

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
Université Abderrahmane MIRA de Bejaia.

Faculté : Technologie

Département : Electrotechnique.

MEMOIRE DE MAGISTER

Présenté pour l'obtention du diplôme de magister de l'université A. Mira, Bejaia Option:
systèmes Electro-Energétiques.

Par

ZIANE Djamel

Ingénieur d'état de l'Université A. Mira de Bejaia

THEME

*ETUDE ET CONCEPTION D'UNE
ALIMENTATION A COMMANDE
DIRECTE DU COUPLE POUR
MACHINE ASYNCHRONE
DOUBLE ETOILE*

Soutenu ledevant le jury composé de :

Président : M. KHEIREDDINE Abdelkrim, Maitre de conférences (A) à l'université de Bejaia.

Rapporteur : M. REKIOUA Toufik, Professeur de l'université A/ Mira de Bejaia.

Examineurs : M. SAOU Rachid, Maitre de conférences (A) à l'université de Bejaia.

M. AOUZELLAG Djamel, Maitre de conférences (A) à l'université de Bejaia.

REMERCEMENT

Voici venu le moment où je tiens à exprimer ma gratitude envers tous ceux qui m'ont aidé et soutenu tout au long de ce travail.

Je remercie en premier lieu le Professeur Tufik REKIOUA, promoteur de cette thèse. Ces idées, ces conseils et ces critiques m'ont été d'une aide précieuse pour mener ce travail à bien. Au-delà de l'aspect scientifique de nos discussions, j'ai été particulièrement sensible à ces qualités humaines, à l'excellent climat relationnel qu'il s'est établi entre nous.

Mes remerciements s'adressent également aux autres membres de mon jury :

- *le Maitre de conférences (A) Mr KHEIREDDINE Abdelkrim de l'université de Bejaia, qui a accepté de présider ce jury,*

- *Maitre de conférences (A) M. SAOU Rachid et Maitre de conférences (A) M.*

AOUZELLAG Djamal, d'avoir accepté d'évaluer ce travail.

Je tiens aussi à remercier l'équipe du Laboratoire. Sans que l'ordre de citation ne préjuge d'une quelconque hiérarchie dans l'aide qu'ils m'ont apporté, la bonne humeur qu'ils ont su faire partager, un tout grand merci donc à Madame Dj. REKIOUA et Messieurs A. AZIL, Larbi, Mouloud, Metidji, Taib, Youcef, Kaci et ceux qui ont participé de près ou de loin pour la réalisation de ce modeste travail.

Enfin, je remercie tout particulièrement ma femme Nacera, mes parents ainsi que mes frères et sœurs pour leur soutien moral.

Table des matières

Table des matières

Liste des figures

Liste des tableaux

Notations

Introduction générale..... 1

CHAPITRE I : DESCRIPTION ET MODELISATION DE LA MASDE

Introduction..... 3

I.1 - Caractéristiques des Machines Multiphasées 3

 I.1.1 - Machines multiphasées « Type 1 » 3

 ➤ Exemple de machines multiphasées de « Type 1 »..... 4

 ➤ Remarque 4

I.1.2- Machines multiphasées de « Type 2 »..... 4

I.2 – Application des machines multiphasée..... 5

I.3- Description de la MASDE..... 5

I. 4 Hypothèses simplificatrices [02]..... 6

I.5- Modélisation de la machine double étoile 7

 I.5.1 Equations électriques 7

 I.5.2 Equations magnétiques 8

 I.5.3 Energie magnétique 11

 I.5.4 Couple électromagnétique..... 11

 I.5.5 Equation mécanique 12

I.6 Modèle biphasé de Park..... 12

 I.6.1 Transformation de base de Park 12

 II.6.2 Modèle de Park de la machine 14

 II.6.3 Choix du référentiel..... 14

 II.6.3.1 Référentiel lié au stator 14

 II.6.3.2 Référentiel lié au rotor 15

 II.6.3.3 Référentiel lié au champ tournant..... 15

Conclusion : 15

CHAPITRE II : APPLICATION DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE A LA MASDE

Introduction.....	16
II.1 Commande directe du couple	17
II.1.1 Principes généraux sur la commande directe du couple	17
II.1.1.1 Réglage de comportement du flux statorique.....	17
II.1.1.2 Réglage de comportement du couple électromagnétique.....	18
II.2 Application de la CDC à la machine asynchrone double étoile.....	19
II.2.1. Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé.....	20
II.2.2 Sélection du vecteur tension :	21
II.2.3 Estimation de flux et de couple.....	23
II.2.3.1 Estimation du flux statorique	23
II.2.3.2 Estimation du couple électromagnétique :	26
II.2.4 Elaboration des tables de commutation :	28
II.2.5 Analyse des différentes stratégies de commutation :.....	29
II.2.5.1 Fonctionnement à deux quadrants :	29
II.2.5.2 Fonctionnement à quatre quadrants :	30
II.2.6 Présentation des tables de commutation :	31
II.2.6.1 Fonctionnement à deux quadrants :	31
II.2.6.2 Fonctionnement à quatre quadrants :	32
II.3 Simulation numérique :	34
Conclusion :	36

CHAPITRE IV : REALISATION PRATIQUE

Introduction.....	37
III.1 Présentation général de la maquette :	37
III.2 Présentation des différentes parties du banc d'essais :	39
III.2.1 maquette de commande et de traitement :	39
III.2.1.1 Description de eZdsp :	39
Fig.VI.3. Schéma fonctionnel de eZdsp	42
III.2.1.2 Circuit buffer :	44
Fig.VI.4 Schéma de la carte d'isolation Buffer.....	45
Fig.VI.5 Schéma de l'inverseur.....	45
III.2.2 Carte d'interface :	46
III.2.2.1 Le Circuit optocoupleur :	47
III.2.2.2 Circuit d'attaque (drivers) :	48
III.2.3 Circuit de puissance :	49
III.2.3.1 Le transistor IGBT :	50
III.2.3.2 La diode de commutation BYT 30P- 1000 :	51
III.2.4 Le circuit de mesure :	51
III.2.4.1 Le capteur de courant :	51
III.2.4.2 Le circuit LM 358 :	53
III.2.4.3 Le circuit de décalage des signaux :	53
III.3 Les résultats pratiques obtenus :	57
III.3.1 Commande 180° :	57
III.3.2 Commande MLI :	59
III.3.3 Contrôle direct du couple :	61
III.4 Interprétation des résultats obtenus :	64
Conclusion :	65
Conclusion Générale.....	66
Bibliographie.....	68

LISTES DES FIGURES ET PHOTOS

I) FIGURES

CHAPITRE I

Fig. I.1. Enroulements de la MASDE	05
Fig. I.2 : Transformation de PARK.	14

CHAPITRE II

Fig. II.1 Sélection du vecteur tension selon la zone $N=i=1$	22
Fig. II.2 Contrôleur de flux statorique	25
Fig. II.3 Comparateur à hystérésis	25
Fig. II.4 : Correcteur du couple à trois niveaux.	27
Fig. II.5 Tension simple	34
Fig. II.6 Courant de phase	34
Fig. II.7 Flux statorique	35
Fig. II.8 Variation du module de flux	35
Fig. II.9 Variation du couple	35

CHAPITRE III

Fig.III.1 Schéma fonctionnel de la maquette	38
Fig.III.2. Carte DSP (TMS 320LF2407)	40
Fig.III.3. Schéma fonctionnel d'eZdsp	42
Fig.III.4 Schéma de la carte d'isolation Buffer	45
Fig.III.5 Schéma de l'inverseur	45
Fig.III.6 schémas interne d'un optocoupleur.	48
Fig.III.7 : Schéma fonctionnel du DRIVER IR2130	48
Fig.III.8 Schéma interne de l'IGBT	50
Fig.III.9 Allure de l'image du courant récolté.	52
Fig.III.10 Le circuit LM358.	53
Fig.III.11 Montage additionneur non inverseur.	54

Fig.III.12 Le convertisseur numérique analogique.	56
Fig.III.13 signal de commande	57
Fig.III.14 Tension composée	58
Fig.III.15 Tension simple	58
Fig.III.16 Courant de phase	58
Fig.III.17 Signal de commande	59
Fig.III.18 Tension simple	60
Fig.III.19 Tension Composée	60
Fig.III.20 Courant de phase	60
Fig. III.21 Signal de commande	62
Fig. III.22 Courant de phase	62
Fig. III.23 Flux alpha	62
Fig.III.24 Flux beta	63
Fig.III.25 Evolution du Flux statorique	63
Fig.III.26 Le couple électromagnétique de la machine (MASDE)	63

II) PHOTOS

Pho.III.1 Banc d'essais réalisé.	38
Pho.III.2 La carte DSP TMS320LF2407A	40
Pho.III.3 Carte buffer réalisée.	46
Pho.III.4 Carte d'isolation.	47
Pho.III.5 Le circuit drivers IR2130	49
Pho.III.6 Le circuit de puissance (onduleur hexaphasé).	50
Pho.III.7 les capteurs de courant.	52
Pho.III.8 Circuit de décalage des signaux.	54
Pho.III.9 Le convertisseur réalisé.	56

LISTE DES TABLEAUX

CHAPITRE II

Tab. II.1 : Variation du flux et du couple due à l'application des vecteurs tensions V_s .	28
Tab II.2 : Stratégies de sélection des vecteurs tensions pour un fonctionnement à deux quadrants.	30
Tab II.3 : Stratégies de sélection des vecteurs tensions pour un fonctionnement à quatre quadrants.	31
Tab II.4: Fonctionnement à deux quadrants.	31
Tab II.5: Fonctionnement à deux quadrants.	32
Tab II.7: Fonctionnement à quatre quadrants (correcteur à 2 niveaux).	33
Tab II.8 : Fonctionnement à quatre quadrants (correcteur à 3 niveaux).	33

NOTATIONS

MASDE:	Machine Asynchrone à Double étoile.
s_1, s_2, r :	Indices correspondants au stator 1, stator 2 et au rotor.
a_{s1}, b_{s1}, c_{s1} :	Indices correspondants aux trois phases du 1 stator.
a_{s2}, b_{s2}, c_{s2} :	Indices correspondants aux trois phases du 2 stator.
A_r, b_r, c_r :	Indices correspondants aux trois phases du rotor.
R_{s1}, R_{s2}, R_r :	Résistances statoriques et rotoriques.
L_{s1}, L_{s2} :	Inductance propre d'une phase statorique.
L_r :	Inductance propre d'une phase rotorique.
M_{ij} :	Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.
L_{sr} :	Inductance mutuelle entre phases statoriques
M_{ij} :	Inductance mutuelle entre phases rotoriques.
J :	Moment d'inertie.
ω_m :	Vitesse mécanique de la machine.
ω_s :	Pulsation électrique statorique.
ω_r :	Pulsation électrique rotorique.
Ω_s :	Vitesse de rotation du champ tournant (vitesse de synchronisme).
p :	Nombre de paires de pôles de la machine.
ω :	Vitesse angulaire des axes (d, q) par rapport au rotor.
d, q :	Axes longitudinal et en quadrature du repère de Park.
C_r :	Couple résistant.
C_{em} :	Couple électromécanique.
K_f :	Coefficient de frottement.
$\Phi_{s1}, \Phi_{s2}, \Phi_r$:	Flux statorique et rotorique.
$\varphi_{\alpha}, \varphi_{\beta}$:	Flux statorique de la MASDE suivant l'axe α, β
δ :	Angle de déphasage entre les deux systèmes de tension d'alimentation du stator
V :	Tension.
i :	Courant.
Φ_m :	Flux magnétisant.
T :	Période d'échantillonnage
C :	Couple résistant
C_{em} :	Couple électromagnétique

C_{flux} :	Contrôleur du flux, $\Delta\phi$: largeur de la bande d'hystérésis du flux.
C_{cpt} :	Contrôleur du couple, ΔC : largeur de la bande d'hystérésis du couple.
$[P(\theta)]$:	Matrice de transformation de Park.
ASIC :	Application Specific Integrated Circuits)
CDC:	Contrôle direct du couple
DSP :	Digital Signal Processor
MIPS :	Méga instruction par seconde
I/O :	Input/output (entrée/sortie)
PC :	Compteur de programme
ALU :	Unité logique et arithmétique
ACC :	Registre accumulateur
TREG0 :	Registre de multiplication
PREG :	Registre de résultats de multiplication
PLU :	L'unité logique
AUXREGS :	registre auxiliaires
AR0...AR7 :	Registres auxiliaires
ARAU :	L'unité arithmétique auxiliaire
ARP :	Pointeur des registres auxiliaires
DARAM :	Mémoire vivante à double accès
EEPROM :	Mémoire morte effaçable et programmable.
DMA :	Accès directe au mémoire.
IGBT:	Insulated gate bipolar transistor.
GTO:	Gate turn-off.

*INTRODUCTION
GENERALE.*

INTRODUCTION GENERALE

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 elles existent plusieurs limitations d'emploi de cette machine, limitée en courant, en puissance et limitée d'emploi dans une atmosphère corrosive. Ces contraintes qui ont entraîné l'utilisation des machines à courant alternatif, en remplaçant des machines à courant continu comme variateur de vitesse.

Depuis l'apparition des Machines Asynchrones, la version triphasée s'est vite imposée. Actuellement, elles constituent la majeure partie des systèmes d'entraînement industriels car elles possèdent de nombreux avantages : Une structure de machine simple, Robustesse et bon marché.

Le développement des semi-conducteurs de puissance a permis de créer des commutateurs rapides, utilisés dans les convertisseurs de puissance, ils offrent une grande flexibilité d'utilisation et simplifient les systèmes d'entraînement des machines asynchrones. La numérisation de la commande de ces convertisseurs, grâce à l'apparition des processeurs, a rendu ces structures plus rapides et fiables ce qui a aidé cette technologie à se propager dans l'industrie où elles subissent de grandes contraintes.

Cependant, le développement de nouvelles structures de convertisseurs statiques a rendu possible d'augmenter le nombre de phases au-delà de trois phases et de limiter les contraintes électriques subies par les semi-conducteurs ce qui permet des applications pour les gammes de forte puissance.

Actuellement les structures de machines multiphasées les plus utilisées sont les Machines Asynchrones Double Etoile (MASDE). Elles trouvent leurs applications dans les systèmes embarqués comme la traction des trains et la propulsion des navires.

La commande directe du couple (CDC) est basée sur le découplage du couple et du flux de la machine. Cette dernière applique des algorithmes d'estimations 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 commande et de gestion électronique beaucoup plus faibles, et reproductibles.

Pour la commande numérique des machines électriques, des processeurs DSP spécialisés sont apparues. Le TMS320LF24074A est un DSP contrôleur à 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 impulsion vectorielle de l'onduleur alimentant la machine asynchrone. Et il est possible d'envisager plusieurs modes de commande en boucle fermée, à partir de données obtenues. Il effectue en temps réel les calculs et les transformations nécessaires pour optimiser les commandes d'asservissement.

Notre travail concerne le contrôle direct du couple (CDC) de la machine asynchrone double étoile par une carte DSP de type TMS320LF24074A. Pour ce but un banc d'essais expérimental a été réalisé.

Dans premier chapitre, nous avons présentés brièvement les machines multiphasées ainsi la modélisation de la machine asynchrone double étoile (MASDE).

Le deuxième chapitre est consacré au principe et au développement de la commande direct du couple (CDC) appliqué à la machine asynchrone double étoile (MASDE).

Au troisième chapitre, Nous avons décrits l'architecture du processeur du signal DSP TMS320LF24074A destiné au contrôle des machines électriques et les convertisseurs statiques. Et la présentation des différents blocs qui constituent le banc d'essais ainsi les résultats expérimentaux obtenus lors des essais effectués sur l'ensemble convertisseurs-machines (MASDE) en boucle ouverte et en boucle fermée.

Chapitre I

DESCRIPTION ET MODELISATION DE LA MASDE

CHAPITRE I : DESCRIPTION ET MODELISATION DE LA MASDE

Introduction

Les machines triphasées à courant alternatif dominant assez largement le domaine des machines électriques, mais depuis longtemps déjà on s'intéresse aux machines ayant un nombre de phases supérieur à trois. Ces machines sont souvent appelées "machines à grand nombre de phases" ou "machines multiphasées".

Dès la fin des années 1920, les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour accroître la puissance des alternateurs synchrones de très forte puissance. [01]

I.1 - Caractéristiques des Machines Multiphasées

Comme toutes machines électriques tournantes, la machine à n phases comporte un stator et un rotor, avec une seule différence au niveau de la construction du stator telle que, le stator comporte plusieurs enroulements. Elles s'appelle une machine électrique multiphasées.

La machine multiphasée est caractérisée par :

1. La constitution des enroulements dans le stator sont identiques,
2. Chaque'une des phases est décalés d'un angle de $2\pi/n$ par rapport à une autre,
3. n : représente nombre de phases.

nous distinguons deux modèles de machines multiphasées. Le premier modèle est les machines multiphasées de « Type 1 » et le deuxième modèle est les machines multiphasées de « Type 2 ».

I.1.1 - Machines multiphasées « Type 1 »

Les machines multiphasées « Type 1 » sont des machines, alimentées par une source d'énergie électrique de plusieurs phases, où le nombre de phases statoriques « q » est un multiple de trois ; comme elle est donnée par la relation

Suivante :[02]

$$q = 3n \text{ avec } (n=1, 2, 3, 4, 5, 6, \dots)$$

A partir de la relation de q ; nous deduisons que nous pouvons avoir un système de n étoiles triphasées appelées aussi machines multi - étoile.

