

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche
scientifique

Université A/MIRA de Béjaia
Faculté des sciences et des sciences de l'ingénieur
Département d'Electrotechnique

MEMOIRE DE MAGISTER

En vue d'obtention du diplôme de :
Magister En Electrotechnique

Option : Commandes électriques

Thème

**Contrôl Direct du Couple des machines à
courant alternatif avec minimisation des
ondulations du couple par carte DSP**

Présenté par
METIDJI Brahim
Ingénieur en Machines Electriques

Le 22 Novembre 2004 devant le jury composé de :

Mr. ZEBOUDJ.Y	Prof à l'université de béjaia	Président
Mr. REKIOUA.T	Prof à l'université de béjaia	Rapporteur
Mme. REKIOUA.D	M.C à l'université de béjaia	Rapporteur
Mr. KRIM.	Prof à l'université de setif	Examineur
Mr. MOKRANI.K	M.C à l'université de bejaia	Examineur

Dédicace

A ma chère mère.
A mon cher père.
A ma fiancée rebiha.
A mes frères et sœurs.

A tous mes amis,
en particulier, les copains de chambre (I 109).

Je dédie ce modeste travail.

Remerciement

Au terme de ce travail je tiens à remercier vivement mes promoteurs Mr. T. REKIOUA et Mme D.REKIOUA pour leurs disponibilités, et leurs aides précieuses et leurs conseils constructifs.

Tous les membres du jury méritent mes remerciements les plus sincères pour avoir accepté de juger le présent travail.

Je remercie également tous ceux qui ont de près ou de loin participé à la réalisation de ce travail.

Table des matières

Table des matières	i
Table des figures	iii
Liste des tableaux	vi
Nomenclature	vii
Introduction générale	1
1 Variateurs de vitesse des machines à courant alternatif	4
1.1 Introduction	4
1.2 L'onduleur de tension	4
1.2.1 Fonctionnement de l'onduleur triphasé	4
1.2.2 Modélisation du l'onduleur	6
1.2.3 Observation du courant des phases	7
1.2.4 Présentation de la méthode à hystérésis modulée	11
1.3 Machines à courant alternatif	17
1.4 Machine synchrone	18
1.4.1 Mise en équation	19
1.4.2 Expression du couple	19
1.4.3 Fonctionnement dans les quatre quadrants	20
1.4.4 Modélisation du moteur synchrone dans le plan du park	20
1.4.5 Alimentation du moteur synchrone	21
1.4.6 Variation de vitesse de la machine synchrone	21
1.5 Moteur asynchrone	24
1.5.1 Modélisation d'une machine asynchrone	24
1.5.2 Variation de vitesse de la machine asynchrone	27

1.5.3	Alimentation à fréquence variable des moteurs asyn- chrones :	28
1.6	Conclusion	30
2	Architecture de DSP destiné au contrôle des machines électriques	31
2.1	Introduction :	31
2.2	Présentation des DSP	32
2.2.1	Architecture des DSP	32
2.3	Classification des DSP	32
2.3.1	Virgule fixe et flottante	32
2.3.2	Puissance de calcul d'un DSP	33
2.3.3	Spécialisation	33
2.4	Description de TMS320LF240xA	33
2.4.1	Noyau de TMS320LF2407A	33
2.4.2	Espaces mémoires	34
2.4.3	L'unité logique et arithmétique centrale	36
2.4.4	Le multiplieur	36
2.4.5	Les registres du TMS320LF2407A	36
2.4.6	Modes d'adressage	38
2.4.7	Les instructions	39
2.4.8	Périphériques pour le contrôle de moteurs	39
2.5	Programmation de DSP	43
2.5.1	Le langage assembleur	44
2.5.2	Le langage C	44
2.6	Conclusion	45
3	Réalisation du banc expérimental :	46
3.1	Introduction	46
3.2	Présentation général du banc d'expérimentation	46
3.3	Circuit de commande et de traitement	47
3.3.1	Description de eZdsp	47
3.3.2	Caractéristiques :	48
3.3.3	Schéma fonctionnel de eZdsp :	48
3.4	Circuit de puissance	49
3.5	Carte d'interface	50
3.6	Mesure du courant	52
3.7	Capteur de position	53

3.8	Carte de conversion D/A	55
3.9	Essais expérimentaux	56
3.9.1	Commande 180	56
3.9.2	Commande MLI naturelle	56
3.9.3	Commande MLI optimisée	56
3.9.4	Autopilotage d'un moteur synchrone	62
3.10	Conclusion	68
4	Contrôle direct du couple	69
4.1	Introduction	69
4.2	Contrôle directe du couple	69
4.2.1	Principe général de la commande directe du couple	70
4.2.2	Estimation du flux statorique	70
4.2.3	Le correcteur de flux	72
4.2.4	Estimation du couple électromagnétique	72
4.2.5	Correcteur du couple	73
4.2.6	Les tables de commutation	74
4.3	Commande du couple d'un moteur asynchrone	76
4.3.1	Contrôle direct du couple	76
4.4	Commande directe du couple d'un moteur synchrone	88
4.4.1	Contrôle direct du couple :	88
4.5	Conclusion	93
	Conclusion générale	94
	Bibliographie	96

Table des figures

1.1	Schéma du principe d'un onduleur triphasé	5
1.2	Schéma équivalent de l'onduleur de tension	6
1.3	Vecteur tension du l'onduleur	8
1.4	Mesure du courant de source.	10
1.5	Emplacement du capteur du courant.	10
1.6	Emplacement du capteur du courant pour $i_m = \sum(i_{Tn})$	12
1.7	Emplacement du capteur de courant pour $i_m = \sum(i_{Tn} + i_{Dp})$.	12
1.8	Principe de la méthode d'hystérésis modulée	13
1.9	Différentes situations possibles de variation du courant	15
1.10	Calcul des paramètres du signal triangulaire	16
1.11	Les champs tournants statorique et rotorique d'une machine à courant alternatif	17
1.12	Schéma équivalent d'une machine synchrone	19
1.13	Diagramme de la machine synchrone	20
1.14	Alimentation du moteur synchrone	21
1.15	Principe de l'autopilotage des machines synchrone	22
1.16	Alimentation du MS par Commutateur de courant autopiloté .	23
1.17	Point du fonctionnement de MAS	27
2.1	L'Organisation mémoire de LF2407A	35
2.2	L'unite centrale	37
2.3	Gestionnaire d'événements	41
2.4	Le module convertisseur analogique/numérique	42
2.5	Les ports d'entrées/sorties	43
3.1	Schéma fonctionnel de banc d'essais	47
3.2	Schéma fonctionnel de eZdsp	49
3.3	Schéma de circuit de puissance	50
3.4	Schéma de la carte d'isolation	51

3.5	Système de protection contre les surintensités	51
3.6	capteur du courant	52
3.7	Schéma de capteur de position	53
3.8	Structure de capture de position	54
3.9	Schéma de convertisseur D/A	55
3.10	Commande 180 de moteur asynchrone	57
3.11	Tension aux bornes du moteur pour une commande 180	57
3.12	Courant de phase d'un MAS et leur spectre pour une com- mande 180	58
3.13	La commande MLI naturelle	59
3.14	Tensions de moteur pour une commande MLI naturelle	60
3.15	Courant de phase d'un MAS pour une commande MLI naturelle	61
3.16	Commande MLI optimisé	62
3.17	Tensions de moteur pour une commande MLI optimisé	63
3.18	Courant de phase d'un MAS pour une commande MLI optimisé	64
3.19	Schéma fonctionnel de l'autopilotage	65
3.20	Allures de tension aux bornes des phases d'un MS autopilé .	66
3.21	Allures du courant de phase d'un moteur synchrone autopilé .	67
4.1	Principe de la DTC classique	71
4.2	Contrôle direct du couple d'un moteur asynchrone	78
4.3	Courant de phase et son spectre pour DTC classique	79
4.4	Forme du flux statorique	80
4.5	Couple d'un moteur asynchrone	81
4.6	Schéma expérimental du DTC par un régulateur à hystérésis modulée	83
4.7	Le couple de reference et le couple électromagnétique pour l'hystérésis modulé	84
4.8	Le couple électromagnétique commandé par hystérésis modulé	85
4.9	Courant de phase	86
4.10	L'évolution du flux statorique	87
4.11	Contrôle direct du couple d'un moteur synchrone	88
4.12	Forme du flux statorique du moteur synchrone	90
4.13	Courant de phase et son spectre harmonique	91
4.14	Couple électromagnétique du moteur synchrone	92

Liste des tableaux

4.1	Variation du flux et du couple due à l'application des vecteurs tension V_s	74
4.2	Fonctionnement à deux quadrants(table 1)	75
4.3	Fonctionnement à deux quadrants (table 2)	75
4.4	Fonctionnement à deux quadrants (table 3)	76
4.5	Fonctionnement à quatre quadrants (table 5)	76
4.6	Fonctionnement à quatre quadrants (table 6)	77

Nomenclature

u_{10}, u_{20}, u_{30} : Tensions phase d'onduleur de tension.

u_1, u_2, u_3 : Tensions a la sortie de l'onduleur.

K_j : L'interrupteur n°j

S_j : L'etat de l'interrupteur n°j

v_{an}, v_{bn}, v_{cn} : Tensions phases neutre.

mc_a, mc_b, mc_c : Fonctions transition

I_m : Courant mesuré.

i_{Tp} : Courant des transistors positifs.

i_{Dp} : Courant des diodes positives.

Tp : Transistors positifs.

Tn : Transistors négatifs.

Dp : Diodes positives.

Dn : Diodes négatives.

i_{tr} : Référence triangulaire.

i^* : Courant de référence.

B_h : Bande d'hystérésis.

A_{tr} : Amplitude de signal triangulaire.

T_{tr} : Période de signal triangulaire.

θ : position électrique de rotor.

θ_s : position électrique de champ tournant statorique.

θ_r : position électrique de champ tournant rotorique.

Ω : vitesse électrique de rotation.

Ω_s : vitesse électrique de rotation statorique.

Ω_r : vitesse électrique de rotation rotorique.
 \overline{H}_s : Vecteur champ magnétique statorique.
 \overline{H}_r : Vecteur champ magnétique rotorique.
 Γ_e : Couple électromagnétique.
 \overline{V} : Vecteur tension.
 \overline{E} : Vecteur F.E.M de la machine.
 P_e : Puissance électromagnétique.
 P_m : Puissance mécanique.
 φ : Angle de déphasage.
 ψ : Angle de charge.
 V_d, V_q : Composantes de la tension statorique représentées dans le référentiel dq .
 i_d, i_q : Composantes du courant statorique représentées dans le référentiel dq .
 ϕ_d, ϕ_q : Composantes de flux statorique représentées dans le référentiel dq .
 $V_{s\alpha}, V_{s\beta}$: Composantes de la tension statorique représentées dans le référentiel $\alpha\beta$.
 $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$: Composantes du courant statorique représentées dans le référentiel $\alpha\beta$.
 $\phi_{s\alpha}, \phi_{s\beta}$: Composantes de flux statorique représentées dans le référentiel $\alpha\beta$.
 $V_{r\alpha}, V_{r\beta}$: Composantes de la tension rotorique représentées dans le référentiel $\alpha\beta$.
 $i_{r\alpha}, i_{r\beta}$: Composantes du courant rotorique représentées dans le référentiel $\alpha\beta$.
 $\phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}$: Composantes de flux rotorique représentées dans le référentiel $\alpha\beta$.
 V_f : La tension d'excitation.
 i_f : Courant d'excitation.
 ϕ_f : flux d'excitation.
 R_s : Résistance statorique.
 L_d, L_q : Composantes transversale et quadrature de l'inductance statorique dans le plans dq .
 L_f : Inductance de la bobine d'excitation.

M : La mutuelle entre le stator et le rotor.
p : Nombre de paires de pôles de la machine électrique.
J : Moment d'inertie.
f : Coefficient de frottement.
DSP Digital Signal Processor (Processeur de signal)
MIPS : Mega instructions par seconde.
I/O : inputs/outputs (entrées/sorties).
PC : Compteur de programme.
ALU : Unite logique et arithmitique.
ACC : Registre accumulateur.
TREG0 : Rigistre de multiplication.
PREG : Registre de resultats de multiplication.
PLU : L'unité logique.
AUXREGS : Registres auxiliaires.
AR0...AR7 : Registres auxiliaires.
ARAU : Unité arithmitique auxiliaire .
ARP : Pointeur des registres auxiliaires .
DARAM : Mémoire Vivante à double accès .
EEPROM : Mémore morte effaçable et programmable électriquement.
DMA : Accès dircte au mémoire.
IFR : Registre d'états des interruptions.
IMR : Registre de masque des interruptions.
ST0,ST1 : Registres d'états.
PMST : Registe d'états en mode processeur.
PLL : Boucle a verrouillage de phase.
ADC : Convertisseur analogique/numérique.
SCI : L'interface serie asynchrone.
SPI : L'interface serie synchrone.
WD : chien de garde.
QEP : L'encodeur d'impulsion a quadrature.
JTAG : Contrôleur d'interface de norme IEEE 1149,1.
EVA,EVB : Contrôleurs d'evenments.

Introduction générale

La machine à courant continu est le meilleur variateur de vitesse, car le couple est directement proportionnel au courant. Pour contrôler le couple il suffit de contrôler le courant. Mais ils existent plusieurs limitations d'emploi de cette machine limitée en vitesse, en puissance et limitée d'emploi dans une atmosphère corrosive ou explosive. Ces contraintes qui ont entraîné l'utilisation des machines à courant alternatif, en remplaçant des machines à courant continu comme variateur de vitesse.

Parmi les moteurs à courant alternatif, le moteur asynchrone à cage est loin le plus robuste et le moins coûteux. Le moteur synchrone qui est par excellence le moteur électrique des fortes puissances est pénalisé par l'absence du couple hors du synchronisme. Il est incapable de démarrer, il doit être lancé à la vitesse de synchronisme pour pouvoir fournir un couple à la charge. C'est ici le domaine de la machine asynchrone dont le coût de fabrication, dans le cas du rotor à cage, est environ deux fois plus faible que pour une machine synchrone. Aujourd'hui l'asservissement de vitesse d'un moteur asynchrone où le couple électromagnétique est contrôlé aux mêmes performances qu'un asservissement numérique utilisant une machine synchrone autopilotée ou une machine à courant continu.

La commande directe du couple appelée DTC (Direct Torque Control) est basée sur le découplage du couple et du flux de la machine. Cette dernière applique des algorithmes d'estimation où ils interviennent des composants rapides, comme les circuits intégrés à applications spécifiques(ASIC) et les processeurs de signaux(DSP).

Les cartes microprocesseurs à base de DSP ont vu leur utilisation s'accroître considérablement ces dernières années, grâce à ses possibilités de traitement rapide de certaines commandes numériques faisant appel à des algorithmes complexes permettant ainsi le travail en " temps réel ". En utilisant des données numériques extraites d'un signal, on rend les systèmes de com-

mande et de gestion électronique beaucoup plus fiables, et reproductibles. Pour la commande des machines électriques, des processeurs DSP spécialisés sont apparues. Le *TMS320LF2407A* est un DSP contrôleur 16 bits, à virgule fixe, qui est très bien adapté au rôle de commande des machines électriques et les convertisseurs statiques. Il comporte les sorties nécessaires à la commande par modulation de largeur d'impulsions vectorielle de l'onduleur alimentant le moteur à courant alternatif. Et il est possible d'envisager plusieurs modes de commande en boucle fermée, à partir de données obtenues concernant le moteur : courant et position angulaire. Il effectue en temps réel les calculs de transformation nécessaires pour optimiser les commandes d'asservissement.

Notre travail concerne le contrôle direct du couple (DTC) des machines à courant alternatif avec la réduction des ondulations de couple par une carte DSP de type *TMS320LF2407A*. Pour ce but un banc d'essais expérimental a été réalisé.

Dans le premier chapitre, un aperçu sur les différents types des variateurs de vitesse des machines à courant alternatif est présenté et l'étude de l'onduleur de tension, sa structure et sa modélisation sont présentées, ainsi que les différentes méthodes d'observation des courants de phase, afin de choisir l'emplacement idéal des capteurs de courant. En suite une présentation de la méthode d'hystérésis modulé est détaillée. En fin nous présentons les modélisations et les différentes techniques d'alimentations des machines synchrone et asynchrone.

Au deuxième chapitre, nous décrivons l'architecture du processeur du signal DSP *TMS320LF2407A* destiné au contrôle des machines électriques et les convertisseurs statiques.

Le troisième chapitre traite la réalisation des différents blocs constituant le banc d'essais expérimental. Après un aperçu global du banc d'essais réalisé au laboratoire. On présente brièvement la carte de commande à DSP. Puis les différentes cartes de la maquette (Puissance, Interface, Mesure du courant, Position et le convertisseur N/A). En suite, les résultats expérimentaux obtenus lors des essais effectués sur l'ensemble convertisseur-moteur (Moteur asynchrone et moteur synchrone autopiloté) en boucle ouverte pour tester la maquette sont présentés.

Le quatrième chapitre concerne l'expérimentation du banc d'essai pratique pour le contrôle direct du couple d'un moteur synchrone et asynchrone. Nous exposons les principes généraux du contrôle direct du couple des machines alternatives. L'utilisation des techniques de contrôle du couple direct par hystérésis conventionnelle et par hystérésis modulée sont appliquées sur

un moteur asynchrone. En fin on applique la méthode de contrôle direct du couple sur la machine synchrone. Les résultats expérimentaux sur les différentes méthodes utilisées sont présentés.

En fin nous clôturons notre travail par une conclusion générale et des perspectives basée sur les résultats obtenus.

Chapitre 1

Variateurs de vitesse des machines à courant alternatif

1.1 Introduction

Les progrès récemment réalisés dans les domaines de l'électronique de puissance et de la commande numérique ont permis le développement des variateurs de vitesse pour les machines à courant alternatif. Aujourd'hui les machines à courant alternatif peuvent remplacer les machines à courant continu dans la plupart des entraînements à vitesse variable [1].

1.2 L'onduleur de tension

Chaque branche de l'onduleur est constituée de deux éléments de commutation et de deux diodes en parallèles. Les éléments de commutation doivent pouvoir travailler en commutation forcée. Les possibilités de réalisation sont donc multiples et dépendent principalement de la puissance mise en jeu. Les diodes en parallèles avec les éléments de commutation servent à assurer la continuité du courant dans la charge inductive [1].

1.2.1 Fonctionnement de l'onduleur triphasé

On considère le schéma de principe de l'onduleur représenté par la Figure 1.1. On distingue, d'une part les tensions de branches u_{10}, u_{20}, u_{30} mesurées par rapport à la borne (-) de la tension U_{dc} et d'autre part, les tensions de

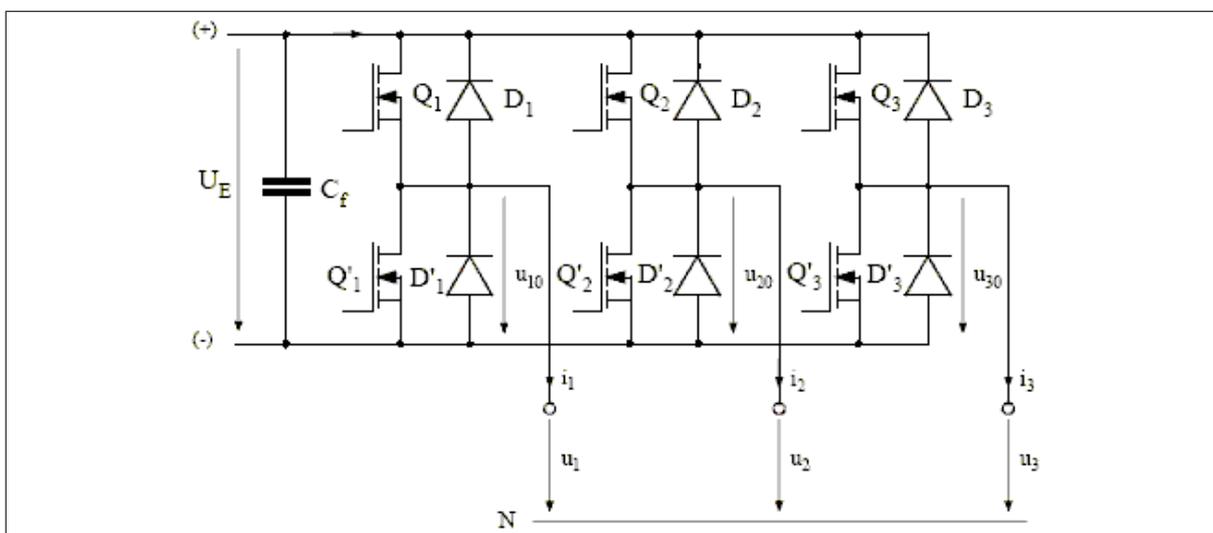


FIG. 1.1 – Schéma du principe d'un onduleur triphasé

phases u_1 , u_2 , u_3 mesurées par rapport à un neutre flottant N. On suppose la charge triphasée symétrique mais d'une manière générale, étant donné que l'onduleur fonctionne de manière autonome, la configuration de la charge est un problème auxiliaire. Les tensions de branches u_k (avec $k=1, 2$ et 3) peuvent être imposées par une commande appropriée des commutateurs électroniques (contacteurs statiques). On peut alors déterminer les tensions u_k à la sortie de l'onduleur. On a

$$\begin{cases} -u_{10} + u_1 - u_2 + u_{20} = 0 \\ -u_{10} + u_1 - u_3 + u_{30} = 0 \end{cases} \quad (1.1)$$

Dans une charge triphasée symétrique (sans composante homopolaire) avec point neutre flottant, on a.

$$\begin{cases} u_1 + u_2 + u_3 = 0 \\ i_1 + i_2 + i_3 = 0 \end{cases} \quad (1.2)$$

à l'aide des relations 1.1 on obtient

$$\begin{cases} u_1 = \frac{1}{3} \cdot (2 \cdot u_{10} - u_{20} - u_{30}) \\ u_2 = \frac{1}{3} \cdot (2 \cdot u_{20} - u_{10} - u_{30}) \\ u_3 = \frac{1}{3} \cdot (2 \cdot u_{30} - u_{20} - u_{10}) \end{cases} \quad (1.3)$$

Selon la conduction des contacteurs statiques ou des diodes dans une branche onduleur, les tensions de branches u_k peuvent être égales soit à U_{dc} ou à 0 [2].

1.2.2 Modélisation de l'onduleur

On modélisera l'onduleur en utilisant les notions de fonction de connexion et fonction de conversion. La fonction de connexion S_j d'un interrupteur K_j permet de définir l'état de celui-ci. $S_j = 1$ si K_j est fermé. $S_j = 0$ si K_j est ouvert.

La fonction de conversion mc_j d'un onduleur de tension permet d'exprimer la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée.

Pour un onduleur triphasé défini par la figure 1.2, on peut définir trois

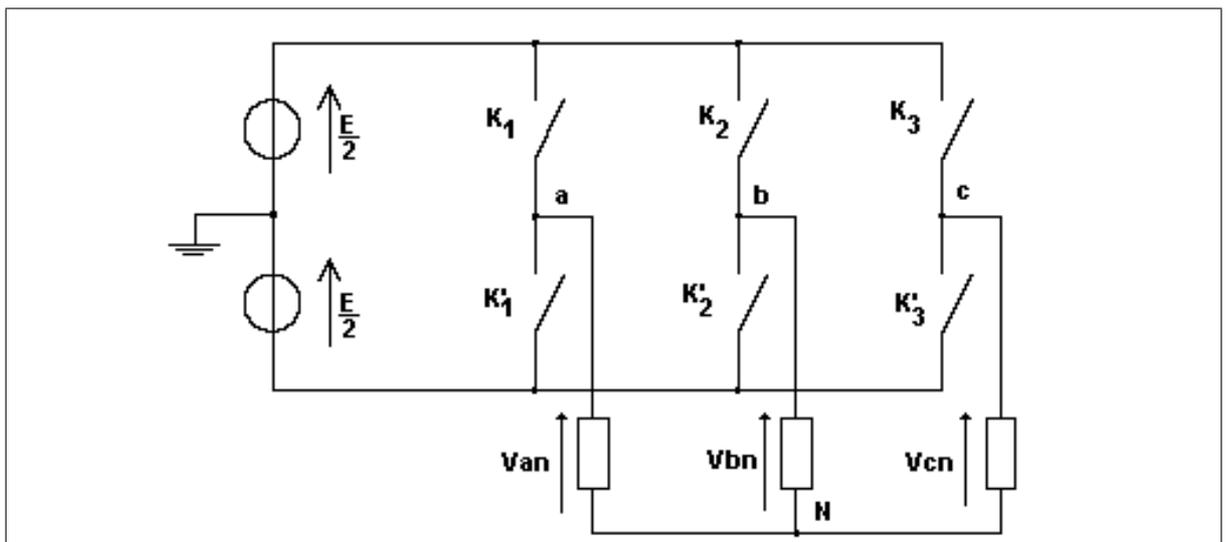


FIG. 1.2 – Schéma équivalent de l'onduleur de tension

fonctions de conversion mc_a , mc_b et mc_c telles que :

$$\begin{cases} v_{an} = mc_a \cdot U_{dc} \\ v_{bn} = mc_b \cdot U_{dc} \\ v_{cn} = mc_c \cdot U_{dc} \end{cases} \quad (1.4)$$

On en déduit l'expression des tensions par rapport au point milieu fictif m :

$$\begin{cases} V_{am} = (S_a - S'_a) \cdot \frac{U_0}{2} = (2.S_a - 1) \cdot \frac{U_0}{2} \\ V_{bm} = (S_b - S'_b) \cdot \frac{U_0}{2} = (2.S_b - 1) \cdot \frac{U_0}{2} \\ V_{cm} = (S_c - S'_c) \cdot \frac{U_0}{2} = (2.S_c - 1) \cdot \frac{U_0}{2} \end{cases} \quad (1.5)$$

En l'absence d'une composante homopolaire de tension, la somme des tensions simples est nulle, ce qui permet d'écrire :

$$\begin{cases} V_{an} = (+2S_a - S_b - S_c) \cdot \frac{U_0}{3} \\ V_{bn} = (-S_a + 2S_b - S_c) \cdot \frac{U_0}{3} \\ V_{cn} = (-S_a - S_b + 2S_c) \cdot \frac{U_0}{3} \end{cases} \quad (1.6)$$

Aux tensions de phase on peut associer un vecteur tension résultant. En fonction de l'état de conduction des transistor de l'onduleur triphasé, on peut obtenir six vecteurs tension différents de zéro, décalés de $\frac{\pi}{3}$, \vec{V}_1 à \vec{V}_6 ainsi que deux vecteurs tension nulle, \vec{V}_7 et \vec{V}_8 .

Les six vecteurs tension non nuls peuvent être représentés (figure 1.3) sous forme complexe par la relation[2] :

$$\vec{V}_k = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_s \cdot e^{(k-1) \cdot j \cdot \frac{\pi}{3}} \quad (1.7)$$

avec k=1...6

1.2.3 Observation du courant des phases

a- Mesure directe des courants de phase :

Il s'agit de placer trois capteurs du courant, un par phase ; ou seulement en deux phases et calculer le courant de troisième phase. On a ainsi à tout instant la valeur de courant circulant dans la machine même pendant les commutations. Son seul inconvénient est l'utilisation de deux capteurs de courant au minimum [3].

b- Mesure du courant de source :

Le capteur du courant est placé entre la source et l'onduleur. il est parcouru par la somme des courants des transistors et des diodes des "haut".

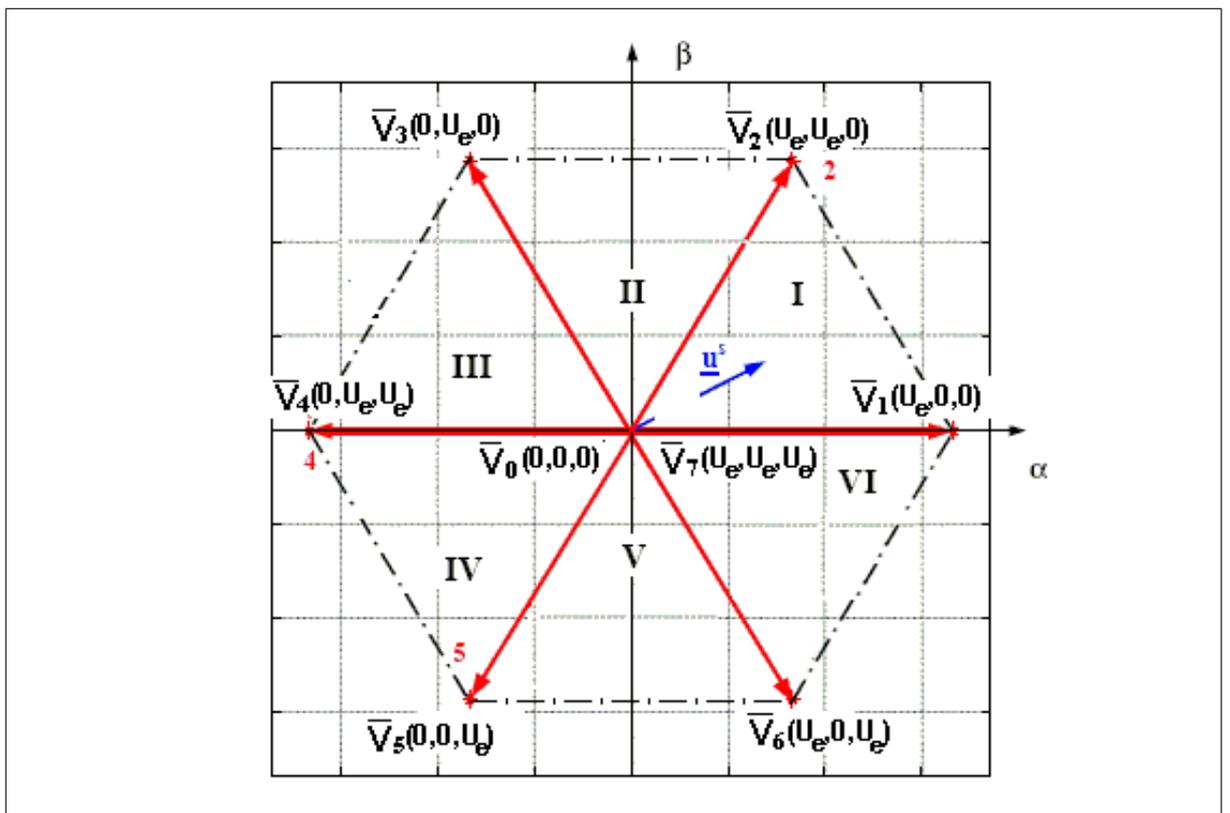


FIG. 1.3 – Vecteur tension du l'onduleur

Le courant mesuré, I_m est donc [3] :

$$I_m = \sum (i_{Tp} - i_{Dp}) \quad (1.8)$$

Supposons que les transistors T_{pa} et T_{nb} soient en conduction le courant mesuré est la valeur absolue des deux courants des phases a et b au moment de changement des états d'interrupteurs du l'onduleur, il faut bloquer soit un transistor, soit les deux transistors en conduction. Si on bloque un seul transistor (simple hachage) par exemple le transistor "haut" T_{pa} , la diode antiparallèle du transistor complémentaire de met en conduction et le courant circule pas cette diode et le transistor en conduction (T_{nb}) dans ce cas le courant mesuré est nul, alors que les courants des phases sont pas nuls.

