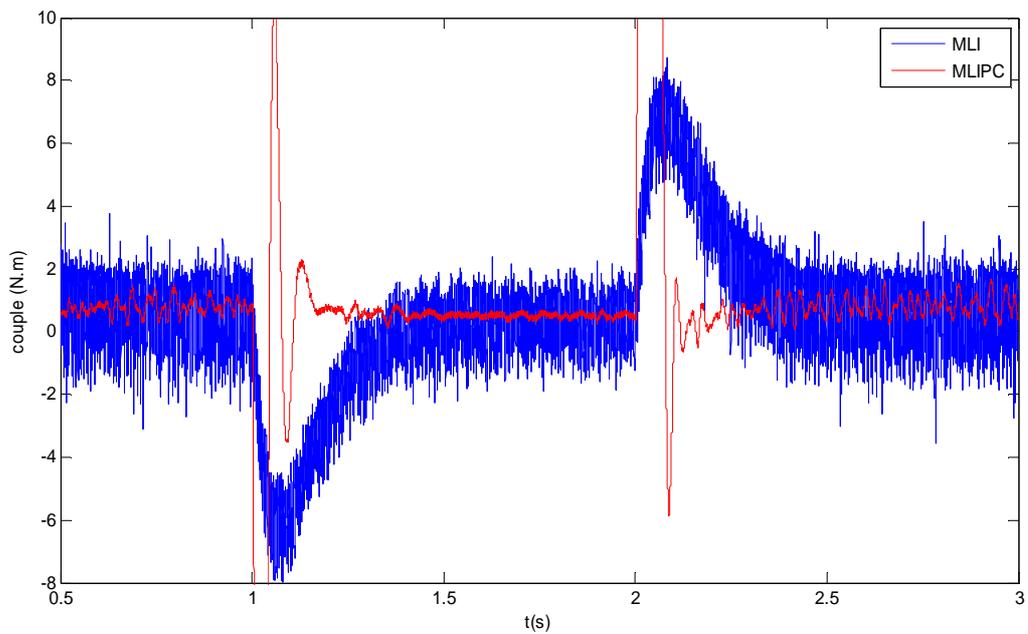


Fig.IV.12.b: Comparaison des résultats du couple obtenus par les deux types d'onduleur lors de variation de référence de vitesse

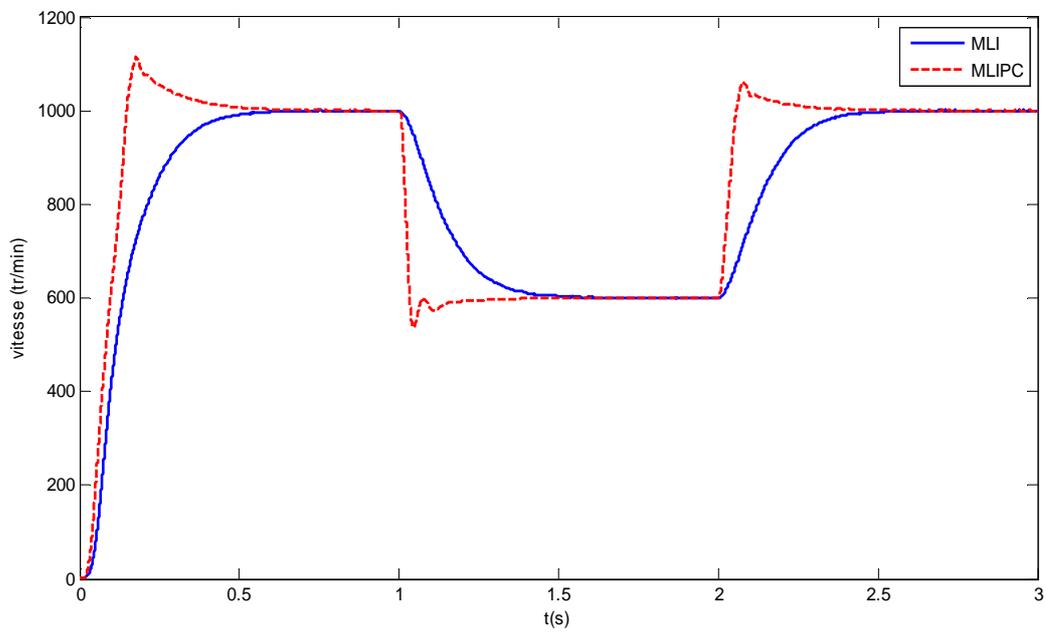
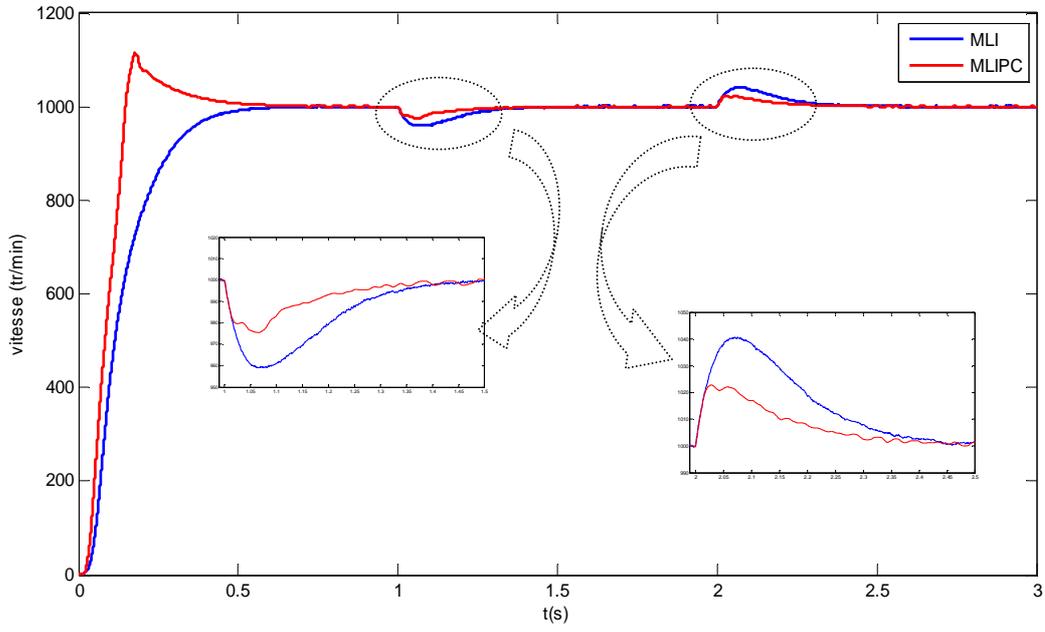


Fig.IV.13. Comparaison des résultats de la vitesse obtenus par les deux types d'onduleur

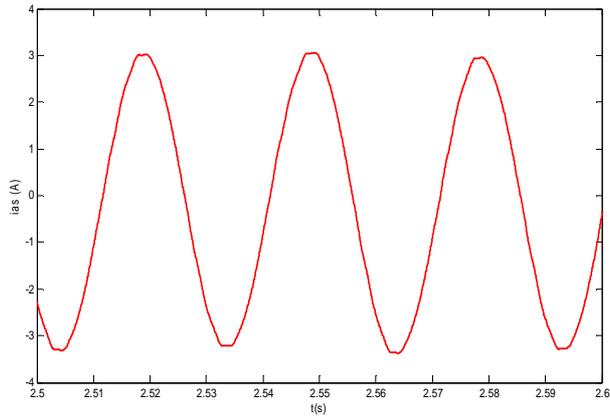


Fig.IV.14.a. Courant de phase avec onduleur PCMLI

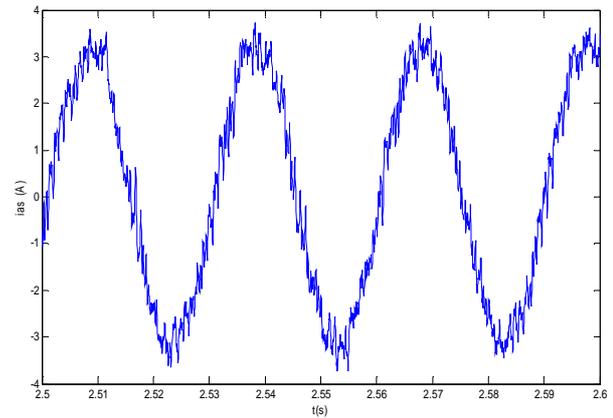
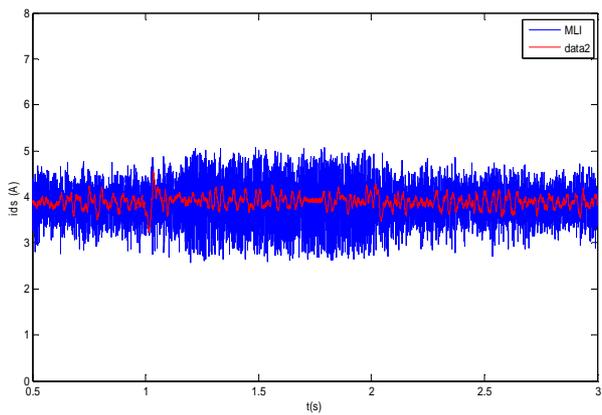
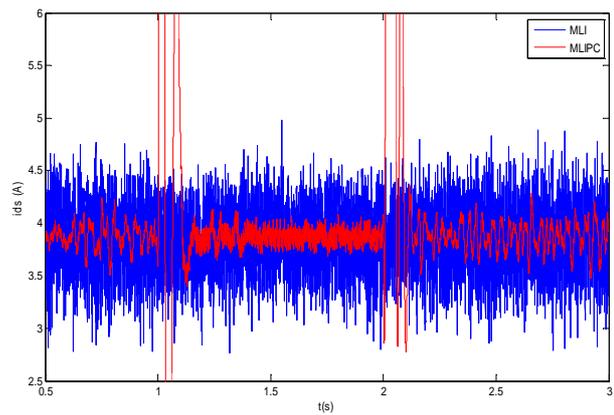