➤ **Exemple de machines multiphasées de « Type 1 »**

Soit une machine multiphasée de six phases, donc l'angle de décalage entre une phase et une autre est $\pi/3$, six phases régulièrement décalées de α entre deux bobinages adjacents. En effet, cette machine a les mêmes caractéristiques de fonctionnement (en ce qui concerne les harmoniques d'espace et de temps) qu'une machine triphasée (pour laquelle $q=q_a=3$) [02].

Pour une machine multiphasées, on peut avoir plusieurs configurations possibles suivant le nombre de phases et décalage angulaire entre deux bobines adjacentes [6]. Comme une machine asynchrone double étoile donne un nombre de phases égal à 6 et un décalage angulaire entre deux bobinages égal à $\pi/6$.

Pour différencier les configurations possibles, nous pouvons introduire un « nombre équivalent de phases », noté q_a , telle que [02] :

$$q_a = \pi / \alpha \quad \mathbf{I.1}$$

➤ **Remarque**

nous remarquons que le fonctionnement de cette machine de type 1 est normal si nous avons autant de neutre que d'étoiles, c'est-à-dire n neutres isolés.

I.1.2- Machines multiphasées de « Type 2 »

Les machines multiphasées de Type 2 sont des machines dont le nombre de phases statoriques q est un nombre impair. Si α désigne le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes, les q phases sont alors régulièrement décalées de $2\pi/q=2\alpha$ [6], ainsi, nous aurons :

$$q = q_a = \pi / \alpha \quad \mathbf{I.2}$$

I.2 – Application des machines multiphasée

Les machines multiphasées sont utilisées beaucoup plus dans les applications de puissances élevées, par exemple les alternateurs synchrones pour générer une puissance élevée par rapport aux alternateurs conventionnels. Parmi ces applications nous citons les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins des compresseurs, les moulins du ciment,... etc.

Une autre application concerne l'utilisation des machines multiphasées dans les systèmes de production de l'énergie éolienne : la machine double étoile génère de l'énergie à travers deux systèmes triphasés connectés à un transformateur pour adapter les tensions des six phases aux tensions des réseaux.

I.3- Description de la MASDE

La MASDE se compose d'un stator portant deux enroulements triphasés identiques et décalés d'un "angle électrique" α quelconque (si p est le nombre de paires de pôles, $\alpha = pam$, am étant l'angle réel de décalage ou "angle mécanique" de décalage), et d'un rotor qui peut être soit bobiné soit à cage d'écurieil. Pour simplifier, nous considérerons que les circuits électriques du rotor sont équivalents à un enroulement triphasé en court-circuit. La figure I.3 donne la position des axes magnétiques des neuf enroulements formant les neuf phases.

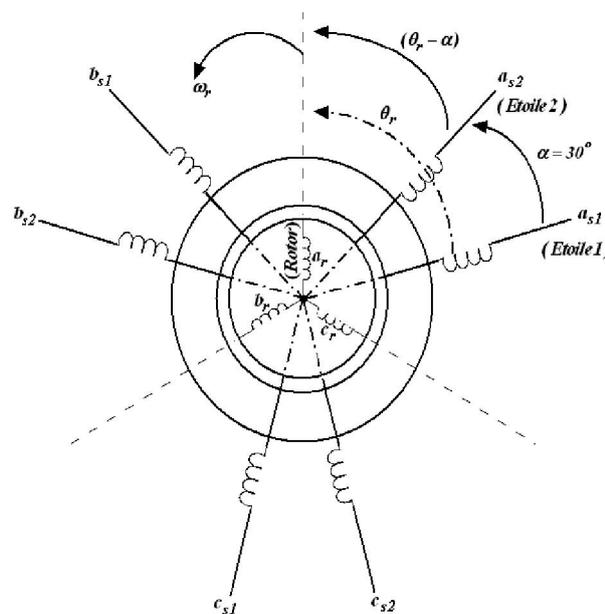


Fig. I.1 Enroulements de la MASDE

Nous noterons d'un indice 1 les grandeurs relatives à la 1ère étoile (ou "stator 1"), et d'un indice 2 celles relatives à la 2ième étoile (ou "stator 2").

L'angle θ_1 exprime la position du rotor (phase ra) par rapport au stator 1 (phase $sa1$), et θ_2 la position du rotor par rapport au stator 2 (phase $sa2$) :

$$\theta = \Omega_M t + \theta_0 \quad \mathbf{I.3}$$

$$\theta_1 = \theta_2 + \alpha \quad \mathbf{I.4}$$

Avec Ω_M , la vitesse mécanique du rotor.

Si ω_s est la pulsation fondamentale des courants statoriques, la vitesse de rotation de la force magnétomotrice (f.m.m) d'entrefer est $\Omega_s = \omega_s/p$ (vitesse de synchronisme), p étant le nombre de paires de pôles de la machine. La vitesse du rotor vaut :

$$\Omega_M = (1 - g_1) \frac{\omega_s}{p} \quad \mathbf{I.5}$$

où g_1 est défini comme étant le glissement relatif au fondamental de la f.m.m:

$$g_1 = \frac{\omega_s - p\Omega_M}{\omega_s} \quad \mathbf{I.6}$$

La pulsation des courants rotoriques fondamentaux est alors :

$$\omega_r = g_1 \omega_s \quad \mathbf{I.7}$$

Par souci de clarté, l'étude théorique sera menée sur une machine bipolaire ($p = 1$), ce qui revient à travailler avec l'angle électrique θ , égal à p fois l'angle mécanique θ_m ($\theta = p\theta_m$). Les résultats seront facilement transposables en divisant les vitesses et en multipliant les couples par p .

I. 4 Hypothèses simplificatrices [02]

Pour notre étude, nous considérons les hypothèses suivantes :

- Le circuit magnétique est non saturé ;
- Les pertes (par hystérésis et courant de Foucault) sont négligées ;
- Les forces magnétomotrices créées par chacune des phases des deux armatures sont à répartition sinusoïdale d'où résulte du fait que l'entrefer est constant, que les inductances propres sont des constantes et que les inductances mutuelles entre deux enroulements sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre leurs axes magnétiques;
- Les résistances ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau ;
- La machine est de constitution symétrique [9].

I.5- Modélisation de la machine double étoile

I.5.1 Equations électriques

Les équations des tensions de la machine asynchrone à double étoile représentent pour chaque enroulement la somme de la chute ohmique et la chute inductive due au flux.

$$\text{Pour l'étoile 1 : } \begin{cases} v_{sa1} = R_{sa1}i_{sa1} + \frac{d\Phi_{sa1}}{dt} \\ v_{sb1} = R_{sb1}i_{sb1} + \frac{d\Phi_{sb1}}{dt} \\ v_{sc1} = R_{sc1}i_{sc1} + \frac{d\Phi_{sc1}}{dt} \end{cases} \quad \mathbf{I.8}$$

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{cases} v_{sa2} = R_{sa2}i_{sa2} + \frac{d\Phi_{sa2}}{dt} \\ v_{sb2} = R_{sb2}i_{sb2} + \frac{d\Phi_{sb2}}{dt} \\ v_{sc2} = R_{sc2}i_{sc2} + \frac{d\Phi_{sc2}}{dt} \end{cases} \quad \mathbf{I.9}$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} 0 = R_{ra}i_{ra} + \frac{d\Phi_{ra}}{dt} \\ 0 = R_{rb}i_{rb} + \frac{d\Phi_{rb}}{dt} \\ 0 = R_{rc}i_{rc} + \frac{d\Phi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad \mathbf{I.10}$$

La forme matricielle est la suivante :

Pour l'étoile 1 :

$$[v_{s1}] = [R_{s1}][i_{s1}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{s1}] \quad \mathbf{I.11}$$

Pour l'étoile 2 :

$$[v_{s2}] = [R_{s2}] [i_{s2}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s2}] \quad \text{I.12}$$

Pour le rotor :

$$[0] = [R_r] [i_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad \text{I.13}$$

On pose :

$$\begin{aligned} R_{sa1} &= R_{sb1} = R_{sc1} = R_{s1} \\ R_{sa2} &= R_{sb2} = R_{sc2} = R_{s2} \end{aligned}$$

$$[R_{s1}] = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix}; [R_{s2}] = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

R_{s1} : Résistance d'une phase de l'étoile 1.

R_{s2} : Résistance d'une phase de l'étoile 2.

R_r : Résistance d'une phase du rotor.

I.2.2 Equations magnétiques

C'est à partir de la matrice $[L(\theta)]$ qu'on obtient les équations du flux en fonction des courants.

$$[L(\theta)] = \begin{bmatrix} L_{s1s1} & L_{s1s2} & L_{s1r} \\ L_{s2s1} & L_{s2s2} & L_{s2r} \\ L_{rs1} & L_{rs2} & L_{rr} \end{bmatrix}$$

L'écriture matricielle qui résume les équations des flux statoriques et rotoriques est :

$$\begin{bmatrix} [\Phi_{s1}] \\ [\Phi_{s2}] \\ [\Phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1s1}] & [L_{s1s2}] & [L_{s1r}] \\ [L_{s2s1}] & [L_{s2s2}] & [L_{s2r}] \\ [L_{rs1}] & [L_{rs2}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_r \end{bmatrix} \quad \text{I.14}$$

Avec :

$[L_{s1s1}]$: Matrice inductance de l'étoile 1.

$[L_{s2s2}]$: Matrice inductance de l'étoile 2.

$[L_{rr}]$: Matrice inductance du rotor.

$[L_{s1s2}]$: Matrice inductance mutuelle entre l'étoile 1 et l'étoile 2.

$[L_{s1r}]$: Matrice inductance mutuelle entre l'étoile 1 et le rotor.

$[L_{s2s1}]$: Matrice inductance mutuelle entre l'étoile 2 et l'étoile 1.

$[L_{s2r}]$: Matrice inductance mutuelle entre l'étoile 2 et le rotor.

$[L_{rs1}]$: Matrice inductance mutuelle entre le rotor et l'étoile 1.

$[L_{rs2}]$: Matrice inductance mutuelle entre le rotor et l'étoile 2.

Equation magnétique de la machine développée :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{a1} \\ \Phi_{b1} \\ \Phi_{c1} \\ \Phi_{a2} \\ \Phi_{b2} \\ \Phi_{c2} \\ \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{a1a1} & M_{a1b1} & M_{a1c1} & M_{a1a2} & M_{a1b2} & M_{a1c2} & M_{a1a} & M_{b1b} & M_{c1c} \\ M_{b1a1} & L_{b1b1} & M_{b1c1} & M_{b1a2} & M_{b1b2} & M_{b1c2} & M_{b1a} & M_{b1b} & M_{b1c} \\ M_{c1a1} & M_{c1b1} & L_{c1c1} & M_{c1a2} & M_{c1b2} & M_{c1c2} & M_{c1a} & M_{c1b} & M_{c1c} \\ M_{a2a1} & M_{a2b1} & M_{a2c1} & L_{a2a2} & M_{a2b2} & M_{a2c2} & M_{a2a} & M_{a2b} & M_{a2c} \\ M_{b2a1} & M_{b2b1} & M_{b2c1} & M_{b2a2} & L_{b2b2} & M_{b2c2} & M_{b2a} & M_{b2b} & M_{b2c} \\ M_{c2a1} & M_{c2b1} & M_{c2c1} & M_{c2a2} & M_{c2b2} & L_{c2c2} & M_{c2a} & M_{c2b} & M_{c2c} \\ M_{aa1} & M_{ab1} & M_{ac1} & M_{aa2} & M_{ab2} & M_{ac2} & L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba1} & M_{bb1} & M_{bc1} & M_{ba2} & M_{bb2} & M_{bc2} & M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ca1} & M_{cb1} & M_{cc1} & M_{ca2} & M_{cb2} & M_{cc2} & M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \\ i_{a2} \\ i_{b2} \\ i_{c2} \\ i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

M_{ij} : inductance mutuelle relative aux deux étoiles ou l'étoile et le rotor ($i \neq j$) ;

L_{ii} : inductance propre relative à une étoile ou au rotor.

$$[L_{s1s1}] = \begin{bmatrix} (L_{s1} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & (L_{s1} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & (L_{s1} + L_{ms}) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s2s2}] = \begin{bmatrix} (L_{s2} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & (L_{s2} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & (L_{s2} + L_{ms}) \end{bmatrix}$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} (L_r + L_{mr}) & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & (L_r + L_{mr}) & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & (L_r + L_{mr}) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s1s2}] = \begin{bmatrix} L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos(\alpha) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s1r}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta_r) & L_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos(\theta_r) & L_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s1r}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha) & L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha) & L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s1s2}] = [L_{s2s1}]^t$$

$$[L_{s1r}] = [L_{rs1}]^t$$

$$[L_{s2r}] = [L_{rs2}]^t$$

Avec :

L_{s1} , L_{s2} , L_r : représentent les valeurs maximales des coefficients d'inductances de l'étoile 1, l'étoile 2 et le rotor.

L_{ms} : représente la valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles statoriques.

L_{mr} : représente la valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles rotoriques.

L_{sr} : représente la valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles entre une étoile et le rotor.

I.5.3 Energie magnétique

Elle peut être calculée à partir de l'expression :

$$W_{mag} = \frac{1}{2} \left([i_{s1}]^t [\Phi_{s1}] + [i_{s2}]^t [\Phi_{s2}] + [i_r]^t [\Phi_r] \right) \quad \text{I.15}$$

I.5.4 Couple électromagnétique

Il est donné par la dérivée partielle de l'énergie par rapport à l'angle mécanique.

$$C_{em} = \frac{dW_{mag}}{d\theta_m} = p \frac{dW_{mag}}{d\theta_e} \quad \text{I.16}$$

Avec :

p : nombre de paire de pole ;

θ_m : Angle mécanique ;

θ_e : Angle électrique.

Le couple électromagnétique est donné par l'expression suivante :

$$C_{em} = \left(\frac{p}{2} \right) \left([i_{s,abc1}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s1r}] [i_{r,abc}]^t + [i_{s,abc2}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s2r}] [i_{r,abc}]^t \right) \quad \text{I.17}$$

I.5.5 Equation mécanique

L'équation mécanique est la solution de l'équation fondamentale de la dynamique :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \quad \text{I.18}$$

$$\Omega = \frac{\omega_r}{p} \quad \text{I.19}$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad \text{I.20}$$

Avec :

K_f : Coefficient de frottement.

C_r : Couple résistant.

J : Moment d'inertie.

Ω : Vitesse de rotation rotorique de la machine.

C_{em} : Couple électromagnétique.

I.6 Modèle biphasé de Park

I.6.1 Transformation de base de Park

La transformation de Park rend assez aisée de tous les régimes transitoires de la machine électrique polyphasée.

Le principe consiste à remplacer les grandeurs (courant, tension et flux) d'indices réelles a, b, c par des grandeurs d'indices d, q, o (direct, en quadrature et homopolaire) à l'aide de la matrice de Park $[P(\theta)]$. [01]

On transforme le système triphasé en un système biphasé tournant.

La matrice de park. Pour l'étoile 1 est définie comme suit :

$$[P(\theta_{s1})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \mathbf{I.21}$$

La matrice de Park pour l'étoile 2 est définie comme suit :

$$[P(\theta_{s2})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos\left(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin\left(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \mathbf{I.22}$$

La matrice de Park pour le rotor est définie comme suit :

$$[P(\theta_r)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos\left(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin\left(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \mathbf{I.23}$$

Avec :

$[P(\theta_{s1})]$: Matrice de transformation de premier enroulement statorique (étoile1) ;

$[P(\theta_{s2})]$: Matrice de transformation de deuxième enroulement statorique (étoile2) ;

$[P(\theta_r)]$: Matrice de transformation d'enroulement rotorique.

II.6.2 Modèle de Park de la machine

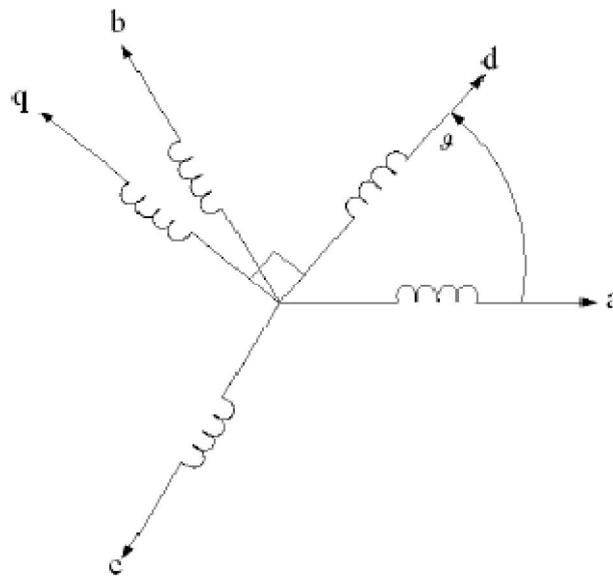


Fig. I.2 : Transformation de PARK.

II.6.3 Choix du référentiel

Trois types de référentiels existant dans la pratique, le choix se fait selon le problème à étudier.

II.6.3.1 Référentiel lié au stator

Dans ce référentiel on a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0$$

or

$$\theta_s = \theta_r + \theta$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 = \frac{d\theta_r}{dt} + \frac{d\theta}{dt}$$

D'où :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -p\Omega$$

Ce référentiel est utilisé dans le régime transitoire avec une variation importante de la vitesse de rotation.[01]

II.6.3.2 Référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel on a :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta}{dt} = p\Omega$$

Ce référentiel est utilisé dans le régime transitoire où la vitesse de rotation est considérée constante.[01]

II.6.3.3 Référentiel lié au champ tournant

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobile par rapport au champ électromagnétique créé par les deux étoiles du stator ($\omega_{\text{coor}} = \omega_s$). Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, de couple, ...etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue.[01]

Dans ce référentiel on a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - p\Omega$$

Ce référentiel n'introduit pas des simplifications dans la transformation des équations électriques.