En double hachage, on bloque les deux transistors en conduction les diodes antiparallèles des transistors complémentaires se mettent en conduction (D_{na} et D_{pb}). Le courant qui traverse le capteur de courant est négatif, mais égal aux courants des phases en conduction en valeur absolue. Pendant la commutation des courants d'une phase à une autre, les trois phases conduisent en même temps. le courant mesuré est le courant dans la phase que l'on met en conduction, que est initialement nul. Dans ce cas, les courants des deux autres phases ne sont pas contrôlés et des surintensités peuvent apparaître, les transistors de l'onduleur doivent donc être surdimensionnés en courant. Dans l'exemple de la figure 1.5d le transistor T_{pa} est éteint et le transistor T_{pc} est mis en marche, le courant mesuré est le courant dans la phase c [3].

c- Mesure de la somme des courants des transistors du bas :

Dans ce deuxième schéma, on place le capteur de courant de manière à mesurer la somme des courants des transistors "bas", le courant mesure est donc :

$$I_m = \sum (i_{Tn}) \quad (1.9)$$

Cette méthode est plus simple et économique que la précédent. sa mise au point nécessite la séparation des diodes et des transistors du bas. Cette technique utilise seulement pour le simple hachage par les transistors "hauts". Pendant la commutation des transistors " bas", on mesure le courant dans la phase mise en conduction, qui ne donne pas l'image correcte des courants des phases. Dans ce cas apparait des pics du courant lors du la commutation

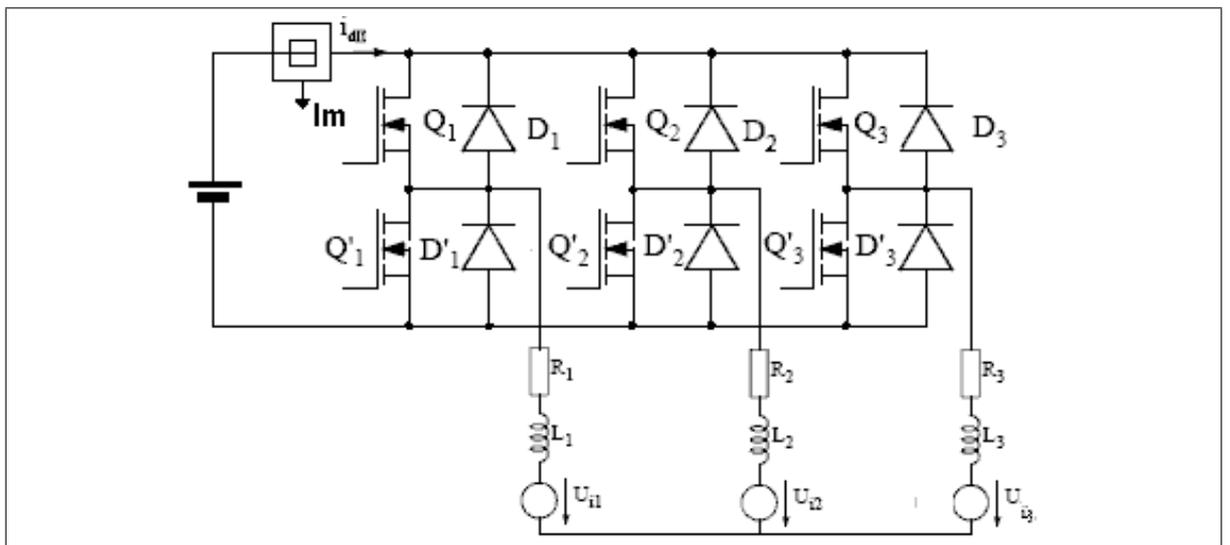


FIG. 1.4 – Mesure du courant de source.

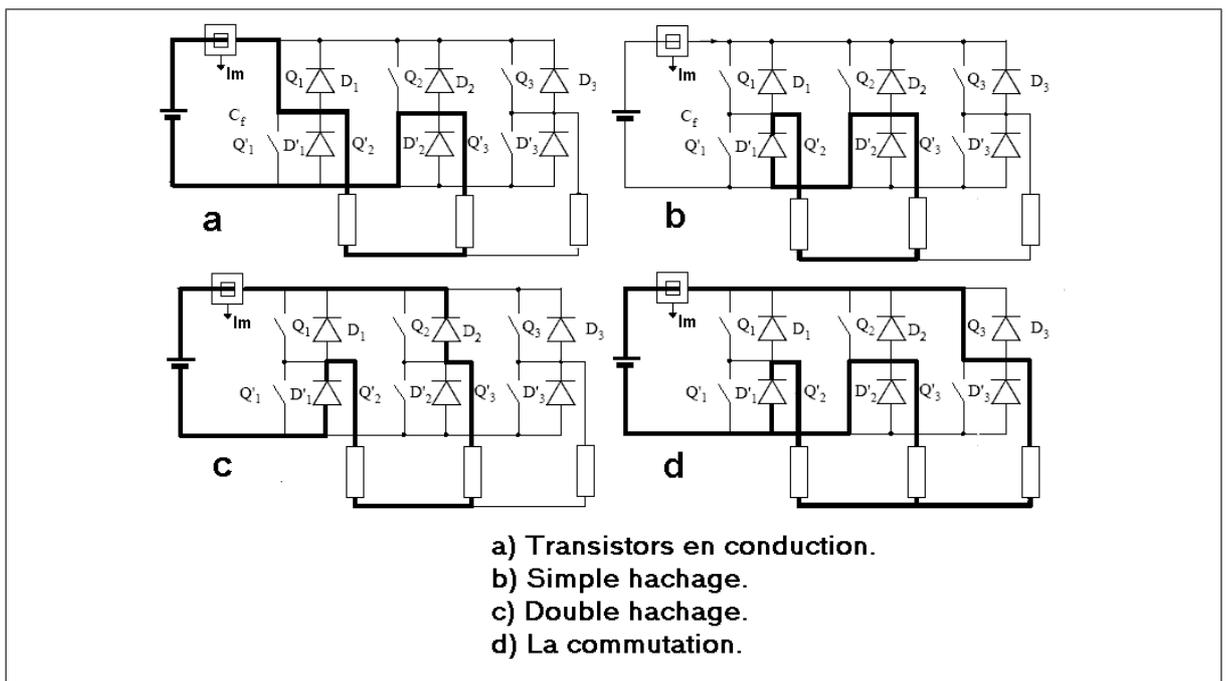


FIG. 1.5 – Emplacement du capteur du courant.

des courants d'une phase à l'autre. Il faut surdimensionner les transistors du haut. En plus on ne peut pas avoir de freinage par récupération avec ce mode d'observation de courant [3].

d- Mesure de la somme des courants des transistors du bas et des diodes du haut :

Dans cette méthode on place le capteur du courant de façon à mesurer la somme des courants des transistors du bas et des diodes du haut. Le courant mesure est donc :

$$I_m = \sum (i_{Tn} - i_{Dp}) \quad (1.10)$$

Cet emplacement du capteur de courant donne une image correcte des courants de phase pendant la conduction des deux phases et autorise le simple et le double hachage. Lors de la commutation, le courant de phase traverse le capteur de courant sans changer de signe et est celui de la phase non commutée, qui est constant et égal au courant de la source. Cette méthode nécessite des connexions spécifiques pour les diodes antiparallèles, et une structure de l'onduleur qui minimise les inductances de fuites à l'emplacement du capteur de courant [3].

1.2.4 Présentation de la méthode à hystérésis modulée

a- Principe de l'hystérésis :

Le principe de la méthode de contrôle du courant par hystérésis modulée consiste à supposer un signal triangulaire i_{tr} ayant la fréquence f_{tr} imposée sur la valeur du courant de référence, i^* . La nouvelle référence du courant est donc modulé et égale à [4] :

$$i_{tr}^* = i^* + i_{tr} \quad (1.11)$$

et les limites supérieures et inférieures de la bande d'hystérésis sont :

$$\begin{cases} I_{max} = i_{tr}^* + B_h \\ I_{min} = i_{tr}^* - B_h \end{cases} \quad (1.12)$$

Pour que la méthode marche bien, il faut choisir l'amplitude du signal triangulaire et la largeur de la bande d'hystérésis judicieusement. Le courant réel aura deux intersections avec les limites de la bande d'hystérésis à chaque

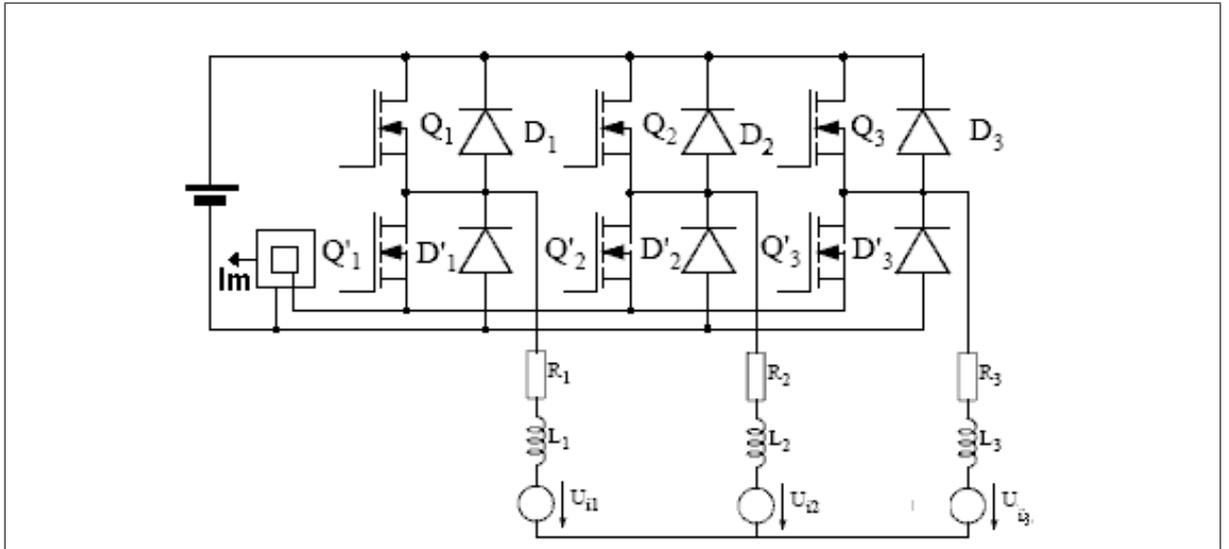


FIG. 1.6 – Emplacement du capteur du courant pour $i_m = \sum(i_{Tn})$

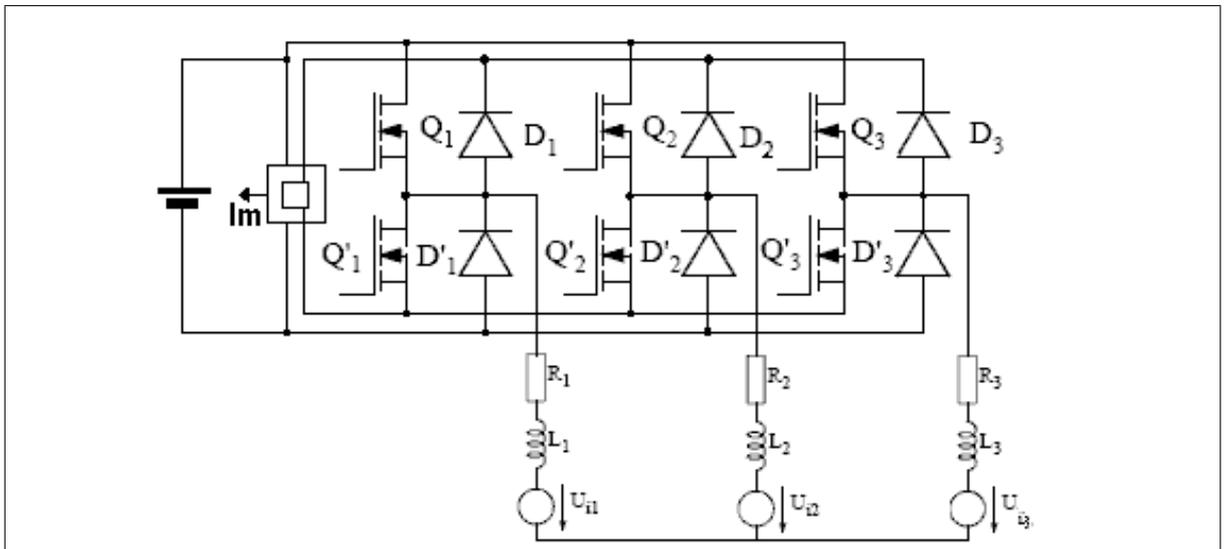


FIG. 1.7 – Emplacement du capteur de courant pour $i_m = \sum(i_{Tn} + i_{Dp})$

demi-période du signal triangulaire, l'une avec le maximum et l'autre avec le minimum. Les instants de commutation des transistors sont déterminés par ces intersections, ce qui donne une fréquence de hachage fixe et égale à la fréquence du signal triangulaire [4].

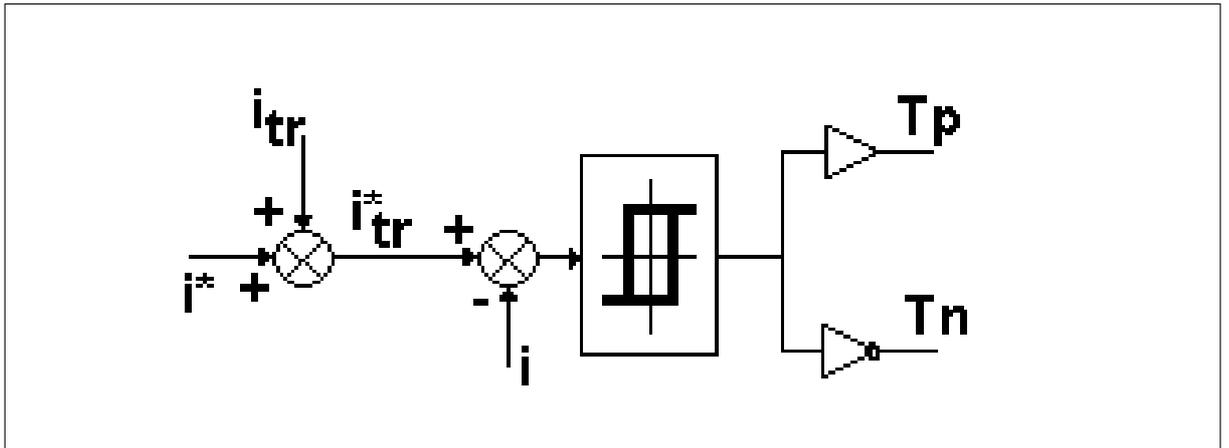


FIG. 1.8 – Principe de la méthode d'hystérésis modulée

b- Calcul des paramètres d'application de l'hystérésis modulée :

Les paramètres nécessaires à l'application de cette méthode sont en fonction de la vitesse de variation du courant réel, il faut donc déterminer d'abord, cette vitesse. Ensuite, déterminer le choix de l'amplitude du signal triangulaire et la largeur de la bande d'hystérésis pour assurer le bon fonctionnement de la méthode de commande appliquée [4].

Selon la vitesse de variation du courant, on peut avoir les situations suivantes :

- Dans le cas où la variation du courant, $\frac{di}{dt}$ est petite, il n'aura pas de commutation pendant une période T_{tr} du signal triangulaire, la fréquence du hachage a donc une valeur plus petite que la valeur imposée, f_{tr} . (figure 1.9a)
- Dans le cas où la vitesse de variation du courant est trop grande, (figure 1.9b) le courant réel i va toucher plus de deux fois la limite inférieure

du référence. Donc la fréquence de hachage est supérieure à f_{tr} . (figure 1.9b)

- Si l'amplitude du signal triangulaire et la bande d'hystérésis sont bien choisis le courant réel atteint une fois la limite supérieure de la bande d'hystérésis, la fréquence du hachage obtenue est donc égale à la fréquence f_{tr} (figure 1.9c) [4].

b.1- Vitesse de variation du courant du moteur : Les paramètres A_{tr} et B_h sont en fonction de la vitesse de variation du courant réel et de la fréquence qu'on veut imposer.

Les machines électriques se comportent comme des charges (R,L,E). la variation de vitesse dans le cas general, quand on applique un échelon de tension u est :

$$\frac{di}{dt} = \frac{u-E}{R} - I_0 \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (1.13)$$

avec :

I_0 la valeur initiale du courant.

$\tau = \frac{L}{R}$ constant de temps électrique. La vitesse maximale de variation du courant correspond au moment initial, pour un courant initial I_0 nul.

$$\left| \frac{di}{dt} \right|_{max} = \left| \frac{u - e}{L} \right| < \left| \frac{u}{L} \right| \quad (1.14)$$

La tension u appliquée sur les phases des machines électriques dépend à chaque instant de l'état de conduction des interrupteurs de l'onduleur et de la valeur de la tension continue de la source. Donc la vitesse de variation du courant sera déterminée pour chaque méthode.

Si on a la possibilité d'utiliser la méthode d'hystérésis conventionnelle (méthode choisie dans notre travail), la vitesse de variation du courant peut être déterminée expérimentalement, à l'aide d'un oscilloscope [4].

b.2- L'amplitude du signal triangulaire : La fréquence du hachage est imposée et le choix du A_{tr} et B_h se fait d'une manière que la variation du courant réel situées entre les deux limites.

Dans le cas de vitesse maximale de variation du courant réel, pour que la fréquence de hachage soit égale à la valeur imposée, A_{tr} et B_h doivent satisfaire la relation suivante :

$$\left\| \frac{di}{dt} \right\|_{max} < \frac{4 \cdot (A_{tr} + B_h)}{T_{tr}} \quad (1.15)$$

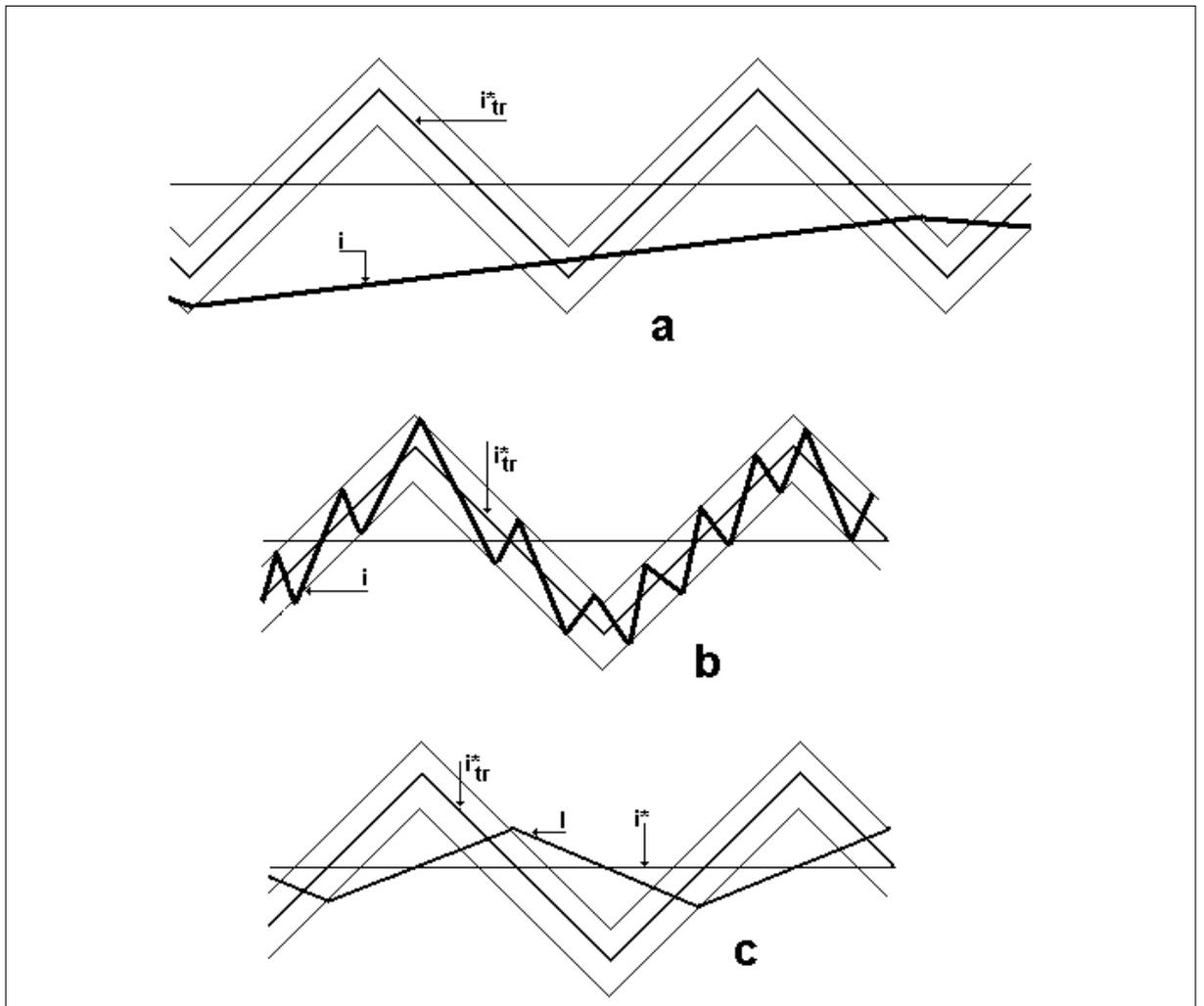


FIG. 1.9 – Différentes situations possibles de variation du courant

Dans le cas où la vitesse de variation du courant réel est minimale la condition est [4] :

$$\left\| \frac{di}{dt} \right\|_{min} > \frac{2 \cdot B_h}{T_{tr}} \quad (1.16)$$

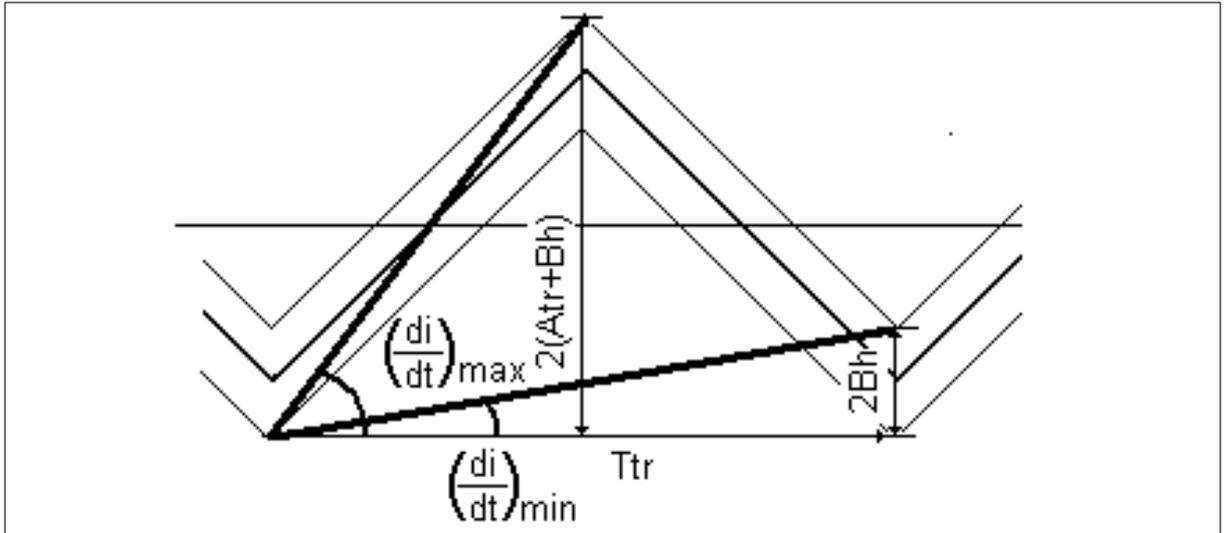


FIG. 1.10 – Calcul des paramètres du signal triangulaire

1.3 Machines à courant alternatif

Dans les machines électriques, le couple électromagnétique est dû à l'interaction de deux champs magnétiques. Dans le cas des machines à courant alternatif de type synchrone et asynchrone, il s'agit de l'interaction de deux champs tournants, le champ tournant créé par les courants qui circulent dans les enroulements du rotor et le champ tournant produit par les courants sinusoïdaux qui parcourent les enroulements du stator. La position du rotor par rapport au stator est repérée par l'angle θ [2].

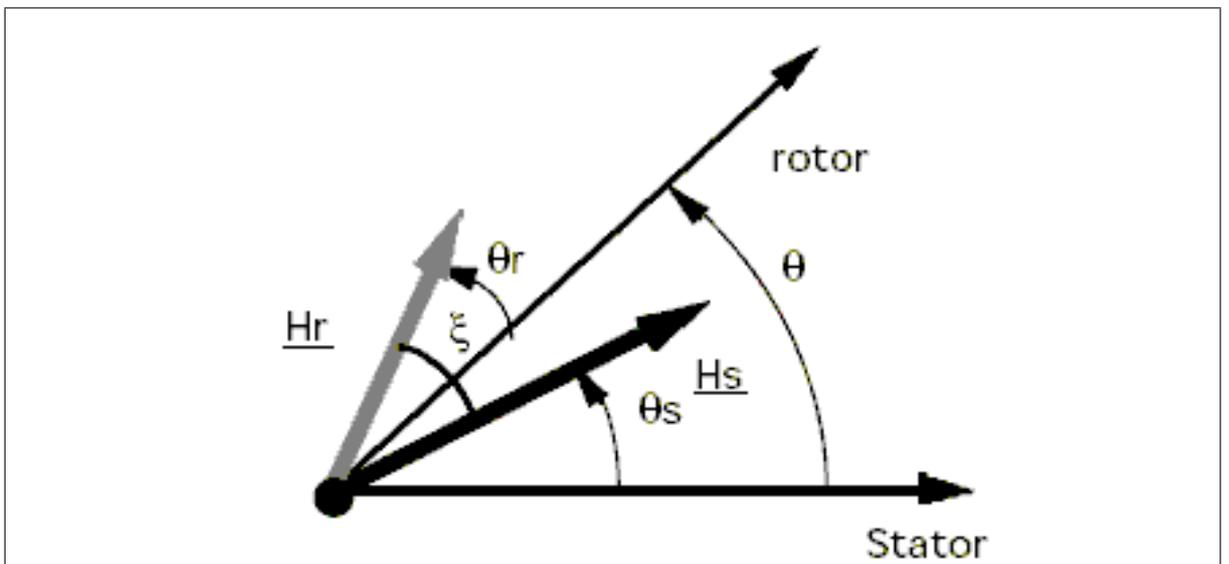


FIG. 1.11 – Les champs tournants statorique et rotorique d'une machine à courant alternatif

$$\theta = \Omega t + \alpha \quad (1.17)$$

Le champ tournant statorique se déplace par rapport au stator et sa position est repérée par l'angle θ_s

$$\theta_s = \Omega_s t + \beta \quad (1.18)$$

Le champ produit par les enroulements du stator peut s'exprimer par :

$$\overline{H_s} = H_s e^{j\theta_s}. \quad (1.19)$$

Le champ tournant rotorique se déplace par rapport au rotor et sa position est repérée par l'angle θ_r

$$\theta_r = \Omega_r t + \gamma_0 \quad (1.20)$$

Le champ produit par les enroulements du rotor peut s'exprimer par :

$$\overline{H}_r = H_r e^{j\theta_r}. \quad (1.21)$$

Le couple électromagnétique fourni par la machine s'exprime par un produit vectoriel :

$$\Gamma_e = k(\overrightarrow{H}_s \Delta \overrightarrow{H}_r) \quad (1.22)$$

$$= kH_s H_r \sin(\widehat{\overrightarrow{H}_s, \overrightarrow{H}_r}) \quad (1.23)$$

$$= kH_s H_r \sin(\theta + \theta_r - \theta_s) \quad (1.24)$$

$$= kH_s H_r \sin((\Omega + \Omega_r - \Omega_s)t + \gamma + \beta - \alpha) \quad (1.25)$$

La valeur moyenne du couple électromagnétique est non nulle si :

$$\Omega + \Omega_r = \Omega_s \quad (1.26)$$

Cette relation permet de mettre en évidence le principe de fonctionnement des deux principales machines à courant alternatif.

- Dans le cas de la machine synchrone, le champ rotorique est produit par un enroulement alimenté en courant continu ou par un aimant permanent, la pulsation ω_r est donc nulle. Le rotor tourne à la même vitesse que le champ statorique.
- Dans le cas de la machine asynchrone, le rotor tourne à une vitesse différente de celle du champ statorique. Les courants rotoriques sont alternatifs et ωr représente la vitesse angulaire de glissement : $\omega r = g\omega_s$ (g : glissement) [2].

1.4 Machine synchrone

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du

champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique. Il existe trois grandes familles de rotor, ayant pour rôle de générer le champ d'induction rotorique. Les rotors bobinés à pôles lisses, les rotors bobinés à pôles saillants ainsi que les rotors à aimants [5].

1.4.1 Mise en équation

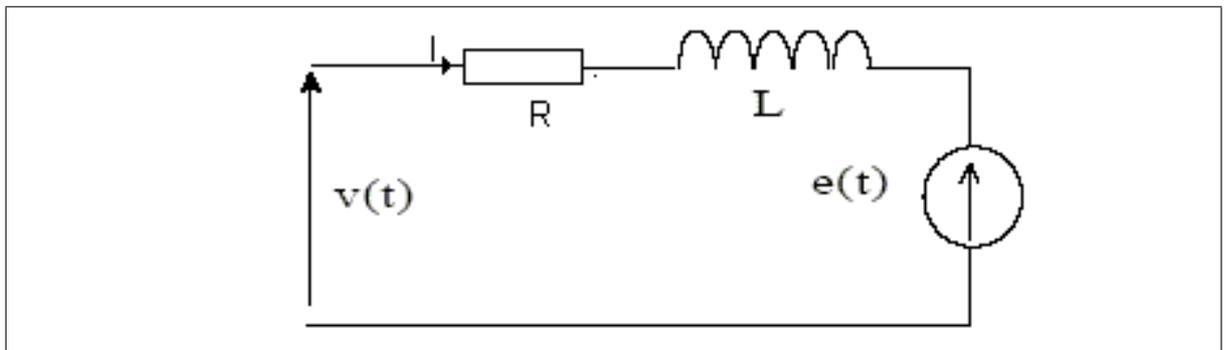


FIG. 1.12 – Schéma équivalent d'une machine synchrone

Le schéma équivalent par phase le plus simple possible d'une machine synchrone en régime sinusoïdal, en négligeant les phénomènes de saturation est présenté sur la figure 1.12.

La figure 1.13 présente Le diagramme de Fresnel correspondant à l'équation des tensions d'une phase de la machine : $\bar{V} = \bar{E} + R.\bar{I} + jL.\omega.\bar{I}$

1.4.2 Expression du couple

Voici une première expression du couple utilisant un bilan des puissances au niveau de la machine, où on néglige toutes les pertes :

$$P_e = P_m = 3.V.I. \cos(\varphi) = 3.E.I. \cos(\psi) \quad (1.27)$$

avec $E = K.\phi_r.\Omega_s$

Il apparaît alors que le couple est directement proportionnel au courant

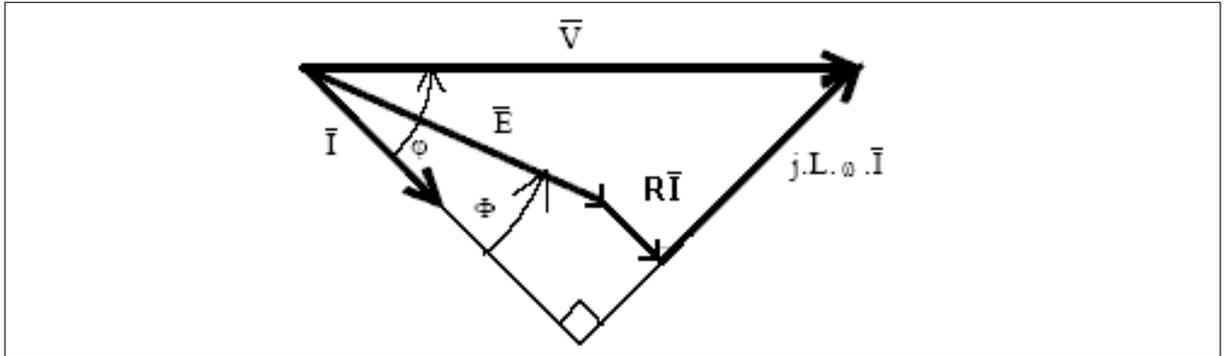


FIG. 1.13 – Diagramme de la machine synchrone

dans les phases de la machine ainsi qu'au cosinus de l'angle ψ

$$\Gamma_e = 3.K_e.\phi_r.I.\cos\psi \quad (1.28)$$

1.4.3 Fonctionnement dans les quatre quadrants

Une des particularités de la machine synchrone est sa capacité à fonctionner dans les quatre quadrants électriques. Il est en effet possible de rendre à volonté la machine inductive ou capacitive, que ce soit en fonctionnement moteur ou générateur. Il suffit pour cela d'agir sur l'amplitude de E , c'est à dire sur le courant d'excitation rotorique.

1.4.4 Modélisation du moteur synchrone dans le plan du park

Equations des tensions

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + \frac{d\phi_d}{dt} - \omega_r \phi_q \\ V_q = R_s i_q + \frac{d\phi_q}{dt} + \omega_r \phi_d \\ V_f = R_r i_f + \frac{d\phi_f}{dt} \end{cases} \quad (1.29)$$

Equations des flux

$$\begin{cases} \phi_d = L_d \cdot i_d + M \cdot i_f \\ \phi_q = L_q \cdot i_q \\ \phi_f = L_f \cdot i_f \end{cases} \quad (1.30)$$

Equation du couple électromagnétique

$$\Gamma_e = p \cdot (\phi_d \cdot i_q - \phi_q \cdot i_d) \quad (1.31)$$

Equation mécanique

$$\Gamma_e - \Gamma_r = f \Omega_r + J \frac{d\Omega_r}{dt} \quad (1.32)$$

1.4.5 Alimentation du moteur synchrone

1.4.6 Variation de vitesse de la machine synchrone

Pour assurer un fonctionnement à vitesse variable de la machine synchrone, il est nécessaire d'alimenter la machine à fréquence variable. Pour éviter le "décrochage" de la machine, il faut à tout instant que la pulsation des grandeurs statoriques w_s soit telle que $w_s = p\Omega$. L'alimentation à fréquence variable de la machine (figure 1.14) se fait à l'aide d'un convertisseur statique généralement DC/AC. La source d'entrée peut être du type source de courant ou du type source de tension. En sortie du convertisseur, on contrôle l'amplitude des tensions statoriques ou l'amplitude des courants statoriques et la fréquence f_s est proportionnelle à la vitesse de rotation de la machine [5].