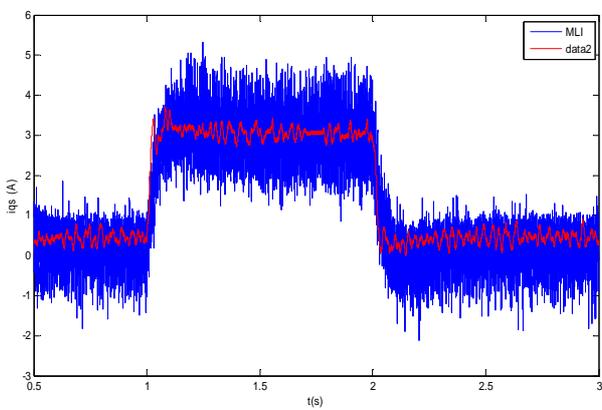
Fig.IV.14.b. Courant de phase avec onduleur MLI



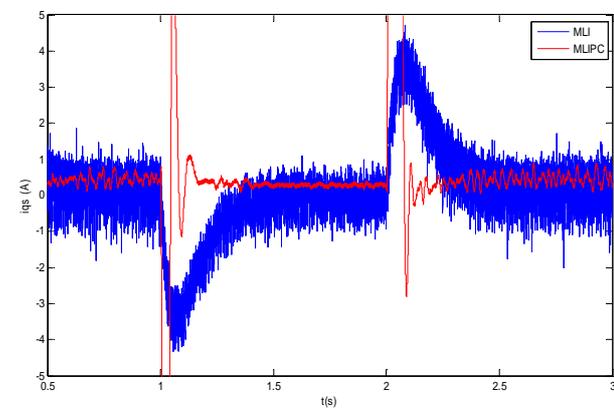
a



b



a



b

Fig.IV.15. Comparaison des résultats obtenus par les deux types d'onduleur
 a: application du couple de charge b: variation de référence de vitesse

IV.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons effectué une étude comparative du nouveau modèle d'onduleur avec un onduleur classique commande par la MLI triangulo-sinusoidale pour illustrer les performances de MLIPC.

Le modèle d'onduleur développé, arrive à réduire de façon significative les harmoniques de la tension de sortie tout en permettant l'usage de condensateurs polarisés (chimiques). Les tensions délivrées par MLI triangulaire classique sont riches d'harmoniques à une conséquence directe sur l'augmentation des ondulations du couple électromagnétique et les deux courants (i_{ds} , i_{qs}). Une nouvelle structure d'onduleur s'impose alors afin de réduire les harmoniques injectés dans le moteur asynchrone. Les performances obtenues avec ce modèle sont satisfaisantes du point de vue ondulations du couple électromagnétique.

Les résultats de simulation et expérimentaux montrent que pour un même nombre N de commutations par demi-période de la tension de sortie, la méthode proposée MLIPC affiche un taux d'harmoniques nettement inférieur à celui de la MLI triangulaire classique. Le nombre de commutations réduit permet de soulager les composants semi-conducteurs de puissance augmentant ainsi leur durée de vie. Le faible taux d'harmoniques qui en résulte, permet d'obtenir une tension de sortie de bonne qualité.

Conclusion Générale

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans cette thèse, apporte une nouvelle contribution dans la partie d'alimentation des machines électriques. Ceci est accompli par le développement d'une nouvelle structure d'onduleur, afin de réduire les harmoniques injectés dans le moteur asynchrone, et la minimisation des oscillations du couple électromagnétique. L'objectif de cette thèse est d'appliquer cette nouvelle structure pour le contrôle de deux machines asynchrones triphasée et monophasée. Nous avons abordé divers aspects de cet onduleur. En premier lieu, on a présenté des méthodes conventionnelles qui vont servir comme base de référence et de départ. Puis, on a pu montrer comment notre contribution sur la structure du convertisseur peut apporter des solutions efficaces. Cette démarche s'inscrit dans le cadre de développement de nouvelles alimentations fiables et efficaces pour optimiser le fonctionnement des systèmes industriels en général, et les machines asynchrones, en particulier.

La modélisation de la machine est faite d'une manière entièrement analytique, vue que les modèles analytiques sont plus adaptés à la commande que les modèles numériques qui nécessitent une grande masse de calcul ainsi qu'ils sont inexploitable de point de vue commande. Dans un premier temps, nous avons rappelé les équations classiques du modèle de la machine. Ce modèle basé sur un certain nombre d'hypothèses présente des limites. Afin de déterminer les paramètres du modèle, nous avons exploité les essais directs issus de la littérature électrotechnique. Pour valider et comparer les modèles développés, nous avons réalisé de nombreux essais expérimentaux sur la machine asynchrone et nous avons comparé les résultats de ces essais aux résultats de simulation. Il est intéressant de remarquer que les résultats de simulation concordent avec ceux issus des essais expérimentaux. Cependant, l'identification n'était pas totalement parfaite. Nous pensons que ces résultats sont très satisfaisants et nous vont servir comme base pour les comparaisons avec les autres types d'alimentations.

Une fois le modèle de la machine est établi, nous l'avons utilisé dans un système de commande vectorielle. Nous avons tout d'abord élaboré une commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée par un onduleur commandé par MLI triangulaire classique ; le contrôle des courants est séparé en deux boucles distinctes grâce à un découplage par compensation mis en aval des régulateurs des courants. Les correcteurs utilisés pour la régulation des différentes variables sont des correcteurs proportionnel-intégral (PI) classiques. La validité d'algorithme proposé en temps réel a été vérifiée sur un banc d'essai. En effet, les résultats obtenus ont permis, de vérifier le découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique. Les tensions délivrées par MLI triangulaire classique sont riches d'harmoniques ont une conséquence directe sur l'augmentation des ondulations du couple électromagnétique et les courants statoriques. Une nouvelle structure d'un onduleur s'impose alors afin de réduire les harmoniques injectés dans le moteur asynchrone. Les performances obtenues avec ce modèle sont satisfaisantes du point de vue ondulation du couple électromagnétique.

Par la suite, le modèle de détermination pré-calculée des angles de commutation de l'onduleur monophasé a été étendu et adapté pour la détermination pré-calculée des angles de commutation d'un onduleur triphasé à trois bras (six interrupteurs de puissance). Les résultats de simulation et ceux expérimentaux montrent que, pour un même nombre N de commutations par demi-période de la tension de sortie, la méthode proposée MLIPC affiche un taux d'harmoniques nettement inférieur à celui de la MLI triangulaire classique. Les angles de commutation des interrupteurs de puissance sont pré calculés hors ligne puis stockés dans la mémoire d'un DSP (dSPACE 1103) afin de favoriser la rapidité de la commande en ligne du moteur.

Afin de surmonter les limites intrinsèques des condensateurs non polarisés, et d'adoucir les contraintes électriques subies par les condensateurs, un nouveau modèle d'onduleur à commande unipolaire, a été développé. La commande unipolaire consiste à garder une tension de même signe aux bornes des condensateurs. Ce modèle d'onduleur combine deux aspects : un filtre passif à condensateurs polarisés et des angles de commutation pré-calculés.

Les angles de commutation sont déterminés par la résolution d'un système non linéaire d'équations. Ce système non linéaire est obtenu en faisant l'égalité entre les harmoniques de la tension désirée et la tension de sortie non filtrée de l'onduleur. Pour chaque amplitude du fondamental, nous obtenons une famille d'angles de commutation. Le nombre d'harmoniques supprimés, qui a été mathématiquement optimisé, est fonction du nombre de commutations choisis par période de la tension de sortie. En effet, pour N commutations par demi-période de la tension de sortie, nous pouvons éliminer sans filtrage les harmoniques de rang 2 à $2N$. Les harmoniques restants (de rang supérieur à $2N$), sont

éliminés par un filtre LC à condensateurs polarisés. Le nombre de commutations réduit permet de soulager les composants semi-conducteurs de puissance augmentant ainsi leur durée de vie. Le faible taux d'harmoniques qui en résulte, permet d'obtenir une tension de sortie de bonne qualité.