Dans notre étude le modèle a été exprimé dans le repère (d,q) lié au champ tournant.

Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons identifié et modélisé la machine asynchrone à double étoile dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et en effectuant un changement de repère par l'application de la transformation de Park.

Chapitre II

APPLICATION DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE A LA MASSE

CHAPITRE II : APPLICATION DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE A LA MASDE

Introduction

La machine asynchrone trouve son utilisation dans le domaine de la vitesse variable, grâce à ses différents avantages tels que la robustesse, la simplicité de sa structure, son poids, sa taille mais surtout son peu de maintenance et son faible coût [Roy 93], permettant, ainsi, de répondre à des cahiers de charge industriels très exigeants en termes de performances. Bien que sa dynamique non linéaire écroule la simplicité de sa commande, plusieurs types de commande sont développés, poussés par le besoin et les progrès technologiques.

Le Contrôle Direct du Couple (C.D.C) prend sa place parmi ces techniques de commande. Il repose principalement sur l'estimation des grandeurs à contrôler que sont le couple électromagnétique et le flux statorique à partir des seules grandeurs liées au stator, sans l'utilisation de capteur mécanique. Le contrôle direct du couple (C.D.C) venu de la nomination anglo-saxonne «Direct Torque Control»(D.T.C), basé sur l'orientation du flux statorique est l'une des méthodes qui été introduite en 1986 par *Taka hashi* et *Depenbrock* spécialement pour les machines asynchrones. Ensuite, plusieurs études ont permis de développer plus précisément la connaissance de cette commande [03].

II.1 Commande directe du couple :

Les méthodes de contrôle direct du couple des machines électriques sont basées sur une alimentation par modulation de largeurs d'impulsion MLI et sur un découplage du flux et du couple par orientation du champ magnétique. Elles présentent des avantages par rapport aux techniques classiques. Notamment, on se 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.[05]

II.1.1 Principes généraux sur la commande directe du couple :

La commande directe du couple (CDC) 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).

Pour un contrôle efficace du couple de la machine polyphasée il est impératif de régler Correctement le flux. En contrôle de type CDC, le choix du flux statorique pour le réglage repose sur le fait que, d'une part c'est le plus simple à estimer, et d'autre part parce qu'il a une dynamique plus rapide que celle du flux rotor.[07]

II.1.1.1 Réglage de comportement du flux statorique :

On se place dans un repère fixe (α, β) lié au stator de la machine. Le flux statorique peut être obtenu par l'équation suivante : [04]

$$V_s = R_s i_s + \frac{d\phi_s}{dt} \Rightarrow \phi_s = \phi_{s0} + V_s T_e + \int_0^T R_s i_s dt \quad \text{II.1}$$

Où: ϕ_{s0} : Le vecteur flux à $t=0$, et avec l'hypothèse que la résistance (R_s) reste constante. Si pour simplifier, on considère le terme $(R_s i_s)$ négligeable par rapport à la tension V_s (ce qui se vérifie lorsque la vitesse de rotation est suffisamment élevée), on constate que sur l'intervalle de temps $[0, T_e]$, l'extrémité du vecteur ϕ_s se déplace sur une droite dont la direction est donnée par V_s , donc :

$$\phi_s(t) = \phi_{s0} + V_s T_e \quad \text{II.2}$$

En choisissant une séquence correcte du vecteur V_s , sur des intervalles de temps successifs de durée T_e , on peut donc faire suivre à l'extrémité du vecteur Φ_s la trajectoire désirée. Il est

alors possible de fonctionner avec un module du flux Φ_s pratiquement constant. Pour cela, il suffit de faire suivre à l'extrémité de Φ_s une trajectoire presque circulaire, si la période T_e est très faible devant la période de rotation du flux statorique T_s [04].

II.1.1.2 Réglage de comportement du couple électromagnétique :

Dans les machines polyphasées synchrones, on trouve le couple synchrone résultant de l'interaction entre deux champs tournants et le couple de reluctance qui est dû à la tendance à l'alignement des matériaux ferromagnétiques dans la direction du champ magnétique. Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs flux stator et rotor [01] :

$$C_{em} = K (\Phi_s \times \Phi_r) = K \cdot \Phi_s \cdot \Phi_r \cdot \sin(\lambda) \quad \text{II.3}$$

Avec :

Φ_s : Vecteur flux stator ;

λ : Angle entre les vecteurs flux stator et rotor ;

Φ_r : Vecteur flux rotor ramené au stator.

L'équation (II.3) montre que le réglage le plus favorable du couple correspondant à celui de l'angle λ . Or, que la dynamique de l'amplitude du vecteur flux rotor est liée à la constante du temps rotor Tr . Pour une machine polyphasée asynchrone, pour régler l'angle λ et donc le couple, il suffit de régler la position du vecteur flux dans les axes ($\alpha \beta$) en appliquant un vecteur tension approprié ; prenant à la fois le comportement de l'amplitude et de la phase du flux stator.

La commande directe de couple représente plusieurs avantages et inconvénients [01].

➤ Les avantages de la CDC par rapport aux autres techniques conventionnelles de La commande

- ✓ La réduction du temps de réponse du couple ;
- ✓ L'amélioration de sa robustesse par rapport aux variations des paramètres de la machine et de l'alimentation ;
- ✓ L'imposition directe de l'amplitude des ondulations du couple et du flux statorique ;
- ✓ L'absence de la transformation de Park sur des axes tournants ;

- ✓ Elle s'adapte par nature à l'absence des capteurs mécaniques connectés à l'arbre moteur (vitesse, position) ;
 - ✓ Correspond à des stratégies de contrôle de faible coût de calcul ;
 - ✓ Le fonctionnement à flux variable n'affecte pas le réglage du couple.
 - ✓ S'étend à une très large plage de fonctionnement couple/vitesse ;
- **Inconvénients majeurs de la commande directe du couple :**
- ✓ La fréquence de commutation est variable et difficile à maîtriser du fait de l'utilisation des contrôleurs à hystérésis ;
 - ✓ L'absence de maîtrise totale du contenu harmonique réinjecté coté réseau ;
 - ✓ La difficulté de maîtriser les pertes (pertes par commutation dans l'onduleur, pertes fer dans le moteur) pouvant entraîner une élévation excessive du niveau thermique ;
 - ✓ Elle provoque une gêne acoustique en certains points de fonctionnement ;
 - ✓ Elle peut provoquer des résonances mécaniques indésirables (fatigue, vieillissement prématuré) ;
 - ✓ Elle risque des fréquences d'échantillonnage très élevées (>20KHZ) qui nécessitent un matériel spécialement adapté (DSP, ASIC, FPGA).

II.2 Application de la CDC à la machine asynchrone double étoile :

Chaque étoile de la machine asynchrone double étoile (MASDE) est connectée à un onduleur triphasé à commutation commandée. Ce dernier est constitué de trois branches chacune est composée de deux paires d'interrupteurs, supposés parfaits et dont les commandes sont complémentaires ; chaque interrupteur est modélisé par deux états définis par la fonction logique suivante :[09]

$$.S_{ik} = \begin{cases} 1 & \text{si } ik \text{ es fermé} \\ 0 & \text{si } ik \text{ es ouvert} \\ \text{avec } i = a, b, c \text{ et } k = 1, 2 \end{cases} \quad \text{II.4}$$

Alors les tensions simples de sortie en fonction des états des interrupteurs donnent le Système matriciel suivant : [07].

$$\begin{bmatrix} V_{ak} \\ V_{bk} \\ V_{ck} \end{bmatrix} = \frac{U_0}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{ak} \\ S_{bk} \\ S_{ck} \end{bmatrix} \quad \text{II.5}$$

$$K = 1, 2$$

II.2.1. Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé

Un onduleur de tension triphasé permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences de la tension de sortie de l'onduleur, On peut écrire:

$$V_{sk} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[V_{ak} e^{j(k-1)} + V_{bk} e^{j\frac{2\pi}{3}} e^{j(k-1)} + V_{ck} e^{j\frac{2\pi}{3}} e^{j(k-1)} \right] \quad \text{II.6}$$

On cherchera donc à contrôler le flux et le couple via le choix du vecteur de tension qui se fera par une configuration des interrupteurs. Comme nous disposons de 3 interrupteurs, il y a donc $2^3 = 8$ possibilités pour le vecteur V_S . 2 vecteurs (V_0 et V_7) correspondent au vecteur nul : $(S_a, S_b, S_c) = (0,0,0)$ et $(S_a, S_b, S_c) = (1,1,1)$.

Le vecteur tension V_s est délivré par un onduleur de tension triphasée, supposé parfait, est représenté par trois grandeurs logiques (S_a, S_b, S_c), comme il a été montré au chapitre précédent.

En utilisant les variables booléennes de l'état des interrupteurs, le vecteur tension peut s'écrire :

$$V_{sk} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left[S_{ak} e^{j(k-1)} + S_{bk} e^{j\frac{2\pi}{3}} e^{j(k-1)} + S_{ck} e^{j\frac{2\pi}{3}} e^{j(k-1)} \right] \quad \text{II.7}$$

Pour transposer notre système dans un autre repère fixe (α, β), nous allons utiliser la matrice de transformation qui suit :

$$P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad \text{II.8}$$

On substitue les composantes $V_{\alpha 1} V_{\beta 1}$ aux trois tensions réelles $V_{a1} V_{b1} V_{c1}$, à l'aide de la relation (II.9). Après avoir remplacé θ par 0 dans l'équation (II.8)[04]

$$[V_{\alpha 1 \beta 1}] = [P(\theta)] [V_{a1 b1 c1}] \quad \text{II.9}$$

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha 1} \\ V_{\beta 1} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{a1} \\ V_{b1} \\ V_{c1} \end{bmatrix} \quad \text{II.10}$$

De la même manière qu'on procède pour obtenir la relation de la matrice des tensions du deuxième stator dans le repère (α, β) . Dans ce cas, en utilisant toujours la relation (II.9), on remplace θ par (-30°) . Après calcul, on obtient la relation (II.11) qui représente les tensions du deuxième étoile dans le repère fixe (α, β) .

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha 2} \\ V_{\beta 2} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} & 0 \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{a2} \\ V_{b2} \\ V_{c2} \end{bmatrix} \quad \text{II.11}$$

II.2.2 Sélection du vecteur tension :

Afin de fixer l'amplitude du vecteur flux statorique, l'extrémité du vecteur flux doit avoir une trajectoire circulaire. Pour cela, le vecteur tension appliqué doit être toujours perpendiculaire au vecteur flux, mais comme l'onduleur de tension ne peut délivrer que huit vecteurs tensions différents, on est obligé d'accepter une variation d'amplitude autour de la valeur fixe souhaitée.[05][04]

Le choix de vecteur de tension statorique V_S dépend de la variation souhaitée pour le module du flux statorique Φ_s , de sens de rotation de Φ_s et également de l'évolution souhaitée pour le couple.

On délimite généralement l'espace d'évolution du vecteur flux statorique dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions non nulles. La position du vecteur flux dans ces zones est déterminée à partir des composantes sur les axes α et β .

Lorsque le vecteur flux (Φ_s) se trouve dans une zone numérotée (i), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des quatre vecteurs tensions adéquats. Il s'agit des vecteurs V_{i+1} , V_{i-1} , V_{i+2} , V_{i-2} représentés sur la figure (Fig. II-1). [08][01]

- Si V_{i+1} est sélectionné $\Rightarrow \Phi_s$ croît et Cem croît.
- Si V_{i-1} est sélectionné $\Rightarrow \Phi_s$ croît et Cem décroît.
- Si V_{i+2} est sélectionné $\Rightarrow \Phi_s$ décroît et Cem croît.
- Si V_{i-2} est sélectionné $\Rightarrow \Phi_s$ décroît et Cem décroît.

Si $V0$ ou $V7$ est sélectionné $\Rightarrow \Phi_s$ s'arrête et Cem décroît si la vitesse est positive.

Cem croît si la vitesse est négative.

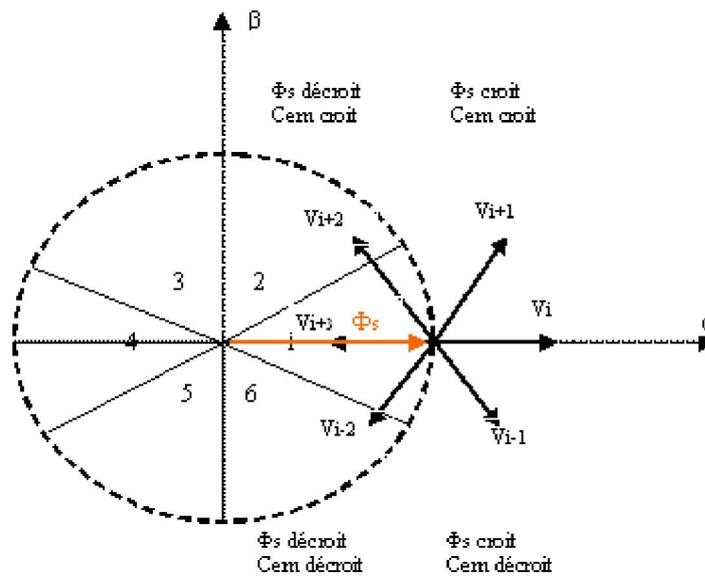


Fig. II.1 Sélection du vecteur tension selon la zone $N=i=1$

Le niveau d'efficacité de chaque vecteur sélectionné dépend de la position du vecteur flux (Φ_s) dans la zone (i) :

- ❖ En début de zone (i), les vecteurs V_{i+1} et V_{i-2} sont perpendiculaires au vecteur flux. Par conséquent, leur composante de flux est négligeable. Donc, le changement du couple est très rapide et l'amplitude du flux ne change pas considérablement. Les angles que fait V_{i-1} et V_{i+2} et le vecteur flux, à la même position, sont respectivement de 150° et 30° . Donc, leur composante de flux est très importante et leur composante de couple est très petite. Les variations du flux après l'application de ces deux vecteurs tensions sont importantes et les changements de couple sont très faibles.
- ❖ En fin de zone (i), c'est les vecteurs V_{i-1} et V_{i+2} qui deviennent perpendiculaires au vecteur flux. Donc, le raisonnement fait dans le premier cas s'inverse complètement. Ainsi, le changement du couple est très rapide et l'amplitude du flux varie de peu, quand on applique V_{i+2} et V_{i-1} , les variations du flux sont rapides et celles du couple très faibles [6].

II.2.3 Estimation de flux et de couple :

II.2.3.1 Estimation du flux statorique :

Le flux peut être estimé à partir des mesures des grandeurs statoriques (courant et tension), sous réserve que l'on puisse faire la transformation de Concordia. En ce qui concerne les paramètres de la machine, la connaissance de la résistance statorique est nécessaire pour estimer le flux. [08], [01]

Le calcul des flux statorique se fait selon les expressions suivantes :

$$\begin{cases} \phi_{sak} = \int_0^t (V_{sak} - R_s I_{sak}) dt \\ \phi_{s\beta k} = \int_0^t (V_{s\beta k} - R_s I_{s\beta k}) dt \end{cases} \quad \text{II.12}$$

Avec $K=1, 2$

D'après l'expression (II-7) de la modélisation de l'onduleur de tension, on obtient l'expression des tensions V_{sa} et $V_{s\beta}$ en fonction des états de l'interrupteur et de la tension d'entrée de l'onduleur (U_0) :

$$\begin{cases} V_{sak} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left[S_{ak} - \frac{1}{2} (S_{bk} + S_{ck}) \right] \\ V_{s\beta k} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_{bk} - S_{ck}) \end{cases} \quad \text{II.13}$$

Avec $K= 1, 2$

De même, les courants i_{sak} $i_{s\beta k}$ et sont également obtenus à partir de la mesure des courants i_{sak} i_{sbk} i_{sck} et de l'application de la transformation de Concordia.

$$\begin{cases} i_{sak} = \sqrt{\frac{3}{2}} i_{sak} \\ i_{s\beta k} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sbk} - i_{sck}) \end{cases} \quad \text{II.14}$$

Avec $k= 1, 2$

Donc le module du flux statorique s'écrit :

$$\phi_s = \sqrt{(\phi_{s\alpha 1} + \phi_{s\alpha 2})^2 + (\phi_{s\beta 1} + \phi_{s\beta 2})^2} \quad \text{II.15}$$

La zone (i) dans laquelle se situe le vecteur (ϕ_s) est déterminée à partir des composantes $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$. L'angle (θ_s) est égal :

$$\theta_s = \text{Arctg} \left(\frac{\phi_{s\beta 1} + \phi_{s\beta 2}}{\phi_{s\alpha 1} + \phi_{s\alpha 2}} \right) \quad \text{II.16}$$

Elaboration du correcteur de flux :

Pour maintenir constante l'amplitude du flux (ϕ_s) dans une couronne circulaire, avec un ensemble limité de vecteurs de commutation délivré par le convertisseur d'alimentation on introduit un correcteur de flux. Lorsque le flux se trouve dans la zone i , $V_i, V_i + 1, V_i - 1$ sont choisis pour augmenter l'amplitude de flux, la diminution de l'amplitude de (ϕ_s) est assurée par la sélection des vecteurs $V_i + 2, V_i - 2, V_i + 3$, le vecteur tension nul n'affecte presque pas l'amplitude du flux statorique. Le choix du correcteur à hystérésis à deux niveaux semble être la solution la plus simple et la plus adaptée à la commande étudiée. Ce qui montre que le choix du vecteur tension dépend du signe de l'erreur du flux et indépendant de l'amplitude de l'erreur.[08]

Ceci explique que la sortie du correcteur de flux peut être une variable booléenne.