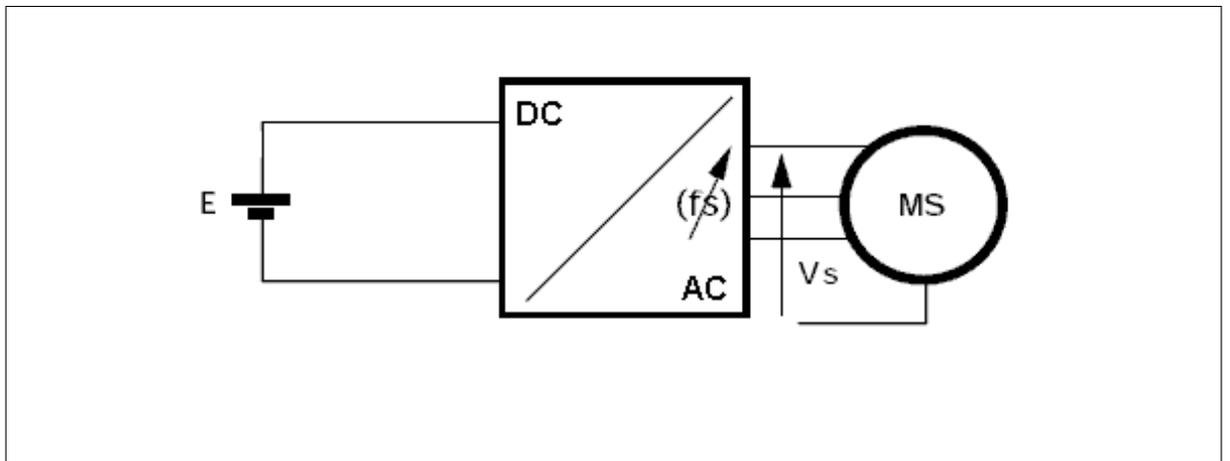


FIG. 1.14 – Alimentation du moteur synchrone

a- L'autopilotage du moteur synchrone :

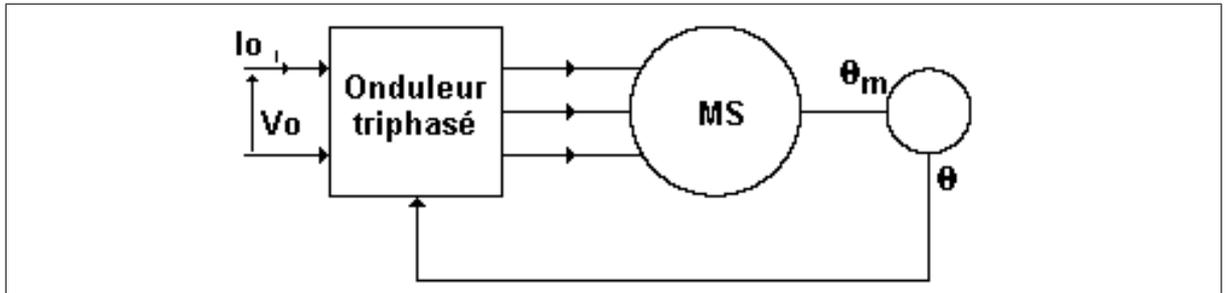


FIG. 1.15 – Principe de l'autopilotage des machines synchrone

L'autopilotage d'une machine synchrone permet d'assurer le fonctionnement autosynchrone de la machine. il consiste à faire évoluer la variation temporelle du courant dans les phases en fonction de la position du rotor. Ceci peut être réalisé soit de manière discontinue (commande 180 ou 120), soit de manière continue (commande sinus). Cette stratégie conduit à minimiser l'amplitude du courant et les pertes joule pour un couple désiré. Pour contrôler la valeur moyenne du couple, on asservit l'amplitude du courant dans les phases.

L'ensemble des machines synchrones autopilotées associées à leur commande est appelée machine "brushless". Le terme "brushless" (sans balais) vient du fait qu'une partie de ces machines ont un comportement identique à une machine à courant continu, le convertisseur de puissance joue le rôle de collecteur électronique.

b- Machine synchrone alimentée par un commutateur de courant :

La machine synchrone est alimentée par un pont de Graetz triphasé à thyristors conformément à la figure 1.16. La source côté continu est de type source de courant et les thyristors commutent le courant entre les différentes phases de la machine et remplissent ainsi le rôle de collecteur "électronique".

Lorsque la machine fonctionne en moteur, le pont à thyristors fonctionne

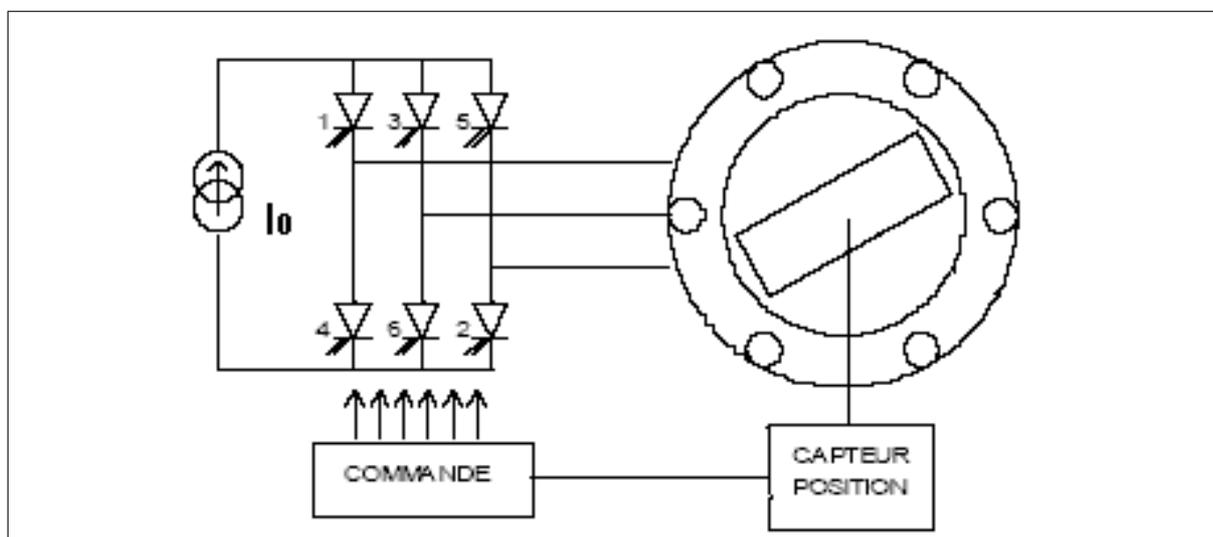


FIG. 1.16 – Alimentation du MS par Commutateur de courant autopiloté

en onduleur non autonome. Les tensions statoriques de la machine permettent, sous certaines conditions, la commutation naturelle des thyristors (c'est les tensions statoriques qui assurent les commutations spontanées des interrupteurs). Le pont de Graëtz à thyristors permet de commuter les courants dans les phases de la machine synchrone à condition toutefois que ces courants soient toujours en avance sur les tensions statoriques correspondantes (commutation naturelle des thyristors : la machine synchrone fournit de la puissance réactive au pont à thyristors). Le dispositif d'autopilotage, doit assurer en permanence cette condition. Chaque thyristor conduit pendant un tiers de période (120°) et l'enchaînement des séquences tient compte de la position du rotor pour éviter le "décrochage" de la machine.

Ce montage a l'avantage d'utiliser des thyristors qui sont des composants robustes, bon marché et qui fonctionnent ici en commutation naturelle. Les thyristors permettant de contrôler des puissances élevées (jusqu'à quelques MW), ce montage est notamment utilisé en traction électrique (TGV Atlantique). Pour des applications où la charge mécanique présente une faible inertie, une telle structure est mal adaptée puisqu'il y a une ondulation importante sur le couple électromagnétique. Afin de supprimer les ondulations de couple, il faut alimenter la machine synchrone par des courants sinusoïdaux grâce à un onduleur de tension commandé en ondulation de Largeur d'Im-

pulsion (MLI) [5].

c- Machine synchrone alimentée par un onduleur de tension MLI :

L'onduleur de tension MLI triphasé permet l'échange d'énergie entre une source de tension continu et une charge triphasée. Sur chaque bras, le rapport cyclique de la commande des interrupteurs est modulé sinusoïdalement à une fréquence f qui est très inférieure à la fréquence de commutation des interrupteurs f_c . La commande en Modulation de Largeur d'Impulsion permet de générer en sortie de l'onduleur une tension découpée. Si la période de commutation des interrupteurs T_c est très petite devant la période T du signal de modulation, les harmoniques de tension de rang bas sont supprimés et les courants de sortie de l'onduleur sont quasi-sinusoïdaux (la charge qui doit être inductive permet le lissage des courants). L'onduleur de tension MLI permet d'obtenir des courants statoriques quasi sinusoïdaux et ceci quel que soit le déphasage tension - courant. Il est donc possible de fonctionner avec $\varphi = 0$ ($\cos(\varphi) = 1$), pour avoir le maximum de couple électromagnétique [5].

Le dispositif d'autopilotage doit générer, en tenant compte de la position du rotor, les trois consignes de courant par phase de la machine synchrone. Une telle commande ne peut être réalisée qu'en technique numérique .

1.5 Moteur asynchrone

Le moteur asynchrone est de beaucoup le moteur le plus utilisé dans l'ensemble des applications industrielles, du fait de sa facilité de mise en oeuvre, de son faible encombrement, de son bon rendement et de son excellente fiabilité. Son seul point noir est l'énergie réactive, toujours consommée pour magnétiser l'entrefer.

1.5.1 Modélisation d'une machine asynchrone

La machine est supposée triphasée au rotor et au stator, l'inductance mutuelle entre une phase stator et une phase rotor dépend de la position du rotor et a pour valeur maximale M_{sr} [2][6].

a- Equations électriques :

En appliquant la transformation triphasé-diphasé pour les enroulements statoriques et rotoriques, on se ramène à une machine diphasée au stator et au rotor. Ainsi les équations s'écrivent :

Pour le stator :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s \cdot i_{s\alpha} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s \cdot i_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \\ V_{s0} = R_s \cdot i_{s0} + \frac{d\phi_{s0}}{dt} \end{cases} \quad (1.33)$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} V_{r\alpha} = R_r \cdot i_{r\alpha} + \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} \\ V_{r\beta} = R_r \cdot i_{r\beta} + \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} \\ V_{r0} = R_r \cdot i_{r0} + \frac{d\phi_{r0}}{dt} \end{cases} \quad (1.34)$$

le flux magnetique du stator est :

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = L_s \cdot i_{s\alpha} + M_{sr} \cdot i_{r\alpha} \cdot \cos \theta + M_{sr} \cdot i_{r\beta} \cdot \sin \theta \\ \phi_{s\beta} = L_s \cdot i_{s\beta} + M_{sr} \cdot i_{r\alpha} \cdot \sin \theta + M_{sr} \cdot i_{r\beta} \cdot \cos \theta \end{cases} \quad (1.35)$$

et pour le rotor :

$$\begin{cases} \phi_{r\alpha} = L_r \cdot i_{r\alpha} + M_{sr} \cdot i_{s\alpha} \cdot \cos \theta + M_{sr} \cdot i_{s\beta} \cdot \sin \theta \\ \phi_{r\beta} = L_r \cdot i_{r\beta} + M_{sr} \cdot i_{s\alpha} \cdot \sin \theta + M_{sr} \cdot i_{s\beta} \cdot \cos \theta \end{cases} \quad (1.36)$$

b- Expression du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel des vecteurs représentatifs de i_s et i_r .

$$\Gamma_e = k \vec{i}_s \wedge \vec{i}_r \quad (1.37)$$

c- système d'axes lié au champ tournant stator :

Afin de simplifier encore plus le modèle de la machine, on va exprimer les grandeurs statoriques et rotoriques dans le même repère.

Les différents angles électriques sont définis sur la figure 1.11.

Pour la mise en équation de la machine, on a :

pour le stator :

$$V_s = R_s \cdot i_s + \frac{d\phi_s}{dt} \quad (1.38)$$

Compte tenu du changement de repère :

$$\begin{cases} \phi_s &= \phi_{sdq} \cdot e^{j\theta_s} \\ V_v &= V_{sdq} \cdot e^{j\theta_s} \\ i_v &= i_{sdq} \cdot e^{j\theta_s} \end{cases} \quad (1.39)$$

Le flux s'exprime alors par :

$$\frac{d\phi_s}{dt} = \frac{d\phi_{sdq}}{dt} e^{j\theta_s} + j\omega_s \phi_{sdq} e^{j\theta_s} \quad (1.40)$$

pour le rotor :

$$V_r = R_s \cdot i_r + \frac{d\phi_r}{dt} \quad (1.41)$$

Compte tenu du changement de repère :

$$\begin{cases} \phi_r &= \phi_{rdq} \cdot e^{j\theta_r} \\ V_v &= V_{rdq} \cdot e^{j\theta_r} \\ i_v &= i_{rdq} \cdot e^{j\theta_r} \end{cases} \quad (1.42)$$

Le flux s'exprime alors par :

$$\frac{d\phi_s}{dt} = \frac{d\phi_{rdq}}{dt} e^{\theta_r} + j\omega_r \phi_{rdq} e^{\theta_r} \quad (1.43)$$

On obtient ainsi un système de quatre équations :

pour le stator :

$$\begin{cases} V_{sdq} &= R_s i_{sdq} + \frac{d\phi_{sdq}}{dt} + j\omega_s \phi_{sdq} \\ \phi_{sdq} &= L_s i_{sdq} + M_{sr} i_{rdq} \end{cases} \quad (1.44)$$

pour le rotor :

$$\begin{cases} V_{rdq} &= R_r i_{rdq} + \frac{d\phi_{rdq}}{dt} + j\omega_r \phi_{rdq} \\ \phi_{rdq} &= L_r i_{rdq} + M_{sr} i_{sdq} \end{cases} \quad (1.45)$$

d- Modèle de Park de la machine asynchrone

Pour obtenir les équations de Park de la machine asynchrone, il faut revenir aux grandeurs réelles sur les axes d et q. C'est à dire :

pour le stator :

$$\begin{cases} v_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \\ v_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \phi_{sd} \\ \phi_{sd} &= L_s i_{sd} + M_{sr} i_{rd} \\ \phi_{sq} &= L_s i_{sq} + M_{sr} i_{rq} \end{cases} \quad (1.46)$$

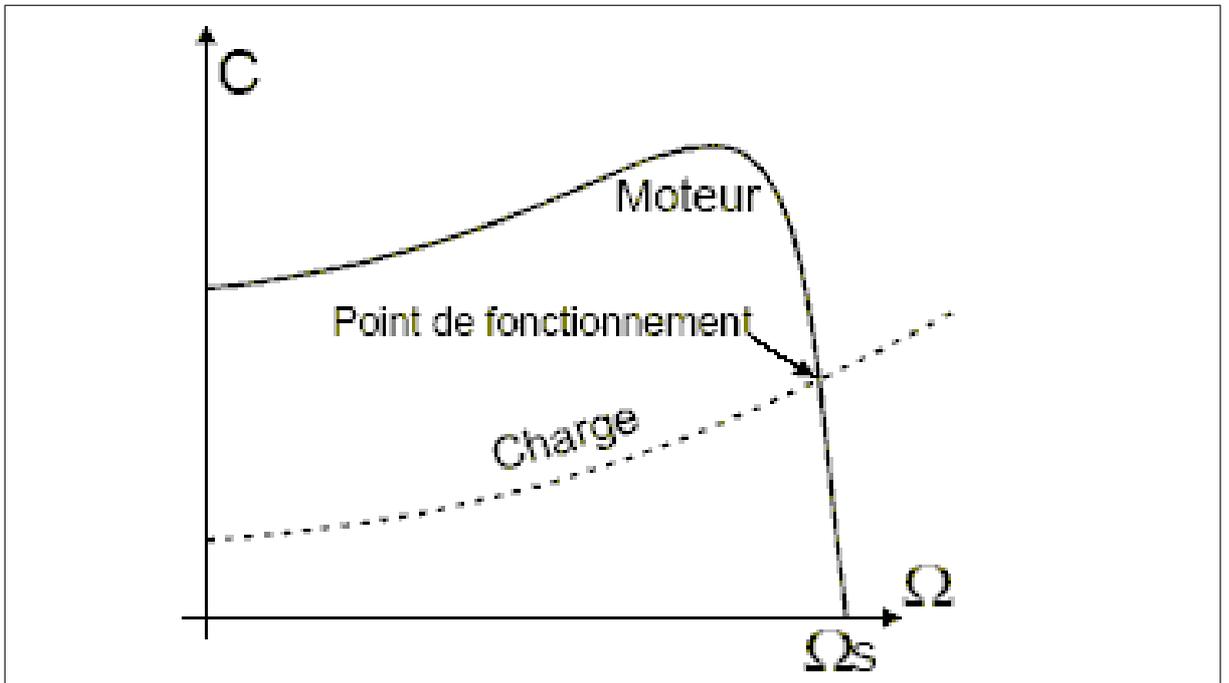


FIG. 1.17 – Point du fonctionnement de MAS

pour le rotor :

$$\begin{cases} v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_r \phi_{rq} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \omega_r \phi_{rd} \\ \phi_{rd} = L_r i_{rd} + M_{sr} i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r i_{rq} + M_{sr} i_{sq} \end{cases} \quad (1.47)$$

Le couple électromagnétique s'exprime par la relation :

$$\Gamma_e = M_{sr}(i_{sq} \cdot i_{rd} - i_{sd} \cdot i_{rq}) \quad (1.48)$$

Les courants rotoriques ne sont pas des grandeurs accessibles. Les seules grandeurs que l'on peut imposer en alimentant la machine par le stator sont les courants i_{sq} et i_{sd} [6]

1.5.2 Variation de vitesse de la machine asynchrone

Le point de fonctionnement de l'ensemble machine plus charge est l'intersection des caractéristiques $\Gamma_e = f(\Omega)$ du moteur et $\Gamma_r = f(\Omega)$ de la charge.

Le réglage de la vitesse de la machine asynchrone est donc obtenu en agissant sur le couple qu'elle produit, soit, : le nombre de paires de pôles, la tension d'alimentation de la machine, le glissement ou la fréquence d'alimentation de la machine [2].

a- Par variation de nombre de pôles :

Il nécessite une construction spéciale du moteur. Cette méthode n'est pas utilisée pour un véritable réglage de vitesse du moteur.

b- Par variation du glissement :

La variation de la résistance rotorique, fait varier le glissement de moteur. Cette méthode n'est applicable qu'aux moteurs asynchrones à rotor bobiné.

c- Par la variation de la tension d'alimentation :

La variation de la tension d'alimentation par un gradateur par exemple, faire varier la vitesse de moteur. Mais le couple électromagnétique est proportionnel au carré de la tension.

d- Par variation de la fréquence et tension d'alimentation :

Cette méthode est la plus efficace et la plus utilisée. Il s'agit d'alimenter la machine par une source de tension à fréquence variable.

1.5.3 Alimentation à fréquence variable des moteurs asynchrones :

Comme dans le cas de la machine synchrone, l'alimentation à fréquence variable des machines asynchrones se fait à l'aide d'un convertisseur statique généralement continu-alternatif. La source d'entrée peut être du type source de courant ou du type source de tension. En sortie du convertisseur, on contrôle l'amplitude des tensions ou des courants statoriques ainsi que leur fréquence f_s . A partir de la connaissance de la loi $\Gamma_e = f(\omega_r)$ différentes stratégies de commande des machines asynchrones ont été élaborés [2].

a- Contrôle des tensions statoriques :

A flux constant, le couple électromagnétique de la machine asynchrone ne dépend que de la pulsation ω_r . Ainsi, pour différentes valeurs de la pulsation des grandeurs statoriques ω_s obtient-on une famille de caractéristiques Couple-Vitesse, $\Gamma_e = f(\omega)$ (figure 1.17).

Dans la zone linéaire (faibles glissements), cette famille de caractéristiques Couple-Vitesse est tout à fait analogue à celle d'une machine à courant continu où la tension d'induit constitue le paramètre de réglage de la vitesse. Ainsi pour faire varier en boucle ouverte la vitesse d'une machine asynchrone doit-on faire varier la fréquence d'alimentation au stator tout en maintenant le flux constant. Les réglages de tension et de fréquence au stator de la machine sont obtenus grâce à un onduleur de tension MLI. Les composantes fondamentales des tensions statoriques forment un système triphasé équilibré. Leur valeur efficace V_s doit être réglée de façon à maintenir le flux statorique constant pour ne pas déclasser en couple la machine. Ainsi, d'après la relation 1.34, pour maintenir le flux constant, il faut que la tension efficace V_s soit proportionnelle à la fréquence d'alimentation statorique : Toutefois, cette relation n'est pas valable pour des faibles valeurs de la pulsation ω_s car la chute de tension due à la résistance des enroulements du stator n'est plus négligeable. Aussi envisage-t-on sur la plupart des variateurs une compensation de cette chute de tension en augmentant l'amplitude des tensions statoriques pour les faibles valeurs de ω_s de façon à maintenir ϕ_s constant. D'autre part, si un fonctionnement en survitesse de la machine asynchrone est envisagé, il n'est pas possible de dépasser la tension statorique nominale (claquage des isolants). Le flux ϕ_s est alors diminué de même que le couple électromagnétique maximum. La commande en boucle ouverte ne permet pas de contrôler parfaitement la vitesse de rotation de la machine puisque à pulsation ω_s constante, la vitesse de rotation dépend du couple résistant de la charge entraînée (glissement)[1].

b- Contrôle des courants statoriques :

Comme dans le cas de la machine synchrone, une boucle de courant permet de contrôler le courant en sortie de chaque bras de l'onduleur MLI. Pour contrôler le couple électromagnétique de la machine asynchrone, il faut maintenir le flux statorique constant et contrôler la pulsation ω_r . Etant donné que la machine est ici alimentée en courant et non en tension, il est nécessaire

de déterminer la loi de variation $I_s = f(\omega_r)$ qui permet de maintenir le flux ϕ_s constant.

c- Commutateur de courant :

L'onduleur de courant commandé au blocage permet de commuter le courant dans les phases de la machine asynchrone. L'amplitude des courants dans les phases de la machine est imposée par la source de courant I_o . Le principe de contrôle du convertisseur avec autopilotage fréquentiel est identique à celui du onduleur MLI.

1.6 Conclusion

Dans le cas où l'on désire parfaitement contrôler le couple électromagnétique même lors des régimes transitoire, il faut contrôler en permanence l'amplitude et la position relative des champs tournants statorique et rotorique. C'est ce qu'on appelle le contrôle vectoriel du couple électromagnétique. Grâce à ce principe, les machines asynchrones et les machines synchrones peuvent remplacer les machines à courant continu et les machines synchrones autopilotées dans la plupart des applications de moyenne puissance. Dans le cas de la machine synchrone, le capteur de position du rotor permet de connaître directement la position du champ tournant rotor. Par contre dans le cas de la machine asynchrone, le champ tournant rotorique "glisse" par rapport au rotor à la pulsation ω_r . Il faut donc calculer à tout instant la position relative du champ tournant du stator et du rotor. Ceci ne peut se faire qu'à partir d'un modèle mathématique valable en régime transitoire.

Chapitre 2

Architecture de DSP destiné au contrôle des machines électriques

2.1 Introduction :

Parallèlement aux microprocesseurs et aux microcontrôleurs, les processeurs de traitement numérique du signal, ou DSP (Digital Signal Processor), ont bénéficié d'énormes progrès en rapidité (grâce au faible temps de commutation) et en puissance de calculs (grâce au nombre de bits des bus internes) des composants logiques intégrés programmables. L'introduction de cet outil dans la commande des machines électriques a permis des grands progrès dans le domaine de la commande numérique des machines. Ce chapitre sera consacré à une brève présentation des structures DSP destinés au commande des machines électriques et les convertisseurs de puissance [7][8][9].

2.2 Présentation des DSP

2.2.1 Architecture des DSP

a- Architecture de Harvard :

L'architecture de Harvard d'un processeur présente des espaces mémoires de programme et de données distincts, ceci autorisant la simultanée de l'accès aux instructions (en mémoire de programme) et aux opérandes (en mémoire de données). Dans le cas des DSPs TEXAS INSTRUMENTS, cette architecture est employée de manière légèrement modifiée, pour permettre le transfert entre les deux espaces [8][10].

Grâce à la structure Harvard, un processeur de signal présente donc une structure interne optimisée afin de réaliser plus aisément et plus rapidement qu'un microprocesseur les opérations classiques de traitement de signal [7].

b- Pipelining :

Il faut savoir que lorsqu'un processeur de type DSP exécute une instruction, il en traite 2, 3 voire 4 en parallèle, selon le niveau du pipeline. Pendant un cycle d'instruction, plusieurs instructions sont actives, chacune à un degré différent. En principe, le pipeline est transparent pour l'utilisateur, excepté dans les cas où il doit être interrompu, ce qui se produit lorsqu'une instruction de branchement est rencontrée, puisque selon le chemin pris par le programme, le pipeline doit être vidé puis rempli. Des instructions spéciales existent pour limiter le temps perdu dans un tel cas [7].

2.3 Classification des DSP

Chaque constructeur des DSP met sur le marché tous les ans un nouveau composant qui surclasse les anciens ou les concurrents par la puissance de calcul, la rapidité (gestion du pipeline et fréquence d'Horloge), le nombre de registres, de Timers, de ports série...

2.3.1 Virgule fixe et flottante

Deux familles principales de DSP sont proposées, les processeurs à virgule fixe et les processeurs à virgule flottante. Les avantages des processeurs

virgule fixe sont : leur architecture simple donc leur faible coût, et leur faible consommation. Les processeurs à virgule flottante ne sont utilisés que dans les applications à grande puissance de calcul, et pour traiter des signaux de très grande dynamique [7].

2.3.2 Puissance de calcul d'un DSP

La puissance de calcul dépend de la rapidité de l'exécution des instructions, et donc de l'horloge. Cette puissance se mesure en millions d'instructions par seconde (MIPS)[7].

2.3.3 Spécialisation

Pour un usage donné du DSP (commande numérique d'un moteur électrique, par exemple) une classification est possible selon la facilité de mise en oeuvre du programme du composant et selon les performances obtenues [7][11].

2.4 Description de TMS320LF240xA

Les processeurs du signal TMS320LF240xA sont des nouveaux membres de la génération des processeurs de signal numérique (DSP) TMS320C24x, ils font partie de la plate-formes de TMS320C2000TM de DSPs à point fixe. Plusieurs périphériques avancés, optimisés pour des applications numériques de commande des moteurs électriques, ont été intégrés pour fournir un véritable contrôleur à composant unique. Plus leur code est compatible avec les composants existants de contrôleur DSPs TMS320C24x, et plus le 240xA offre une vitesse d'exécution plus élevée (40 MIPS) et un niveau plus élevé de l'intégration périphérique [12][13][14].

2.4.1 Noyau de TMS320LF2407A

Il y a trois espaces addressable de 64 mots chacun dans le *TMS320LF2407A*[12][14] :

- 1- L'espace mémoire de programme.
- 2- L'espace mémoire de données.
- 3- L'espace des ports d'entrée/sortie (I/O).

Les éléments addressable ont tous un format de 16 bits. Sur le schéma-bloc, on reconnaît les unités suivantes :

- 1- Les bus de programme (adresses des instructions et instructions elles-mêmes).
- 2- Les bus de données (adresses des données et données elles-mêmes).
- 3- La mémoire de programme, adressée par les adresses du bus de programme et connectée aux données du bus de programme.
- 4- La mémoire de données, adressée par les adresses du bus de données et connectée aux données du bus de données.
- 5- Le compteur de programme (PC), formant l'adresse sur le bus de programme ;
une pile de 8 niveaux (Stack).
- 6- Une unité de multiplication (Multiplieur) avec les deux registres TREG0 et PREG.
- 7- Une unité arithmétique et logique (ALU) avec les registres ACC et ACCB.
- 8- Une unité logique (PLU).
- 9- Plusieurs unités de décalage (Scaler).
- 10- Un registre pointeur de page (DP) et un registre d'adresse relative (DMA), les deux étant connectés aux adresses du bus de données.
- 11- Un banc de 8 registres auxiliaires (AUXREGS, AR0...AR7), dont les sorties sont connectées aux adresses du bus de données, ainsi qu'un registre (ARP) pointant sur l'un des 8 registres auxiliaires.
- 12- Une unité arithmétique opérant sur les registres auxiliaires (ARAU).

2.4.2 Espaces mémoires

La génération 2407A offre une gamme de capacités de la mémoire et de différents périphériques conçus pour rencontrer les points spécifiques de prix/performance exigés par de diverses applications. Les dispositifs instantanés de jusqu'aux 32K mots offre une solution reprogrammable rentable pour la production de quantité[13].

a- Espace mémoire programme :

Un code ne peut s'exécuter que sur 16 bits. Des mémoires 16 bits sont nécessaires. En plus de stocker le code de programme d'utilisateur, la mémoire de programme stocke également opérandes immédiats et des tables d'informations . 64K mots de 16 bits maximum peuvent être adressés dans la mémoire programme pour LF2407A. Cet espace inclut la DARAM et EEPROM flash.

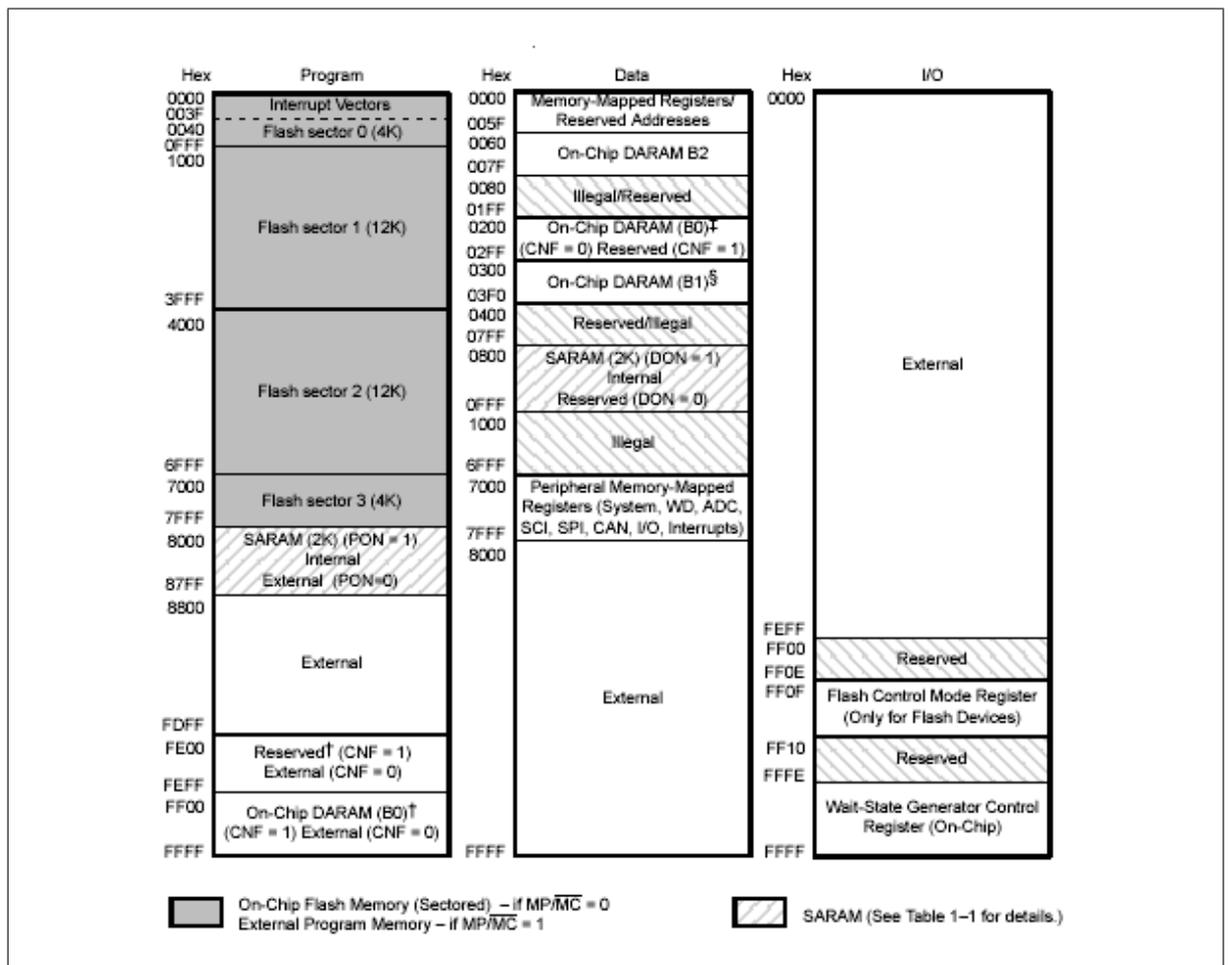


FIG. 2.1 – L'Organisation mémoire de LF2407A

b- Espace mémoire données :

Dans l'espace d'adresses de mémoire de données, on peut adresser jusqu'à 64K mots de 16 bits. 32K mots sont dans la mémoire interne (0000h à 7FFFh). Cette mémoire de données interne inclut les registres, DARAM, et les registres des périphériques. Les 32K mots restants de la mémoire (8000h à FFFFh) font partie de mémoire des données externe [15].

c- Espace I/O :

On peut définir 64k ports parallèles d'entrée sortie (I/O) de 8 bits. On y accède généralement par les instructions spécifiques IN et OUT [12].