En outre, un dispositif expérimental basé sur une carte dSPACE 1103 a été développé pour piloter l'onduleur permettant la mise en œuvre pratique des différentes familles d'angle de commutation et la validation expérimentale des différents résultats obtenus. Les résultats expérimentaux obtenus montrent des tensions de sortie de profil sinusoïdal, validant ainsi les résultats de nos simulations. La mise en œuvre pratique et la simplicité du schéma de commande du modèle d'onduleur à commande unipolaire, s'avère une solution rentable pour la résolution du problème de réduction d'harmoniques.

Les modèles d'onduleurs développés dans cette étude peuvent être appliqués dans la commande des actionneurs. Les producteurs d'énergie renouvelable (solaire, éolienne) et notamment les particuliers peuvent à travers ces modèles d'onduleur, contribuer aux efforts de développement des énergies renouvelables, en injectant le surplus de leur production dans le réseau de distribution.

Les contributions présentées dans ce travail de recherche, ont montré que l'utilisation des angles de commutation pré-calculés, associés à un filtre LC et combinés à un système de pilotage intelligent, peuvent fournir des performances satisfaisantes en termes de taux d'harmoniques et d'ondulation du couple électromagnétique avec un nombre de commutations réduit. Le temps d'exécution pour une implémentation pratique est ainsi réduit.

Cependant, une hypothèse simplificatrice a été adoptée dans cette étude. La durée de transition de l'état passant à l'état bloqué et vice versa, des interrupteurs de puissance a été supposée instantanée. Malgré que cette hypothèse soit proche de la réalité, il est souhaitable de remodeler l'onduleur en tenant compte des temps réels des transitions des interrupteurs de puissance, qui sont fonctions du courant à commuter. L'approche proposée a donné des résultats encourageants et mérite d'être approfondie dans des travaux futurs.

Bibliographiques

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [Ait_07] Y. Ait Gougam, "Modèle inverse et minimisation des ondulations de couple des machines synchrones à aimants à fém et inductances non sinusoïdales", thèse de Doctorat d'Etat en Electrotechnique, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, Algérie, 2007.
- [Amr_00] F.Amrane, A. Cherifi, and C. Dubuc, "A calculated PWM for three phase inverter", in Proceeding of the 2000 IEEE large Engineering systems conference on power engineering, Halifax, pp. 103-107, July 2000.
- [Bag_99] L. Baghli "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques", thèse de Doctorat en génie électrique, Université Henri Poincaré, Nancy, France, 1999.
- [Ben_05] K. Benmansour, M.S. Boucherit, M. Tadjine and H. Rezine, « On robust state feedback control of a permanent magnet synchronous machine drive: an experimental evaluation », Archives of Control Science, Volume 15(LI), 2005, No. 1, pages 5–18.
- [Ber_95] E.M. Berkouk, 'Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasées et triphasées alimentées par des convertisseurs directs et indirects : application aux gradateurs et onduleurs multi-niveaux', Thèse de Doctorat, C.N.A.M, Paris, France, 1995.
- [Bla_72] F. Blaschke "The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating-field machines", Siemens review, vol. 39. pp. 217-220, 1972.
- [Bou_97] K.Benmansour, **O.Bouchhida**, Z.Nezli, M.S.Boucherit, 'Commande numérique avec observateur d'une machine synchrone autopilotée', proceedings of IEEE'97 International Conference, vol. 1, University of Batna, Dec. 97.
- [Bou_98] K.Benmansour, **O.Bouchhida**, Z.Nezli, M.S.Boucherit, H.Rezine, 'Commande d'une machine synchrone autopilotée avec Observateurs – Etude comparative', SNAPSEA'98, Journal Vol.1, N°.1, Annaba 1998.
- [Bou_02] k.Benmansour, A.Tlemçani, M.S.Boucherit, S.Barkati, **O.Bouchhida**, ' Identification et implémentation de contrôleur flou a gain adaptif d'une machine synchrone a aimants permanents', International Conférence EPE'2002 Bultinul institului Politehnic IASI, Tomul XL VIII(LII) FASC.5.2002, Electrotehnica, Energetica, Electronica, Romania
- [Bou_03] k.Benmansour, A.Tlemçani, M.S.Boucherit, H.Rezine, S.Barkati, **O.Bouchhida**, 'Robust control of a Permanent Magnet Synchronous Machine', International Conference SSD03, IEEE 2003, Tunis.
- [Bou_04a] k.Bouhoune, **O.Bouchhida**, K.Benmansour, M.S.Bocherit, R.Toumi, 'Nouvelle approche de découplage dans la commande vectorielle d'une machine asynchrone monophasée', ICEEE'2004, International conference on Electrical and Electronics Engineering, Laghouat 2004.
- [Bou_04b] R.Dahmane, E.M.Berkouk, M.S.Boucherit, **O.Bouchhida**, 'Commande de vitesse d'une machine asynchrone monophasée par orientation du flux rotorique', CNEA'04, Conférence Nationale sur l'Electrotechnique et ses Applications, Sidi Bel Abbès 2004.
- [Bou_05a] K. Benmansour, **O. Bouchhida**, M. S. Boucherit, M. Djemai, M.Boukhnifer, H. Rezine, ' New approach of a fuzzy logic controller with direct Torque control strategy (DTC) for a permanent magnet synchronous machine drive', International Conference SSD05, IEEE 2005, Tunis.
- [Bou_05b] H.Tlemçani, **O.Bouchhida**, J.Boudana, et M.S.Boucherit 'Commande directe du couple basée sur la logique floues : Application à la machine synchrone', First international Conference on Electrical Systems PCSE'05, May 9-11/2005, Oum El-Bouaghi, Algeria.
- [Bou_07] **O. Bouchhida**, A.Cherifi and MS. Boucherit, 'Novel harmonic elimination PWM Technique for reducing Torque-Ripple in Inverter-fed Induction motor', Archives of Electrical Engineering (AEE), Vol: 56, N°: 3-4, 2007, pp. 197-212.
- [Bou_08] **O. Bouchhida**, K. Benmansour, A. Cherifi and M.S. Boucherit, 'Real-Time Implementation of harmonic elimination PWM technique for induction motor', Int. Journal of Modelling, Identification and Control (IJMIC), vol. 4, no. 3, 2008.
- [Bouh_05] K. Bouhoune "Application de nouvelles techniques de commandes aux machines asynchrones : monophasée et triphasée", thèse de magister, en robotique et commande des processus, Université Houari Boumediene, Alger, Algérie, 2005.

- [Bous_06] M. Boussak, and K. Jarray, "A High-Performance Sensorless Indirect Stator Flux Orientation Control of Induction Motor Drive," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 1, pp. 41-49, February 2006.
- [Bos_02] B.K. Bose, "Modern Power Electronics and AC drives", Prentice Hall, Upper Saddle River, 2002.
- [Bos_03] B.K. Bose, "Technology advancement and trends in power electronics", *IEEE-IECON, Panel Discussion, Proceedings IEEE*, 0-7803-7906-3/03©2003IEEE, pp. 3019-3020, 3 March 2003.
- [Bow_99] S. R. Bowes and S. Grewal, "Novel harmonic elimination PWM control strategies for three-phase PWM inverters using space vector techniques," in *Proc. Inst. Elect. Eng., Elect. Power Applicat.*, vol. 146, Sep. 1999, pp. 495–514.
- [Buh_86] H. Buhler "Réglages échantillonnés, Traitement par la transformation en Z", vol. 1, presses Polytechniques Romandes, 2ème ed. 1986, 382p.
- [Cap_02] S. L. Capitaneanu, 'Optimisation de la fonction MLI d'un onduleur de tension deux-niveaux,' thèse de Doctorat d'Etat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, France, 2002.
- [Cha_83] J. Chatelain "Machines électriques", Tome II, Paris : Dunod, 1983.
- [Che_97] J. W. Chen and T. J. Liang, "A novel algorithm in solving nonlinear equations for programmed PWM inverter to eliminate harmonics," in *Proc. 23rd Int. Conf. Industrial Electronics, Control, Instrumentation.*, vol. 2, Nov. 9–14, 1997, pp. 698–703.
- [Chi_05] H.J. Chiu, and L.W. Lin, "A high-efficiency soft-switched ac/dc converter with current-doubler synchronous rectification", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 52, no.3, pp.709-718, June 2005.
- [Cho_96] F. Chouireb, 'Contrôle de la vitesse d'une machine asynchrone monophasée', Thèse de Magister, Université de Blida, Algérie, Juin 1996.
- [Cor_00] M.B.R. Correa, C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, E.R.C. Lima and E.R.C. DA Silva, "Rotor-flux-oriented control of a single-phase induction motor drives systems", *Conference Records, IEEE, Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, NO, 4, pp. 832-841, August 2000.
- [Cza_02] D. Czarkowski, D. Chudnovsky, G.Chudnovsky, and I. W. Selesnick, "Novel design and implementation of programmed PWM to eliminate harmonics," *IEEE Trans. On Circuits and Systems-I: Fundamental theory and applications*, vol. 49, no.4, pp 465-475, April 2002.
- [Dak_91] K. Dakhouch, D. Roye "Digital vector control of induction machine using a PWM inverter", in *Proc. EPE'91*, pp. 2.227-2.230.
- [D'ar_03] S. D'arco, L. Uigi and R. Rizzo, "Experimental validation of a velocity estimation algorithm for speed control of electrical drives", *Proceedings IEEE*, 0-7803-7912-8/03©2003IEEE, pp. 318-322, August 2003.
- [Don_95] R. W. De Doncker, F. Profumo, M. Pastorelli "Comparison of universal field oriented (UFO) controllers in different reference frames", *IEEE Trans Power Elec.* vol.10, no. 2, pp 205-213, March 1995.
- [DS_06] DS1103 PPC Controller Board, Feature, Realise 5.1, May 2006, dSPACE.
- [Enj_90] P.N. Enjeti, P.D. Ziogas, and J.F. Lindsay, "Programmed PWM techniques to eliminate harmonics: a critical evaluation," *IEEE Trans. on Industry applications*, vol. 26, no.2, pp. 302-316, March/Avril 1990.
- [Fai_95] A. Faidallah "Contribution à l'identification et la commande vectorielle des machines asynchrones", thèse de Doctorat en génie électrique, Institut National Polytechnique de Lorraine, INPL, Nancy, France, 1995.
- [Gre_97] G. Grellet, and G. Clerc, "Actionneurs Electriques", Edition Eyrolles, Paris, ISBN 2-2120-9352-7, pp. 209-221, Janvier 1997.
- [Gus_05] K. De Gussemé, D.M. Van de Sype, A.P.M. Van den Bossche, and J.A. Melkebeek, "Digitally controlled boost power-factor-correction converters operating in both continuous and discontinuous conduction mode," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 1, pp. 88–97, February 2005.
- [Hem_06] B. Hemici, L. Nezli, M. Tadjine, M. S. Boucherit, «Non linear PID and backstepping control design for permanent magnet synchronous motor drive with unknown load» *Control and Intelligent Systems*, vol. 34, n° 3, IASTED Journal, Acta Press, 2006.
- [Hem_07] B. Hemici, 'Contribution à la commande robuste des machines,' thèse de Doctorat d'Etat en Génie Electrique Option Automatique, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, Algérie, 2007.
- [Hol_93] D.G. Holmes, A. Kotsopoulos, "Variable speed control of single and two phase induction motors using a tree phase voltage source inverter", *Proceedings of IEEE Conference* pp. 613-620, 1993.