- $C_{flx}=1$: lorsque l'erreur de flux est positive.
- $C_{flx}=0$: lorsque l'erreur de flux est négative.

Avec ce type de correcteur on peut facilement contrôler et maintenir l'extrémité du vecteur flux dans une couronne circulaire comme le montre la figure (Fig. II.2).

L'erreur est calculée à partir de l'équation suivante :

$$\varepsilon = |\phi_s^* - \phi_s| \quad \text{II.17}$$

Cette erreur doit être maintenue à l'intérieur de la bande d'hystérésis $\Delta\phi$ du correcteur :

$$|\phi_s^* - \phi_s| \leq \Delta\phi_s \quad \text{II.18}$$

Avec :

ϕ_s^* : Le flux statirique de référence.

ϕ_s : Le flux statorique calculé.

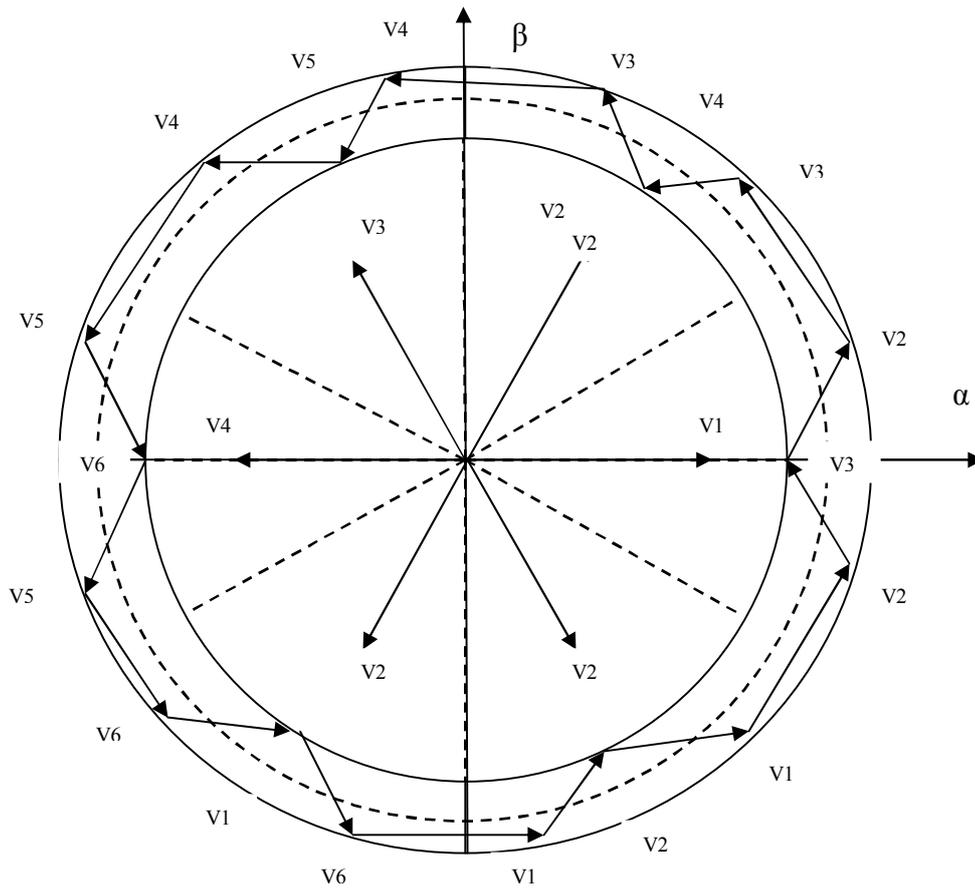


Fig. II.2 Contrôleur de flux statorique

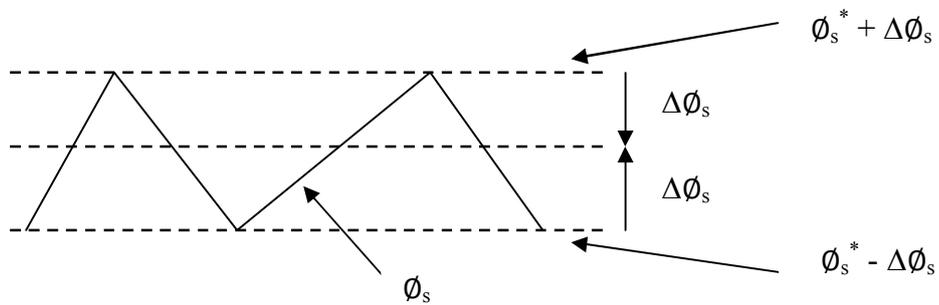


Fig. II.3 Comparateur à hystérésis

II.2.3.2 Estimation du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique peut être estimé uniquement à partir des grandeurs statoriques flux et courant dans l'espace (a, b). De ce fait l'efficacité de ce type de commande réside dans la bonne estimation du flux statorique.

Le couple peut se mettre sous la forme :

$$C_{em} = P(\Phi_{\alpha 1} i_{\beta 1} + \Phi_{\alpha 2} i_{\beta 2} - \Phi_{\beta 1} i_{\alpha 1} - \Phi_{\beta 2} i_{\alpha 2}) \quad \text{II.19}$$

P : nombre de paires de pôles

Elaboration du correcteur du couple :

Pour contrôler le couple, les deux types de comparateurs à hystérésis sont à signaler :

- ✓ Correcteur à deux niveaux.
- ✓ Correcteur à trois niveaux.

L'application d'un vecteur V_{i-1} après V_{i+1} où vice versa, entraîne une commutation dans deux bras différents de l'onduleur. Et il en est de même pour appliquer V_{i-2} après V_{i+2} et vice versa. Il y a toujours un vecteur tension nul qu'on peut appliquer après un vecteur tension non nul avec une seule commutation.

L'avantage d'utiliser le vecteur nul grâce aux changements moins rapide du couple, on diminue le nombre de commutations. En plus la nature du vecteur nul appliqué peut être choisie de manière à réduire encore plus le nombre de commutations.

- $V_{i+1} \Leftrightarrow V_{i-1}$: commutation dans deux bras de l'onduleur.
- $V_{i+2} \Leftrightarrow V_{i-2}$: commutation dans deux bras de l'onduleur.
- $V_1, V_3, V_5 \Leftrightarrow V_0$: commutation dans un seul bras de l'onduleur.
- $V_2, V_4, V_6 \Leftrightarrow V_7$: commutation dans un seul bras de l'onduleur.

a. Le correcteur à deux niveaux :

L'utilisation du comparateur à deux niveaux permet de contrôler le couple dans un seul sens de rotation, le changement du sens de rotation ne peut se réaliser que par la permutation de deux phases de la machine. Pour évoluer le vecteur flux statorique, seuls les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} peuvent être sélectionnés. Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par sélection des vecteurs nuls.

b. Le correcteur à trois niveaux :

Le comparateur à trois niveaux permet de contrôler la machine dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif soit pour un couple négatif. Ainsi le comparateur à trois niveaux confère à la commande la possibilité de fonctionner dans les quatre quadrants sans

modification de la structure de commande. La figure (II-4) montre l'état logique de sortie C_{cpl} du comparateur suivant l'évolution du couple électromagnétique par rapport au signe du couple de référence.

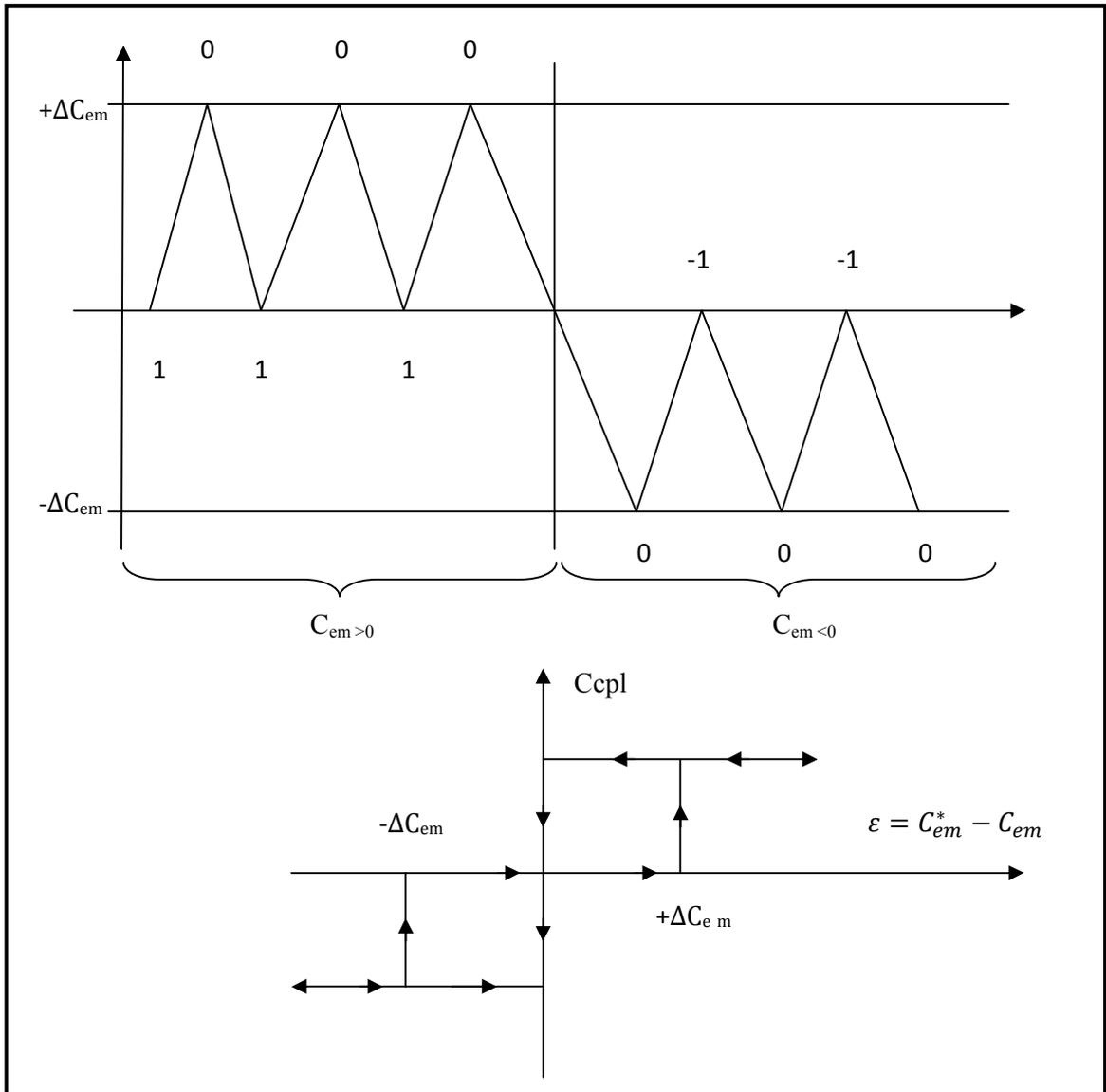


Fig. II.4 : Correcteur du couple à trois niveaux.

On définit la fonction de sortie du correcteur du couple de telle sorte qu'il respecte la condition :

$$|C_{em}^* - C_{em}| \leq \Delta C \tag{II.20}$$

Avec :

C_{em}^* : Le Couple électromagnétique de référence.

C_{em} : Le Couple électromagnétique calculé.

En utilisant la formule (II.20), le correcteur à hystérésis renvoie une valeur à sa sortie comme le montre les relations suivantes :

- $C_{cpl} = 1$: le couple doit être augmenté et sa consigne est positive.
- $C_{cpl} = -1$: le couple doit être augmenté et sa consigne est négative.
- $C_{cpl} = 0$: le couple doit être diminué.

En effet, pour diminuer la valeur du couple, en plus des vecteurs nuls, on peut appliquer les vecteurs V_{i-1} et V_{i-2} ce qui permet une décroissance rapide du couple électromagnétique.

Dans ce cas, le flux ϕ_r rattrapera d'autant plus vite le flux ϕ_s que ce dernier ne se contente non seulement de l'attendre (valeurs nulles), mais il va à sa rencontre (inversion du sens de rotation de ϕ_s).

II.2.4 Elaboration des tables de commutation :

D'après le principe de la DTC, la sélection adéquate du vecteur tension, à chaque période d'échantillonnage, est faite pour maintenir le couple et le flux dans les limites des deux bandes à hystérésis. En particulier la sélection est faite sur la base de l'erreur instantanée du flux ϕ_s et du couple C_{em} [03], [08].

La table II-1 résume les différentes combinaisons possibles pour l'augmentation et la diminution du flux et du couple en fonction de l'application des vecteurs tensions. Pour une vitesse positive ou négative, l'augmentation du couple n'est obtenue que par la sélection de deux vecteurs seulement (V_{i+1} et V_{i+2}). Par contre, la décroissance du couple peut se réaliser par l'utilisation de V_{i-1} et V_{i-2} . Les vecteurs radiaux et les vecteurs nuls affectent le couple suivant le sens de rotation de l'arbre de la machine.

	V_{i-2}	V_{i-1}	V_i	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i+3}	V_0, V_7
ϕ_s	↓	↑	↑↑	↑	↓	↓↓	↓↑
$C_{em}(\Omega > 0)$	↓↓	↓↓	↓	↑	↑	↓	↓
$C_{em}(\Omega < 0)$	↓	↓	↑	↑↑	↑↑	↑	↑

Tab. II-1 Variation du flux et du couple due à l'application des vecteurs tensions V_s .

II.2.5 Analyse des différentes stratégies de commutation :

Plusieurs vecteurs tensions peuvent être sélectionnés pour une combinaison donnée du flux et du couple. Le choix se fait sur la base d'une stratégie prédéfinie et chacune d'elles (les combinaisons) affecte le couple, l'ondulation du courant, les performances dynamiques et le fonctionnement à deux ou à quatre quadrants [03], [04].

II.2.5.1 Fonctionnement à deux quadrants :

Pour une vitesse positive de l'arbre de la machine, et afin d'augmenter la valeur du couple électromagnétique, on sélectionne un des deux vecteurs V_{i+1} ou V_{i+2} selon la variation désirée pour le flux statorique. Pour diminuer le couple, on peut arrêter la rotation du vecteur flux statorique en utilisant les vecteurs radiaux ou les vecteurs nuls. Les différentes stratégies basées sur la sélection de ces vecteurs sont définies dans le tableau II-4 .

Les vecteurs de tension nuls et radiaux ont des influences différentes sur les variations du flux. En particulier, l'utilisation des vecteurs de tension nuls détermine des petites variations de l'amplitude du flux, inversement qu'à l'application des vecteurs radiaux. Par conséquent, dans ce dernier cas, pour garder le flux statorique (ϕ_s) avec les limites de la bande d'hystérésis, un grand nombre de commutations est requis pour limiter la fréquence de commutation, il est opportun d'utiliser des vecteurs tensions nuls. Mais à basses vitesses, le système de contrôle choisissant une tension nulle entraîne une chute de tension considérable au niveau statorique, ce qui mène à une indésirable diminution du flux.

Toutes les stratégies basées sur le tableau II-4 correspondent seulement au fonctionnement à deux quadrants car, l'utilisation des vecteurs de tension en avance assemblés avec les vecteurs nuls ou radiaux mènent aux valeurs positives de (ω_s) [05], [07].

	Cem ↑	Cem ↓		
		A	B	C
$\phi_s \uparrow$	V_{i+1}	V_0	V_i	V_i
$\phi_s \downarrow$	V_{i+2}	V_0	V_0	V_{i+3}

Tab II.2 : Stratégies de sélection des vecteurs tensions pour un fonctionnement à deux quadrants.

II.2.5.2 Fonctionnement à quatre quadrants :

Afin d'améliorer les performances dynamiques du DTC à basses vitesses, et pour assurer un fonctionnement à quatre quadrants, il est nécessaire d'appliquer les vecteurs tensions V_{i-1} et V_{i-2} dans le contrôle du flux et du couple.

Dans tout ce qui suit, on appelle les vecteurs V_{i-1} et V_{i-2} les vecteurs tensions « en arrière » et V_{i+1} et V_{i+2} , on les appelle les vecteurs tensions « en avant » [07]. La stratégie présentée dans le tableau II-3 exige au flux statorique de tourner dans les deux sens de rotation même à très basses vitesses. On a alors de larges valeurs de la pulsation rotoriques, lesquelles sont exigées quand le couple sera diminué très vite. Ainsi, cette stratégie permet d'obtenir un très bon contrôle du flux même à basses vitesses.

Les hautes performances dynamiques qui peuvent être obtenues en utilisant les vecteurs tensions qui ont une composante tangentielle importante impliquent une très haute fréquence de commutation. Quand le couple dépasse la limite supérieure et inférieure, les vecteurs en arrière et en avant sont appliqués pour avoir une réponse rapide du couple.

Quand le couple traverse la limite centrale, le vecteur nul est sélectionné dans le but de réduire légèrement la fréquence de commutation. Ainsi le couple varie à l'intérieur de la bande supérieure ou inférieure du contrôleur à hystérésis avec une rotation en avant ou en arrière, ce qui permet le fonctionnement à quatre quadrants. Cependant, cette solution n'évite pas la diminution du flux à basse vitesse (due à l'application du vecteur nul). En outre, le couple dépasse systématiquement la bande supérieure et inférieure même en régime

permanent. Cela mène à utiliser le contrôleur à hystérésis à deux niveaux seulement en appliquant les vecteurs en avance et en arrière.[08]

Pour vaincre cet inconvénient, l'amplitude de la bande pourrait être augmentée, mais cela implique évidemment plus d'ondulations du couple. Il devait être noté aussi que l'augmentation de la bande du contrôleur à trois niveaux implique une très grande différence entre la valeur moyenne du couple correspondant à la vitesse positive ou négative [08],

	$C_{em} \uparrow$	$C_{em} \downarrow$
$\phi_s \uparrow$	V_{i+1}	V_{i-1}
$\phi_s \downarrow$	V_{i+2}	V_{i-2}

Tab II.3 : Stratégies de sélection des vecteurs tensions pour un fonctionnement à quatre quadrants.