2.4.3 L'unité logique et arithmétique centrale

L'unité arithmétique et logique centrale de TMS320x240xA (CALU) met en application un éventail fonctions arithmétiques et logiques dont la majorité s'exécutent dans un rythme simple. Cet ALU manipule les opérateurs de 16 bits.

2.4.4 Le multiplieur

Le processeur TMS320x2407A emploie un multiplieur matériel de 16x16 bits. Il est capable de calculer le produit de 32 bits signé ou non signé dans un seul cycle de machine [12].

2.4.5 Les registres du TMS320LF2407A

On décrit ici succinctement les registres principaux du processeur [12].

ACC : C'est l'accumulateur, de largeur 32 bits, qui contient la sortie de l'ALU (unité arithmétique et logique). Il constitue l'un des registres essentiels, puisque toutes les opérations arithmétiques y ont recours.

TREG0 : C'est un registre 16 bits contenant le multiplicande. Il est chargé avant d'effectuer une multiplication.

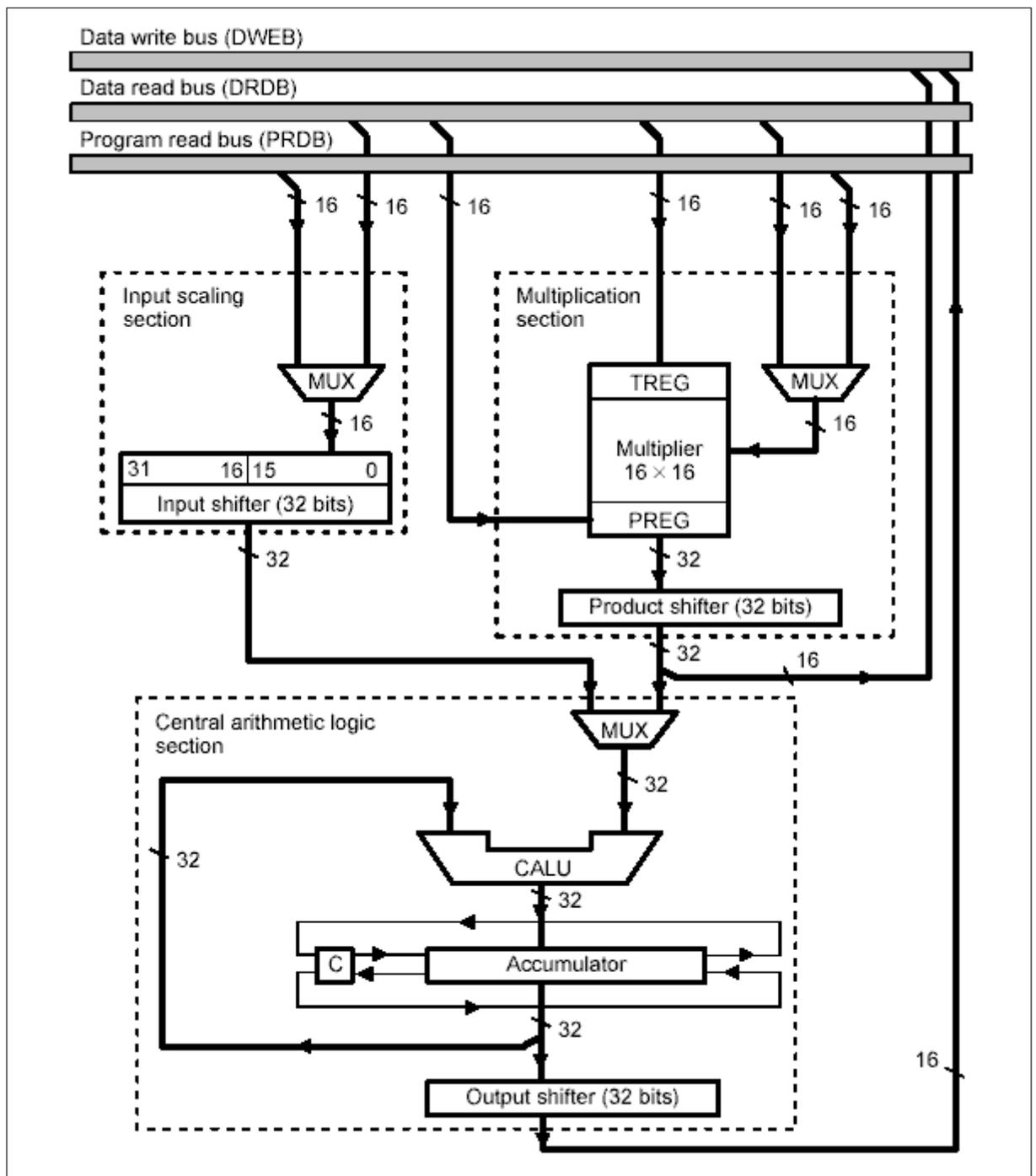


FIG. 2.2 – L'unité centrale

PREG : C'est un registre 32 bits contenant le résultat de la multiplication de contenu 16 bits du registre TREG0 et d'une donnée placée en mémoire de donnée.

ACCB : C'est un registre 32 bits utilisé comme copie de l'accumulateur.

AR0...AR7 (AUXREGS) : Il s'agit de 8 registres auxiliaires 16 bits utilisés pour spécifier des pointeurs d'adresse. Leur contenu est donc usuellement l'adresse de la donnée à laquelle on doit accéder. 3.2.6. ARP C'est un registre 3 bits qui pointe sur l'un des 8 registres auxiliaires, le registre pointé étant alors le registre courant.

DMA : C'est un registre 7 bits, abréviation de Direct Memory Access, contenant l'adresse d'une donnée dans une page de 128 [mot] de la mémoire de données. La mémoire donnée du processeur est de 64 [kmot], subdivisée en 512 pages de 128 mots. Lors de l'accès à une donnée, il faut donc non seulement spécifier son adresse dans la page, mais s'assurer que la page courante est la bonne, en fixant le contenu du registre pointeur de page (DP).

DP : C'est le pointeur de page (Data Page Pointer), de largeur 9 bits. Sa valeur est initialisée avec l'instruction LDP.

IMR : C'est un registre 16 bits permettant de masquer ou valider individuellement les interruptions.

IFR : C'est un registre 16 bits mémorisant les interruptions activées.

ST0, ST1, PMST : Il s'agit de 3 registres de 16 bits contenant les bits d'état du processeur (Carry, Overflow, etc) ainsi que des bits permettant de contrôler son fonctionnement (configuration mémoire, etc).

2.4.6 Modes d'adressage

Plusieurs modes d'adressage sont possibles.

a- Adressage immédiat : Dans ce cas de l'adressage immédiat, l'opérande est une constante connue dès l'assemblage (le contraire d'une variable). La valeur numérique de la constante fait alors partie intégrante du code binaire de l'instruction.

b- Adressage direct : Avec l'adressage direct, l'adresse de l'opérande est directement spécifiée. Cependant, cette adresse est relative à la page courante (une page = 128 mots) et donc seuls les 7 LSBs de l'adresse 16 bits sont intégrés au code binaire de l'instruction.

c- Adressage indirect : L'adressage indirect permet de spécifier une adresse sur 16 bits, donc est le plus efficace de tous. l'adresse ne fait pas partie du code de l'instruction, mais est contenue dans l'un des 8 registres auxiliaires AR0...AR7.

2.4.7 Les instructions

Le TMS320LF2407A a 87 instructions. Ils sont organisés selon les titres fonctionnels suivants :

- instructions d'accumulateur, d'arithmétique et de logique.
- Instructions de registre auxiliaires.
- Instructions de multiplication.
- Instructions de branchement.
- Instructions de contrôle.
- Instructions d'opérations d'entrées/sorties et d'accès au mémoire.

Vous trouvez dans l'annexe la liste des instructions classées par fonction.

2.4.8 Périphériques pour le contrôle de moteurs

Le TMS320LF240xA offre au moins un module de gestionnaire d'événement qui a été optimisé pour des applications de commande numérique des moteurs et de convertisseurs de puissance. Les possibilités de ce module incluent la génération des signaux MLI(PWM), les temps morts programmables, et la conversion analogique numérique synchronisée. Les composants avec doubles gestionnaires d'événements permettent la commande multiple moteurs et/ou des convertisseurs avec un seul contrôleur DSP 240xA. Le rendement élevé des convertisseurs analogiques numériques de 10-bit a un temps de conversion minimum de 375 ns offre jusqu'à 16 canaux d'entrée analogique [13]. Le

TMS320x240xA intègre un nombre important des périphériques [13]

- Deux modules de contrôleur événements (EVA, EVB).
- Module convertisseur analogique numérique (ADC).
- Module de contrôleur de réseau.
- Module d'interface de communications asynchrone (SCI).
- Module d'interface de communications synchrone (SPI).
- Module d'horloge base sur PLL.
- ports d'entrée/sortie Numérique avec des fonctions partagées.
- Interfaces de mémoire externes.
- Module de temporisateur du chien de garde (WD)

a- Modules de directeur d'événement (EVA, EVB) :

Les modules gestionnaire d'événements incluent les timers d'usage général, unités des comparateurs /MLI complète, unités des captures, et circuits d'encodeur d'impulsion a quadrature (QEP)[13][11].

b- Module convertisseur analogique numérique (ADC) :

Le module de ADC de TMS3202407A a été développé pour fournir un interface flexible aux directeurs d'événement A et B. L'interface de ADC est établie autour d'un module ADC rapide de 10 bits, avec un temps minimum total de conversion de 375 nS. Le module ADC a 16 canaux, configurable en tant que deux modules indépendants de 8 canaux pour entretenir les directeurs d'événement A et B. Ces deux modules indépendants de 8 canaux peuvent être cascades pour former un module 16 canaux. Le schéma suivant montre le schéma fonctionnel du module ADC de TMS320LF2407A [13].

c- Module d'interface serie asynchrone (SCI) :

Le DSP 2407A inclue un module d'interface de communications asynchrone (SCI). Ce module assure des communications numériques entre l'unité centrale de traitement et d'autres périphériques asynchrones qui emploient la norme (NRZ). Le récepteur et l'émetteur de SCI peuvent être actionnés indépendamment ou simultanément dans le mode duplex. Pour assurer l'intégrité de données, le SCI examine les données reçues pour assurer la détection, la parité, le dépassement, et encadrer les erreurs de coupure. Le débit est programmable et plus de 65000 vitesses différentes sont disponibles [13].

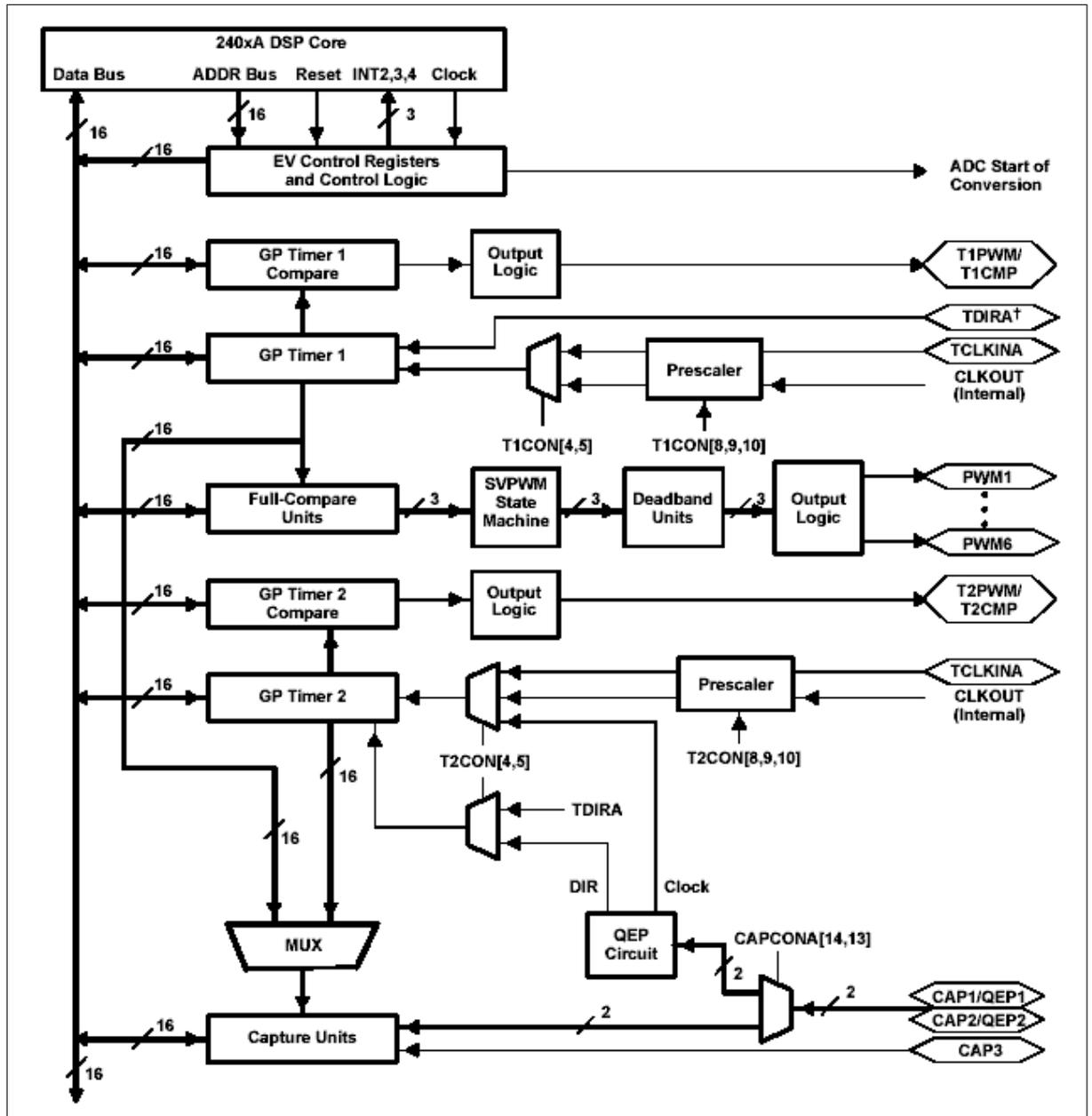


FIG. 2.3 – Gestionnaire d'événements

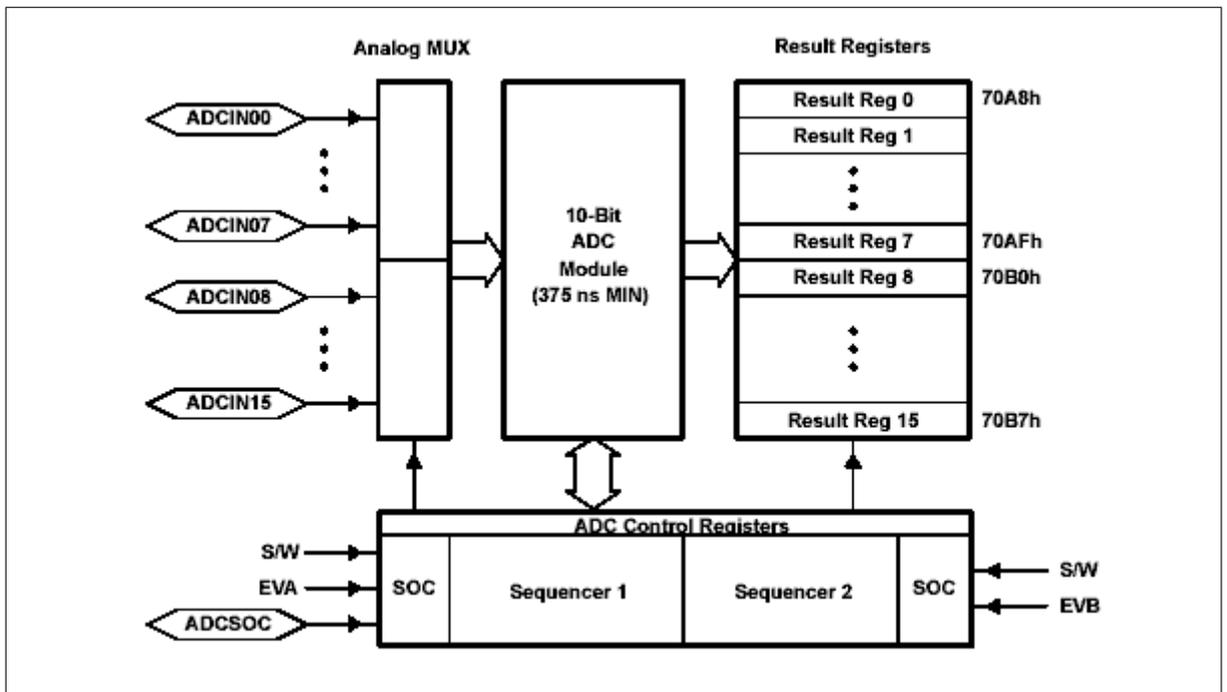


FIG. 2.4 – Le module convertisseur analogique/numérique

d- L'interface des périphériques série synchrone(SPI) :

Le DSP TMS320LF2407A comprend un module d'interface série synchrone (SPI). Le SPI a une vitesse élevée, le taux de transfert est programmable. Normalement, le SPI est employé pour des communications entre le contrôleur de DSP et des périphériques externes ou un processeur différent. Les applications typiques incluent l'expansion périphérique externe par des dispositifs tels que des registres à décalage, des circuits d'affichage, et ADCs [13].

d- Les ports d'entrées/sorties

Le TMS320LF2407A a jusqu'à 41 ports d'entrée/sortie numériques bidirectionnelles d'usages générales (GPIO), dont la plupart sont partagés entre les fonctions primaires et les ports d'entrées/sorties. La plupart des ports d'entrées/sorties de TMS320LF2407A sont partagés avec d'autres fonctions. Le module des ports d'entrées/sorties numérique fournit une méthode flexible

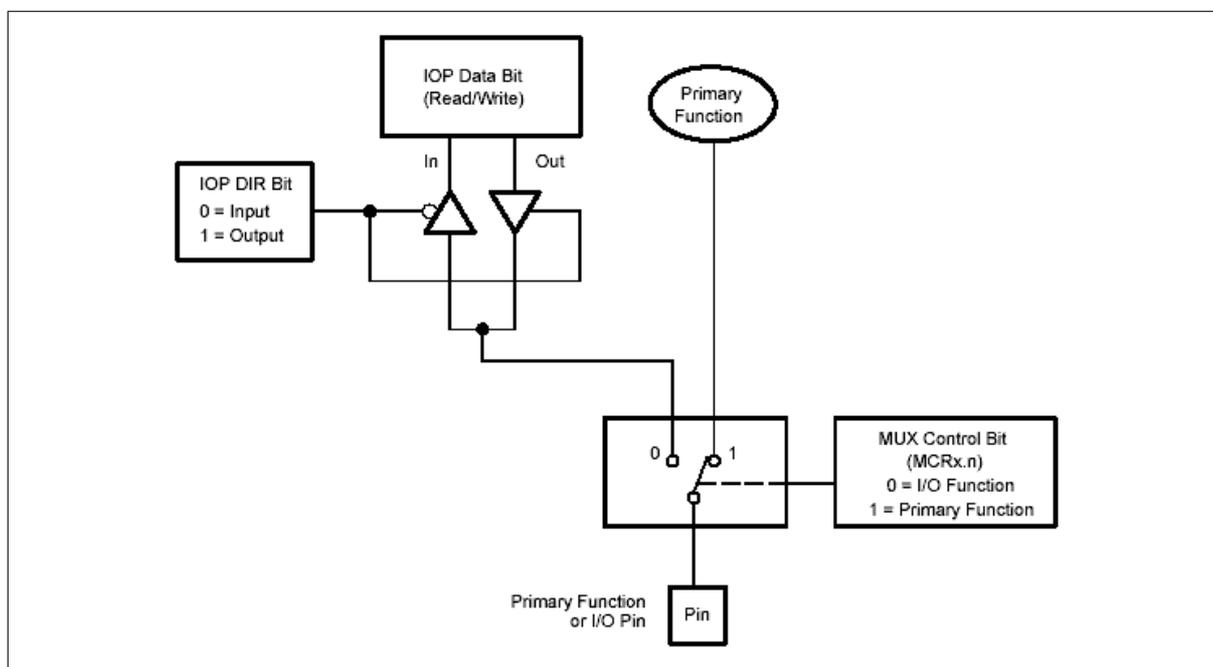


FIG. 2.5 – Les ports d’entrées/sorties

pour commander le pins consacré à des E/S ou a des fonctions partagées [10][13][12].

2.5 Programmation de DSP

On utilise une Programmation en assembleur, et en langage C. Le programme a pour but de faire fonctionner le processeur à partir d’instructions écrites en code binaire. Le processeur va chercher dans la mémoire programme selon l’adresse fournie par le compteur de programme (PC : Program Counter). Cette mémoire programme peut être vive (SRAM) ou morte (EPROM). On utilise un langage ”évolué” pour établir le programme. Deux possibilités de langages évolués existent : l’assembleur et le langage C [16][17].

2.5.1 Le langage assembleur

Chaque instruction du DSP possède un code mnémonique sur quelques lettres, ce qui permet d'écrire le programme selon une démarche rigoureuse imposée par l'architecture du composant. Les données numériques sont écrites en base décimale, binaire ou hexadécimale. Les adresses des mémoires sont écrites en hexadécimale. Chaque DSP a son langage assembleur. Néanmoins, à l'intérieur d'une famille donnée de DSP (par exemple la famille TMS320C240 de TEXAS INSTRUMENTS), les instructions sont identiques pour les mêmes opérations, la différence venant des périphériques : convertisseurs analogique/numérique, port série...ect. L'écriture du programme en langage assembleur s'effectue sur traitement de texte sur ordinateur de type PC compatible IBM. Une fois le programme écrit, on obtient (pour les DSP TMS320) un fichier en code binaire. Dans le processus de conversion, des anomalies peuvent survenir et il faut corriger le programme. Un "debugger" est fourni par le constructeur pour aider le programmeur, en accompagnement du logiciel de simulation du programme. Le débogage peut s'effectuer soit directement au moment de la conversion, soit par étude en simulation, soit encore en testant le programme avec un émulateur. L'émulateur fait fonctionner plus lentement l'ensemble du programme du DSP, avec l'aide de l'ordinateur. Il permet d'observer tous les signaux d'entrée et de sortie, et de vérifier le fonctionnement des interruptions externes [16][18].

2.5.2 Le langage C

On utilise parmi les instructions du langage C celles qui devront néanmoins correspondre à des actions réalisables par le processeur. Une fois terminée l'écriture du programme, on obtient un fichier. Un compilateur particulier au langage C, par exemple, permet de convertir ce fichier en un fichier assembleur. L'écriture du programme en langage C est voisine de l'écriture en langage assembleur, car ces deux langages contiennent des instructions équivalentes pour inclure des fichiers externes, pour faire appel à des sous-programmes, pour écrire des tableaux, ou pour effectuer des opérations arithmétiques et logiques sur les données exprimées en hexadécimale. On peut également adresser des registres en langage C en utilisant des pointeurs. Il est aussi possible de faire directement l'appel d'une fonction en assembleur, pour se rapprocher un peu plus du composant [16][19][20][21].

2.6 Conclusion

Les principaux avantages d'une réalisation basée sur DSP, d'une commande des machines électriques sont : - la facilité avec laquelle un algorithme même compliqué peut être programmé.

- Souplesse d'emploi exceptionnelle, modification aisée des paramètres et de la structure de l'algorithme de traitement de signal.
- Adaptation (en temps réel) des paramètres de l'algorithme.
- Implantation aisée d'algorithmes complexes et mise en oeuvre d'algorithmes sans équivalent analogique .
- Insensibilité de la caractéristique entrée-sortie aux parasites, aux variations de température, au vieillissement, etc.

Mais, il faut tenir compte des quelques points faibles.

- Insertion de non-linéarités, dues à la quantification des convertisseurs, à la précision de calcul finie du processeur et au procédé d'échantillonnage . Ces non-linéarités introduisent des bruits supplémentaires, voire des battements.
- Insertion de retards purs : temps de conversion A/D ; temps d'exécution de l'algorithme ; temps de conversion D/A.

Prise en compte de défauts, des limites et comportements particuliers de l'application (non-linéarités, saturation) peut être corrigées par simple programmation. De plus, il faut insister sur le fait que dès le moment où l'on dispose d'un processeur pour effectuer le traitement, on en profitera pour lui faire exécuter de multiples autres travaux (surveillance, protection, commande...)[8][16][14].

Chapitre 3

Réalisation du banc expérimental :

3.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons le banc d'essais que nous avons réalisé ainsi que les résultats expérimentaux faits sur l'ensemble convertisseur machine sur la commande des moteurs électriques en boucle ouverte, selon la commande 180, MLI naturelle et MLI optimisée pour le moteur asynchrone et l'autopilotage pour le moteur synchrone.

Le traitement numérique de la commande et l'acquisition des grandeurs d'entrées et le pilotage des interrupteurs de l'onduleur de tension étant effectués via une carte DSP eZdsp de SPECTERUIM DIGITAL.

Ce banc d'essais permet l'expérimentation de toute les techniques de commande des machines électriques à courant alternatif, sans modification de la configuration physique de système, mais seulement par changement de programme de DSP à exécuter.

3.2 Présentation général du banc d'expérimentation

Ce banc d'essais est composé d'un circuit de commande (la carte DSP), un circuit de puissance (Onduleur de tension, machine synchrone ou asynchrone et une génératrice à Courant continu), une interface des mesures et interface des sorties. La figure 3.1 montre le schéma général du banc d'essais pour moteurs électriques à courant alternatif.

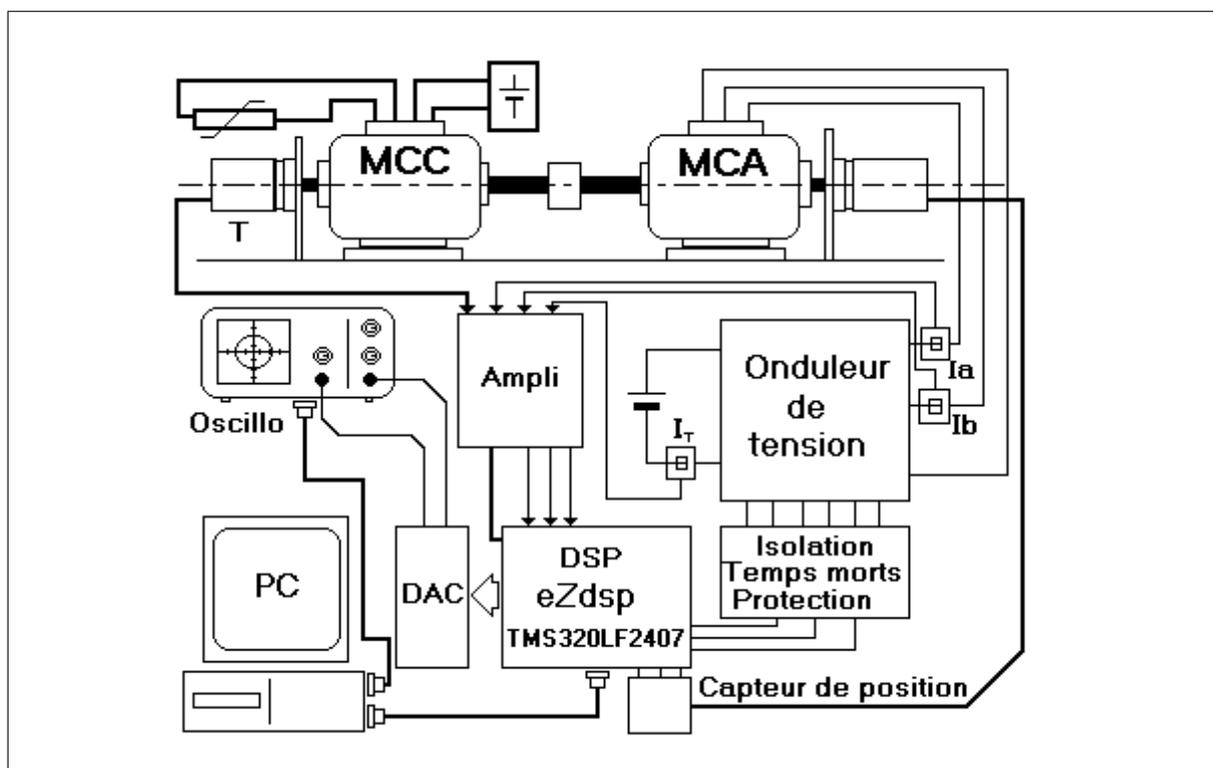


FIG. 3.1 – Schéma fonctionnel de banc d'essais

Le cœur de ce banc est la carte DSP eZdsp TMS320LF2407A, branché à un micro-ordinateur équipé d'un logiciel de programmation de DSP C2000 en langage assembleur et en langage C.

3.3 Circuit de commande et de traitement

Le circuit de commande est la carte DSP eZdsp munie d'un processeur de traitement de signal (DSP) de type TMS320LF2407A.

3.3.1 Description de eZdsp

Le LF2407 eZdsp est une plate-forme autonome d'un seul bloc de développement pour le DSP point fixe TMS320LF2407. Cette unité a un contrôleur pa-

rallèle incorporé la véritable émulation de JTAG permettant à l'utilisateur d'exécuter le balayage de port/IEEE 1149,1. Puisque l'eZdsp fonctionne avec le port parallèle d'imprimeur aucune carte interne d'adaptation n'est exigée. L'eZdsp a une mémoire externe de 32K mots du programme et 32K mots des données [22].

3.3.2 Caractéristiques :

L'eZdsp TM LF2407 a les dispositifs suivants :[22]

- Processeur Signal Tms320lf2407.
- Vitesse de fonctionnement de 30MIPS.
- 64K de RAM de program/data.
- Horloge de de l'unité centrale de 7.3728-MHz pour 29,49 MIPS.
- Connecteurs d'expansion (analogique, Entrées/Sorties, extension).
- Contrôleur JTAG D'IEEE 1149,1 À bord.
- Adaptateur 5 volts.
- Connecteur d'interface d'émulation JTAG d'IEEE 1149,1.

3.3.3 Schéma fonctionnel de eZdsp :

La figure suivante montre, le schéma fonctionnel de la configuration de base pour l'eZdsp TM LF2407. Les interfaces principales de l'eZdsp incluent la RAM externe de programme et de données, une interface JTAG , et une interface d'extension. Le DSK connecte 64K mots de la mémoire statique. Cette mémoire est divisée entre le programme et l'espace de données. Une interface externe d'E/S du plus de 65.000 ports parallèles de 8 bits [22].

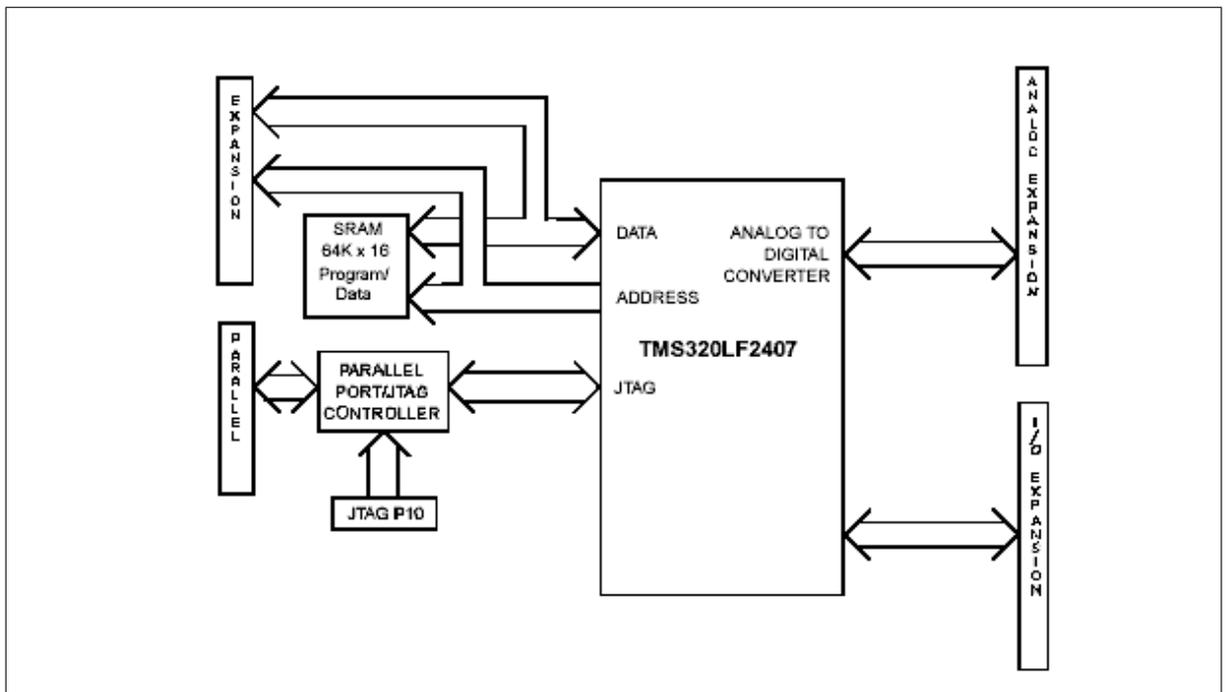


FIG. 3.2 – Schéma fonctionnel de eZdsp

3.4 Circuit de puissance

Le circuit de puissance contient une source de tension continue U_s , un onduleur en pont triphasé et un moteur électrique à courant alternatif (synchrone ou asynchrone). Ce moteur entraîne une génératrice à courant continu débitant sur une charge électrique résistive. La position du rotor est donnée par un capteur de position à six secteurs monté au bout de l'arbre. un tachymètre mesure la vitesse d'entraînement est monté sur l'arbre de génératrice.