- [Hol_95] J. Holtz, and B. Beyer, "Fast current trajectory tracking control based on synchronous optimal pulse width modulation", *IEEE Trans. On Industry Applications*, vol. 31, no.5, pp.1110-1120, Sept./Oct.1995.
- [Hol_96] J. Holtz, L. Springob, "Identification and Compensation of Torque Ripple in High-Precision Permanent Magnet Motor Drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.43, no.2, pp.309-320, Apr. 1996.
- [Hol_97] J. Holtz, M. Stamm, J. Thur, and A. Linder, "High-power pulse width controlled current source GTO inverter for high switching frequency", in *proc. Of the IEEE industry applications society (IAS) Annual Meeting, New Orleans/Miss.*, pp. 1330-1335, Oct.1997.
- [Jan_99] D. Jang, D. Yoon, "Space vector PWM technique for two-phase inverter-fed single-phase induction motors", *Conference Records IEEE-IAS, Annual Meeting*, 1999.
- [Jan_94] P. L. Jansen, R. D. Lorenz, D. W. Novotny "Observer-based direct field orientation: analysis and comparison of alternative methods", *IEEE Trans on Indus Appl*, vol.30 , no.4, pp 945-953, July 1994.
- [Jeb_04] T. Jebali, M.Jemli, MBoussak, M.Gossa, and M.B.T.Kamoun, "Dspace based experimental results of Indirect Field Oriented Control (IFOC) PWM VSI fed Induction Motor," *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 569-573, 2004.
- [Kha_98] D. A. Khaburi "Contribution à la commande vectorielle des machines synchrones a aimants permanents sans capteur mécanique", thèse de Doctorat en génie électrique, Institut National Polytechnique de Lorraine, INPL, Nancy, France, 1998.
- [Khe_95] N. Khenfer "Machine asynchrone : ses modèles, son identification et sa commande", thèse de Doctorat en génie électrique, Institut National Polytechnique de Lorraine, INPL, Nancy, France, 1995.
- [Kos_69] M. Kostenko, L. Piotrovski, 'Machines électriques', Tome II, Édition Mir, Moscou, 1969.
- [Kyo_02] L. Kyo-Beum, S. Joong-Ho, I. Choy, and Y. Ji-Yoon, "Torque Ripple Reduction in DTC of Induction Motor Driven by Three-Level Inverter With Low Switching Frequency," *IEEE Transactions on power Electronics*, Vol. 17, no. 2, March 2002. pp. 255-264.
- [Lee_00] K.B. Lee, J.H. Song, I. Choy, J.Y. Choi, J.H. Yoon, and S.H. Lee, "Torque ripple reduction in DTC of induction motor driven by 3-level inverter with low switching frequency," 0-7803-5692-6/00/\$10.00 (c) 2000 IEEE
- [Leo_84] W. Leonhard "Control of electrical drives", Newyork, Spingel, Verlag 1984.
- [Leo_91] W. Leonhard, "30 years space vectors, 20 years field orientation, 10 years digital signal processing with controlled AC-drives, a review (Part 1)," *EPE Journal*, Vol. 1, no. 1, pp. 13-20, 1991.
- [Ler_04] Leroy Somer, 'Machines didactiques de la gamme 1.5 KW Notices techniques', Notices techniques de Leroy Somer, 2004.
- [Lor_00] R.D. Lorenz, "The future electronic drives: where are we headed?", *Power Electronics and Variable Speed drives*, Conference Publication No. 475©IEE2000, pp. 1-6, 18-19 September 2000.
- [Lub_03] T. Lubin "Modélisation et commande de la machine synchrone à réluctance variable. Prise en compte de la saturation magnétique", thèse de Doctorat en génie électrique, Université Henri Poincaré, Nancy, France, 2003.
- [Mah_06] MO. Mahmoudi, B. Hemici, D. Lalili , « Commande adaptative par retour d'état linéarisant de la machine asynchrone alimentée en courant », *Algerian Journal of Technology*, Série B, 2006. Edition OPU.
- [Mar_01] C.A. Martins, A.S Carvalho, "Technological trends in induction motor electrical drives", *IEEE Porto Power Tech Conference PPT'2001*, Porto, Portugal, September 2001.
- [Mat_99] K. Matsuse, T. Yoshizumi, S. Katsuta, and S. Taniguchi, "High-response flux control of direct-fieldoriented induction motor with high efficiency taking core loss into account," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 35, No. 1, Jan./Feb. 1999, pp. 62-69.
- [Meg_04] K. Meghriche, F.Fouzi, and A. Cherifi, "A new switchning angle determination method for three-leg inverter," in *Proc. of the IEEE Mechatronics and Robotics Conference Mechrob'04*, pp. 378-382, 13-15 Sept.2004, Aachen, Germany.
- [Meg_05a] K. Meghriche, O. Mansouri, and A. Cherifi, "On the use of pre-calculated switching angles to design a new single phase static PFC inverter," in *Proc. of the 31st IEEE IECON'05*, Raleigh North-Carolina, 6-10 November 2005, pp. 906-911.
- [Meg_05b] K. Meghriche, O. Mansouri, and A. Cherifi, "A new single-phase static PFC inverter using pre-calculated switching angles," *WSEAS Transactions on Circuits and Systems*, issue 7, vol.4, pp. 728-733, July 2005.