II.2.6 Présentation des tables de commutation :

II.2.6.1 Fonctionnement à deux quadrants :

Les tables de commutation sont élaborées en fonction des sorties des correcteurs à hystérésis du flux et du couple, et de la zone correspondante à la position du flux statorique [10]

N				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 II.4: Fonctionnement à deux quadrants.

N				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 II.5: Fonctionnement à deux quadrants.

N				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 II.6 : Fonctionnement à deux quadrants.**II.2.6.2 Fonctionnement à quatre quadrants [4], [6] :**

Pour le fonctionnement à quatre quadrants, deux tableaux seront présentés. Le premier tableau représente le fonctionnement avec un correcteur à deux niveaux. Par contre le second, illustre le fonctionnement avec un correcteur à trois niveaux.

N			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 II.7: Fonctionnement à quatre quadrants (correcteur à 2 niveaux).

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

Tab II.8 : Fonctionnement à quatre quadrants (correcteur à 3 niveaux).

On retrouve bien la formulation de la sélection des vecteurs tensions $V_{i+1}, V_{i-1}, V_{i+2}, V_{i-2}$, correspondant à une zone $N=i$, et ceci pour un comparateur à deux ou trois niveaux pour le couple. Les vecteurs V_0 et V_7 sont choisis alternativement de manière à minimiser le nombre de commutations dans les bras de l'onduleur.

II.3 Simulation numérique :

Une étude par simulation numérique du comportement dynamique de la MSADE commandée par le contrôle direct du couple et alimentée par convertisseurs matriciels est réalisée. Ces convertisseurs sont alimentés à partir des sources triphasées équilibrées. Les paramètres de simulation sont :

Valeur efficace des tensions d'entrée : 220V, la valeur du flux de référence : 1.35 web, le couple de référence est égale au couple résistant, fréquence d'entrée : 50Hz, La Période d'échantillonnage $T_{s\text{ech}} = 20\mu\text{s}$.

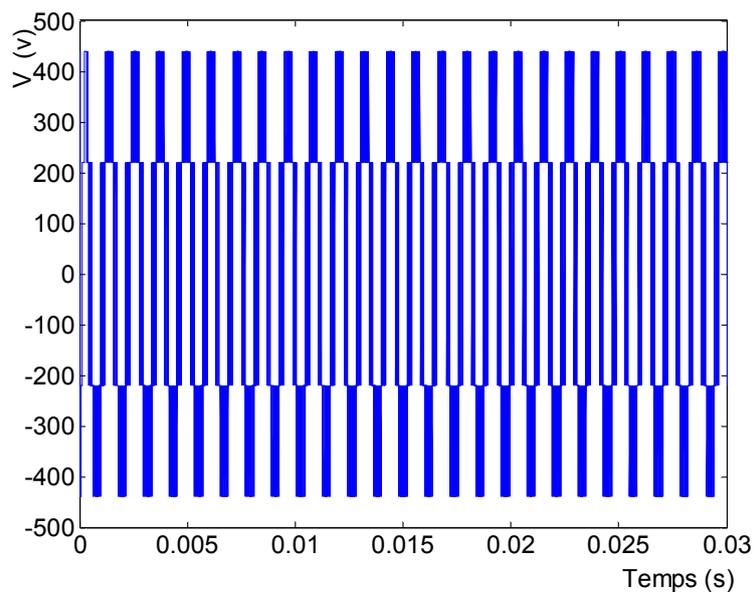


Fig. II.5 Tension simple

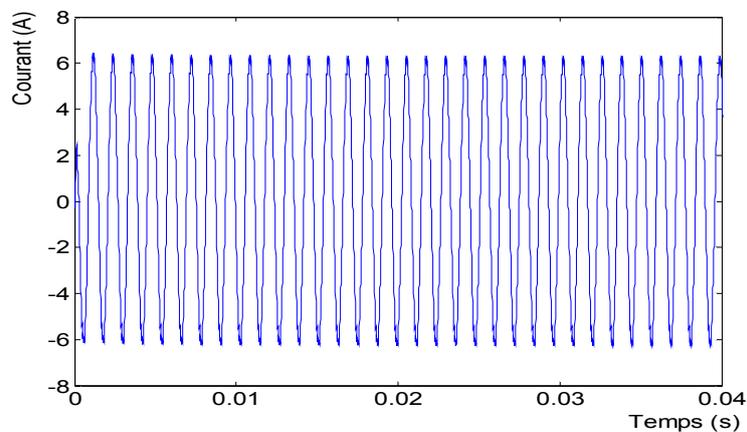
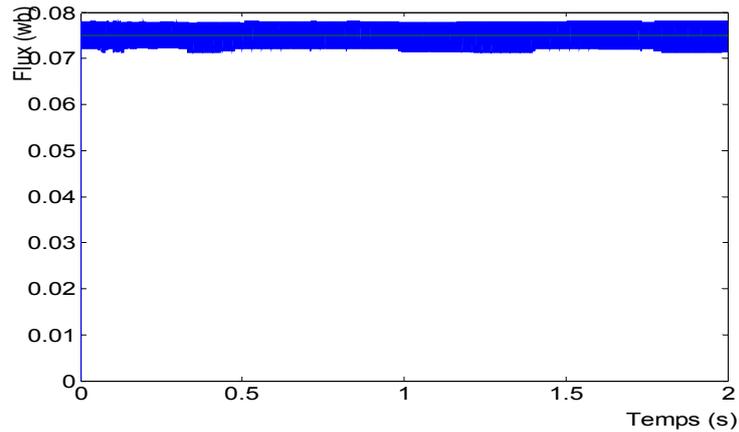
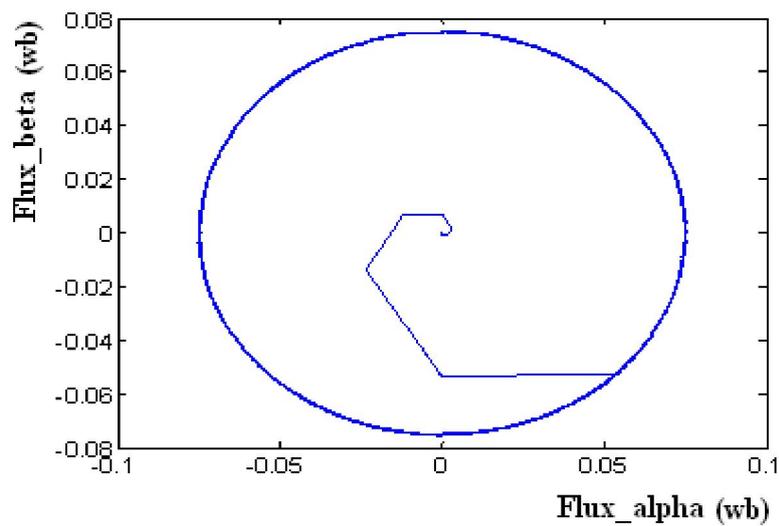
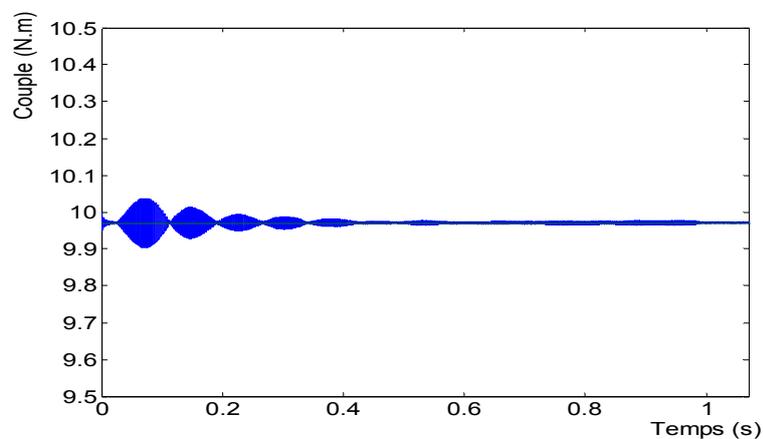


Fig. II.6 Courant de phase

**Fig. II.7** Flux statorique**Fig. II.8** Variation du module de flux**Fig. II.9** Variation du couple

La figure II.7 montre les ondulations du flux statorique autour de la valeur du flux de référence imposé à la machine. Par contre la figure II.9 montre les ondulations du couple

électromagnétique autour de la valeur de référence imposée. Au démarrage, nous remarquons de fortes ondulations du aux variations du flux et des courants pendant cette intervalle de temps mais rapidement le couple tend vers la valeur de référence et les ondulations sont considérablement diminuées.

Ces résultats obtenus par simulation vont nous permettre de comparer et d'orienter nos essais pratiques.

Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présentés quelques types de commande des machines électriques, puis nous avons proposés un modèle de la machine asynchrone double étoile (MASDE) qui nous a permet d'appliquer le contrôle direct du couple à la machine déjà citée.

Pour valider le modèle proposé, une simulation numérique a été réalisée et les résultats obtenus sont illustrés ci-dessus.

Vus les résultats de simulation, nous pouvons dire que la table élaborer donne un résultat satisfaisant pour la machine asynchrone double étoile. Pour des applications ou les grandes variations du couple ne sont pas tolérées, le contrôle direct du couple (CDC) reste l'une des meilleures méthodes de commande applicable.

Chapitre III

REALISATION PRATIQUE

CHAPITRE III : REALISATION PRATIQUE

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 asynchrone double étoile en boucle ouverte et en boucle fermée, citons la commande 180, MLI naturelle et la commande directe du couple. Le traitement numérique de la commande, l'acquisition des grandeurs d'entrées et le pilotage des interrupteurs électroniques de l'onduleur de tension étant effectués via une carte dite DSP eZdsp de SPECTERUIM DIGITAL (Texas instrument).

Cette réalisation permet l'expérimentation de quelques techniques de commande de la machine asynchrone double étoile. Pour passer d'une commande à une autre, il suffit de changer le programme au niveau de la DSP sans passer par la modification de la configuration physique de la maquette d'essai.

III.1 Présentation général de la maquette :

Cette maquette est composée de quatre circuits, un circuit de commande (la carte DSP), un circuit d'isolation ou d'interface, un circuit de puissance (Onduleur de tension, moteur asynchrone) et un circuit de mesure.

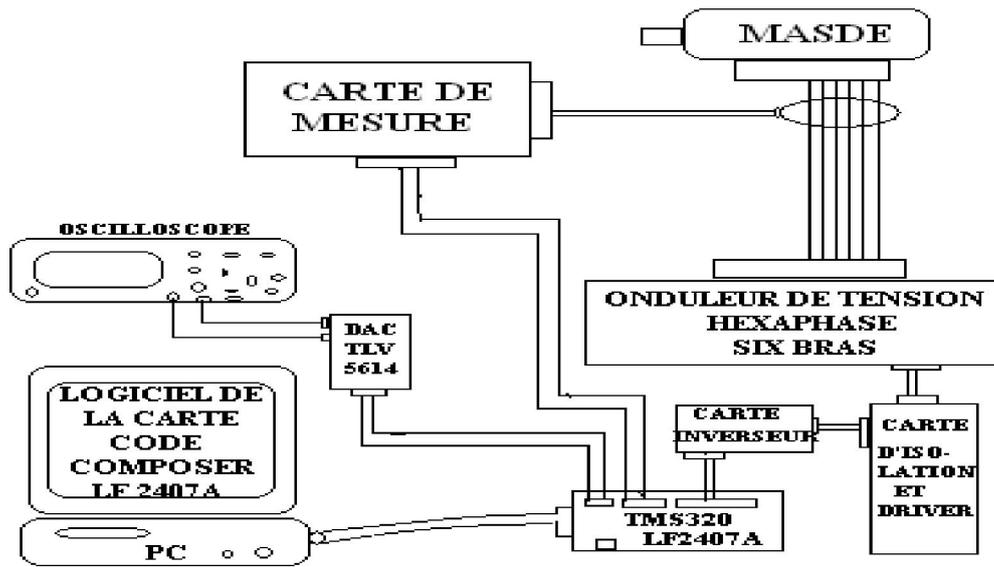
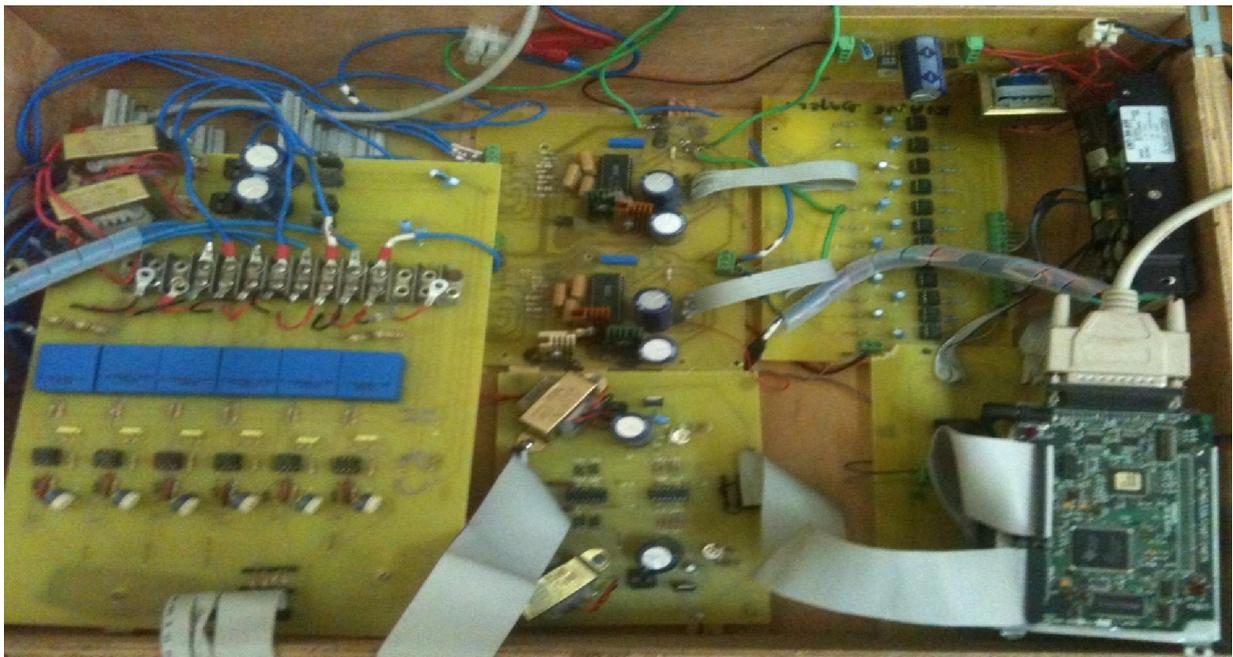


Fig.VI.1 Schéma fonctionnel du banc d'essais.

Les quatre circuits réalisés, rassemblés puis mis en service forment notre banc d'essais comme le montre la figure suivante :



Pho.III.1 Banc d'essais réalisé.

III.2 Présentation des différentes parties du banc d'essais :

Pour mieux comprendre la méthodologie de notre modeste travail, nous allons vous présenter les différents circuits qui constituent notre banc d'essais. Notre cahier des charges nous impose des exigences diverses que nous devons satisfaire si nous voulons accomplir la mission qui nous est confiée.

La commande directe du couple se repose sur un traitement d'informations en temps réel. Cela veut dire que l'on doit capter les courants et la tension continue, qui alimente l'onduleur de tension, en premier lieu. En second lieu, on calcule les valeurs du flux et du couple électromagnétique de la machine (après les avoir transposés sur un repère fixe) puis on les compare à leurs valeurs de référence imposées. En dernier, on détermine les séquences de commutations à imposer aux interrupteurs de l'onduleur de tension.

Les circuits et composants utilisés pour parvenir aux exigences de notre cahier des charges seront présentés dans les paragraphes qui suivent.

III.2.1 maquette de commande et de traitement :

La maquette de commande est basée essentiellement sur deux parties : la carte DSP eZdsp TMS320LF2407A et le circuit buffer.

III.2.1.1 Description de eZdsp :

Le cœur de cette maquette est formé de la carte DSP eZdsp TMS320LF2407A, branchée à un micro-ordinateur via un câble DB25, sur le micro-ordinateur on dispose d'un logiciel de programmation de DSP C2000 en langage assembleur et en langage C.

La carte DSP eZdsp est munie d'un processeur de traitement de signal (DSP) de type TMS320LF2407A.