Le convertisseur de puissance réalisé est un onduleur de tension à IGBT à deux niveaux, prévues pour un fonctionnement dans les quatre quadrants, avec une tension d'alimentation de 400V et une puissance nominale de 3KW.

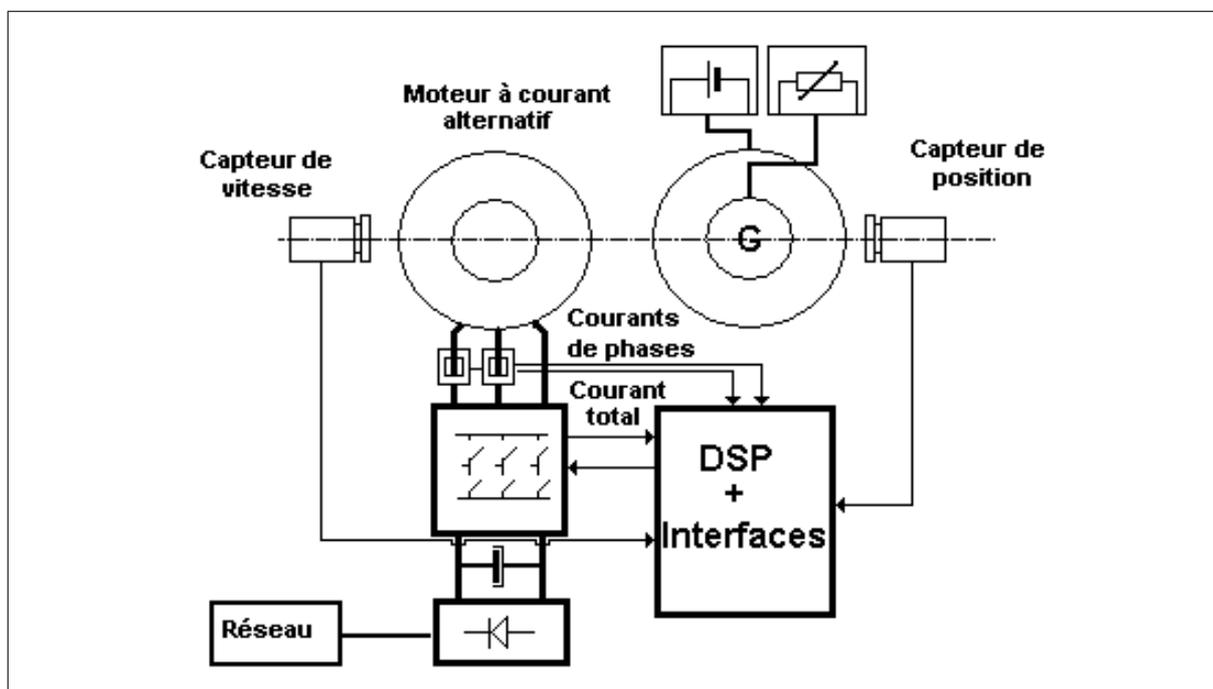


FIG. 3.3 – Schéma de circuit de puissance

3.5 Carte d'interface

Les signaux de sortie de la carte DSP sont isolés, amplifiés et mis en forme par la carte d'interface de commande des interrupteurs de puissance. La figure 3.4 représente le schéma de la carte d'interface. Cette carte contient les dispositifs suivants :

- Des entrées opto-isolées permettent d'assurer un haut niveau d'isolation entre la partie commande et la partie puissance, et ainsi entre les différentes masses des interrupteurs.
- Amplification et mise en formes des signaux de la commande essuie à la sortie de photo-coupleur, pour assurer l'allumage et l'extinction rapide des transistors.
- Un temps mort pour permettre d'éviter des courts circuits pendant l'allumage des transistors. Le transistor ne s'allume pas qu'après l'arrêt de l'autre transistor complémentaire de même bras.
- Une protection contre les surintensités des courants dans les transistors

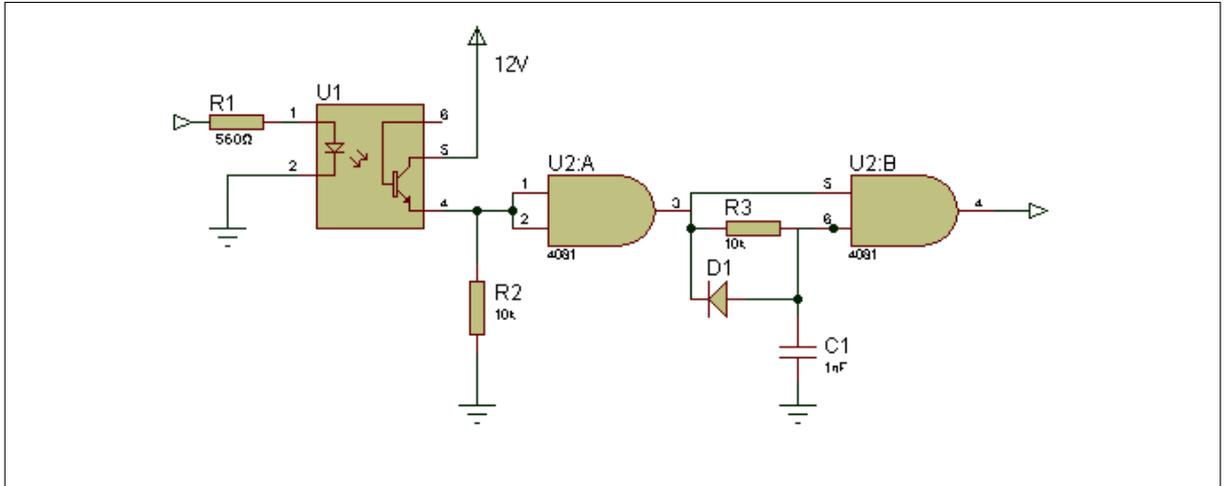


FIG. 3.4 – Schéma de la carte d'isolation

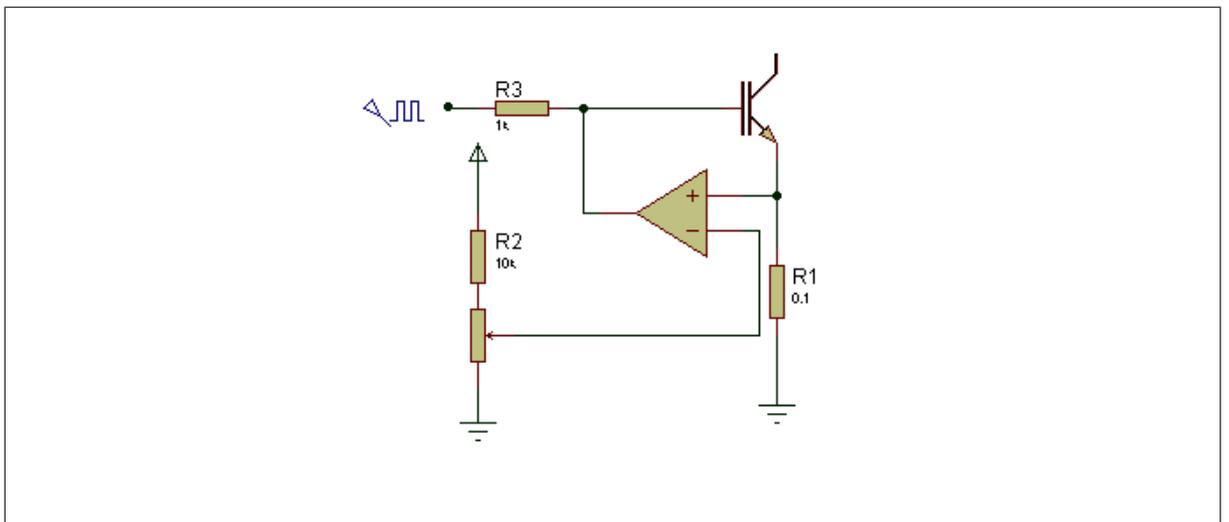


FIG. 3.5 – Système de protection contre les surintensités

par la surveillance de la tension aux bornes des résistances shunts placées aux sources des transistors. Cette tension est comparée avec une valeur de référence. Si elle n'est pas inférieure au référence, alors le dispositif de protection bloque les signaux de la gâchette de transistor bas du bras de l'onduleur.

3.6 Mesure du courant

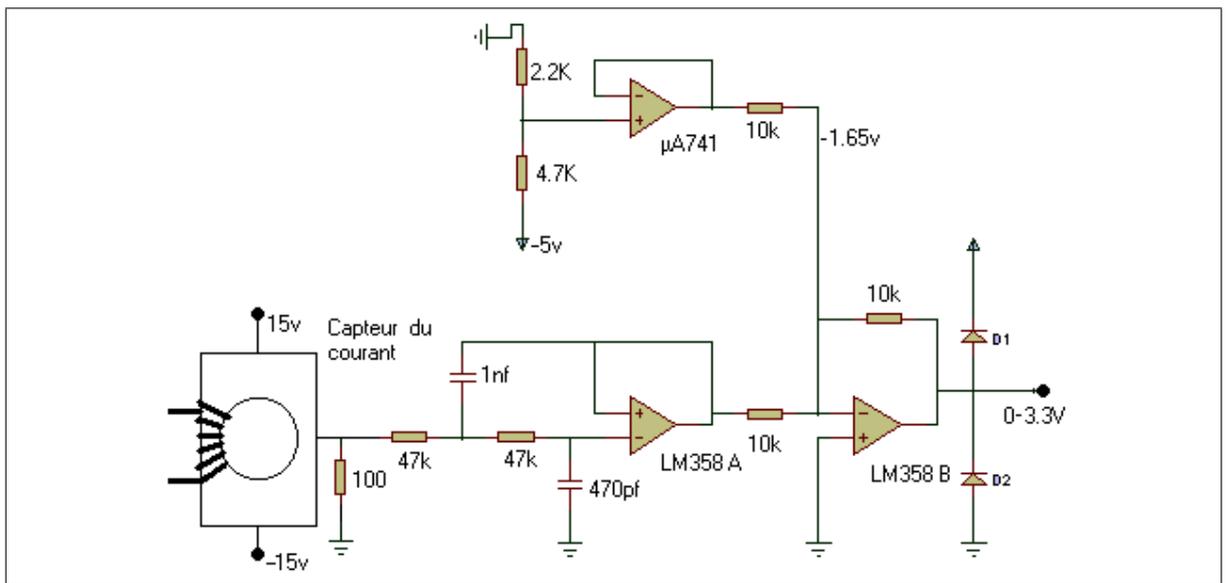


FIG. 3.6 – capteur du courant

Le principe des sondes de courant est de mesurer le champ magnétique produit par le passage du courant dans le conducteur et faire la conversion en ampères. Un capteur à effet HALL permet la mesure du champ. Il fournit une tension proportionnelle au courant.

La tension générée par le passage du courant de la sortie du capteur à l'effet de hall dans la résistance de mesure R_m , sera prise en compte par l'amplificateur opérationnel IC1. Ce dernier est monté en filtre passe-bas anti-repliement à une fréquence de coupure de 5Khz, avec un gain ajusté pour obtenir en sortie une tension varie entre -1.65V et +1.65V pour un courant de -10A à +10A.

Afin de pouvoir mesurer des tensions (image du courant) négatives, il a

été ajouté un second amplificateur opérationnel, qui est configuré en amplificateur inverseur de gain variable proche de l'unité. Son entrée inverseur est appliquée en permanence une tension de référence de -1.65V . Cette tension obtenue par un diviseur de tension suivie par un amplificateur suiveur. Et la tension de sortie sera donc variable entre 0V et 3.3V pour pouvoir l'appliquer directement sur les entrées analogiques de la carte DSP.

3.7 Capteur de position

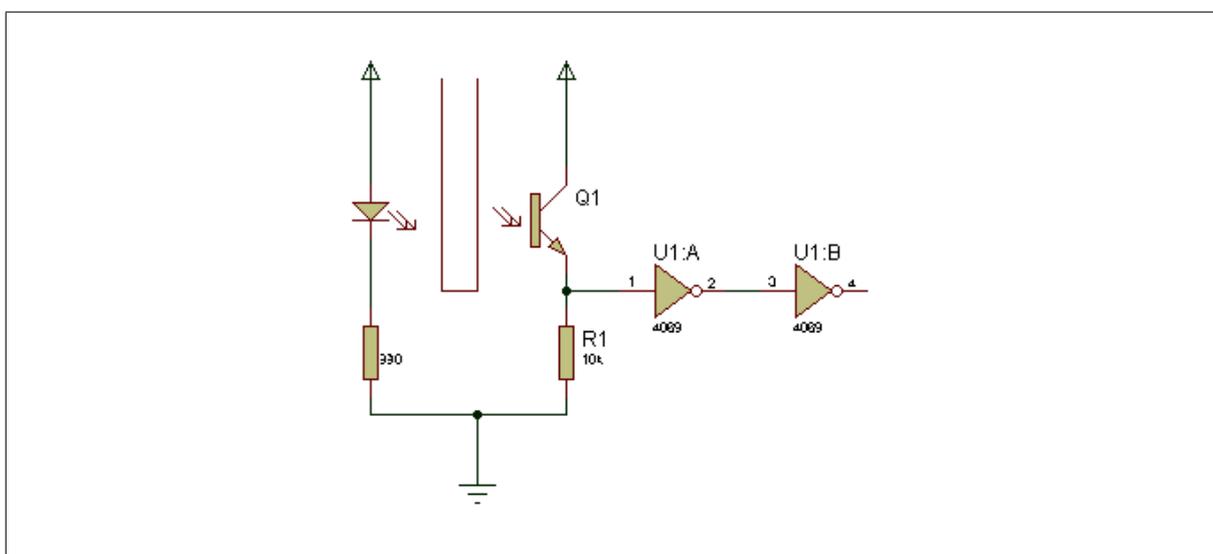


FIG. 3.7 – Schéma de capteur de position

Le capteur de position réalisé est utilisé uniquement dans le cas de moteur synchrone, en autopilotage a pour objectif d'asservir la vitesse du rotor du moteur synchrone, a la fréquence de commutation de l'onduleur pour obtenir un synchronisme que assure un fonctionnement stable à une vitesse variable. Dans le contrôle direct du couple le capteur est utilisé pour connaître le secteur de la position initiale de rotor.

Le capteur de position composé d'un ensemble émetteurs/récepteurs photoélectrique et d'un moitié disque solidaire au rotor. La figure 3.8 montre la structure de capteur. Ce dispositif n'est pas fixe à la carcasse mais il est réglable ce que

permet de fixer le calage angulaire des signaux captés par rapport aux F.E.M du moteur.

La figure montre le schéma du capteur de position. L'émetteur composé de 3 LED infrarouge décalées de $\frac{2\pi}{3}$ et le récepteur constitué par trois photodiode montés en face des émetteurs. Le signal issu de diode est mis en forme grace à deux inverseurs qui réalisent une bonne amplification. Tout le système électronique est incompris dans la boîte du capteur.

Les signaux délivrés par le capteur de position sont de largeur de $\frac{\pi}{2}$ et un décalage de $\frac{2\pi}{3}$ à une fréquence de rotation de l'arbre.

Ces signaux sont envoyés à la carte de commande, qui utilise les entrées "Capture/Comparateur" de DSP pour générer des interruptions à chaque changement du secteur.

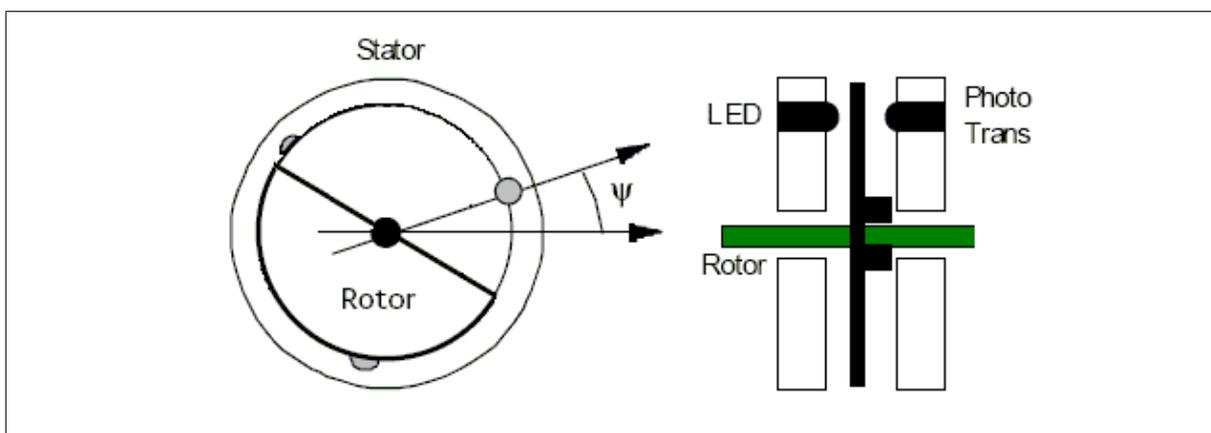


FIG. 3.8 – Structure de capture de position

3.8 Carte de conversion D/A

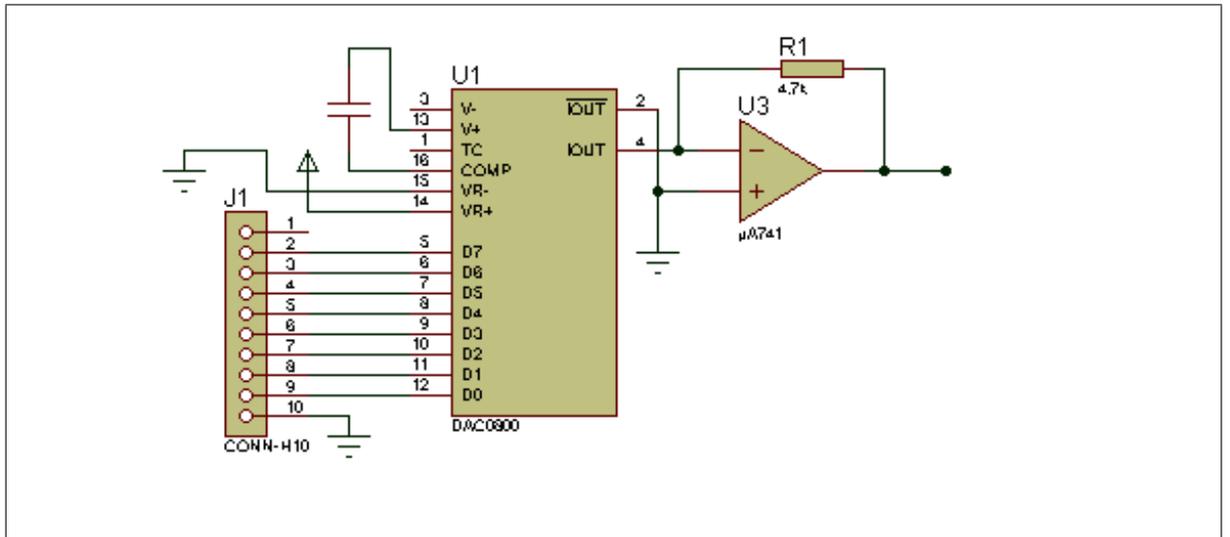


FIG. 3.9 – Schéma de convertisseur D/A

Il est nécessaire pour notre maquette d'expérimentation de faire sortir des données de DSP sous forme de grandeurs analogiques. Mais malheureusement le DSP TMS320LF2407A ne dispose pas des sorties analogiques, et aucun convertisseur N/A est implanté sur la carte eZdsp. Une carte de conversion numérique/analogique à deux séries de 8 bits, est réalisée pour pouvoir visualiser les grandeurs estimées par le DSP ($I_a, I_b, I_c, I_T, I_\alpha, I_\beta, \phi_\alpha, \phi_\beta, \Gamma_m \dots$).

Le schéma de principe conversion numérique/analogique figure sur la figure 3.9. Il est basé sur le DAC800, sa sortie est appliquée à un amplificateur opérationnel configuré en convertisseur courant-tension. Sur la sortie de cet amplificateur, on aura une tension pouvant varier entre 0V et 5V, suivant le poids de l'octet qui lui sera appliqué sur ses entrées numériques.

3.9 Essais expérimentaux

Pour tester les performances du banc d'essais réalisé, nous faisons quelques essais sur la commande des machines électriques à courant alternatif en boucle ouverte. Les différentes techniques testées ont la même configuration physique, sauf le soft qui change.

Les parties commandes des techniques utilisées pour commander l'onduleur de tension sont des programmes implantés dans la carte DSP[14][23][24].

3.9.1 Commande 180

C'est la plus simple des commandes, elle consiste à appliquer une tension de branche rectangulaire. Dans notre cas la charge de l'onduleur est composée d'un moteur asynchrone. Sur les différents graphiques des figures 3.11 et 3.12 on voit l'allure des tensions de branche et de phase de l'onduleur ainsi que le courant circulant dans ses phases et leurs spectres harmoniques[24][25][26].

Comme on peut le constater sur les graphiques, le courant n'est pas sinusoïdal. Il comporte des harmoniques.

3.9.2 Commande MLI naturelle

Comme nous l'avons vu la commande rectangulaire ne donne pas un courant de phase sinusoïdal. Dans ce but il faut, enclencher et déclencher les branches d'onduleurs plusieurs fois pendant une demi-période de l'onde fondamentale. On obtient ceci en appliquant le principe de la modulation de largeur d'impulsions[27][28]. On présente l'allure des tensions de branche et de phase ainsi que des courants de phase et leurs spectres harmoniques dans les figures 3.14 et 3.15 [29][30][31].

3.9.3 Commande MLI optimisée

La modulation par la méthode des instants de commutation préétablis se prête particulièrement bien lorsque la fréquence de pulsation est relativement faible. Il existe plusieurs stratégies pour déterminer ces instants de commutation. La stratégie utilisée est particulièrement intéressante car elle permet l'annulation de certains harmoniques [32][33][34].

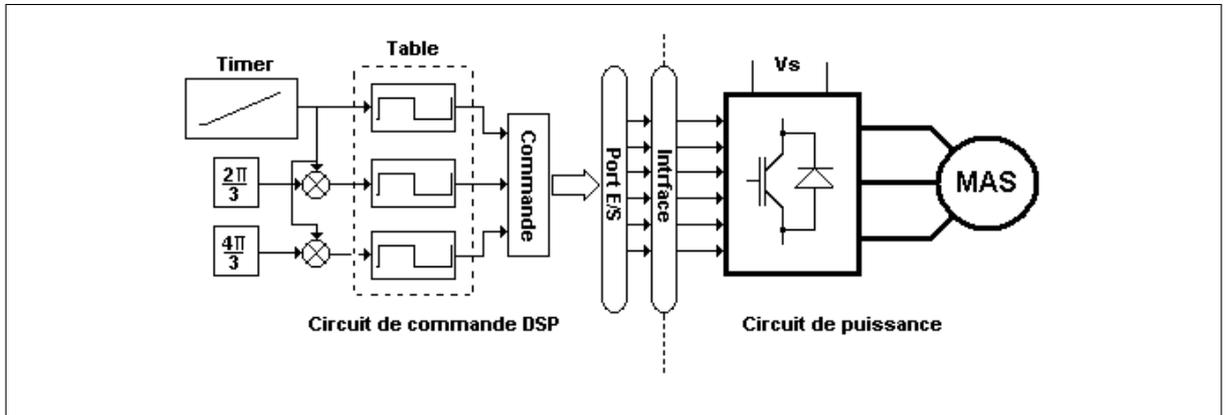


FIG. 3.10 – Commande 180 de moteur asynchrone

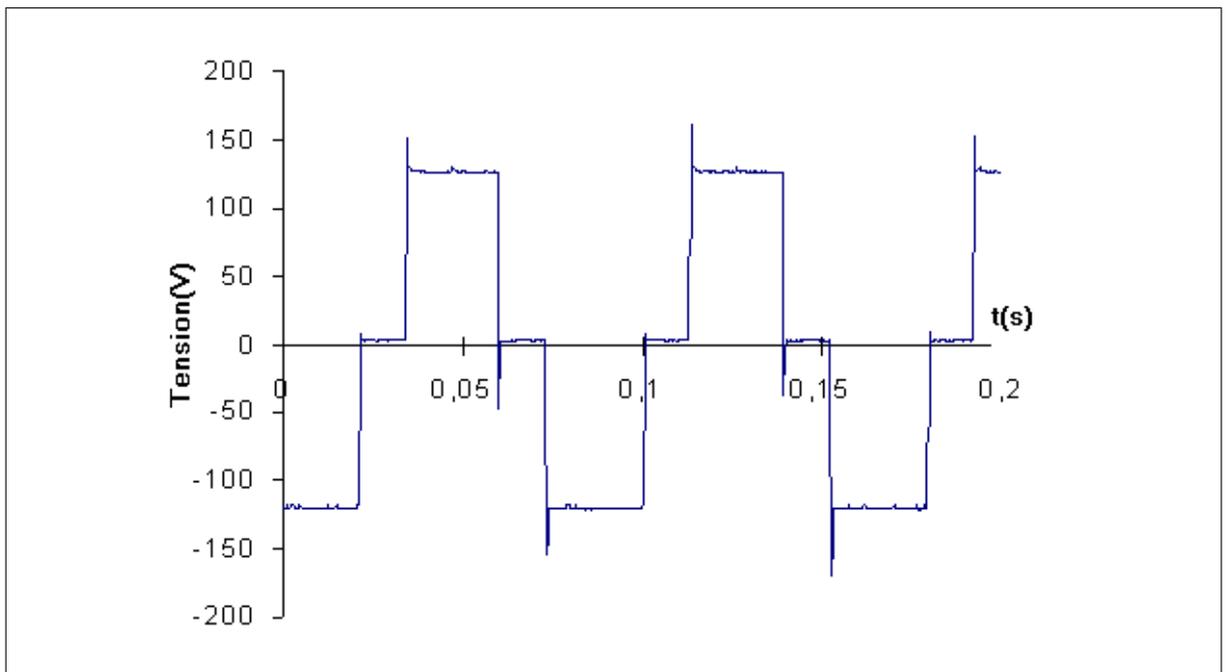


FIG. 3.11 – Tension aux bornes du moteur pour une commande 180

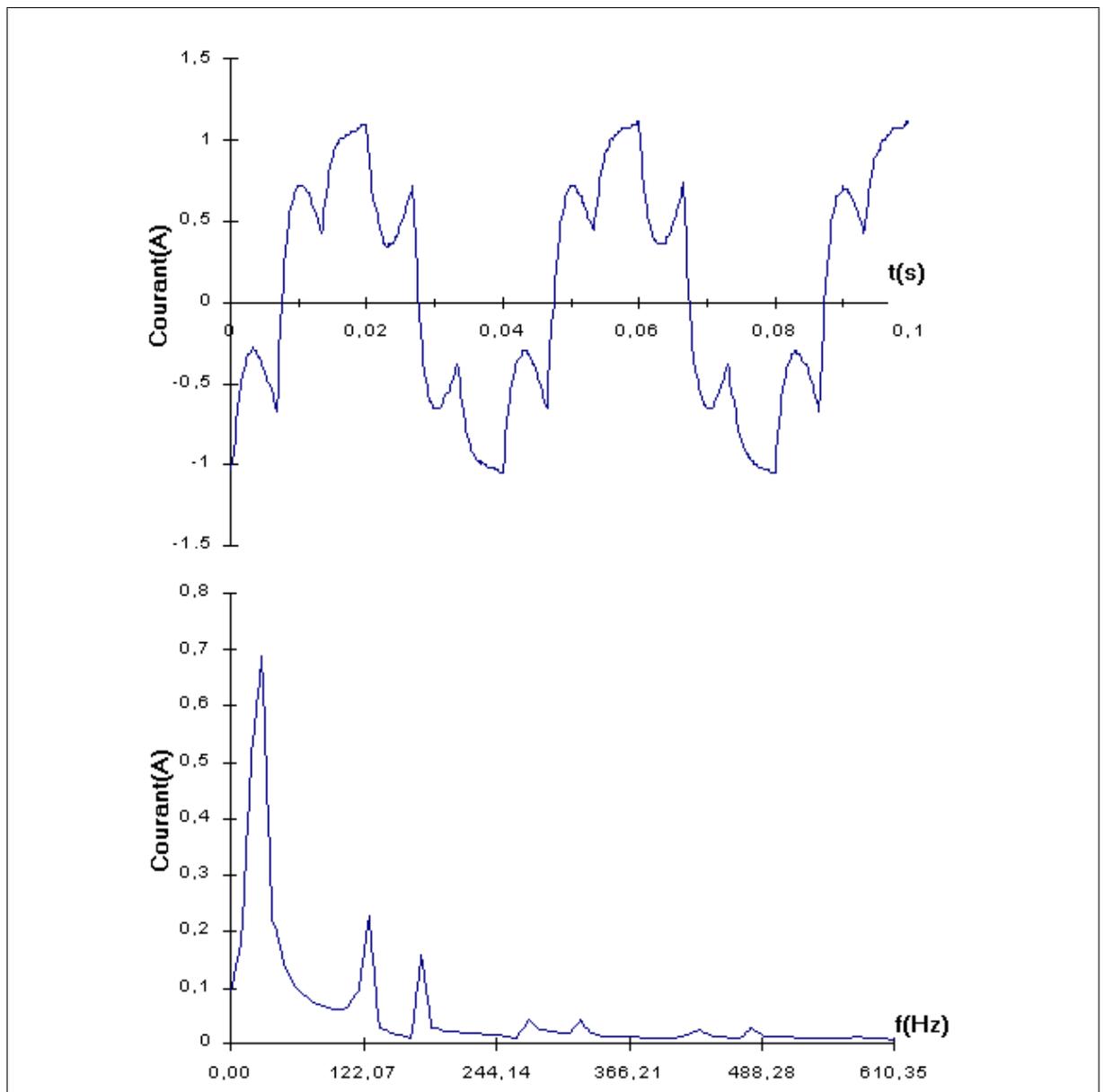


FIG. 3.12 – Courant de phase d'un MAS et leur spectre pour une commande 180

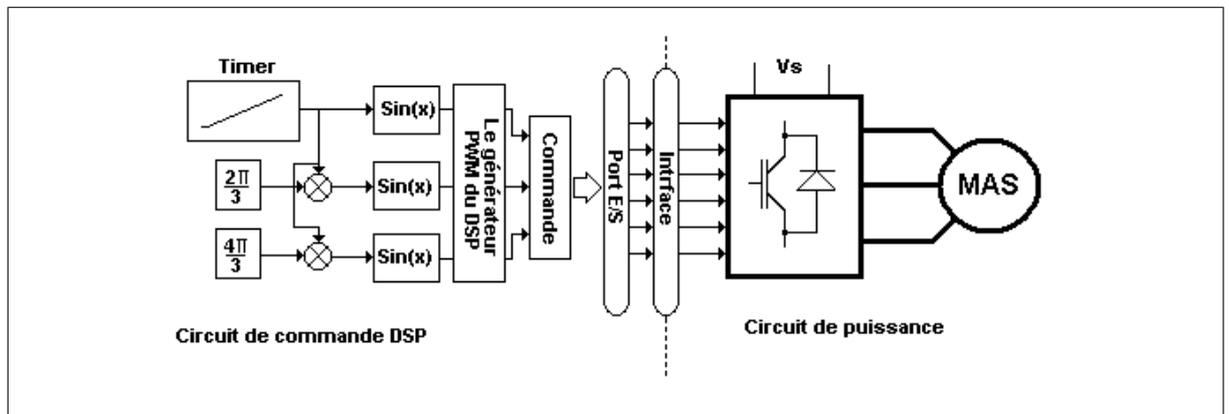


FIG. 3.13 – La commande MLI naturelle

Les figures 3.17 et 3.18 représentent l'allure des tensions de branche et de phase ainsi que l'allure des courants circulants dans les phases de l'onduleur et leur spectre lorsque l'on n'annule les harmoniques 5,7, 11 et 13.