- [Meg_06a] K. Meghriche, O. Mansouri, and A. Cherifi, "Microcontroller-based single phase inverter using a new switching strategy," in Proc. Of the CES/IEEE/CLS 5th International Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC'06, vol.1, pp. 744-746, 13-16 August, Shanghai, Chine.
- [Meg_06b] K. Meghriche, "Etude et Optimisation de convertisseurs DC-AC à commutation pré-calculée, associée à un filter LC", thèse de Doctorat en Robotique, Université de Versailles Saint-Quentin-en-Yvelines, Versailles, France, 2006.
- [Mou_06] S. Moulahoum "Contribution a la modélisation de la machine asynchrone avec prise en compte de la saturation et des pertes fer : application a la commande vectorielle avec et sans capteur mécanique", thèse de Doctorat en Electronique de puissance et commande des machines, Université Houari Boumediene, Alger, Algérie, 2006.
- [Mul_93] E. Muljadi, Y. Zhao, T.H. Liu and T.A. Lipo, "Adjustable AC capacitor for single-phase induction motor", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 29, No. 3, pp. 479-485, May/June 1993.
- [Nez_05] L. NEZLI, M.O. MAHMOUDI, M.S. BOUCHERIT, M. DJEMAI, "On vector control of double star synchronous machine with current fed inverters ", The Mediterranean Journal of Measurement and Control, Vol. 1, N°3, July 2005.
- [Nez_07] L.Nezli, ' Contribution à la commande de la machine synchrone,' thèse de Doctorat d'Etat en Génie Electrique Option Automatique, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, Algérie, 2007.
- [Ohn_02] E. Ohno, "Power electronics and its applications to industry and society", Mitsubishi Electric Corporation, Tokyo, Japan, 2002.
- [Par_03] S.J. Park, F.S. Kang, M.H. Lee, and C.U. Kim, " A new single-phase five-level PWM inverter employing a deadbeat control scheme," IEEE Trans. On Power Electronics, vol. 18, no.3, pp 831-843, May 2003.
- [Sae_05] M. Saeedifard, A. Bakhshai, and G. Joos, "Low Switching Frequency Space Vector Modulators for High Power Multimodule Converters," IEEE Transactions on power Electronics, Vol. 20, no. 6, Nov. 2005, pp. 1310-1318.
- [Sal_06] S. A. Saleh and M. A. Rahman, "Experimental Testing of a Novel Control for Inverter-Fed Three-Phase Induction Motor," 1-4244-0493-2/06/\$20.00 ©2006 IEEE.
- [Shr_99] Y. Shrivastava, and S.Y. Ron Hui, " Analysis of random PWM switching methods for three-lever power inverters", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 14, no. 6, pp.1156-1163, Nov.1999.
- [Smi_02] J. Smith, "Developments in power electronics, machines and drives", IEE-PEMD Conference, Power Engineering Journal, pp. 13-17, February 2002.
- [Son_04] Y.J. Song, and P.N. Enjeti, " A high frequency link direct dc-ac conveter for residential fuel cell power systems", in Proceeding of the 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists, 20-25 June 2004 Aachen, Germany, vol.6, pp.4755-4761.
- [Tek_06] P. N. Tekwani, R. S. Kanchan, L. Sanjay, and K. Gopakumar, "Switching Frequency Variation Control in Hysteresis PWM Controller for IM Drives Using Variable Parabolic Bands for Current Error Space Phasor," IEEE ISIE 2006, July 9-12, pp. 2099-2104, 2006, Montreal, Quebec, Canada.
- [Tun_05] S. Tunyasrirut, " Implementation of a dSPACE-based Digital State Feedback Controller for a Speed Control of Wound Rotor Induction Motor," 0-7803-9484-4/05/\$20.00), pp. 1198-1203, 2005 IEEE.
- [Tso_97] L. Tsorng-Juu, R. M. O'Connell, and R. G. Hoft, "Inverter harmonic reduction using Walsh function harmonic elimination method," IEEE Trans. Power Electron., vol. 12, no. 6, pp. 971-982, Nov. 1997.
- [Vil_05] R. A. O. Villarreal, M. A. Hernández, C. R. E. Fuerte, and R. O. C. Villanueva, "Centroid PWM Technique for Inverter Harmonics Elimination," IEEE Transaction on power delivery, Vol. 20, no. 2, APRIL 2005, pp. 1209-1210.
- [Vit_03] J. Vittek, J. Altus, J. Buday and M. Rapsik, "Indirect vector control of electric drives employing induction motor", Proceedings of the 2003 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics, AIM'2003, January 2003.
- [Wel_05] J. R. Wells, B.M. Nee, P.L. Chapman, and P.T. Krein, " Selective harmonic control: A general problem formulation and selected solutions," IEEE Trans. On Power Electronics, vol. 20, no.6, pp 1337-1345, November 2005.
- [Wil_91] T. Wildi, 'Électrotechnique', Les presses de L'université Lavai, Edition ESKA, 1991.
- [Yen_98] L. Yen-Shin and S. R. Bowes, "A novel harmonic elimination pulse width modulation technique for static converter and drives," in Proc. 13th Annu. Conf. Expo. Applied Power Electronics, vol. 1, Feb. 15-19, 1998, pp. 108-115.

Annexes

ANNEXES

Annexe A

Les machines utilisées dans la simulation et l'expérimentation ont les caractéristiques suivantes:

A.I. Machine Asynchrone triphasée

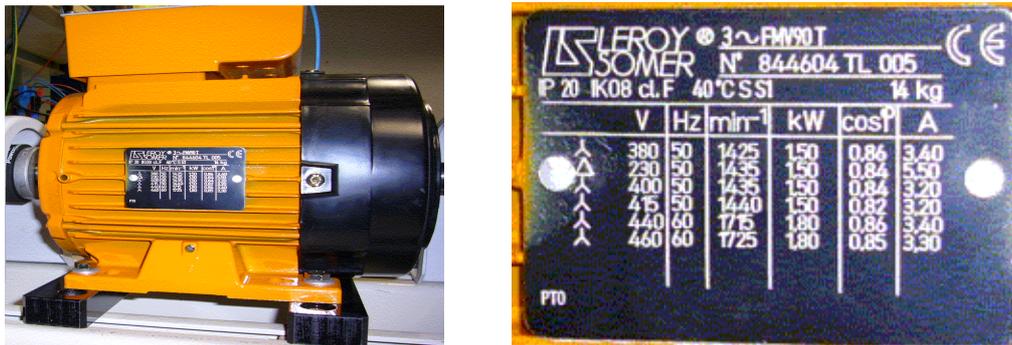


Fig .A.1. Photo machine Asynchrone triphasée

Constructeur	LEROY SOMER 3~ FMV90P
Puissance nominale P_n	1.5 kW
Nombre de paires de pôles P	2
Couple nominal C_n	10 N.m
Vitesse nominale Ω_n	1425 tr/min
Tension d'alimentation V_n	220 V
Courant nominal I_n	3.40/ 5.80 A
Fréquence d'alimentation f	50 Hz
Inductance cyclique statorique L_s	0.48 H
Inductance cyclique rotorique L_r	0.48 H
Inductance mutuelle M_{sr}	0.46 H
Résistance statorique R_s	5.62 Ω
Résistance rotorique R_r	4.37 Ω
Moment d'inertie J	0.0049 kg.m ²
Coefficient de frottements visqueux f	0.001136 N.m.s/rd

A.II. Machine Asynchrone monophasée dissymétrique avec condensateur



Fig .A.2. Photo machine Asynchrone monophasée

Constructeur	LEROY SOMER
Puissance nominale P_n	1.5 kW
Vitesse nominale Ω_n	1420 tr/min
Tension d'alimentation V_n	220 V
Couple nominal C_n	10 N.m
Fréquence d'alimentation f	50 Hz
Courant nominal I_n	9 A
Condensateur permanent	40 μ F/400 V
Condensateur de démarrage	160 μ F/250 V
Résistance de la phase principale	1.935 Ω
Résistance de la phase auxiliaire	3.537 Ω

2 - ESSAIS REELS avec $U = 230$ V 50Hz

2.1 - Résistance par phase à 20°C

Pôles principaux (PP) : 1,935 Ω Pôles auxiliaire (PA) : 3,537 Ω

2.2 - Point à vide

Intensité : 2,7A Puissance : 380W Vitesse : 1497 mi

2.3 - Point nominal

C_n : 10 Nm I_N : 8,580A P_iN : 1950W
 N_n : 1432 min^{-1} rendement : 76,9 Cos phi : 0,99

2.4 - Couple de démarrage

C_d : 17,6 Nm I_d : 47,00A P_{id} : 10800W
 C_d/C_n : 1,2 I_d/I_N : 5,5

2.5 - Couple maximum

C_m : 20,8Nm à n : 1290 min^{-1} C_m/C_n : 2,1

2.6 - Essai d'échauffement

$\Delta\theta$ PP : 88K $\Delta\theta$ PA : 78K
à température: 25°C

A.III. Moteur Asynchrone monophasé symétrique sans condensateur (Utilisé en simulation seulement)

Puissance nominale P_n	1.5 kW
Vitesse nominale Ω_n	1425 tr/min
Tension d'alimentation V_n	220 V
Couple nominal C_n	10 N.m
Fréquence d'alimentation f	50 Hz
Courant nominal I_n	8.56 A
Résistance statorique	3.537 Ω
Résistance rotorique	5.5 Ω
Inductance cyclique statorique	0.48 H
Inductance cyclique rotorique	0.48 H
Inductance mutuelle	0.46 H
Moment d'inertie	0.0049 kg.m ²
Coefficient de frottements visqueux	0.0003 N.m.s/rd

Annexe B

Description du dispositif expérimental

B.1. Description générale

Le banc d'essais dSpace a été conçu dans le but de pouvoir tester différentes lois de commande du variateur et surtout différentes stratégies de MLI (Fig.B.1). Le premier avantage du banc et la possibilité de compiler les schémas de simulation Matlab/Simulink pour une « simulation temps-réel », c'est à dire de permettre l'essai de la commande du variateur, réalisée sur l'ordinateur, sur un moteur.

Le banc a été aménagé dans le cadre de nos travaux. La carte d'interfaçage entre le panneau de connecteurs du système dSpace et la carte de contrôle du variateur a été réalisée.