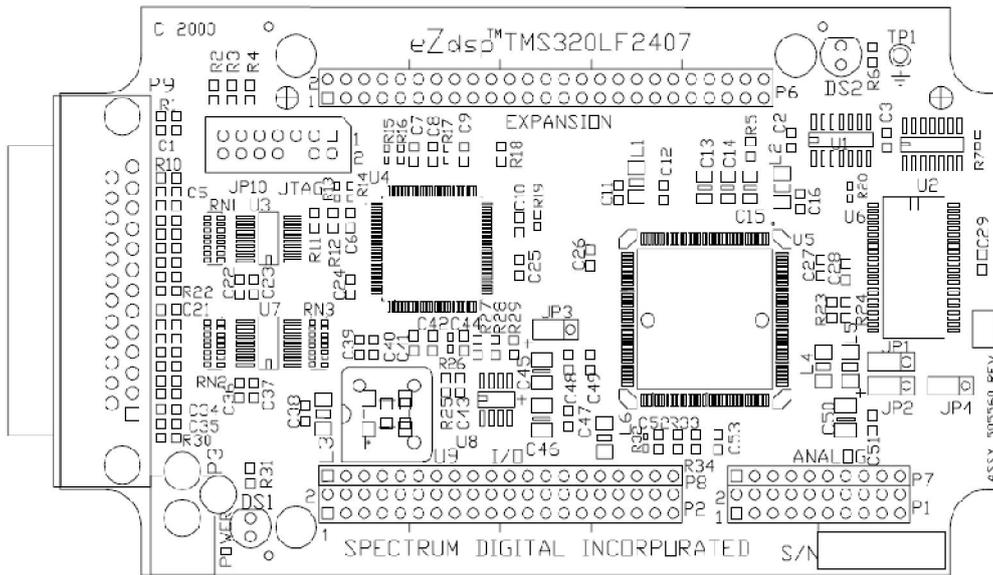


Fig.VI.2. Carte DSP (TMS 320LF2407)



Pho.III.2 La carte DSP TMS320LF2407A.

Pour notre projet, nous avons utilisé le DSP TMS320LF2407A de chez Texas Instrument. Ce DSP est dédié au contrôle temps réel. Grâce à son jeu d'instructions avancées, sa fréquence de fonctionnement de 40MHz ce DSP offre une alternative intéressante aux microprocesseurs et microcontrôleurs. Il est de plus doté de fonctionnalités puissantes, comme une interface de communication série, des timers, des ADC, un GPIO, une interface CAN.

Le DSP TMS320LF2407A est intégré dans un module d'évaluation, appelé EZDSP, comportant une interface parallèle, lui permettant de communiquer avec un PC. Il est ainsi possible de développer des logiciels sur le DSP, et d'évaluer son fonctionnement grâce aux multiples périphériques et interfaces intégrés dans le module de communication.

A. Caractéristiques :

L'eZdsp TMS320 LF2407 a les dispositifs suivants :

- 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.
- Port analogique équipé d'un convertisseur analogique/numérique.

B. 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 de ports parallèles de 8 bits.

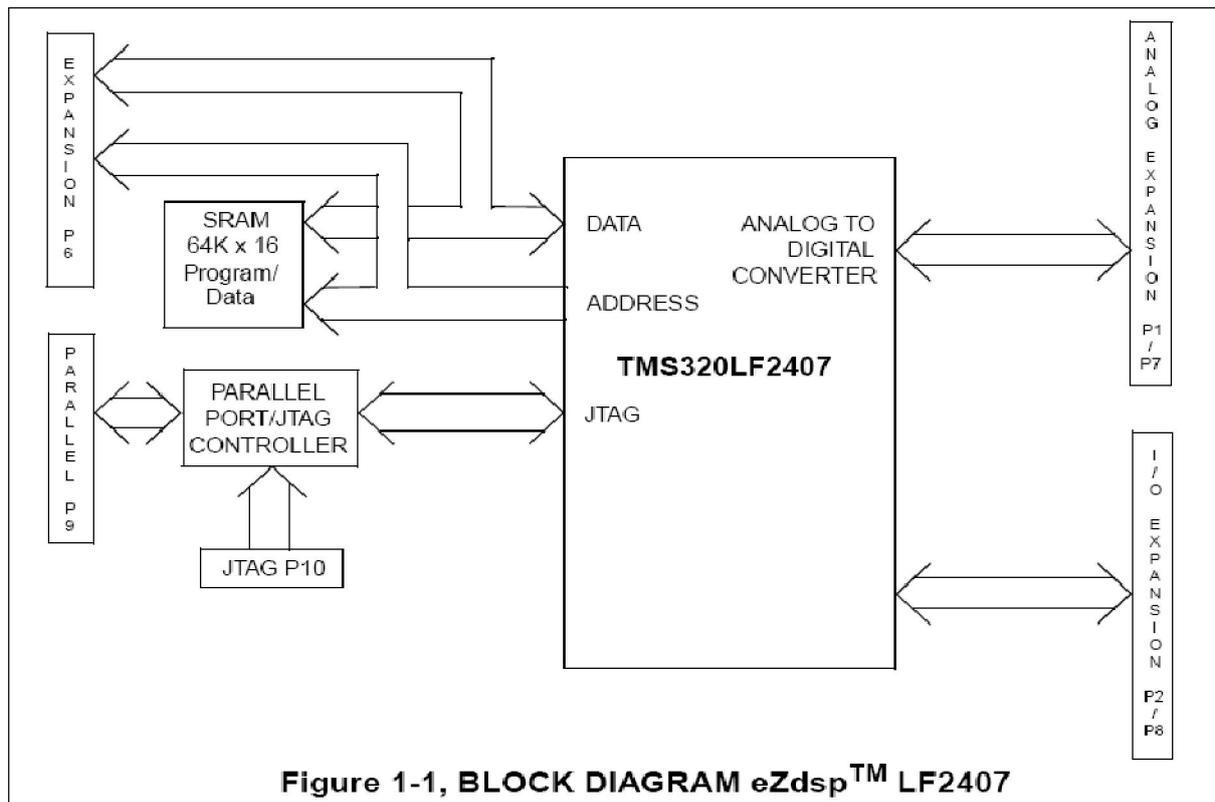


Fig.VI.3. Schéma fonctionnel de eZdsp

C. Espaces mémoires :

La génération 2407A offre une rangée de capacités de la mémoire et de différents périphériques travaillés 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 volume [15].

➤ 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 immédiat et des tables d'informations. 64K mots du 16 bits maximum peuvent être adressés dans la mémoire de programme pour le LF2407A. Cet espace inclut le morceau DARAM et EEPROM flash.

➤ **Espace mémoire donnée :**

Dans l'espace d'adresses de mémoire de données on peut adresser jusqu'à 64K des 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 [16].

➤ **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 [14].

D. 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'exécute dans un rythme simple. Cet ALU manipule les opérateurs de 16 bits.

E. Le multiplicateur :

Le processeur TMS320x2407A emploie un multiplicateur matériel de 16x16 bits. Il est capable de calculer le produit de 32 bits signé ou non signé dans un seul cycle de machine [14].

F. Les registres du TMS320LF2407A :

On décrit ici succinctement les registres principaux du processeur [14].

- 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.
- 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 [k mot], 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.).

III.2.1.2 Circuit buffer :

Le signal de sortie de la DSP est de faible tension et de courant (3.3 volts et quelques milliampères) alors nous sommes dans l'obligation d'amplifier le signal afin d'attaquer les IGBTs en passant par la carte d'isolation. Pour cela, nous avons commencé par l'amplification du courant par le buffer 74LS245. Ce dernier boost le signal avec un courant plus important, de plus il ne modifie pas le signal généré par la carte DSP. Le circuit définit précédemment a pour fonction aussi de protéger la DSP.

A la sortie du port entrée/sortie de la carte DSP nous avons 6 signaux de gâchette. Ces derniers sont ceux des IGBT haut de l'onduleur de tension. Pour générer les 6 autres signaux qui vont attaquer les IGBT bas de l'onduleur, nous avons utilisés le circuit inverseur 4368. De plus cette méthode nous fait gagner du temps dans l'exécution du programme. De cette manière le processeur de la carte DSP consomme moins de cycle d'horloge.

Puisque l'inverseur nous permet d'avoir les 12 signaux nécessaires, il suffit de les amplifier grâce au circuit buffer. Pour cela nous allons utiliser deux circuits car chaque circuit possède 8 entrée.

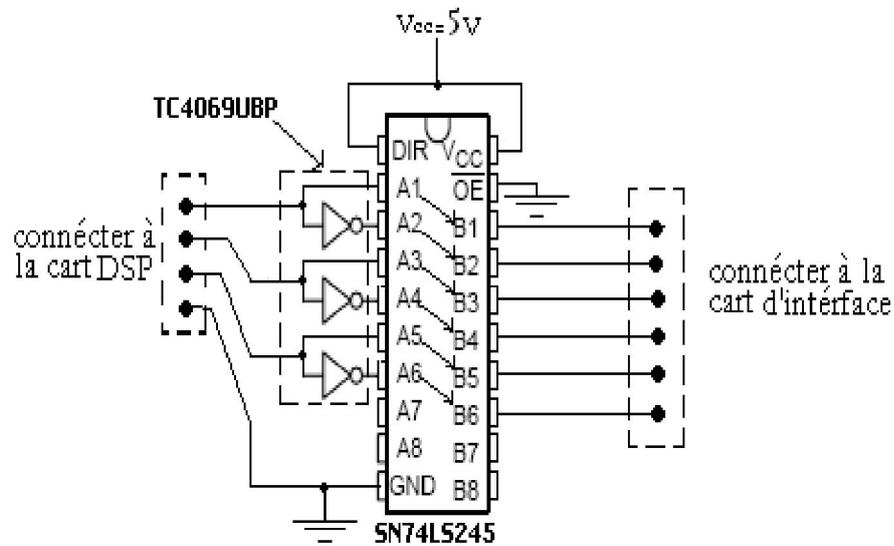


Fig.VI.4 Schéma de la carte d'isolation Buffer

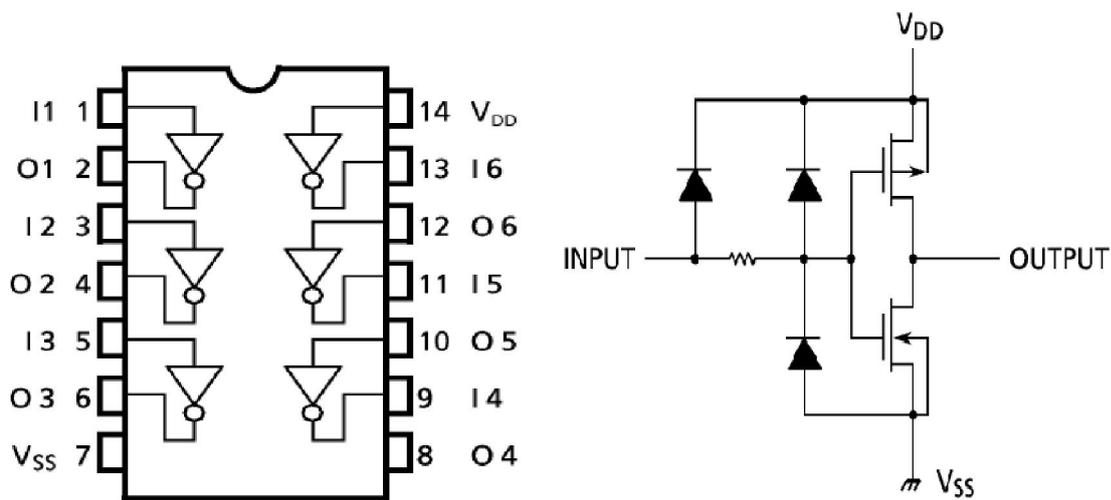
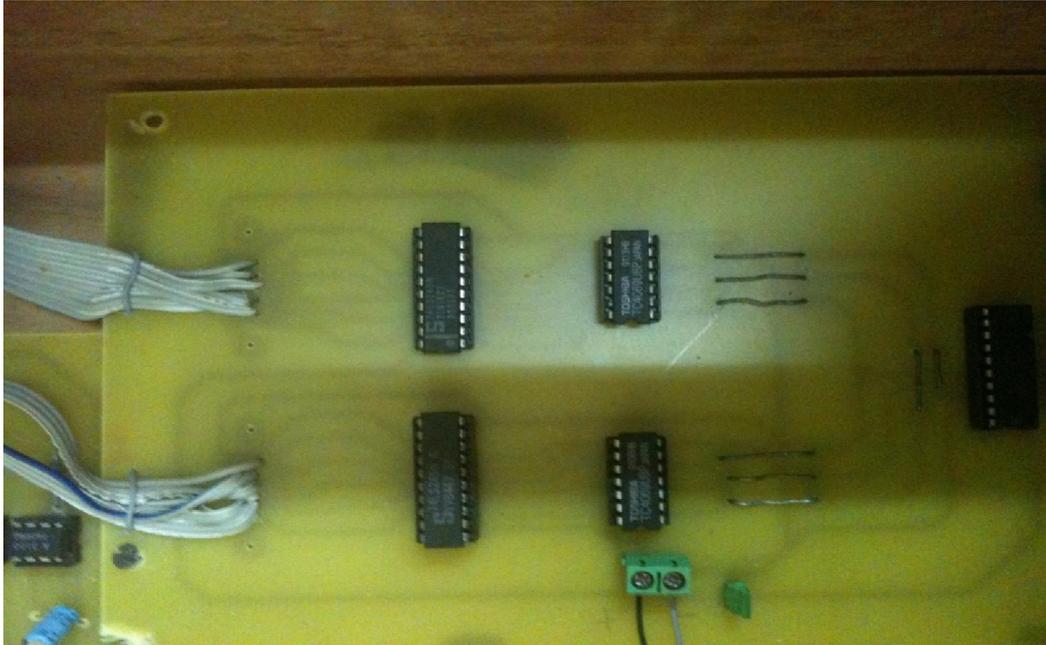


Fig.VI.5 Schéma de l'inverseur.

La photo (pho.III.3) présente la carte buffer qui comporte les deux circuits cités ci-dessus réalisé pour notre banc d'essais au laboratoire.



Pho.III.3 Carte buffer réalisée.

III.2.2 Carte d'interface :

Les signaux générés à la sortie de la carte DSP sont trop faibles pour être exploités directement par le circuit de puissance (risque de destruction de la carte DSP), d'où ces signaux sont amplifiés par la carte du circuit buffer, isolés et mis en forme par la carte d'interface de commande des interrupteurs de puissance.

Cette carte comporte les optocoupleurs qui assurent l'isolation galvanique, ainsi que les drivers qui protègent le circuit de puissance contre tout court-circuit ou variation brusque du courant. La carte réalisée est illustrée dans la figure qui suit (Pho.III.4).



Pho.III.4 Carte d'isolation.

III.2.2.1 Le Circuit optocoupleur :

Le fait d'employer un optocoupleur pour activer l'IGBT contribue à la sécurité du montage, ainsi il permet d'amplifier le signal et d'assurer un haut niveau d'isolation galvanique entre la partie commande et la partie puissance, d'où la carte DSP est protégée contre tout court circuit éventuel dans la partie puissance.

Dans notre cas on a utilisé l'Optocoupleur Driver HCPL 3120 qui a comme tension d'isolation 1500V, sous une tension d'alimentation de 15 à 30V et un courant de sortie (peak output current) qui peut atteindre 2A, la figure suivante montre le circuit utiliser.

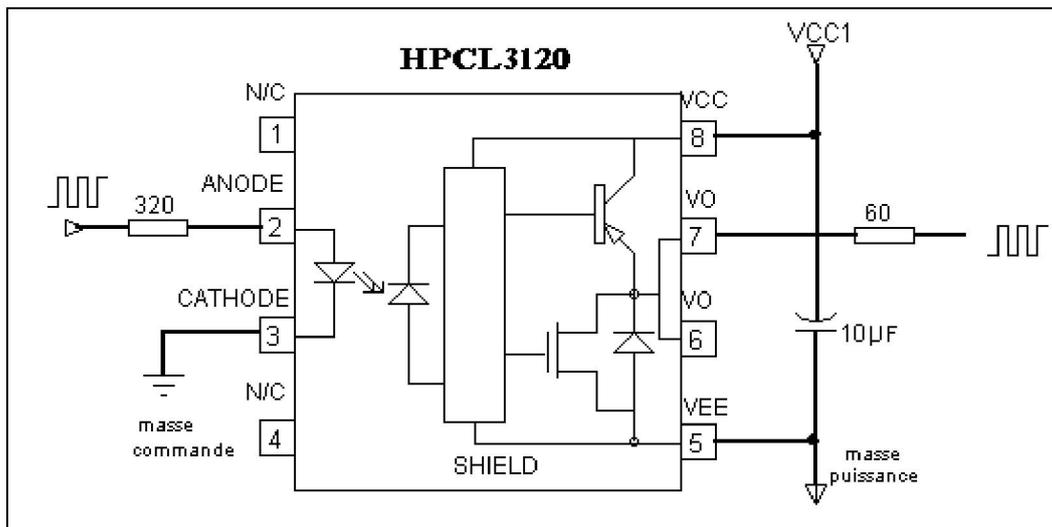


Fig.VI.6 schémas interne d'un optocoupleur.

III.2.2.2 Circuit d'attaque (drivers) :

Le signal amplifié obtenu à la sortie de ce circuit précédent est appliqué à un driver (IR2130), ce dernier permet au premier temps d'amplifier le signal une seconde fois et le fixe à 15 volts avant d'être appliqué aux IGBTs, il permet de créer une masse flottante dans un bras et enfin, il crée le temps mort afin d'éviter tout court-circuit dans l'onduleur.