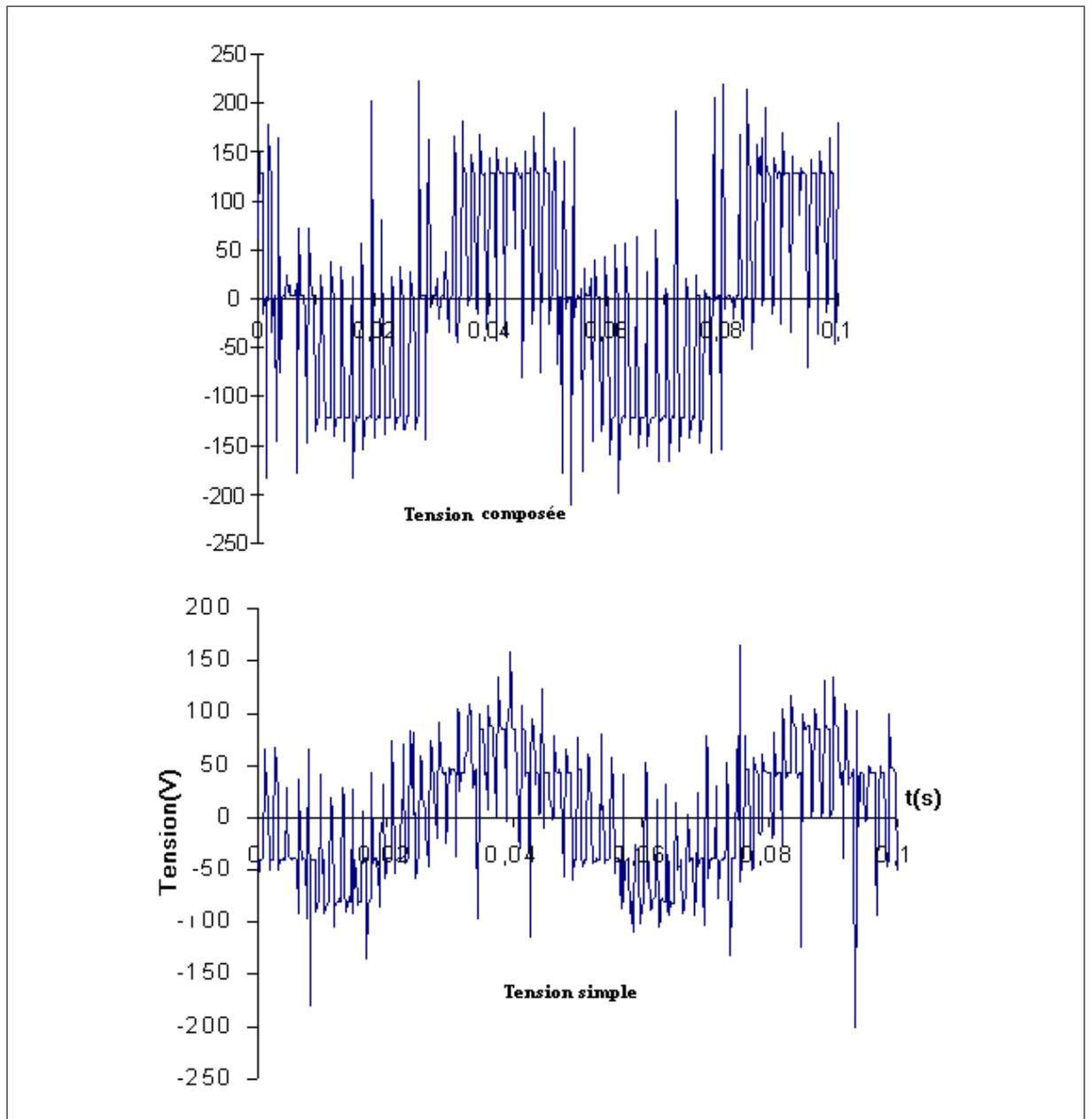


FIG. 3.14 – Tensions de moteur pour une commande MLI naturelle

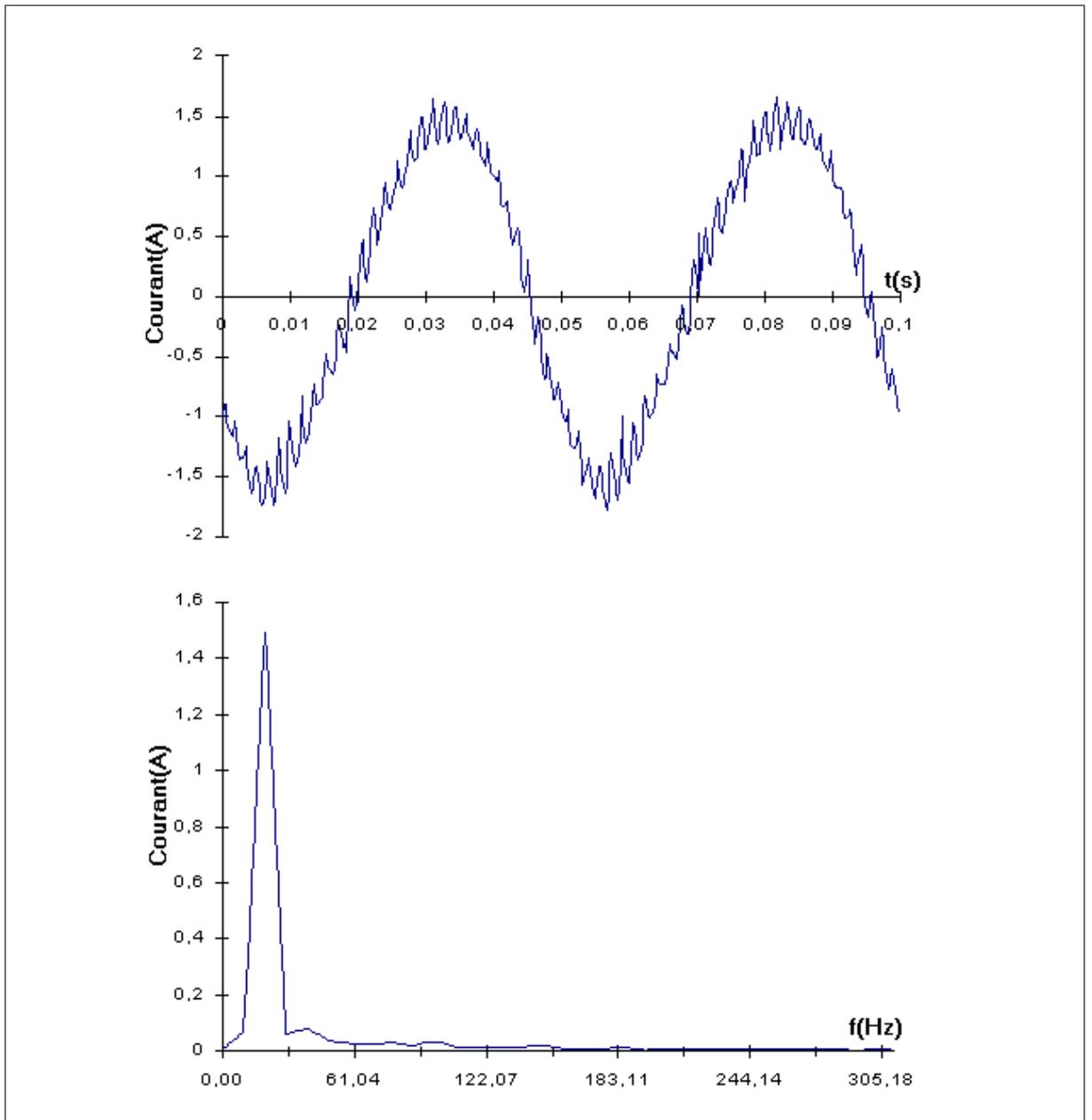


FIG. 3.15 – Courant de phase d'un MAS pour une commande MLI naturelle

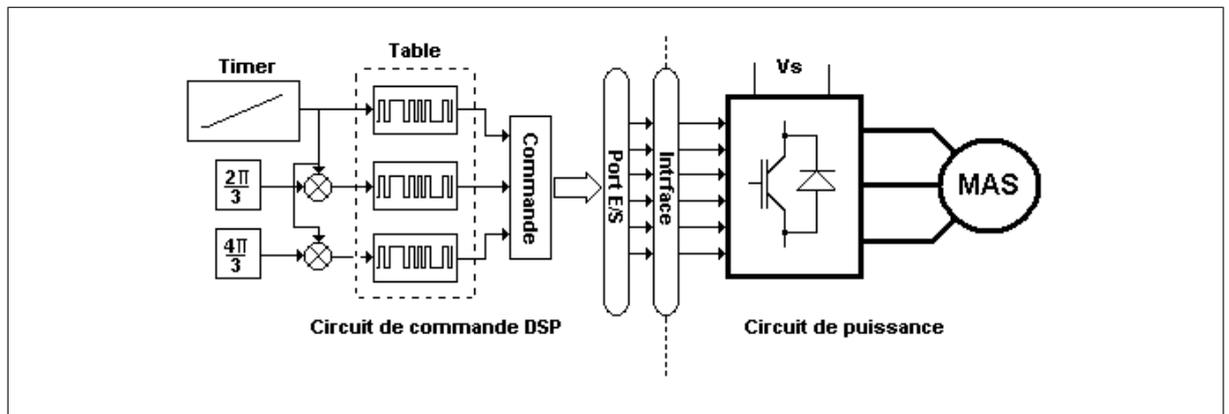


FIG. 3.16 – Commande MLI optimisé

3.9.4 Autopilotage d'un moteur synchrone

Le moteur synchrone est alimenté par l'onduleur de tension et autopiloté par le capteur de position. L'angle d'avance des courants par rapport au F.E.M de la machine est réglée et fixée à 0° par l'orientation des capteurs optiques du disque.

Le réglage de la tension continue d'alimentation de l'onduleur fait changer la vitesse de rotation du moteur synchrone[15][35]. Ce que identique à l'alimentation d'un moteur à courant continu. Les allures de tension et de courant de phase sont montrées sur la figure pour une tension d'alimentation de $V_s = 120V$ et courant d'excitation $I_{ext} = 0.1mA$ [8][36][37].

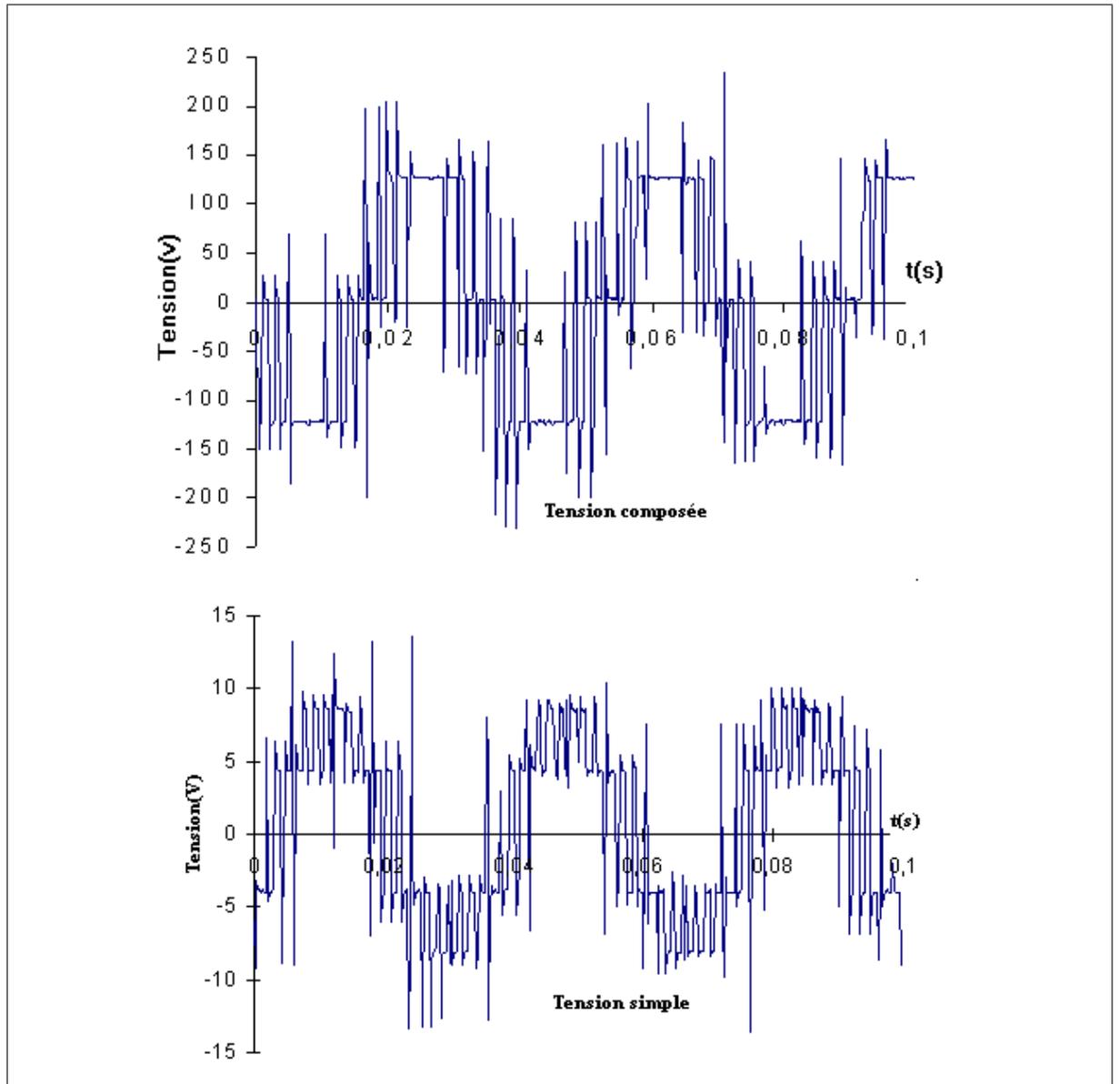


FIG. 3.17 – Tensions de moteur pour une commande MLI optimisé

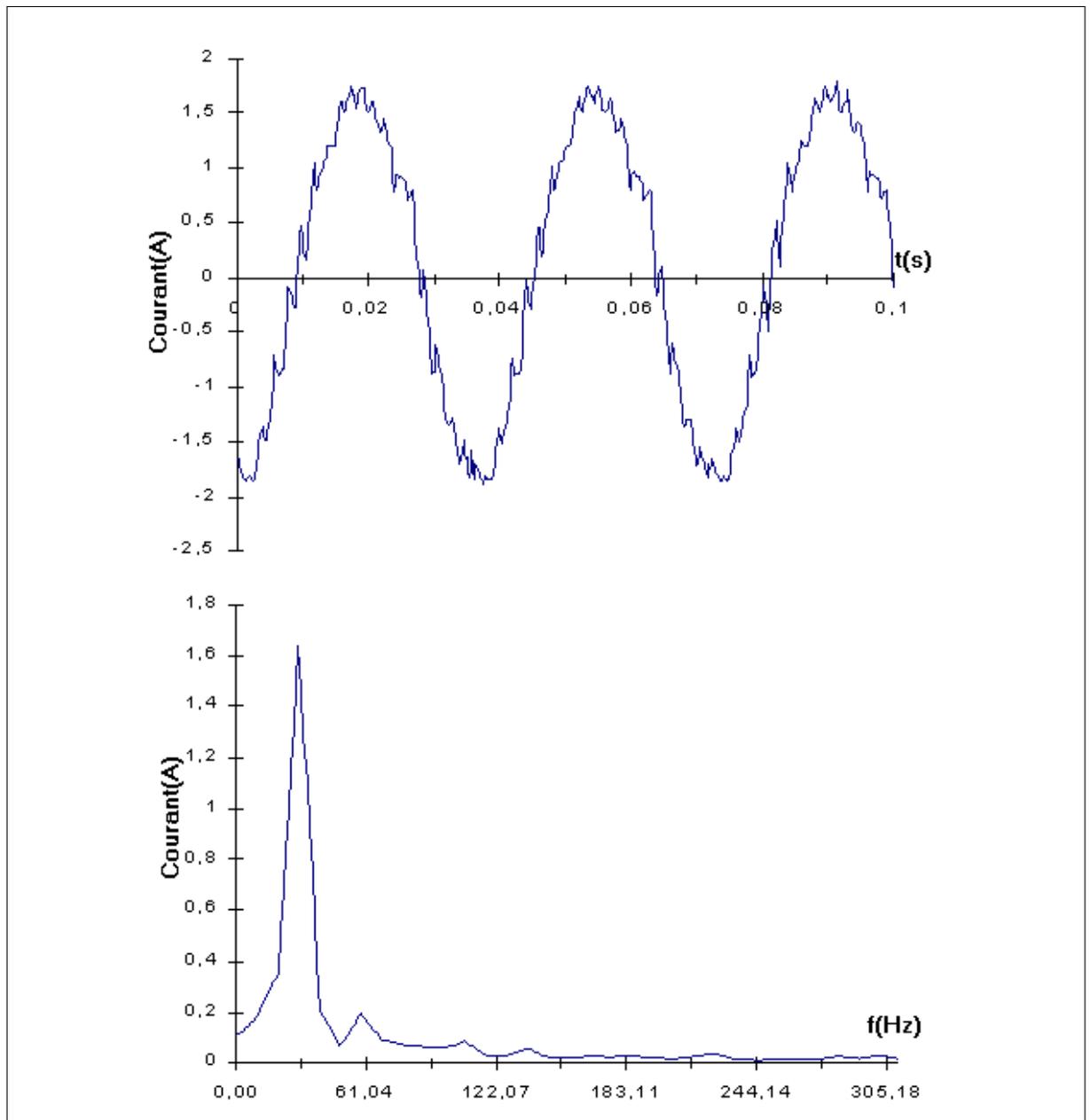


FIG. 3.18 – Courant de phase d'un MAS pour une commande MLI optimisé

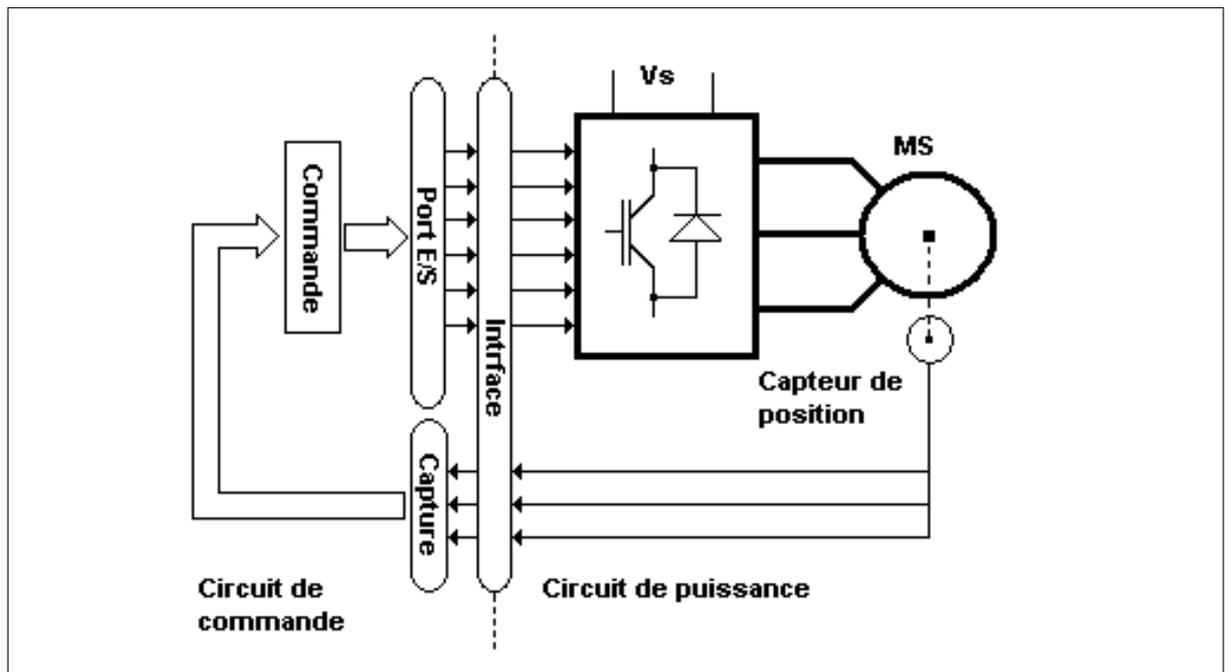


FIG. 3.19 – Schéma fonctionnel de l'autopilotage

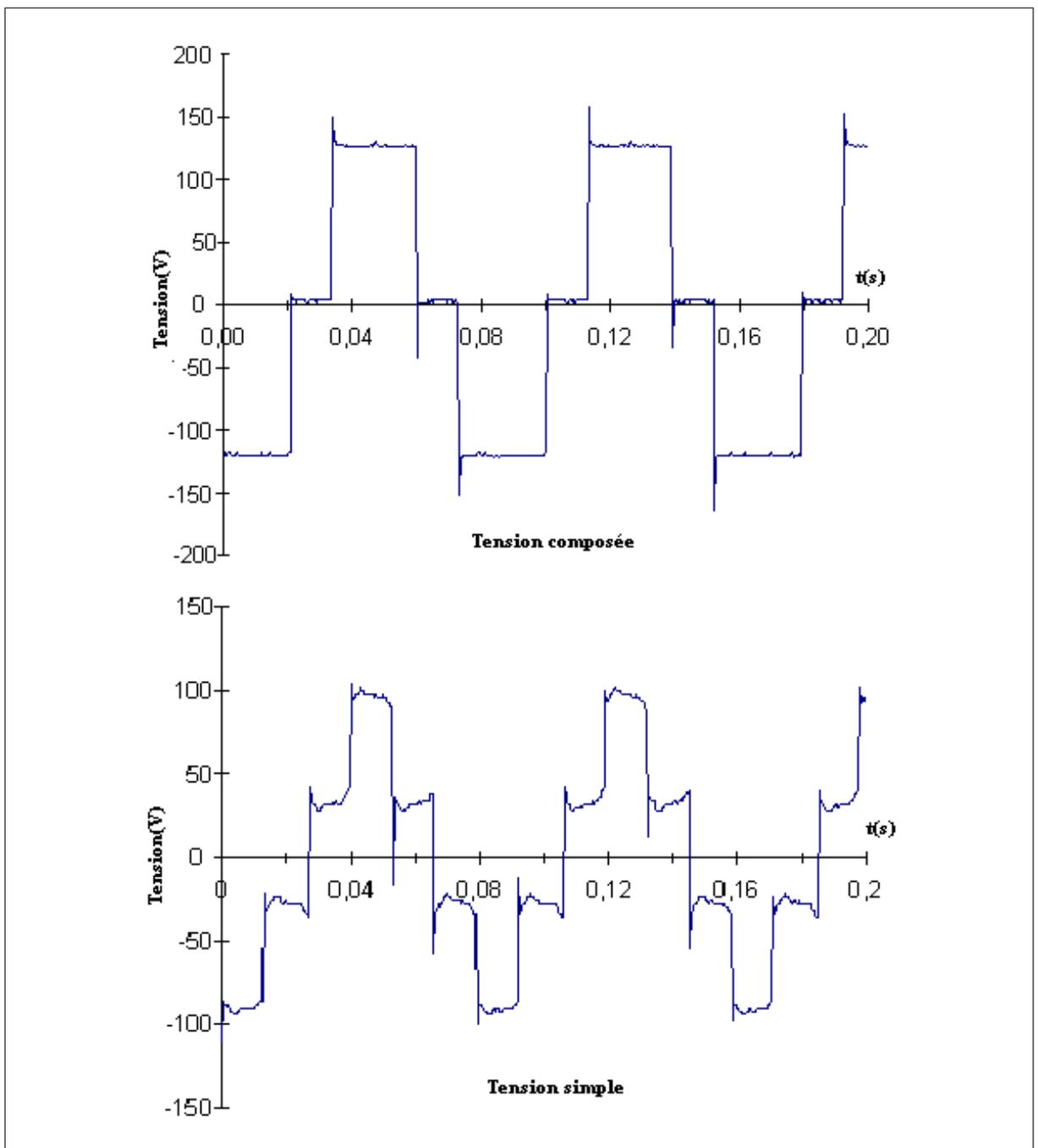


FIG. 3.20 – Allures de tension aux bornes des phases d'un MS autopilé

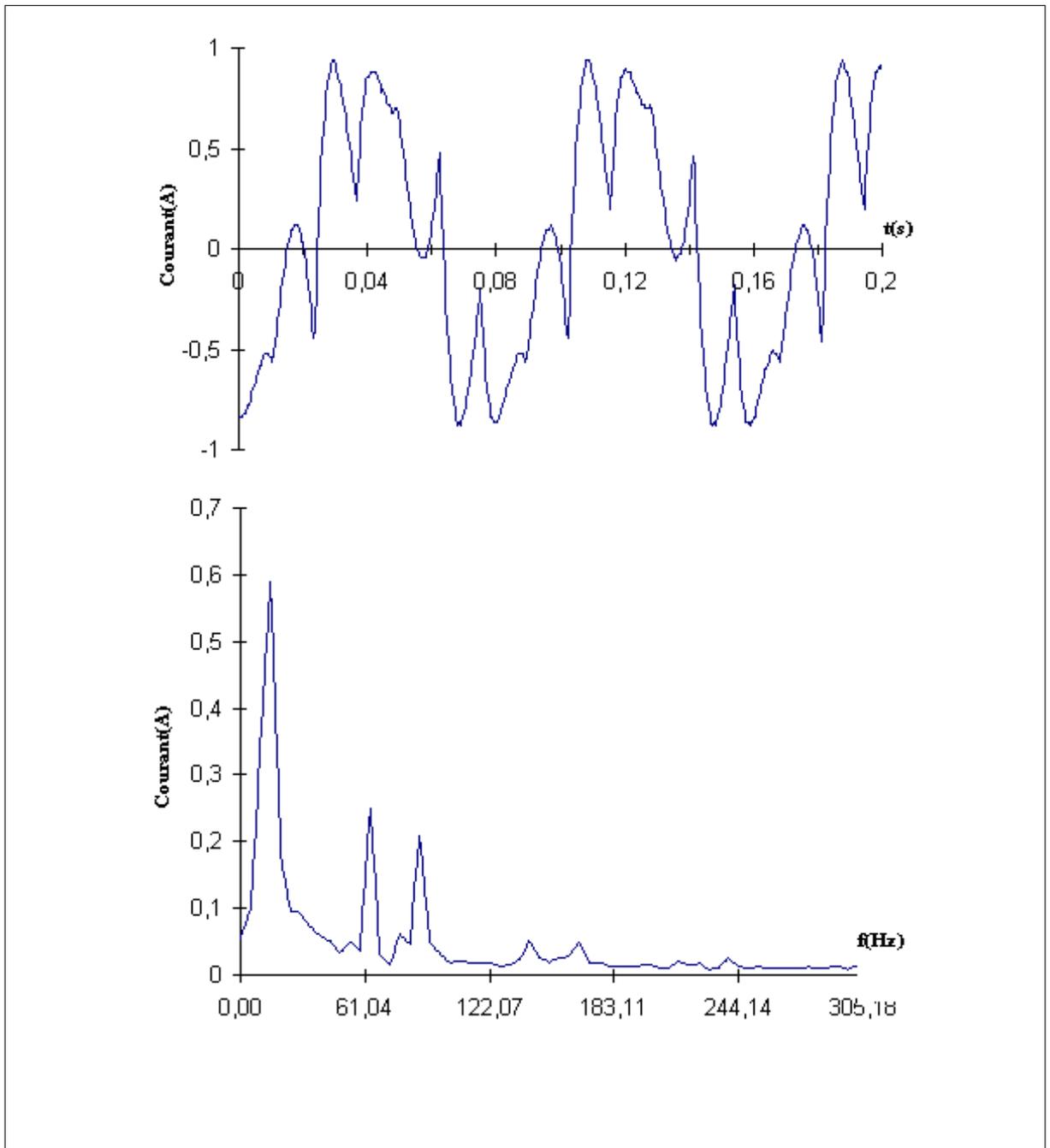


FIG. 3.21 – Allures du courant de phase d'un moteur synchrone autopilé

3.10 Conclusion

Les essais effectués sur l'entraînement en boucle ouverte sur un variateur de vitesse d'un moteur synchrone et asynchrone montrent la souplesse de l'implémentation des différents algorithmes de commande des onduleurs triphasés, sans aucune modification dans la maquette réalisée.

L'utilisation d'une carte de commande à base d'un processeur numérique du signal (DSP) permet de donner une grande souplesse de commande des machines électriques. La programmation de ces composantes avec un langage de programmation haut niveau (langage C) permet de faciliter la mise en œuvre des algorithmes de commande compliqués.

Dans le chapitre suivant nous présentons les différentes techniques de commande directe du couple des machines électriques à courant alternatif.

Chapitre 4

Contrôle direct du couple

4.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous appliquons les différentes méthodes pour la commande directe du couple des machines à courant alternatif (Moteur asynchrone et moteur synchrone). La méthode du contrôle direct du couple électromagnétique est présentée brièvement, puis nous appliquons la technique du contrôle du courant total par hystérésis conventionnelle et la technique du contrôle du courant total par des régulateurs à hystérésis modulée sur le moteur synchrone. En fin nous appliquons la méthode de contrôle direct du couple aux moteurs asynchrones.

4.2 Contrôle direct du couple

Les méthodes de contrôle direct du couple (DTC) des machines électriques sont basées sur une alimentation par modulation de largeurs d'impulsions MLI (PWM) et sur un découplage du flux et du couple par orientation du champ magnétique. Elles présentent des avantages par rapport aux techniques classiques. Notamment, en ce qui concerne la réduction du temps de réponse du couple, et sa robustesse par rapport aux variations des paramètres de la machine et de l'alimentation [6].

4.2.1 Principe général de la commande directe du couple

La commande directe du couple (DTC) d'une machine électrique est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est généralement basé sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis pour contrôler l'état du système (l'amplitude du couple électromagnétique et de flux statorique) [6].

La figure 4.1 représente le système de contrôle direct du couple des machines à courant alternatif. Cette commande est échantillonnée avec une grande fréquence d'échantillonnage. Les étapes de calcul et de régulation sont effectués à chaque période d'échantillonnage.

4.2.2 Estimation du flux statorique

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine. L'équation du flux statorique est valable pour tous les moteurs électriques. On a :

$$\bar{\phi}_s = \int_0^t (\bar{V}_s - \bar{R}_s \bar{I}_s) dt \quad (4.1)$$

Les composantes suivant les axes α et β sont donc :

$$\begin{cases} \phi_\alpha(t) = \int_0^t (V_\alpha - R_s I_\alpha) dt + \phi_\alpha(0) \\ \phi_\beta(t) = \int_0^t (V_\beta - R_s I_\beta) dt + \phi_\beta(0) \end{cases} \quad (4.2)$$

Les termes des flux initiaux $\phi_\alpha(0)$ et $\phi_\beta(0)$ sont nuls dans le cas des moteurs asynchrones, contrairement aux moteurs synchrones où ne sont pas nuls.