Fig .B.1. Photo Banc d'essais dSPACE

Les éléments apparents du banc (Fig.B.1) :

1. Moteur
2. Panneau de connecteurs
3. Convertisseur (Redresseur+Onduleur)
4. AutoBox dSPACE dans laquelle se trouve la carte dSPACE
5. Module de mesures mécaniques Réf : MOD'MECA
6. Capteurs de courants
7. Capteurs de tensions
8. P.C.
9. Connecteur DS815-RJ45

B.2. Carte DS1103 :

Nous avons utilisé la carte de commande DS1103, cette carte est installée dans un AutoBox



Fig. B.2. Photo AutoBox dSPACE

B.3. Carte DS815 Transmitter et connecteur DS815-RJ45

La liaison entre la carte et le PC passe par une carte DS815 Transmitter et connecteur DS815-RJ45



Fig. B.3. Photo DS815



Fig. B.4. Photo carte Transmitter avec connecteur DS815-RJ45

B.4. Convertisseur statique

Il est constitué d'un redresseur de tension à base de diodes de puissance (1000V/25A) et d'un onduleur de tension composé de six transistors IGBT (1000V/25A) qui sont commutés à une fréquence de 10 kHz. La carte d'interface permet d'attaquer les IGBT avec une MLI centrée générée à partir des six signaux MLI issus des comparateurs du DSP. Chaque IGBT est équipé d'une diode de roue libre (1000V/20A) mise en antiparallèle.

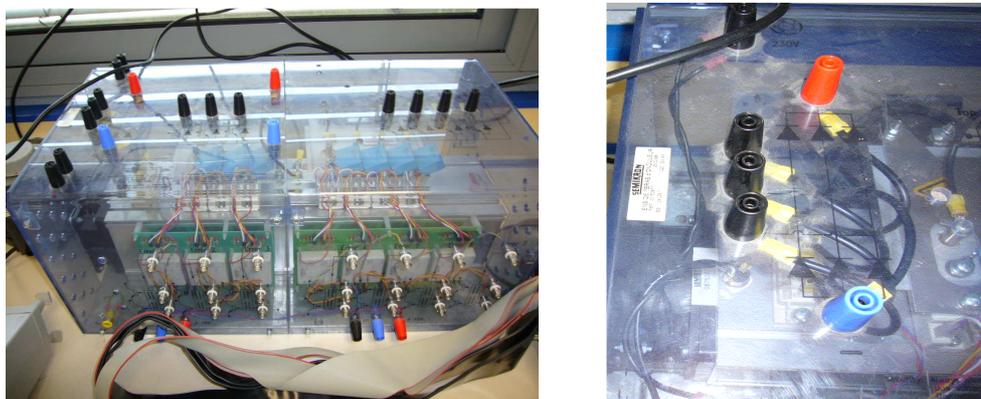


Fig. B.5. Photo Convertisseur (Onduleur et Redresseur)

B.5. Capteur de couple

Le capteur de couple est caractérisé par :

$$C_n = 50 \text{ N.m}$$

$$N_{\max} = 3000 \text{ tr/min}$$

Pour visualiser le couple de la machine en utilise le Module de mesures mécaniques



Fig.B.6. Photo capteur de couple

B.6. Capteur de vitesse

Le capteur de vitesse est une dynamo tachymétrique qui fournit une tension proportionnelle à la vitesse de rotation.

Celle ci, est montée sur un support de fixation, est équipée d'un 1/2 manchon permettant de l'accoupler rapidement sur le 2ème bout d'arbre de la machine d'essai.

Constante de vitesse : 0,02 V par tour minute, f.e.m à 1 000 min^{-1} : 20 V .

I maxi. : 0,15 A / Vitesse maxi. : 10 000 min^{-1} / R'induit : 51 Ω .

La boîte à borne de la DT dispose de 2 sorties :

- l'une sur bornes de sécurité de 4 mm donnant 20V à 1000 min^{-1} .
- l'autre sur fiche DIN donnant 20V à 1000 min^{-1} .



Fig B.7. Photo capteur de vitesse

B.7. Capteurs de tensions

On a utilisé pour la mesure des tensions des capteurs de la société LEM (LV25P)



Fig.B.8. Carte de mesure des tensions

B.8. Capteurs de courants

On a utilisé pour la mesure des courants des capteurs de la société LEM (LA50P)



Fig.B.9. Carte de mesure des courants

Annexe C

RÉGULATION [Bouh_05] :

La méthode utilisée pour le calcul des paramètres des différents régulateurs du type PI, permet d'avoir une bonne précision, une rapidité et une stabilité du système. La fonction de transfert de tels régulateurs est donnée par :

$$R(s) = \frac{K(1+Ts)}{Ts} \quad \text{ou} \quad R(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad \text{avec :} \quad \begin{cases} K_p = K \\ K_i = \frac{K}{T} \end{cases} \quad (C.1)$$

La détermination des paramètres (K, T) du régulateur fait intervenir des méthodes classiques de calcul des régulateurs continus. Cette stratégie permet l'application de l'ensemble des outils de l'automatique linéaire au problème de régulation.

C.1) - Régulateurs des Courants :

Le découplage des courants, effectué dans les chapitres (I et II), nécessite la régulation des courants statoriques I_{ds} et I_{qs} de même fonction de transfert.

$$G_e(s) = \frac{I_{ds}(s)}{V_{ds1}(s)} = \frac{I_{qs}(s)}{V_{qs1}(s)} = \frac{1}{R_s(1 + \frac{\sigma L_s}{R_s}s)} = \frac{1}{R_s(1 + \sigma T_s s)} \quad (C.2)$$

Ainsi, la boucle de régulation des courants peut être représentée par le schéma bloc suivant :

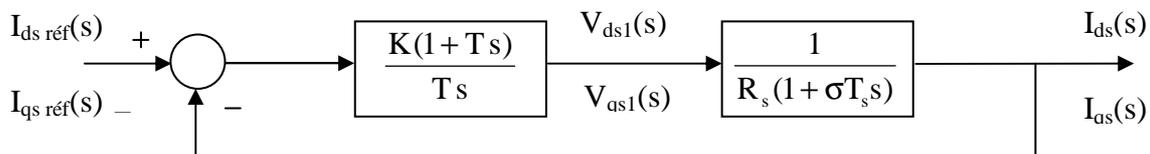


Fig. C.1 : Schéma bloc de la boucle de régulation des courants.

Pour ramener le système en boucle fermée à un système du premier ordre, nous choisirons l'action intégrale égale à la constante de temps du système en boucle ouverte.

Donc :

$$T = \sigma T_s \quad (C.3)$$

Le gain sera calculé de façon à avoir une meilleure dynamique du système, caractérisé par le temps de réponse t_e . Tel que : $t_e = \frac{R_s T}{K}$ (C.4)

Nous choisissons un temps de réponse trois fois plus petit que celui du système non corrigé.

$$\text{Pour se faire, il faut prendre le rapport : } \frac{K}{R_s} = 3 \quad (C.5)$$

Des relations (C.3), (C.5) et (C.1), les paramètres des régulateurs des courants sont :

$$\begin{aligned} T &= \sigma T_s \\ K &= 3R_s \end{aligned}$$

d'où :

$$\begin{cases} K_p = 3R_s \\ K_i = \frac{3R_s}{\sigma T_s} \end{cases}$$

C.2) - Régulateur de Vitesse :

La boucle de régulation de vitesse, nous permet de déterminer le couple de référence C_{emref} . Pour le réglage de la vitesse de rotation, nous admettons les deux hypothèses suivantes :

- La machine fonctionne à flux rotorique parfaitement régulé, sur toute la plage de régulation.
- nous ne considérons pas la régulation de la partie électrique du stator. Car sa constante de temps apparente est beaucoup plus réduite que la constante de temps mécanique. Donc, la réponse des courants (I_{ds} , I_{qs}) à leur valeur de référence apparaît comme quasi instantanée, vis-à-vis de la partie mécanique du système.