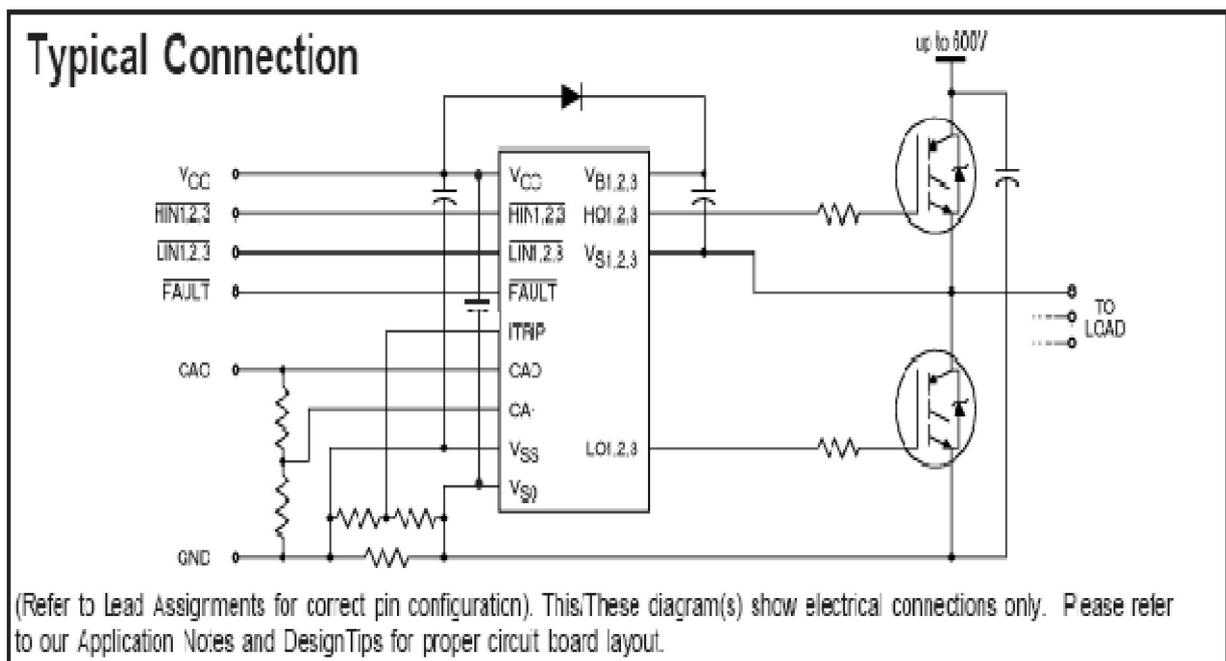
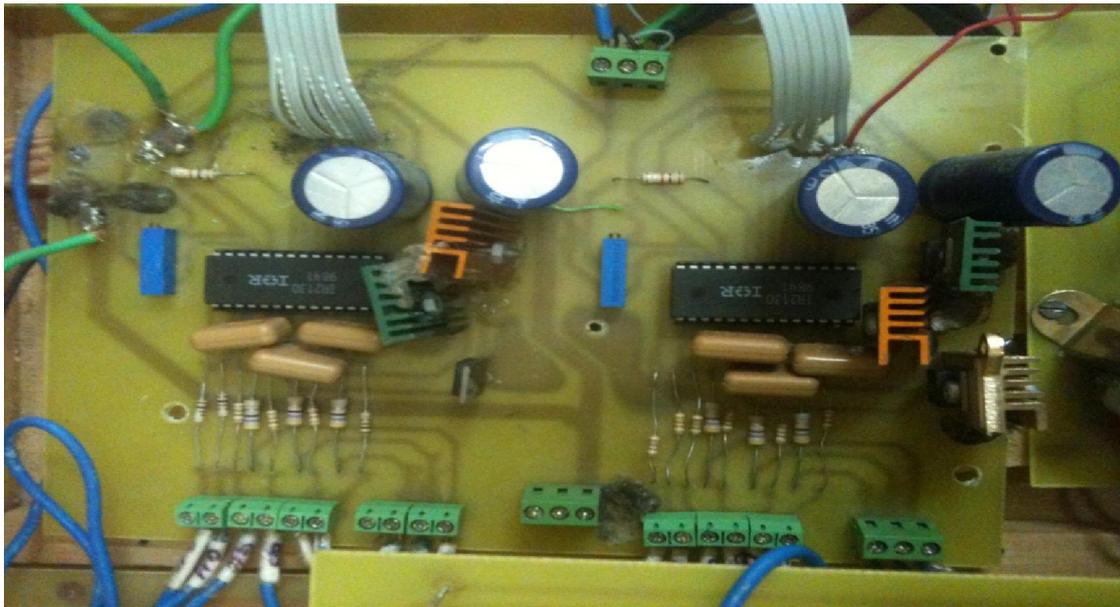


Fig.VI.6 : Schéma fonctionnel du DRIVER IR2130.



Pho.III.5 Le circuit drivers IR2130

III.2.3 Circuit de puissance :

Le circuit de puissance contient une source de tension continue U_s , un onduleur en pont hexaphasé et un moteur asynchrone double étoile. Ce moteur contient deux enroulements statoriques décalé entre eux d'un angle de 30° . Le convertisseur de puissance réalisé est un onduleur de tension à base d'IGBT prévus pour un fonctionnement dans les quatre quadrants, avec une tension d'alimentation de 400V et une puissance nominale de 4.2KW.



Pho.III.6 Le circuit de puissance (onduleur hexaphasé).

III.2.3.1 Le transistor IGBT :

Le transistor de puissance IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) met à profit les avantages du transistor à effet de champ et du transistor bipolaire. Sur le schéma, on découvre un MOSFET placé de façon à commander à partir d'un signal de très basse puissance, un transistor final de puissance qui contrôle lui-même la base d'un second transistor.

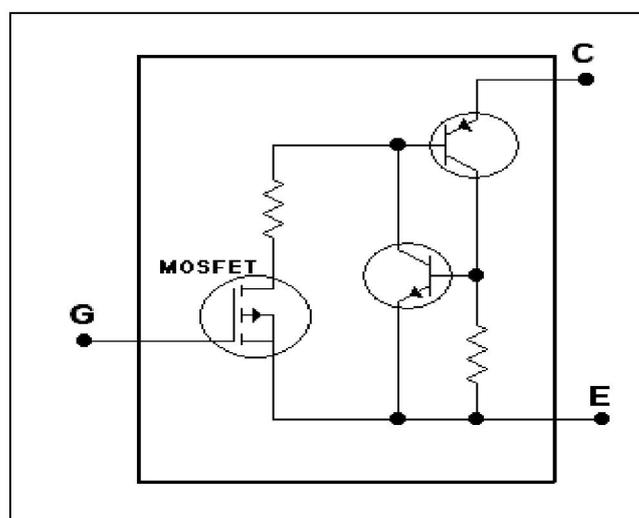


Fig.VI.8 Schéma interne de l'IGBT

Il est à l'heure actuelle en plein développement. Il a pratiquement les propriétés d'un transistor bipolaire mais sa commande en tension de type MOS (courant de grille beaucoup plus faible qu'un courant de base) le rend très avantageux. On le trouve actuellement sous forme de module pouvant atteindre 400A-1200V.

L'IGBT fabriqué par « TOSHIBA ». Avec une gamme de fréquence de travail de l'ordre de 2 KHz à 8 KHz. Ses caractéristiques techniques sont présentées dans l'annexe.

III.2.3.2 La diode de commutation BYT 30P- 1000 :

Etant donné que le courant peut être déphasé sur la tension, on prévoit des diodes de retour qui permettent l'échange d'énergie réactive avec la source continue.

Les caractéristiques fournies par le constructeur Sont présentées dans l'annexe.

III.2.4 Le circuit de mesure :

La commande directe du couple se base sur la détermination, à chaque instant et en temps réel, des séquences de commutation de l'onduleur de tension. Pour cela la connaissance de la valeur du couple ainsi du flux sont indispensable. Dans les relations développées dans le deuxième chapitre, on remarque que dans la formule du flux ainsi que celle du couple figure les valeurs instantanées des courants de phase et les tensions des deux stators. Afin que le programme développé puisse se dérouler correctement, une carte de mesure à été réalisé pour capter à chaque période d'échantillonnage (T_e) les courants statoriques.

III.2.4.1 Le capteur de courant :

Le capteur de courant comporte deux pins à l'entrés, on faisant passer le courant de phase par capteur on obtient une tension à la sortie proportionnelle au courant.

La tension récoltée à la sortie du capteur sera prise en compte par l'amplificateur opérationnel. Ce dernier monté en filtre passe-bas anti repliement à une fréquence de coupure de 5Khz, avec un gain ajusté pour obtenir en sortie une tension V_{im} qui varie entre -1,65 et +1,65 pour un courant variant entre -10A à +10A.

Après avoir capté les courants on aura les courbes des courants selon la figure suivant ou on représente un seul courant de phase.

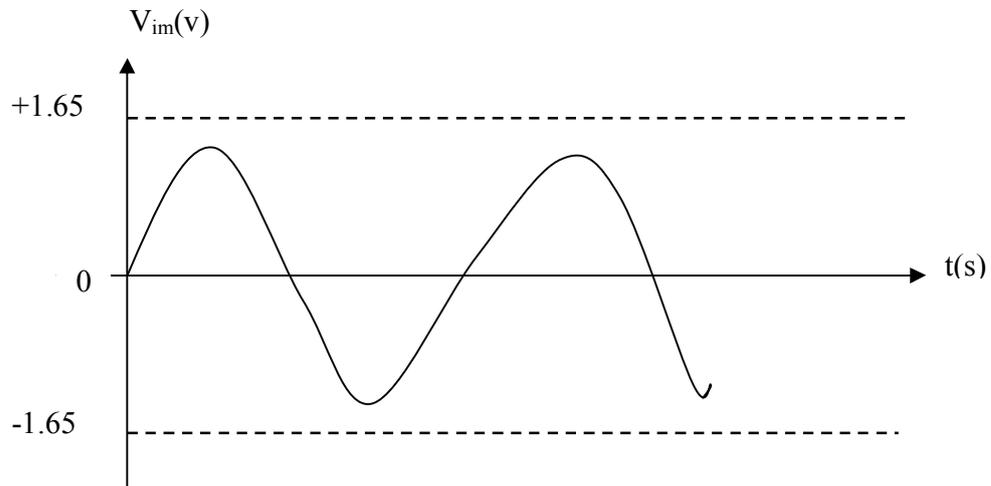
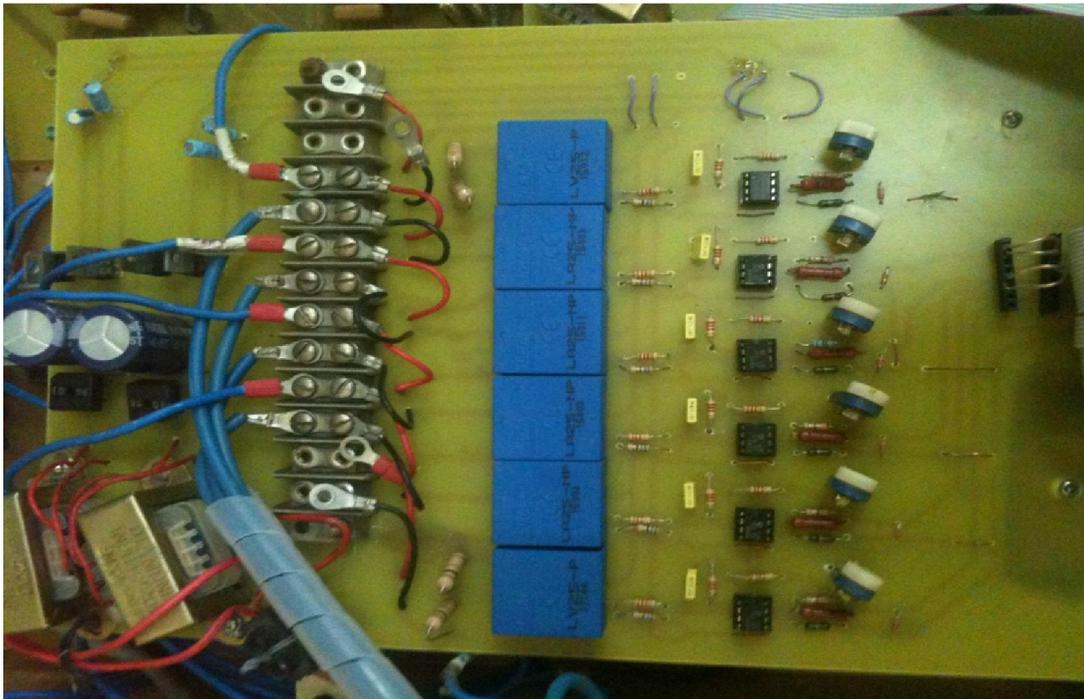


Fig.III.9 Allure de l'image du courant récolté.



Pho.III.7 les capteurs de courant.

III.2.4.2 Le circuit LM 358 :

Ce circuit intégré LM358 consiste en deux ampli-op indépendants, compensés en fréquence, à haut gain, conçus pour fonctionner en tension unique de 3 V à 32 V (ou en double de -1,5 +1,5 à -16 +16 volts). Le même circuit a été utilisé pour l'amplificateur passe-bas et dans le circuit de décalage.

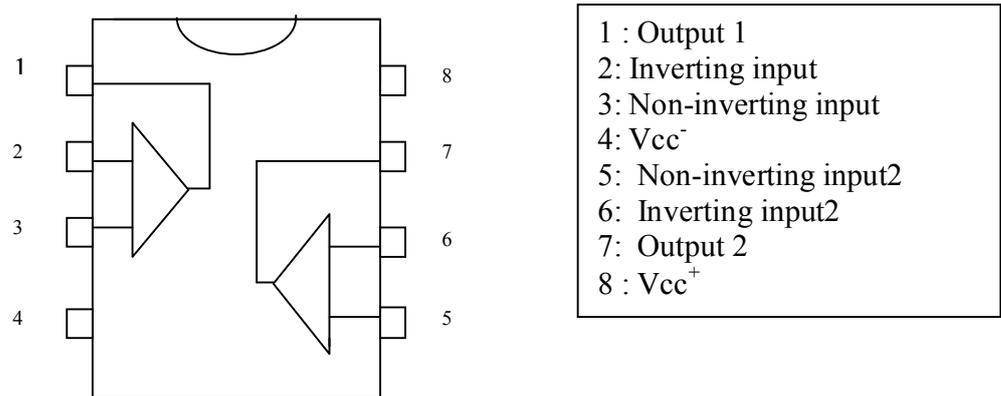


Fig.III.10 Le circuit LM358.

III.2.4.3 Le circuit de décalage des signaux :

Les capteurs nous permettent de capté les courants des six phases de l'onduleur, ces courants sont transmis sous forme de tension. L'amplificateur opérationnel monté en filtre passe-bas limite cette tension entre de bornes (-1.65, +1.65). Cette tension ne peut être injectée dans le port analogique de la carte DSP car cette dernière accepte des tensions comprises entre 0 et 3.3volts. Un autre circuit à été conçu pour obtenir cette tension désiré qui varie entre 0 et 3.3volt, ce circuit est à base d'amplificateur opérationnel qui forme un additionneur non inverseur. Cet additionneur comparer la tension récolté puis traité par le filtre et une tension de référence imposée V_{ref} de 1.65volt.

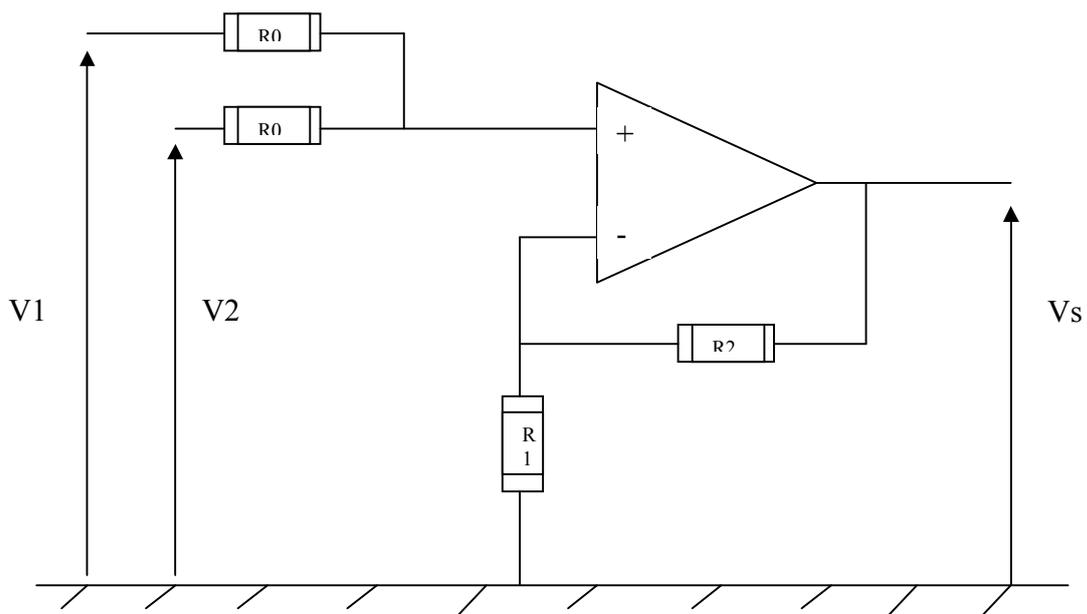
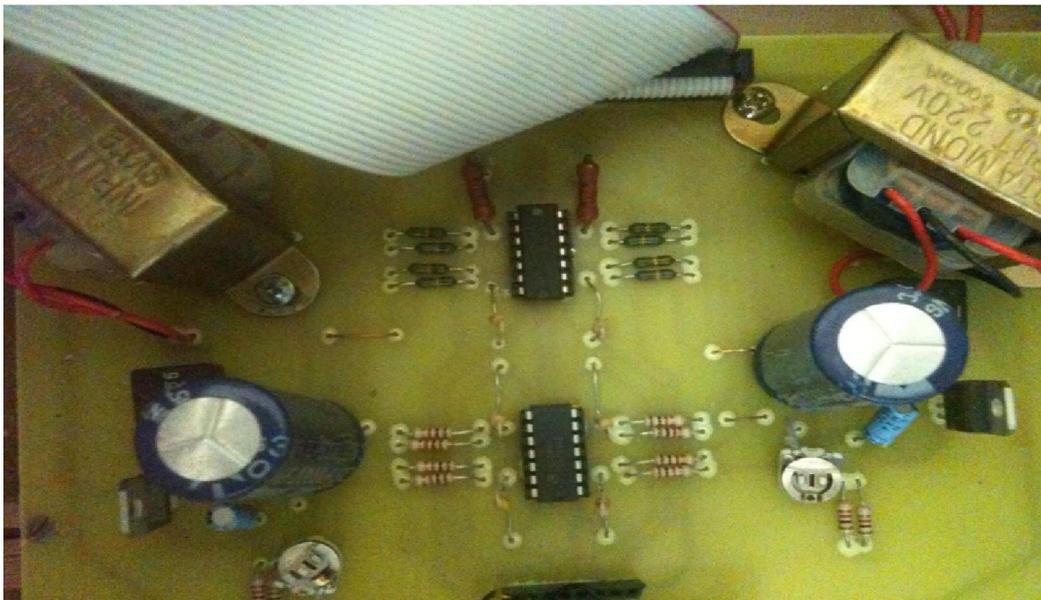


Fig.III.11 Montage additionneur non inverseur.