L'amplitude de flux statorique est estimée à partir de ces composantes ϕ_α et ϕ_β :

$$\phi_s = \sqrt{\phi_\alpha^2 + \phi_\beta^2}. \quad (4.3)$$

Les composantes I_α et I_β du vecteur courant sont calculées à partir des courants des phases mesurés :

$$\begin{cases} I_\alpha(t) = \sqrt{\frac{3}{2}} I_a. \\ I_\beta(t) = \sqrt{\frac{1}{2}} (I_b - I_c). \end{cases} \quad (4.4)$$

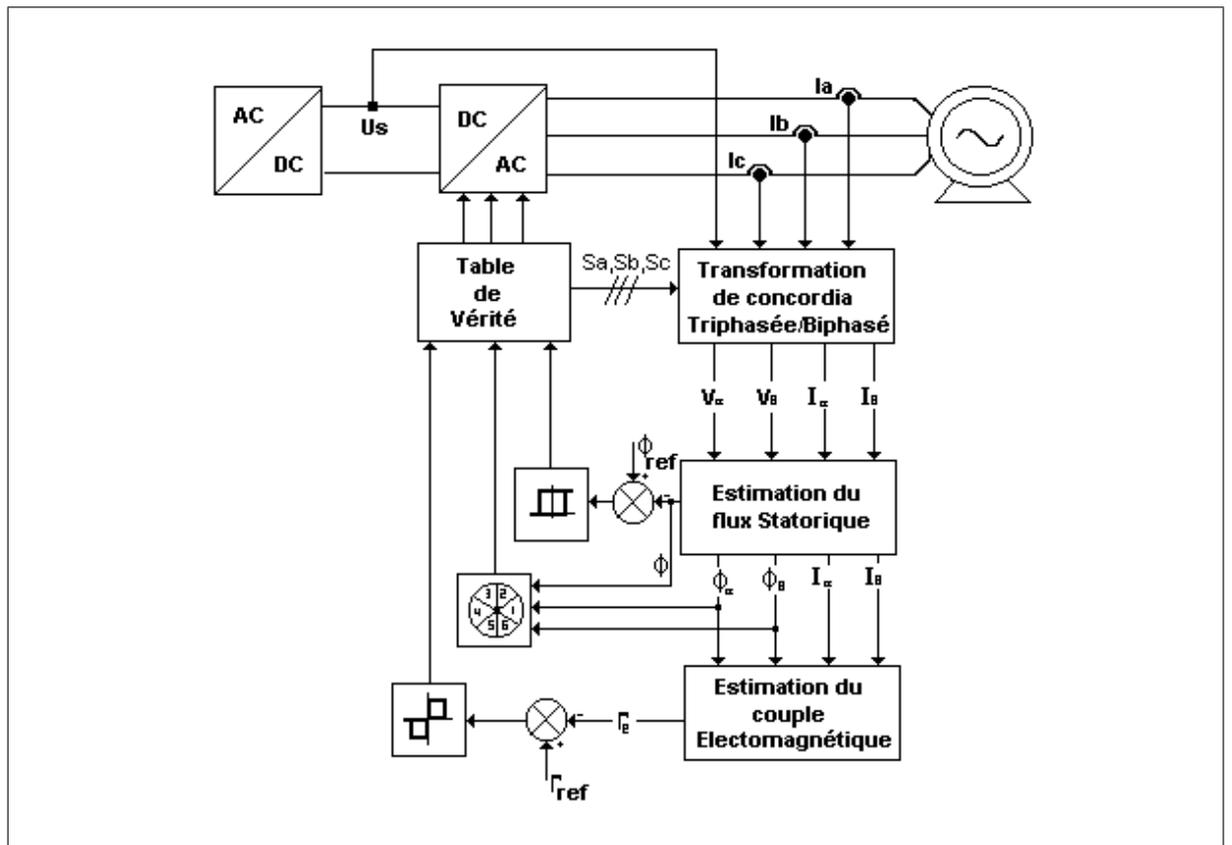


FIG. 4.1 – Principe de la DTC classique

Les composantes du vecteur tension sont reconstruites à partir de la tension continue d'alimentation de l'onduleur de tension et les états de ces interrupteurs :

$$\begin{cases} V_\alpha(t) = \sqrt{\frac{3}{2}}U_s(S_a - \frac{1}{2}(S_b - S_c)). \\ V_\beta(t) = \sqrt{\frac{1}{2}}U_s(S_b - S_c). \end{cases} \quad (4.5)$$

L'angle α_s entre le vecteur ϕ_s et le référentiel est donnée par :

$$\alpha_s = \arctan \frac{\phi_\beta}{\phi_\alpha} \quad (4.6)$$

La zone dans laquelle se trouve le flux est obtenu a partir de α_s [38].

4.2.3 Le correcteur de flux

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur $\vec{\phi}_s$ dans une couronne circulaire, la sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de $\vec{\phi}_s$, afin de sélectionner le vecteur tension correspondant. Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques. La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne [38].

- Cflx =1 Lorsque l'erreur de flux est positive et l'amplitude du flux doit être augmentée.

- Cflx =0 Lorsque l'erreur de flux est négative et l'amplitude du flux doit être diminuée.

Le comparateur à hystérésis à deux niveaux appliqués pour le flux permet de maintenir :

$$|\phi_{ref} - \phi_s| < \Delta\phi. \quad (4.7)$$

4.2.4 Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique des machines électriques à courant alternatif peut être estimé à partir des grandeurs du flux ϕ_α et ϕ_β et les courants calculés I_α et I_β par la relation [39] :

$$\Gamma_e = p(\phi_\alpha I_\beta - \phi_\beta I_\alpha). \quad (4.8)$$

4.2.5 Correcteur du couple

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites :

$$|\Gamma_{ref} - \Gamma_e| < \Delta\Gamma. \quad (4.9)$$

avec Γ_{ref} la référence de couple et $\Delta\Gamma_s$ la bande d'hysteresis du correcteur. Cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine. Comme pour le flux on peut envisager pour le couple un correcteur de la même forme que celui du flux [38].

a - Le comparateur à deux niveaux :

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de ϕ_s . Il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} et les vecteurs nuls, peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux $\vec{\phi}_s$. La sélection des vecteurs nuls est utilisée uniquement pour la diminution du couple.

L'utilisation du correcteur à deux niveaux ne permet pas de faire tourner le moteur dans les deux sens de rotation. Et pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine.

Cependant le correcteur à deux niveaux est plus simple à implanter. Et on peut choisir le vecteur tension nul de manière à ce qu'un bras d'onduleur ne commute jamais. Et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur [38].

b - Comparateur à trois niveaux :

Le comparateur à trois niveaux permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. Et permet de fonctionner dans les quatre quadrants sans intervention sur la structure.

La fonction de sortie du correcteur, représentée par la variable booléenne C_{cpl} doit maintenir le couple dans les limites [38] :

- $C_{cpl}=1$: l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue pour une consigne positive.
- $C_{cpl}=-1$: l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue pour

une consigne négative.

- $C_{cpl}=0$:le couple doit être diminuée.

4.2.6 Les tables de commutation

D'après le principe de la structure DTC, la sélection adéquate du vecteur tension, à chaque période d'échantillonnage, est faite pour maintenir le couple et le flux dans les limites de deux bandes à hystérésis. La sélection des tensions du commande faite sur la base de l'erreur instantanée du flux $\Delta\phi_s$ et du couple $\Delta\Gamma_e$. L'augmentation de flux statorique ϕ_s peut être obtenue par la sélection des vecteurs V_i, V_{i-1} et V_{i+1} . Les vecteurs V_{i-2}, V_{i+2} et V_{i+3} peuvent être sélectionnés pour diminuer son amplitude. Le vecteur nul n'affecte pas pratiquement le vecteur flux statorique mais affecte le couple électromagnétique suivant le sens de rotation. Le tableau résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux et le couple [38].

Vecteur tension	V_{i-2}	V_{i-1}	V_i	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i+3}	V_0
ϕ_s	↓	↑	↑↑	↑	↓	↓↓	↑↓
$\Gamma_e(\Omega > 0)$	↓↓	↓↓	↓	↑	↑	↓	↓
$\Gamma_e(\Omega < 0)$	↓	↓	↑	↑↑	↑↑	↑	↑

TAB. 4.1 – Variation du flux et du couple due à l'application des vecteurs tension V_s

Les tables de commutation sont élaborées en fonction des états des sorties des correcteurs à hystérésis du flux et de couple, et le secteur de position de flux. Les tableaux suivants résument les vecteurs de tension appliqués à l'onduleur pour chaque configuration possible des correcteurs flux et couple au fonctionnement à deux quadrants et au fonctionnement à quatre quadrants [38].

Secteur			1	2	3	4	5	6	
Ccpl	1	Cflx	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
			0	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
Ccpl	0	Cflx	1	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
			0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7

TAB. 4.2 – Fonctionnement à deux quadrants(table 1)

Secteur			1	2	3	4	5	6	
Ccpl	1	Cflx	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
			0	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
Ccpl	0	Cflx	1	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6
			0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7

TAB. 4.3 – Fonctionnement à deux quadrants (table 2)

Secteur			1	2	3	4	5	6	
Ccpl	1	Cflx	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
			0	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
Ccpl	0	Cflx	1	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6
			0	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3

TAB. 4.4 – Fonctionnement à deux quadrants (table 3)

Secteur			1	2	3	4	5	6	
Ccpl	1	Cflx	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
			0	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
Ccpl	0	Cflx	1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
			0	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

TAB. 4.5 – Fonctionnement à quatre quadrants (table 5)

4.3 Commande du couple d'un moteur asynchrone

Pour l'expérimentation des méthodes de régulation de couple d'un moteur asynchrone, nous utilisons le banc d'essais présenté au chapitre 3. Le DSP reçoit les informations sur les variables analogiques via les convertisseurs analogiques/numériques de la carte de commande. La sortie du bloc commande constitue les signaux de commande des transistors. Ces signaux, envoyés par les sorties numériques de la carte (Ports E/S), après mise en forme par l'interface, sont appliqués aux transistors de l'onduleur.

4.3.1 Contrôle direct du couple

Afin de contrôler directement le couple électromagnétique du moteur asynchrone, nous utilisons la méthode de contrôle direct du couple (DTC) représentée avant [40].

Secteur		1	2	3	4	5	6	comparateur
Cfix=1	Ccpl=1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	02 niveaux
	Ccpl=0	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	02 niveaux
	Ccpl=-1	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	03 niveaux
Cfix=0	Ccpl=1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	02 niveaux
	Ccpl=0	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	02 niveaux
	Ccpl=-1	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	03 niveaux

TAB. 4.6 – Fonctionnement à quatre quadrants (table 6)

A - Correcteur du couple à Hystérésis classique :

Le schéma expérimental du contrôle direct du couple d'un moteur asynchrone est représenté dans la figure 4.2.

La fréquence d'échantillonnage est fixée à 10KHz. Donc une période d'échantillonnage de $100\mu s$. La durée d'exécution du programme de chaque interruption de Timer est environ $50\mu s$.

Les variables estimées par le calculateur sont disponibles sous la forme analogique à la sortie de la carte de conversion numérique/analogique. Le flux du référence est fixé au voisinage de 0.5 wbr, et le couple de référence est fixé à 0.7 N.m puis on applique un échelon de 1.4 N.m.

La figure 4.3 représente les résultats pratiques de mesure du courant de phase de moteur et leurs spectres harmoniques.

La figure 4.4 présente les composants du flux statorique ϕ_α et ϕ_β dans le plan bipolaire, et ainsi la trajectoire du flux. On constate que les composantes de flux ϕ_α et ϕ_β sont de forme sinusoïdale décalés de $\frac{\pi}{2}$. La trajectoire du flux statorique forme une cercle c'est à dire qu'il varie dans l'entourage du flux de référence.

Le couple électromagnétique est présenté dans la figure 4.5. A partir des résultats expérimentaux obtenus, on enregistre que le couple électromagnétique estimé par le calculateur DSP suit le couple de référence. Les essais en régime dynamique (l'application d'un échelon du couple de référence) montrent un temps de réponse du couple fiable. .

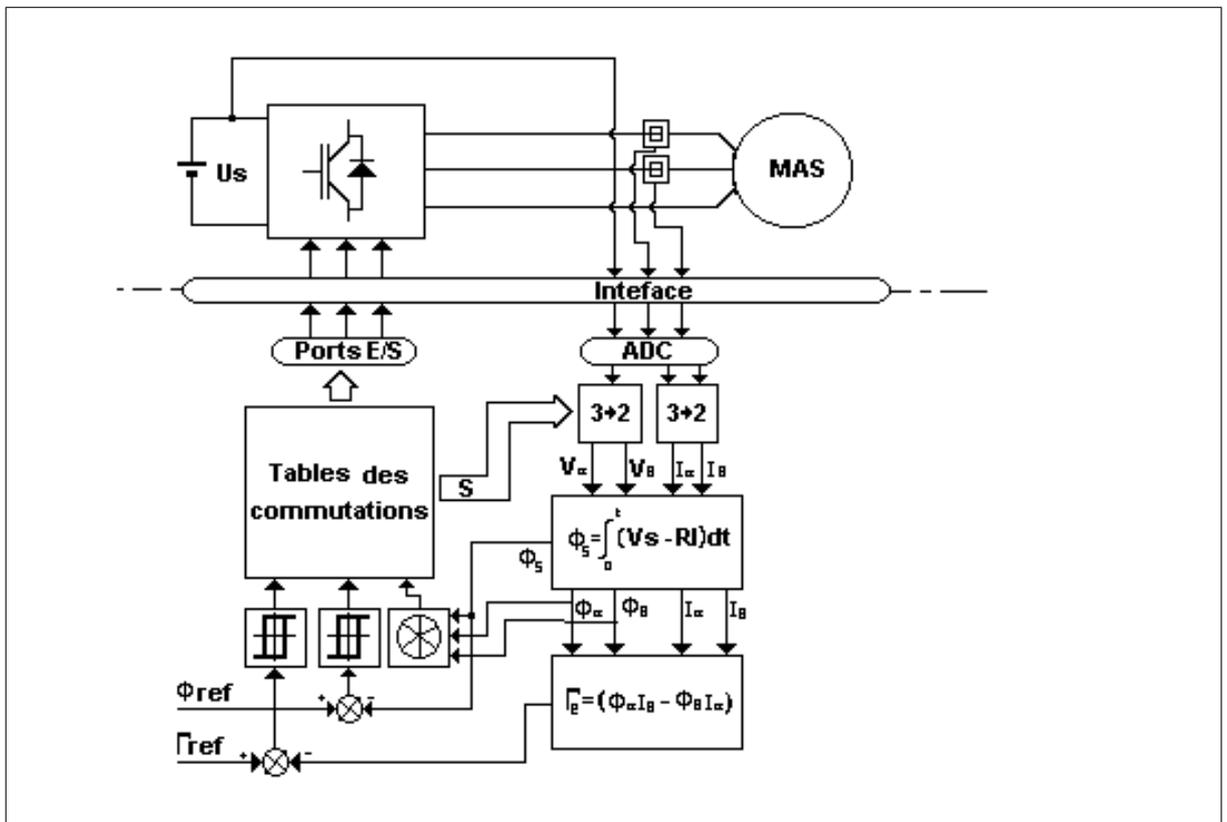


FIG. 4.2 – Contrôle direct du couple d'un moteur asynchrone

B - Correcteur du couple à Hystérésis Modulée :

Afin de réduire la fréquence de commutation nous avons remplacé le régulateur à hystérésis conventionnelle du couple électromagnétique par un régulateur à hystérésis modulée à deux niveaux. Le principe de ce régulateur est le même que celui du courant (expliqué au chapitre 1) basé sur l'association au couple de référence un signal triangulaire à fréquence imposée et amplitude calculée pour un bon fonctionnement.

La figure 4.6 représente le schéma expérimental du contrôle direct du couple par un régulateur à hystérésis modulée. Les figures 4.7, 4.8, 4.9 et 4.10 représentent les résultats d'essais pratiques pour une fréquence de modulatrice de 350Hz.

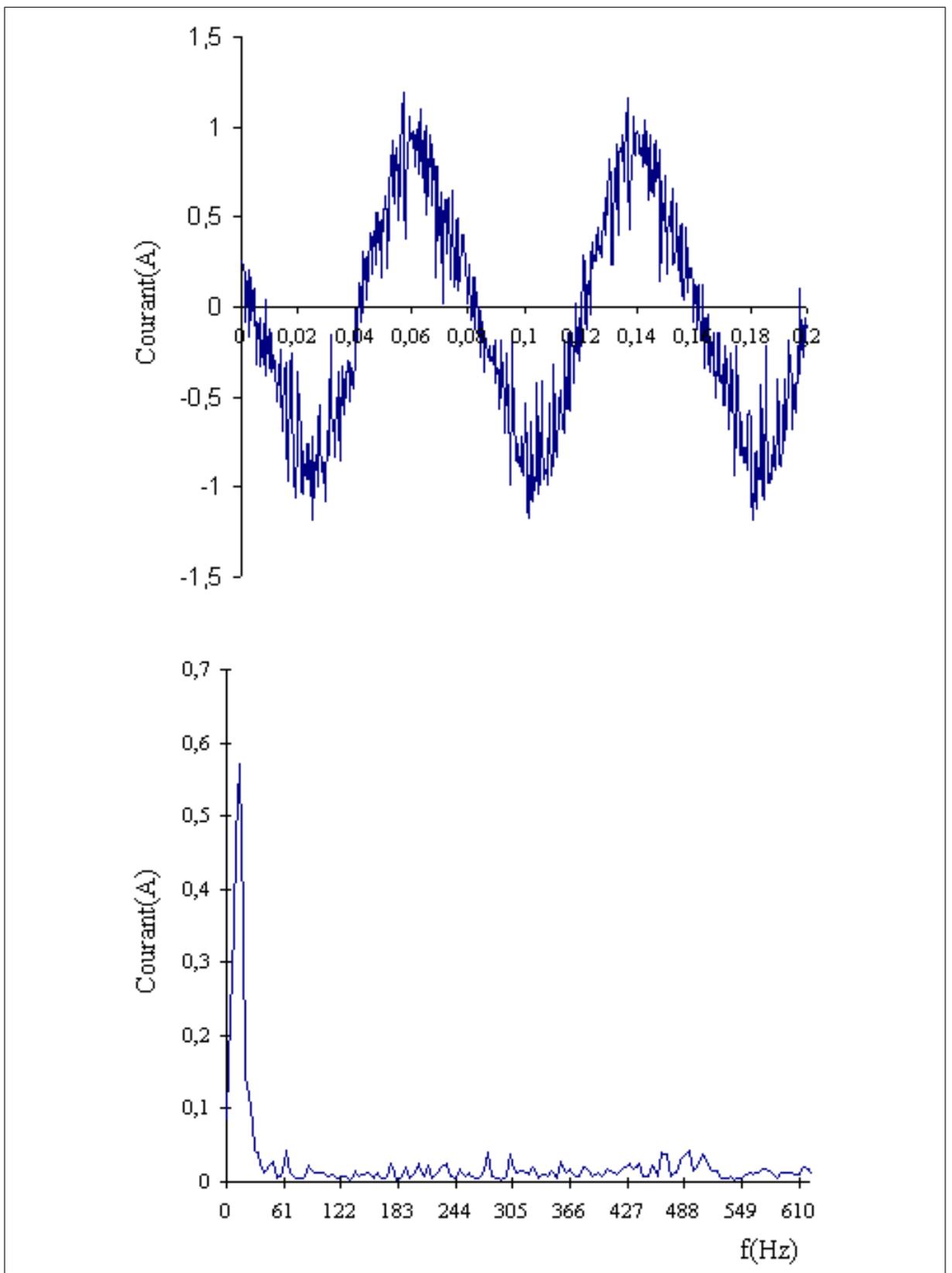


FIG. 4.3 – Courant de phase et son spectre pour DTC classique

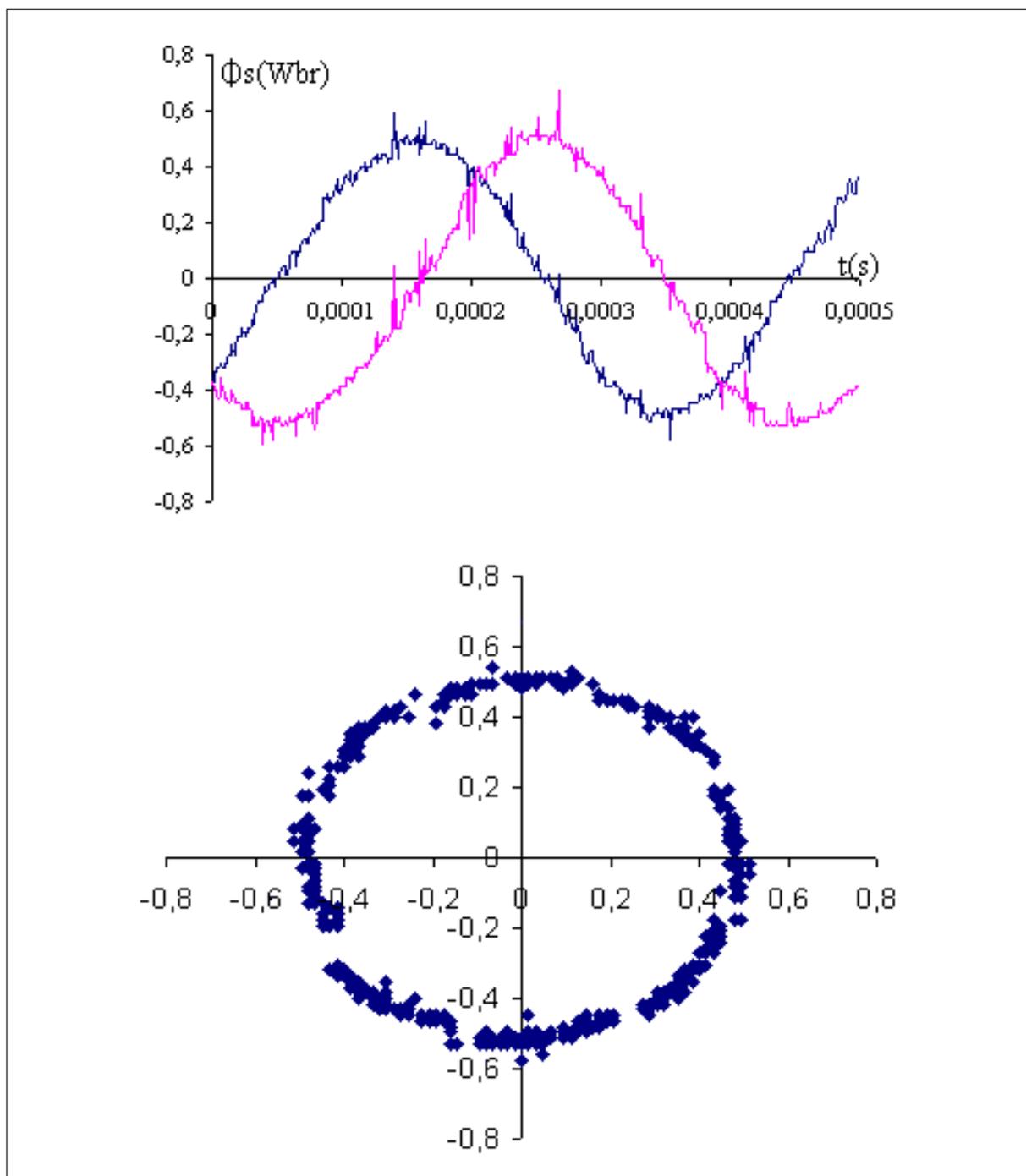


FIG. 4.4 – Forme du flux statorique

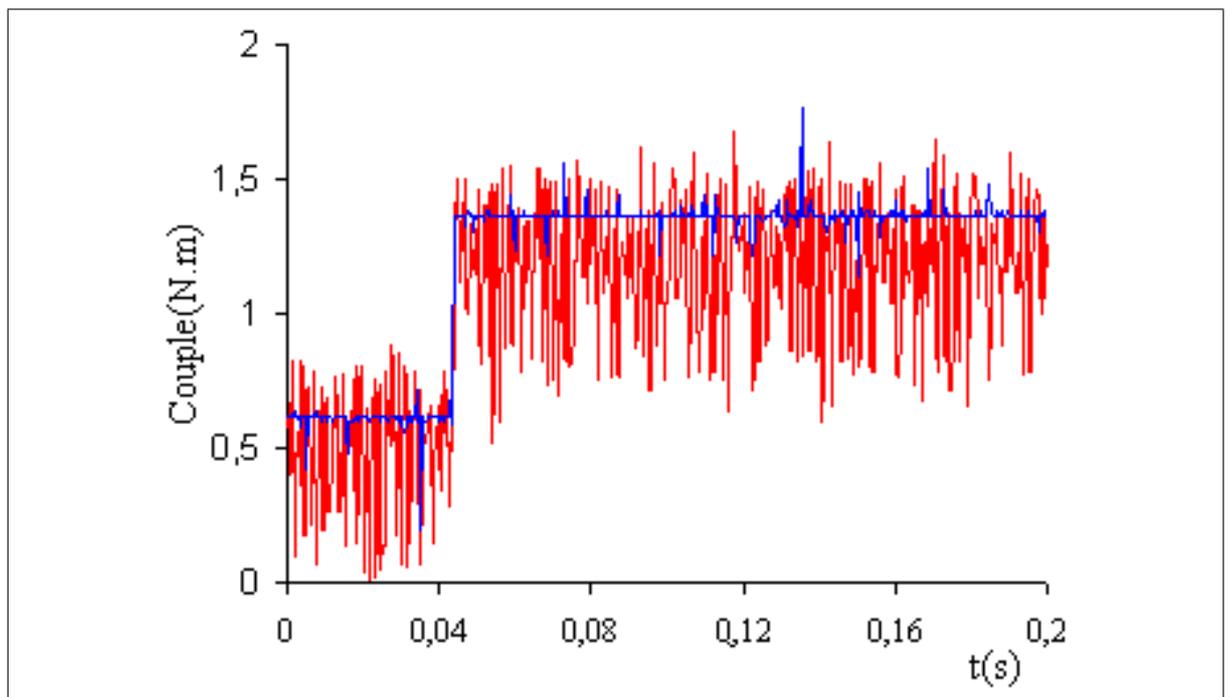


FIG. 4.5 – Couple d'un moteur asynchrone

La figure 4.7 présente le couple de référence et le couple réel estimé par le calculateur. Le couple électromagnétique et la référence sont présentés plus clairement dans la figure 4.8 où nous remarquons que la fréquence d'ondulation du couple est fixée et égale à celle de modulatrice.

Les courants des phases de moteur et leurs spectres harmonique sont exposés dans la figure 4.9. La figure 4.10 présente les composante de flux statorique ϕ_α et ϕ_β et la trajectoire de flux $\phi_\beta = f(\phi_\alpha)$. On remarque que le flux est plus stable, dans le cas de régulateur de couple à hystérésis conventionnelle.

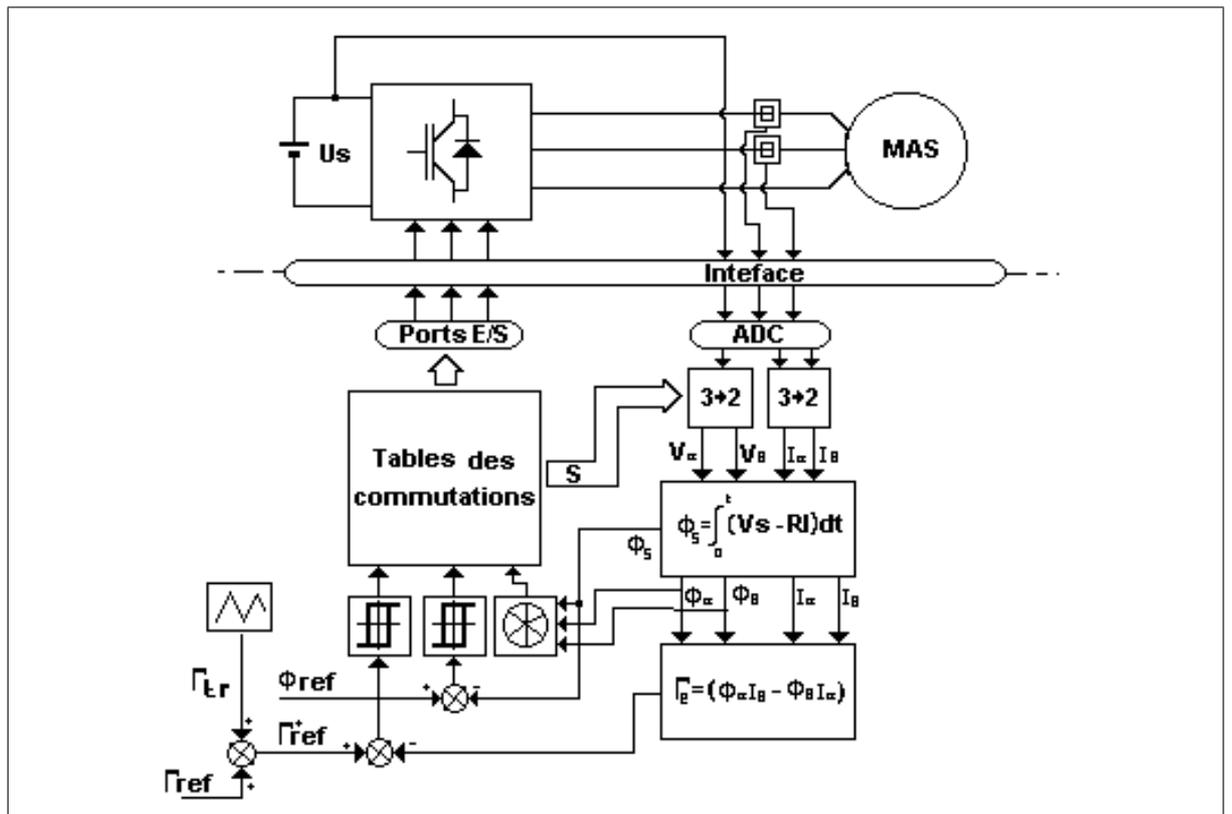


FIG. 4.6 – Schéma expérimental du DTC par un régulateur à hystérésis modulée

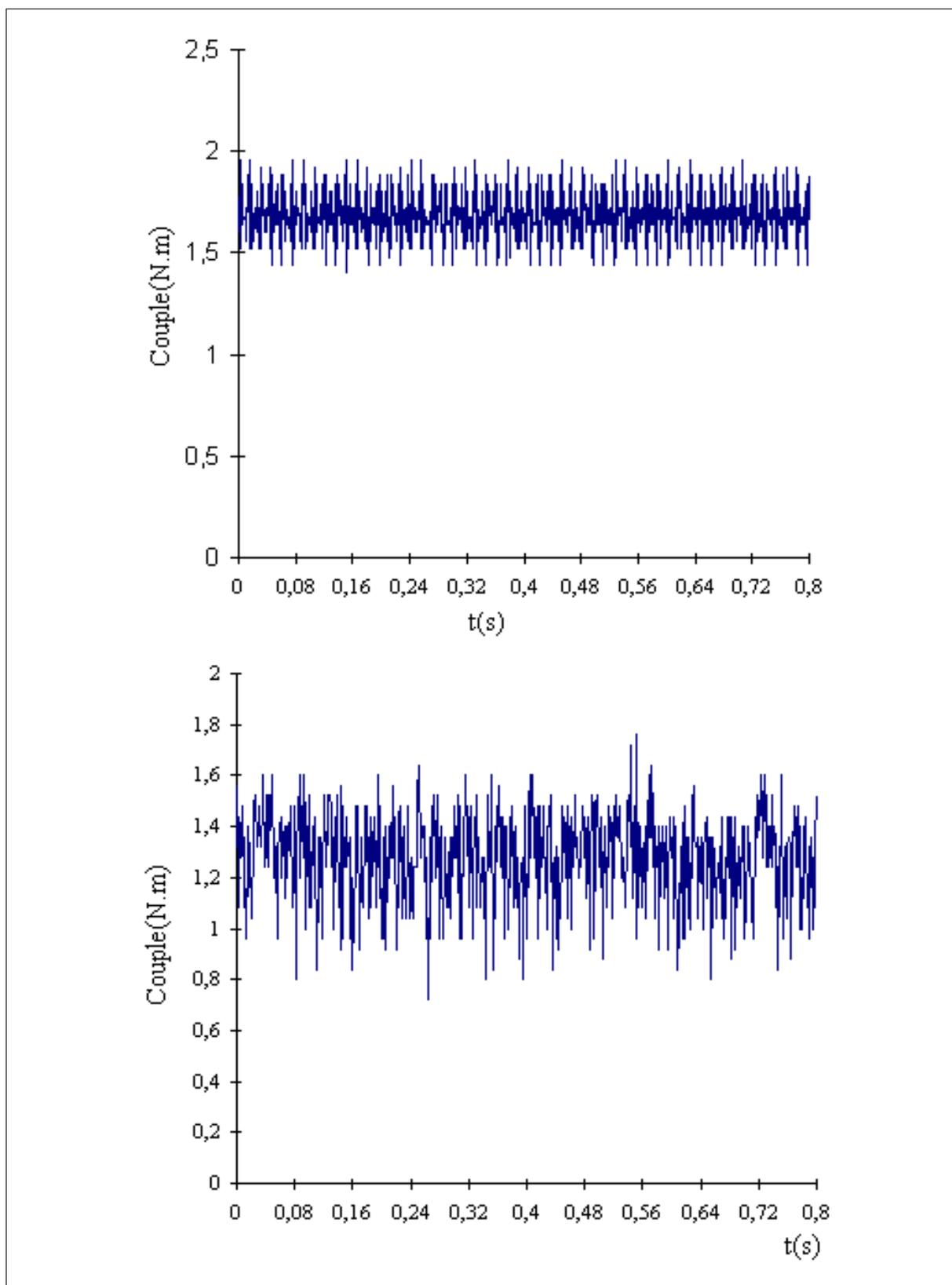


FIG. 4.7 – Le couple de reference et le couple électromagnétique pour l'hystérésis modulé