Nous choisissons les équations rotoriques du modèle de la machine asynchrone avec l'équation du mouvement et celle du couple électromagnétique :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \Psi_{dr} = \frac{L_M}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Psi_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \Psi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \Psi_{qr} = \frac{L_M}{T_r} I_{qs} - (\omega_s - \omega_r) \Psi_{dr} - \frac{1}{T_r} \Psi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \Omega_r = \frac{pL_M}{JL_r} (\Psi_{mr} I_{as} - \Psi_{ar} I_{ms}) - \frac{f}{J} \Omega_r - \frac{C_r}{J} \\ C_{em} = \frac{pL_M}{L_r} (\Psi_{dr} I_{qs} + \Psi_{qr} I_{ds}) \end{array} \right. \quad (C.6)$$

Sachant que : $\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r$, les équations (C.6) deviennent :

$$\left\{ \begin{array}{l} T_r \frac{d}{dt} \Psi_{dr} + \Psi_{dr} = L_M I_{ds} + T_r \omega_{sl} \Psi_{qr} \\ T_r \frac{d}{dt} \Psi_{qr} + \Psi_{qr} = L_M I_{qs} - T_r \omega_{sl} \Psi_{dr} \\ J \frac{d}{dt} \Omega_r + f \Omega_r = C_{em} - C_r \\ C_{em} = \frac{pL_M}{L_r} (\Psi_{dr} I_{qs} + \Psi_{qr} I_{ds}) \end{array} \right. \quad (C.7)$$

Nous maintenons I_{ds} constant et nous prenons I_{qs} comme un signal du type échelon 'u' :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{ds} = \frac{\Psi_{ref}}{L_M} \\ I_{qs} = u \\ \omega_{sl} = \frac{L_M I_{qs}}{T_r \Psi_{ref}} = \frac{L_M u}{T_r \Psi_{ref}} \end{array} \right. \quad (C.8)$$

Le remplacement des relations (C.8) dans les équations (C.7), donne :

$$\left\{ \begin{array}{l} T_r \frac{d}{dt} \Psi_{dr} + \Psi_{dr} = L_M \frac{\Psi_{ref}}{L_M} + T_r \omega_{s1} \Psi_{qr} \quad (C.9.a) \\ T_r \frac{d}{dt} \Psi_{qr} + \Psi_{qr} = L_M u - T_r \omega_{s1} \Psi_{dr} \quad (C.9.b) \\ J \frac{d}{dt} \Omega_r + f \Omega_r = C_{em} - C_r \quad (C.9.c) \\ C_{em} = \frac{pL_M}{L_r} (\Psi_{dr} u + \Psi_{qr} \frac{\Psi_{ref}}{L_M}) \quad (C.9.d) \end{array} \right.$$

Delà, nous procédons à une série de calcul pour avoir Ψ_{dr} en fonction, que, des valeurs suivant l'axe "d". La même chose pour Ψ_{qr} .

Après calcul, les équations (C.9.a) et (C.9.b) deviennent :

$$\begin{aligned} T_r^2 \frac{d^2}{dt^2} \Psi_{dr} + 2T_r \frac{d\Psi_{dr}}{dt} + (1 + (T_r \omega_{s1})^2) \Psi_{dr} &= (1 + (T_r \omega_{s1})^2) \Psi_{ref} \\ T_r^2 \frac{d^2}{dt^2} \Psi_{qr} + 2T_r \frac{d\Psi_{qr}}{dt} + (1 + (T_r \omega_{s1})^2) \Psi_{qr} &= 0 \end{aligned} \quad (C.10)$$

Sous une autre forme :

$$\begin{aligned} [T_r^2 s^2 + 2T_r s + (1 + (T_r \omega_{s1})^2)] \Psi_{dr}(s) &= (1 + (T_r \omega_{s1})^2) \Psi_{ref} \\ [T_r^2 s^2 + 2T_r s + (1 + (T_r \omega_{s1})^2)] \Psi_{qr}(s) &= 0 \end{aligned} \quad (C.11)$$

Des équations (C.11), nous tirons Ψ_{dr} et Ψ_{qr} et nous les remplaçons dans l'équation du couple électromagnétique, nous aurons :

$$C_{em}(s) = \frac{pL_M}{L_r} \frac{(1 + (T_r \omega_{s1})^2) \Psi_{ref}}{[T_r^2 s^2 + 2T_r s + (1 + (T_r \omega_{s1})^2)]} u(s) \quad (C.12)$$

Des équations (C.9.d) et (C.12), nous avons : $\Omega_r(s) = \frac{C_{em} - C_r}{Js + f}$

D'où :

$$\Omega_r(s) = \left\{ \frac{pL_M}{L_r} \frac{(1 + (T_r \omega_{s1})^2) \Psi_{ref} u(s)}{[T_r^2 s^2 + 2T_r s + (1 + (T_r \omega_{s1})^2)]} - C_r(s) \right\} \frac{1}{Js + f} \quad (C.13)$$

Et comme :

$$C_{emref} = \frac{pL_M}{L_r} \Psi_{ref} I_{qsref} = \frac{pL_M}{L_r} \Psi_{ref} u(s) \quad (C.14)$$

Le schéma bloc est le suivant :

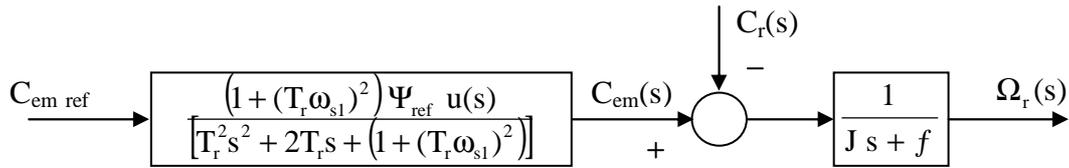


Fig.C.2 : Schéma bloc en boucle ouverte de régulation de vitesse.

Afin d'avoir la régulation de vitesse, nous injectons dans cette boucle, un régulateur de type PI. Le schéma bloc de cette boucle sera comme suit :

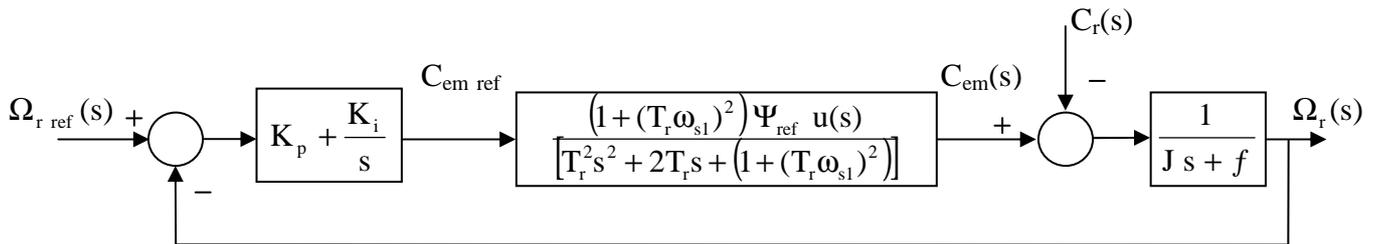


Fig.C.3 : Schéma bloc en boucle fermée de régulation de vitesse.

L'équation caractéristique de ce système est la suivante :

$$P(s) = \left\{ s^4 + \left[\frac{f}{J} + \frac{2}{T_r} \right] s^3 + \left[\frac{2f}{JT_r} + \frac{1}{T_r} + \omega_{s1}^2 \right] s^2 + \left[\frac{(f+K_p)(1+(T_r \omega_{s1})^2)}{JT_r^2} \right] s + \frac{K_i(1+(T_r \omega_{s1})^2)}{JT_r^2} \right\} \quad (C.15)$$

Pour des performances optimales, nous devons avoir :

$$\begin{cases} \left[\frac{f}{J} + \frac{2}{T_r} \right] \omega_0 = \frac{(f+K_p)(1+(T_r \omega_{s1})^2)}{JT_r^2} \\ \omega_0^4 = \frac{K_i(1+(T_r \omega_{s1})^2)}{JT_r^2} \end{cases} \quad (C.16)$$

Ainsi, en posant :

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_{s1}^2 + \frac{1}{J^2}} = \sqrt{\left[\frac{L_M I_{qs \text{ ref}}}{T_r \Psi_{r \text{ ref}}} \right]^2 + \frac{1}{T_r^2}} \quad (C.17)$$

Et pour un fonctionnement correspondant au fonctionnement nominal, nous obtenons :

$$\boxed{K_p = \frac{2J}{T_r} \quad \text{et} \quad K_i = \frac{J}{T_r^2}}$$

Annexe D

MODÉLISATION DU CONVERTISSEUR STATIQUE QUI ALIMENTE LA MAS MONOPHASÉE

Le schéma de ce convertisseur statique est représenté au chapitre II ; à la figure II-11 :

D.1) - Modélisation du Redresseur :

Le redresseur utilisé est constitué d'un pont de quatre diodes. Chaque bras contient deux diodes en série dans le même sens et séparées d'un point milieu qui est relié directement à une phase du réseau (voir figures II-11).

La valeur moyenne de la tension redressée V_r est calculée comme suit :

$$\begin{aligned} V_r = V_{\text{moy}} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_m \sin(\omega_s t) dt \\ &= \frac{2V_m}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}V_{\text{eff}}}{\pi} \end{aligned} \quad (\text{D.1})$$

Avec : V_m est la tension maximale.

$V_{\text{eff}} (=V)$ est la tension efficace.

D.2) - Modélisation du Filtre :

Après chaque redressement, nous devons passer par une opération de filtrage. Le filtrage du signal redressé le rend plus proche du signal continu. Cela ce fait, en atténuant les ondulations des valeurs redressées.

Le filtre utilisé est un filtre basse-bas ; ayant comme fonction de transfert :

$$F(s) = \frac{V_{\text{rf}}(s)}{V_r(s)} = \frac{1}{LCs^2 + 1} \quad (\text{D.2})$$

avec : V_{rf} : est la tension redressée et filtrée.