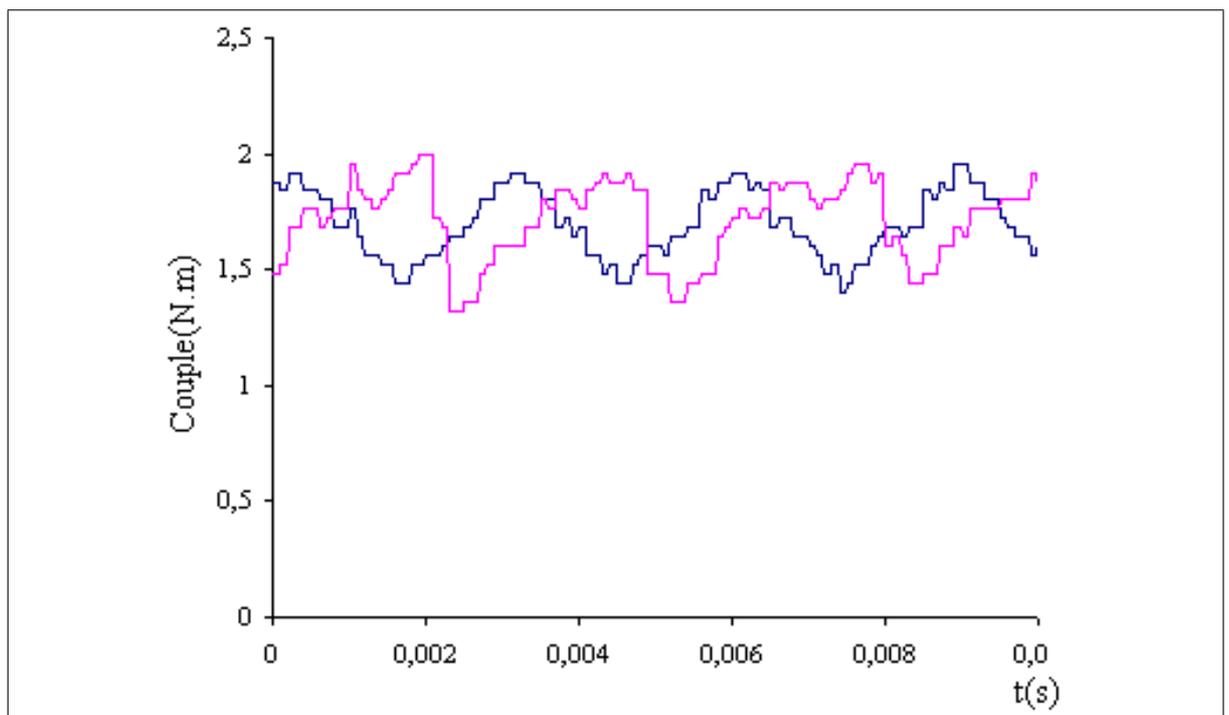


FIG. 4.8 – Le couple électromagnétique commandé par hystérésis modulé

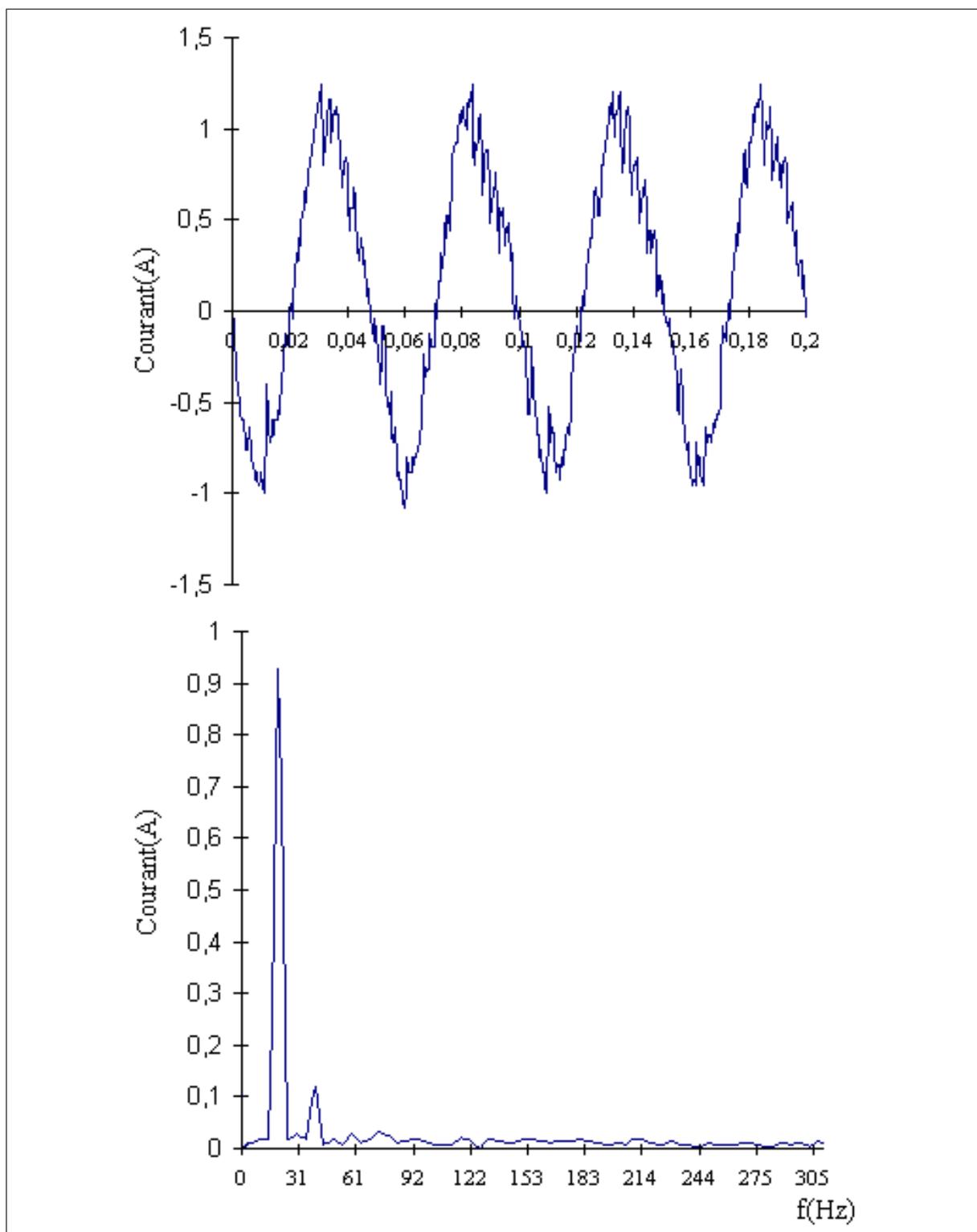


FIG. 4.9 – Courant de phase

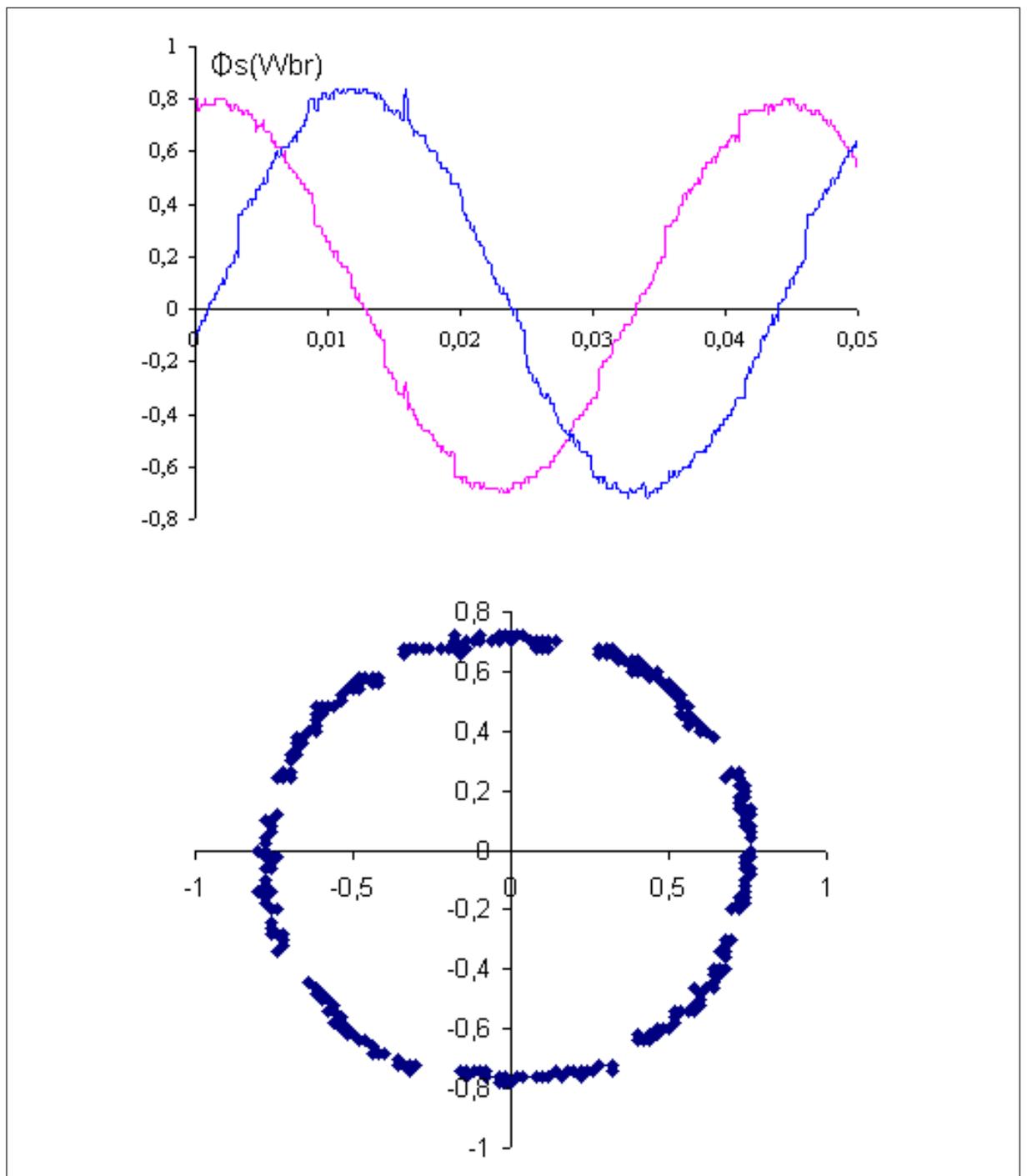


FIG. 4.10 – L'évolution du flux statorique

4.4 Commande directe du couple d'un moteur synchrone

Les essais sur les méthodes de régulation de couple d'un moteur synchrone et le contrôle direct du couple (DTC) sont faites sur le même banc d'essais sans modification physique, Sauf l'utilisation d'un capteur de position supplémentaire.

4.4.1 Contrôle direct du couple :

Le schéma expérimental du contrôle direct du couple d'un moteur synchrone est représenté dans la figure 4.11.

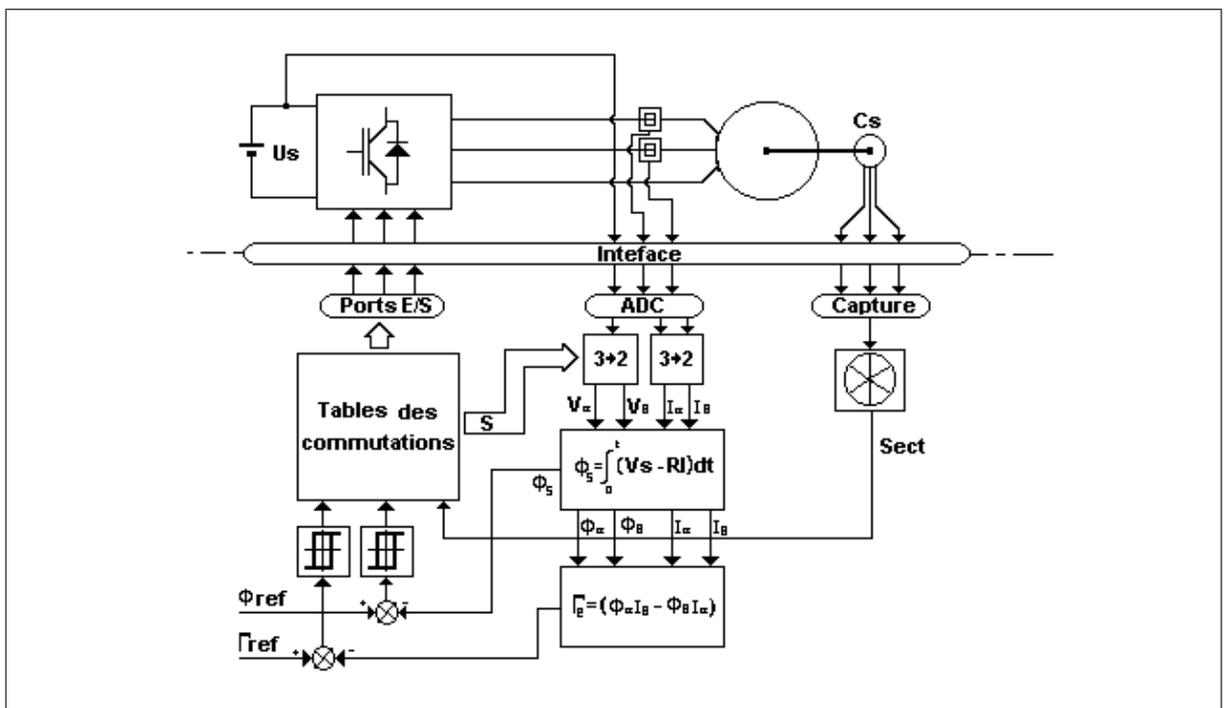


FIG. 4.11 – Contrôle direct du couple d'un moteur synchrone

Les mêmes paramètres et mêmes algorithmes que ceux du moteur asynchrone sont appliqués dans le cas d'un moteur asynchrone (La fréquence

d'échantillonnage est fixée à 10KHz).

La détection du secteur de position initiale du rotor est faite par un capteur de position, pour assurer le démarrage de la machine et la synchronisation du flux statorique.

Les variables estimés par le DSP (couple et flux) sont Visualisées sur un oscilloscope sur la forme analogique à partir de la carte de conversion numérique/analogique.

L'application d'un flux de référence de 0.5 Wbr et d'un couple de référence de 1.4 N.m ont donné les résultats d'essais de contrôle direct du couple électromagnétique du moteur synchrone représentées sur les figures 4.12, 4.13 et 4.14 .

La figure 4.12 représente l'évolution des composants ϕ_α et ϕ_β du vecteur flux statorique de la machine, et la trajectoire de vecteur flux dans le repère de Concordia $\phi_\beta = f(\phi_\alpha)$.

Le flux statorique de la machine synchrone commandée par la méthode DTC, est un peu déformé à cause de l'utilisation d'un moteur synchrone à rotor bobiné. Le flux rotorique de ce type des machines n'est pas stable, et dépend de la mutuelle rotor/stator et du courant d'excitation. Une bonne commande directe du couple de cette machine nécessite une régulation du courant d'excitation pour garder la valeur du flux à sa valeur nominale et pour un fonctionnement à couple constant [41].

Le relève pratique du couple électromagnétique est représenté sur la figure 4.14. Il est clair que le couple électromagnétique suit sa référence(1.4 N.m).

Dans la figure 4.13, on peut observer la forme du courant de phase du moteur synchrone et son spectre d'harmoniques.

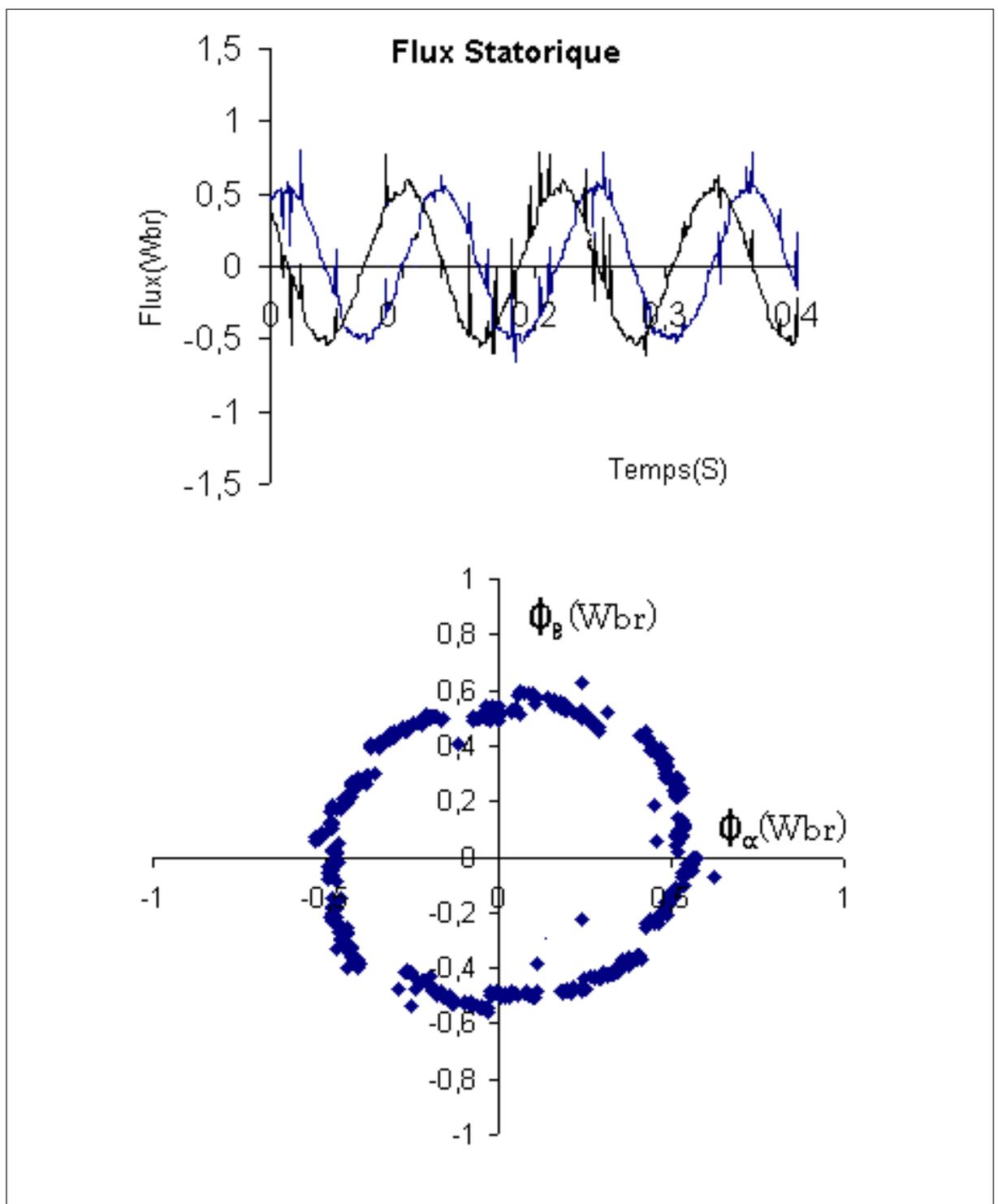


FIG. 4.12 – Forme du flux statorique du moteur synchrone

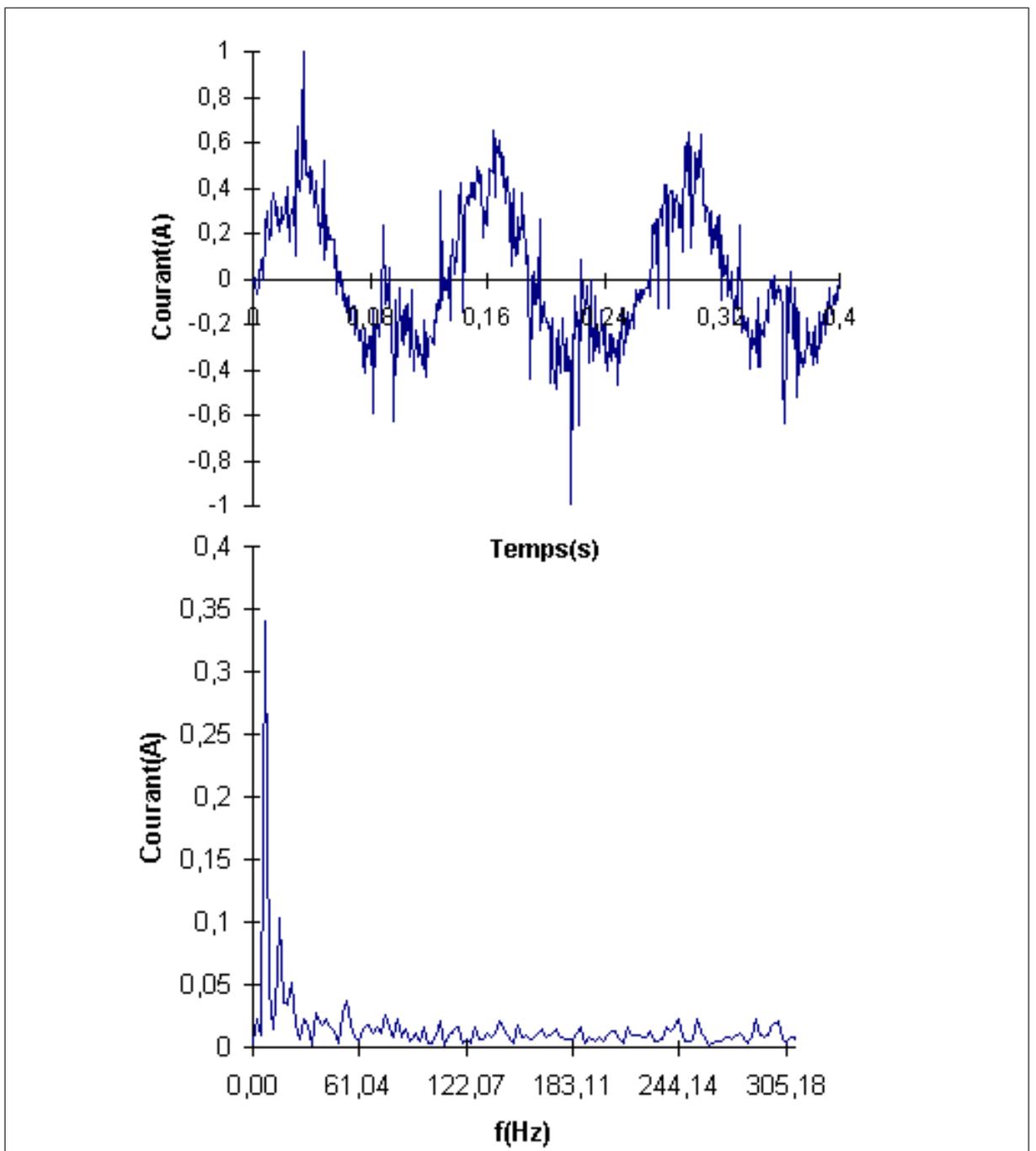


FIG. 4.13 – Courant de phase et son spectre harmonique

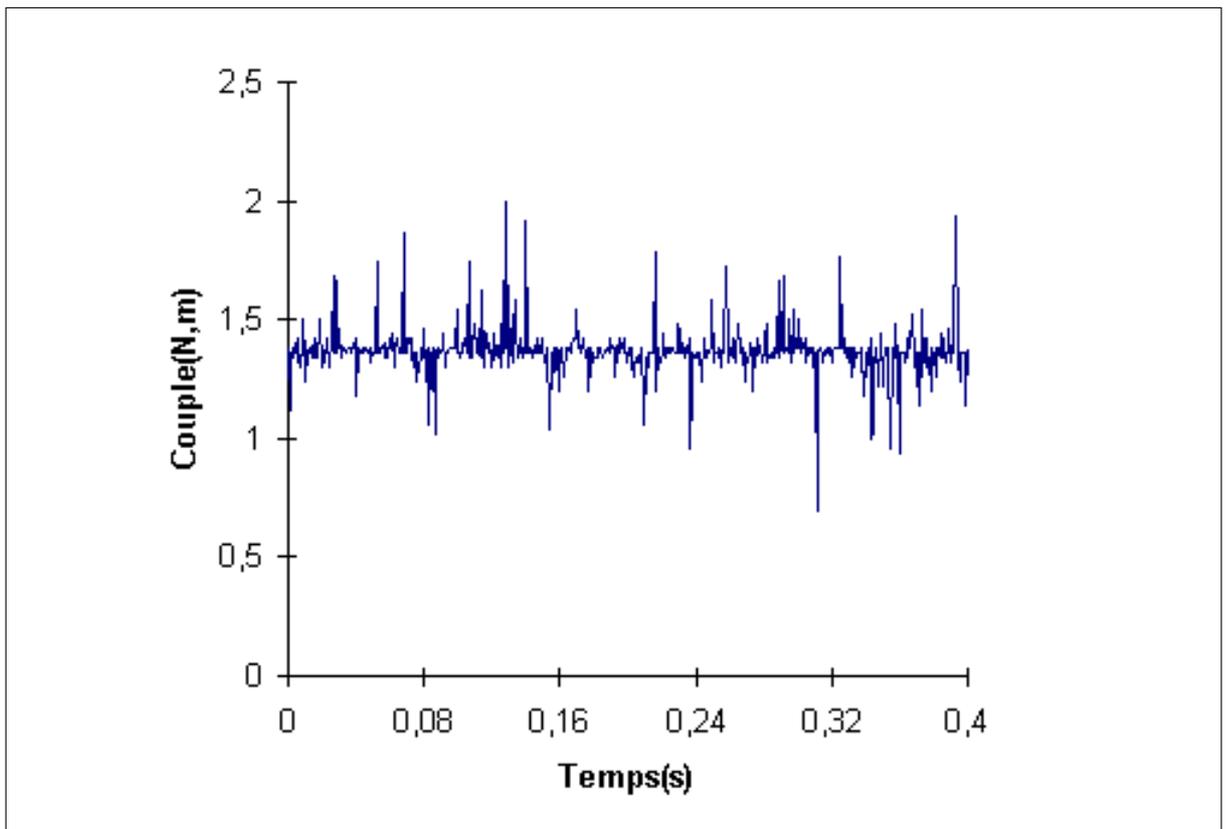


FIG. 4.14 – Couple électromagnétique du moteur synchrone

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit en premier lieu la méthode de contrôle direct du couple des machines à courant alternatif. Puis, nous avons présenté les résultats obtenus par des essais pratiques de la technique de contrôle direct du couple appliquée sur une machine asynchrone puis sur une machine synchrone.

Les essais expérimentaux en régime permanent sur la technique de contrôle direct du couple ont montré la robustesse de cette technique. Ainsi que le découplage du flux et du couple. Les essais en régime dynamique montrent la rapidité de la réponse du couple. L'utilisation de l'hystérésis modulé permet la réduction de la fréquence des ondulations du couple.

L'application de la méthode de contrôle direct du couple sur une machine synchrone nécessite l'utilisation d'un capteur de position pour le démarrage. Ce capteur de position donne le numéro du secteur. Cette information permet seulement de démarrer le moteur, mais pas de connaître l'angle de position initiale du rotor (Information nécessaire pour la bonne estimation du flux initial) [6][42].

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre de l'amélioration des techniques d'entraînement des machines électriques à courant alternatif, et a comme objectif essentiel, l'étude des techniques de contrôle du couple électromagnétique des machines alternatives. Pour cela nous avons commencé par une étude théorique sur les machines à courant alternatif et leurs alimentations.

En deuxième lieu après une simple présentation du processeur de signal DSP utilisé, nous avons réalisé un banc d'essais expérimental numérique universel permettant d'appliquer la majorité des méthodes d'entraînement variable des machines à courant alternatif sans modification physique du banc.

Dans la dernière partie, nous avons présenté brièvement la structure de contrôle direct du couple électromagnétique des machines à courant alternatif. Puis nous avons appliqué cette commande aux moteurs asynchrone et synchrone.

L'implémentation de la technique du contrôle direct du couple (DTC) sur les machines asynchrones, permet d'obtenir de haute performances dynamiques, et ne nécessite aucun capteur mécanique.

L'application du régulateur à hystérésis modulée pour réguler le couple du moteur asynchrone par la commande directe du couple (DTC) permet d'obtenir un meilleur résultat sur la fréquence d'ondulation du couple. Dans cette méthode, la fréquence d'ondulation du couple est imposée ce que, limite la fréquence de commutation du l'onduleur.

Pour contrôler le couple électromagnétique du moteur synchrone, nous avons utilisé la commande directe du couple (DTC) avec un capteur mécanique de position fixé sur l'arbre de la machine. L'utilisation du moteur synchrone à rotor bobiné sans régulation du courant d'excitation a provoqué des ondulations du flux de la machine.

En fin, nous souhaitons que ce travail soit complété, pour améliorer les performances du contrôle direct du couple. Il sera intéressant donc, d'utiliser les techniques modernes pour identifier la résistance statorique, et d'estimer le flux statorique et l'angle initial du flux du moteur synchrone pour éliminer le capteur mécanique.

Bibliographie

- [1] H. Bühler. *RÉGLAGE DE SYSTÈMES DE L'ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE*. ESET, 1996.
- [2] Ph. Ladoux. Variation de vitesse des machines à courant alternatif. Technical report, Réseau National de Ressources en Electrotechnique.
- [3] J. GHOSN. *Etude et réalisation de l'onduleur d'alimentation d'un moteur-roue pour véhicule électrique*. Thèse de doctorat de l'INPL, Nancy, 1999.
- [4] M.R.Zolghadri. *Contrôle direct du couple des actionneurs synchrones*. Thèse de doctorat de l'INP, Grenoble , 1997.
- [5] A. CUNIERE/G. FELD. Variation de vitesse des machines synchrones. Technical report, ENS de CACHAN.
- [6] CANUDAS DE WIT Carlos. *Modélisation contrôle vectoriel et DTC : commande des moteurs asynchrones* . Lavoisier, paris, 2000.
- [7] M. Pinard. *LES DSP FAMILLE ADSP218x*. Paris, 2000.
- [8] M. Correvon. Dsp orienté commande de moteurs. Technical report, ievd.
- [9] G. Baudoin et F. Virolleau. *DSP les processeurs de traitement du signal*. DUNOD, Paris 1996.
- [10] S. Delmas-Bendia E. SICARD. *Une introduction aux DSP*.
- [11] D. Sprague. A high performance dsp based system architecture for motor drive control. Master's thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, May 1993.
- [12] Texas Instruments. *TMS320LF2407, TMS320LF2406, TMS320LF2402, TMS320LC2406, TMS320LC2404, TMS320LC2402 DSP Controllers*. sprs094.
- [13] Texas Instruments. *Tms320lf/lc240x dsp controllers reference guide : System and peripherals*. spru357.

- [14] Texas instruments. 3.3 v dsp for digital motor control. *spra550*.
- [15] Texas Instruments. Tms320f240 dsp solution for obtaining resolver angular position and speed. *spra605*.
- [16] G. Baudoin/F. Virolleau. *LES DSP FAMILLE TMS320C54X*. Paris, 2000.
- [17] Texas Instruments. Tms320c2xx/tms320c24x code composer user's guide. *spru490*.
- [18] Texas Instruments. *TMS320C1x/C2x/C2xx/C5x Assembly Language Tools User's Guide*. spru018.
- [19] Texas Instruments. Tms320c2x/c2xx/c5x optimizing c compiler user's guide. *spru024e*.
- [20] Texas Instruments. *TMS320C2xx C Source Debugger User's Guide*. spru151.
- [21] Texas Instruments. *TMS320C2xx C Source Debugger User's Guide*. SPRU151.
- [22] Spectrum Digital. *ezdsp2407a*.
- [23] Texas Instruments. Dsp solutions for motor control using the tms320f240 dsp controller. *spra345*.
- [24] Texas Instruments. Using tms320 family dsps in motion control systems. *spra327*.
- [25] Texas Instruments. Using the tms320c24x dsp controller for optimal digital control. *spra295*.
- [26] Texas Instruments. Dsp solution for ac induction motor. *bpra043*.
- [27] Texas Instruments. Tms320c24x pwm full compare in symmetric mode. *spra369*.
- [28] Texas Instruments. Configuring pwm outputs of tms320f240 with dead band for different power devices. *spra289*.
- [29] Processeurs de signaux (dsp). Technical report, ievd.
- [30] Texas Instruments. Creating a sine modulated pwm signal. *spra411*.
- [31] Texas Instruments. Field oriented control 3-phase ac-motors. *bpra073*.
- [32] SIRIROJ SIRISUKPRASERT. Optimized harmonic stepped-waveform for multilevel inverter. Master's thesis, Blacksburg, Virginia, 1999.

- [33] Texas Instruments. Tms320c24x general purpose timer 1 symmetric mode. *spra368*.
- [34] Texas Instruments. Tms320c24x general purpose timer 1 asymmetric mode. *spra367*.
- [35] Texas Instruments. Implementation of speed field oriented control of 3-phase pmsm motor using 'f240. *spra588*.
- [36] Texas Instruments. Dsp solutions for bldc motors. *bpra055*.
- [37] Texas Instruments. Implementation sensorless speed controlled brushless dc drive using tms320f240. *bpra072*.
- [38] M. HADEF. *Contrôle direct du couple des machines synchrones avec et sans capteur mécanique*. Memoire de Magister, Universite de bejaia, 2002.
- [39] J. Luukko. *Direct torque control of permanent magnet synchronous machines*. PhD thesis, Lappeenranta University of Technology, May 2000.
- [40] N.R.N. ; Yatim, A.H.M. ; Idris. Implementation of direct torque control of induction machine utilising tms320c31 digital signal processor. *IEEE*, 2 :627–630, 2001.
- [41] O. Pyrhönen. *Analysis and control of excitation, field weakening and stability in direct torque controlled electrically excited synchronous motor drives*. PhD thesis, LAPPEENRANTA UNIVERSITY OF TECHNOLOGY, 1998.
- [42] H.A. ; El-Antably A. ; Shi, R. ; Toliyat. A dsp-based direct torque control of five-phase synchronous reluctance motor drive. *IEEE*, 2 :1077–1082, 2001.