Et une fréquence de coupure : $f_c = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

Pour éliminer les harmoniques d'ordre supérieure ou égale à deux, nous devons imposer le choix suivant [Chouireb_96] : $f_c \leq 2f'$ avec : $f' = 2.f$, est la fréquence de la tension redressée.

Donc : $LC > 0.000025$

Pour un choix de $C = 200(\mu\text{F})$; par exemple, nous aurons : $L = 250(\text{mH})$.

D.3) - Modélisation de l'Onduleur [Jan_99], [Bouh_05] :

Dans le but d'alimenter séparément les deux phases du moteur monophasé après avoir supprimé le condensateur, nous avons utilisé un onduleur biphasé à quatre bras (voir figure II-11). Donc, huit interrupteurs rapides (qui peuvent être des transistors) munis des diodes de récupérations.

Nous obtenons les signaux de commande des interrupteurs par la technique triangulo-sinusoïdale ; en comparant deux tensions en quadrature ' $V_{s1\text{ réf}}$ ', ' $V_{s2\text{ réf}}$ ' ; considérées comme des tensions de références ; avec une seule porteuse ' V_p ' comme suit :

$$\begin{cases} \text{si } V_{s1\text{ réf}} \geq V_p & S_1 = 1 ; S_2 = 0 \\ \text{si } V_{s1\text{ réf}} < V_p & S_1 = 0 ; S_2 = 1 \end{cases} \quad (\text{D.3})$$

$$\begin{cases} \text{si } V_{s2\text{ réf}} \geq V_p & S_3 = 1 ; S_4 = 0 \\ \text{si } V_{s2\text{ réf}} < V_p & S_3 = 0 ; S_4 = 1 \end{cases} \quad (\text{D.4})$$

Avec : S_i ($i = 1, \dots, 4$) est une fonction logique qui définit l'état des interrupteurs.

K_i : est l'interrupteur et K_i' est son complémentaire ; mais ils ne sont pas dans le même bras (voir figure II-11) ; contrairement au onduleur triphasé.

Tel que :

$$\begin{aligned} S_i = 1 & \text{ donc } K_i \text{ fermé } K_i' \text{ ouvert} \\ S_i = 0 & \text{ donc } K_i \text{ ouvert } K_i' \text{ fermé} \end{aligned}$$

En combinant (D.3) et (D.4), nous aurons les tensions simples à la sortie de l'onduleur en fonction des fonctions logiques, d'où :

$$\begin{bmatrix} V_{o1} \\ V_{o2} \end{bmatrix} = u \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \end{bmatrix} \quad (\text{D.5})$$

Avec : $u = V_{rf}$ est la tension redressée filtrée ($= \frac{2\sqrt{2}V_{\text{eff}}}{\pi}$).

Les tensions de référence ' $V_{s1\text{ réf}}$ ', ' $V_{s2\text{ réf}}$ ' et le signal de la porteuse ' V_p ' ainsi que, les signaux de commande des interrupteurs S_1, S_2, S_3, S_4 et les tensions à la sortie de l'onduleur ' V_{o1} ', ' V_{o2} ' ; sont représentés à la figure (D-1).

En prenant : $r = 1, m = 21$.

Avec : r est le taux de modulation et m est l'indice de modulation.

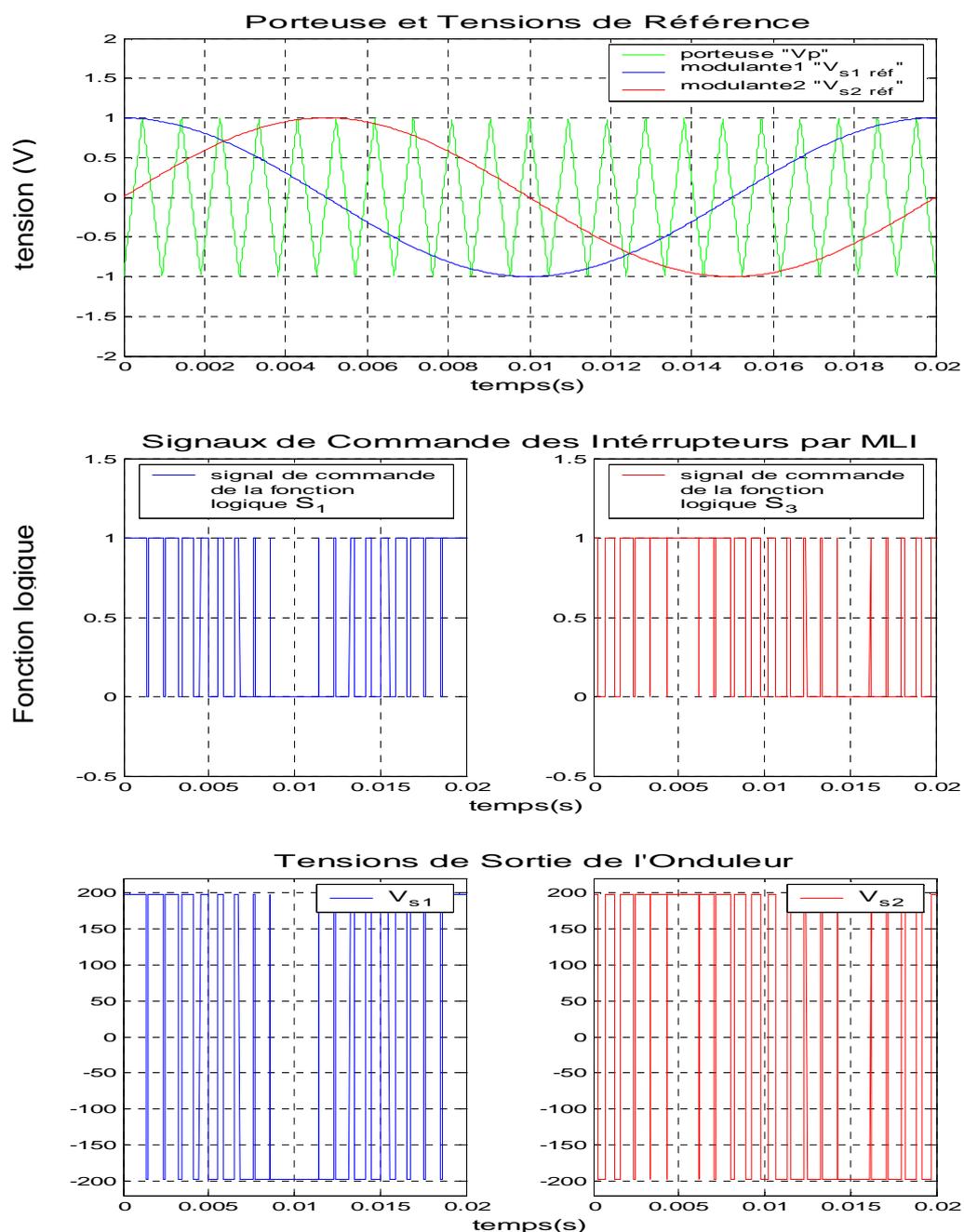


Fig.D-1 : Représentation des signaux de commande et des tensions de sortie de l'onduleur biphasé à quatre bras, utilisant la technique triangulo – sinusoidale.

(Machine Asynchrone **monophasée**)

sachant que la fonction logique S₂ est la complémentaire de la fonction logique S₁
 et la fonction logique S₄ est la complémentaire de la fonction logique S₃

Annexe E

Tab.E.1. Familles d'angle de commutation pour un l'onduleur monophasé

Famille	symbole	Angles (rad)	Angles (deg)
$N_\alpha=3$	α_1	0.817809468	46.8570309622392
	α_2	1.009144336	57.8197113723319
	α_3	1.911639657	109.528884295936
$N_\alpha=5$	α_1	1.051000076	60.2178686227288
	α_2	1.346257127	77.1348515165077
	α_3	1.689593122	96.8065549849324
	α_4	2.374938655	136.073961533976
	α_5	2.47770082	141.961799882103
$N_\alpha=7$	α_1	0.52422984	30.0361573268184
	α_2	0.57159284	32.7498573318965
	α_3	1.14918972	65.8437208158208
	α_4	1.41548576	81.1013600088678
	α_5	1.66041537	95.134792939653
	α_6	2.16577455	124.089741091845
	α_7	2.29821202	131.677849172236
$N_\alpha=9$	α_1	0.43157781	24.7275870444989
	α_2	0.45713212	26.1917411558679
	α_3	0.70162245	40.2000051966286
	α_4	0.77452452	44.3769861253959
	α_5	0.96140142	55.0842437838843
	α_6	1.09916539	62.9775378338511
	α_7	1.21595592	69.6691422899472
	α_8	1.45409688	83.3136142271409
	α_9	1.64220075	94.0911720882184

Tab.E.2. Familles d'angle de commutation pour un l'onduleur triphasé

Famille	symbole	Angles (rad)	Angles (deg)
$N_\alpha=5$	α_1	1.10001289992999	63.026096
	α_2	1.33450549744872	76.461532
	α_3	1.75266906435790	100.420540
	α_4	2.29460792251755	131.471349
	α_5	2.42717175241874	139.066697