La tension de sortie de l'additionneur non inverseur est donné par la formule suivante :

$$V_s = \left(\frac{R_1 + R_2}{2 \times R_1} \right) \times (V_1 + V_2)$$

III.1



Pho.III.8 Circuit de décalage des signaux.

Après avoir capté, traité et décalé les six courants de phase de l'onduleur hexaphasé, nous pouvons les injecter dans la carte DSP pour les utiliser.

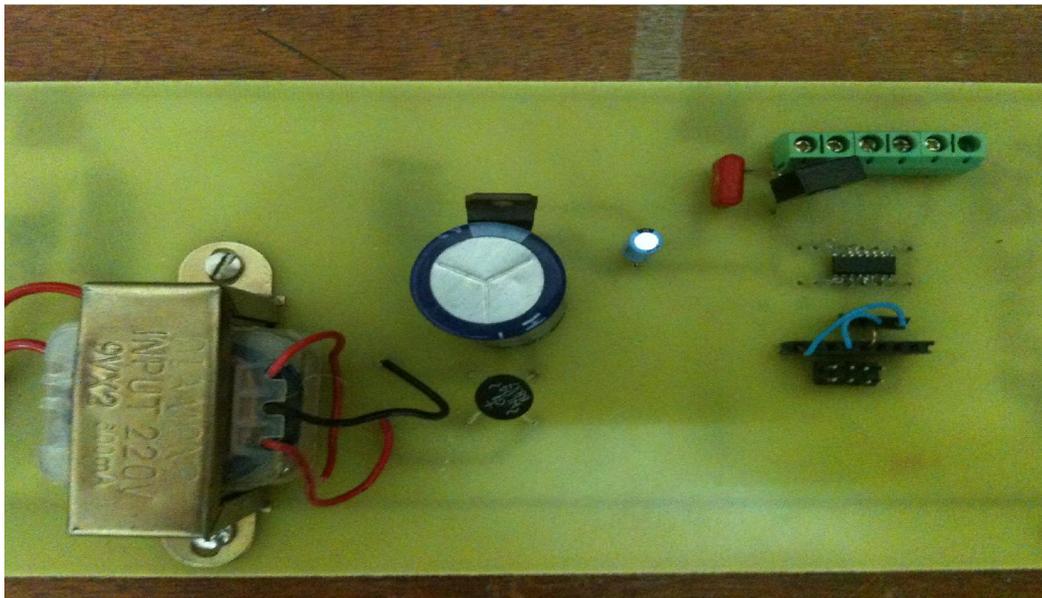
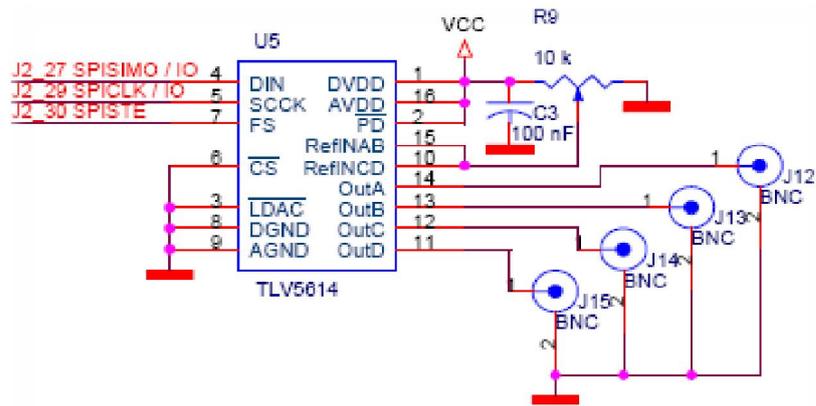
Maintenant que les valeurs de courant capté sont injectées dans la carte DSP, c'est au tour de la partie soft à traiter ces données. En premier lieu configurer le port de la carte pour recevoir ces données, puis les mettre dans un registre. En dernier lieu on calibre ces informations. C'est-à-dire récupérer la valeur réelle du courant en faisant le chemin inverse de celui qu'on a fait dans la partie hard.

➤ **Le circuit d'affichage :**

Une fois que toutes les cartes sont réalisées, des projets contenant l'ensemble des programmes développés sous le logiciel de développement studio C2000 sont mis au point à savoir :

- un projet pour la commande 180° ,
- un projet pour la MLI.
- un autre pour la commande directe du couple électromagnétique.

Dans le but de valider notre modeste travail, la visualisation des courbes de différents paramètres est indispensable. Pour cela nous avons réalisé une carte qui va nous permettre de visualiser à l'aide d'un oscilloscope des variables présentes dans le programme. Ces variables sont sous forme numérique, donc cette carte convertit ces données en analogique tout en respectant leurs valeurs réelles. Le convertisseur numérique analogique est à base de TLV5614 de Texas Instruments, on envoie ces données via le port entrée sortie de la carte DSP en utilisant les pins SPISMO, SPICLK et SPISTE.



Pho.III.9 Le convertisseur réalisé.

III.3 Les résultats pratiques obtenus :

Afin de tester la fiabilité du banc d'essais, nous avons commencé les tests en boucle ouverte. Nous avons appliqués en premier lieu à l'onduleur une commande simple qui est la commande 180° , puis la commande MLI naturelle qui sont toutes les deux des commandes en boucle ouverte. En second lieu, nous avons appliqués la commande directe du couple sans capteur mécanique qui est une commande en boucle fermée qui fait appel aux régulateurs et à la carte de mesure qui est constituée de capteur de courant ainsi de tension.

Les mesures sont effectuées par un oscilloscope numérique 25MHZ à double voies, modèle INSTEK GDS 1022. Ce qui permet de faire l'acquisition des signaux directement sur ordinateur. Les signaux enregistrés sont sous format Excel ce qui nous permet de retracer les courbes à l'aide du logiciel Matlab.

III.3.1 Commande 180° :

Les essais effectués concernent les relevés expérimentaux des allures des signaux de commandes, tension de phase statorique et le courant de phase statorique .Les résultats obtenus sont montrés dans les figures suivantes :

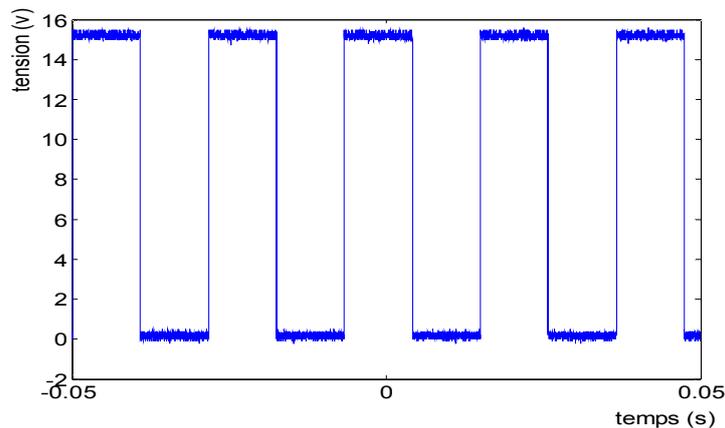


Fig.VI.13 signal de commande

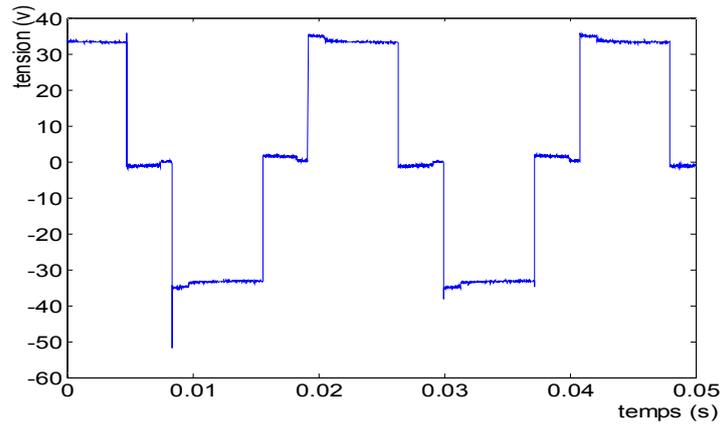


Fig.VI.14 Tension composée

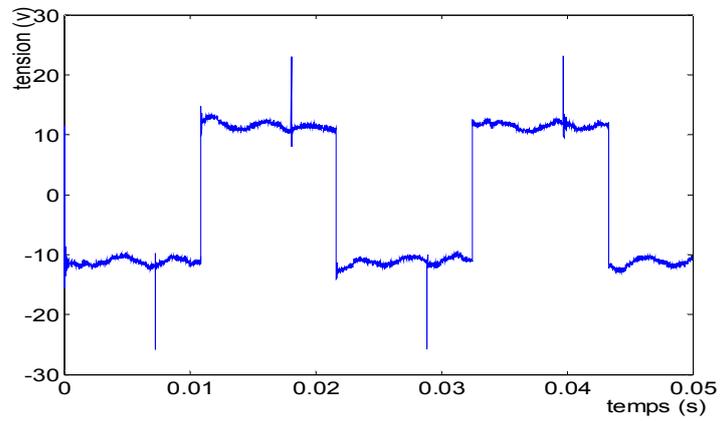


Fig.VI.15 Tension simple

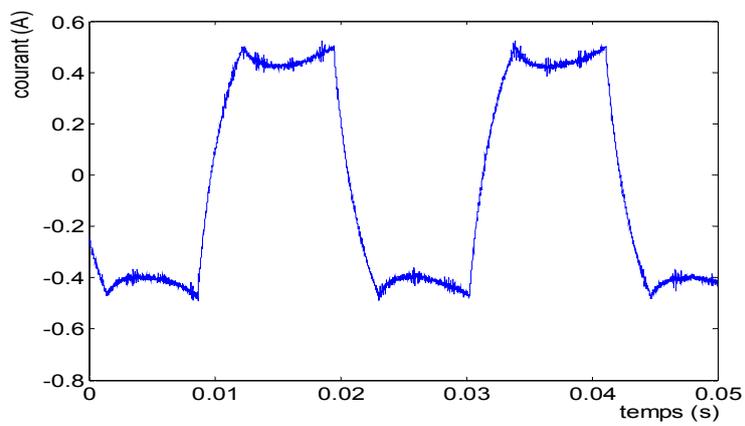


Fig.VI.16 Courant de phase

Nous remarquons que le courant de phase dans le cas de la commande 180° est pratiquement carré, cela s'explique par les allures des signaux de commande appliqués à l'onduleur hexaphasé.

Cette technique de commande donne un couple important aux machines dont la commande est appliquée, mais dans ce genre de commande le couple n'est pas contrôlé, nous n'avons pas l'accès à ces variations qui peuvent engendrer des dégâts dans certaines applications.

III.3.2 Commande MLI :

Le principe consiste à définir une onde MLI à partir de certains critères tel que :

- La minimisation de l'ondulation du courant.
- L'élimination des harmoniques.

Les figures suivantes représentent les allures des signaux de commande, tension de phase, tension d'entre phase et courant de phase.

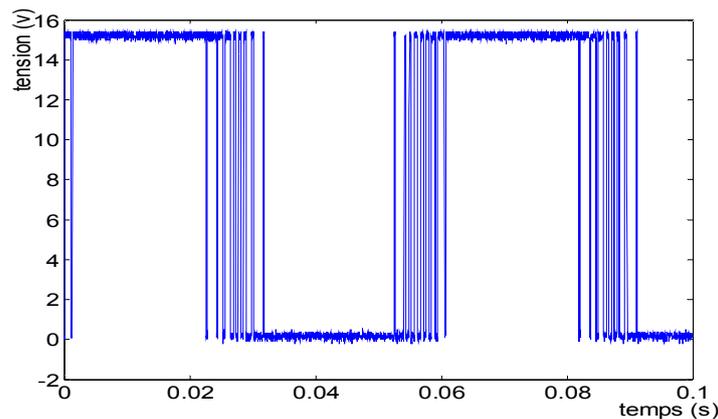


Fig.VI.17 Signal de commande

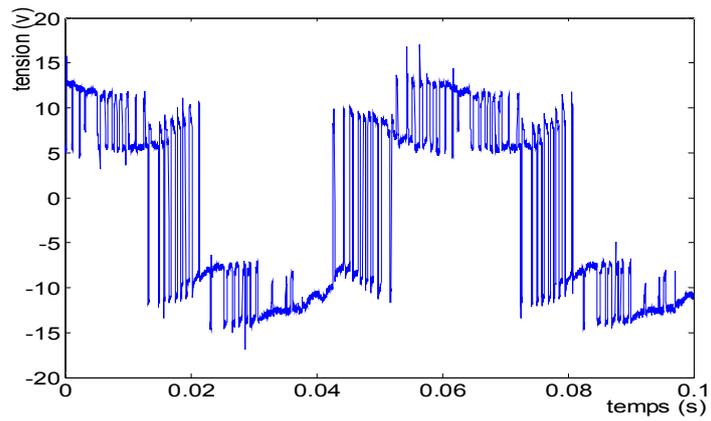


Fig.VI.18 Tension simple

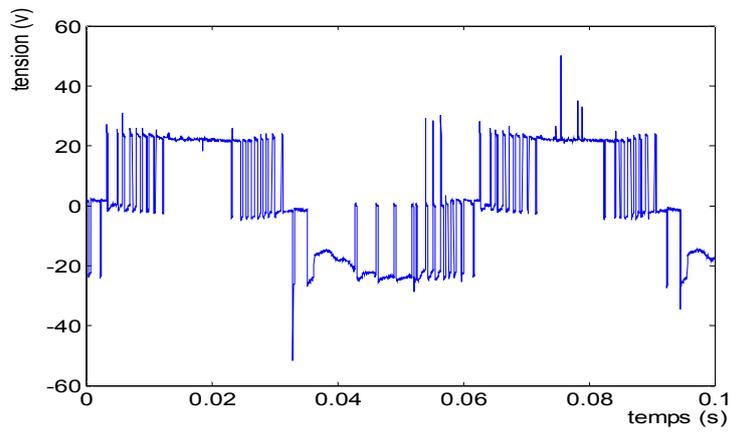


Fig.VI.19 Tension Composée

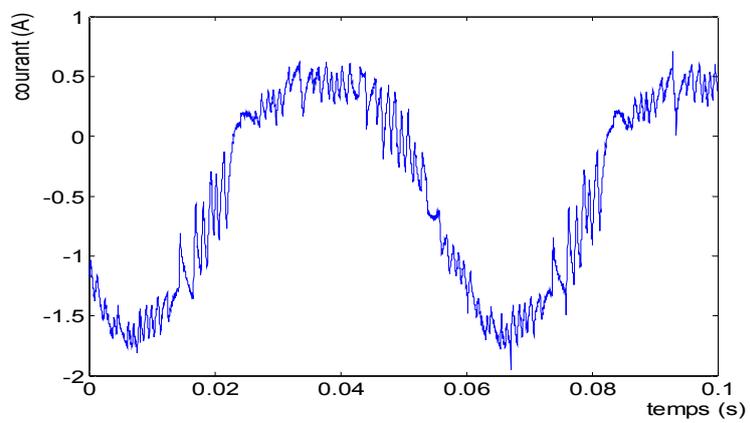


Fig.VI.20 Courant de phase

Les résultats illustrés précédemment sont obtenus en appliquant la commande MLI à l'onduleur hexaphasé. Nous remarquons que le courant de phase de rapproche beaucoup de la sinusoïde mis appart les petits piques de courant qui s'explique par les perturbations de la machine asynchrone double étoile.

Comme dans la commande 180° , dans la commande MLI le couple ne peut pas être contrôlé. Dans cette commande le paramètre contrôler est le courant. Pour le contrôle du couple de la machine, d'autres techniques de commande peuvent être appliqué, dans notre cas la technique utiliser est le contrôle direct du couple (CDC).

III.3.3 Contrôle direct du couple :

Pour élaborer cette technique de commande un algorithme a été développé. La mise en place de cette technique est effectuée en suivant les étapes suivantes :

- Disposer de tous les fichiers hideur (point h) nécessaires pour le bon fonctionnement du programme.
- Déclarer la table de commutation ainsi le couple de référence, Flux de référence et toutes les variables nécessaires pour le programme.
- Capturer les courants des phases, puisque l'ADC de la DSP accepte les entrées analogiques de tension comprise entre 0 et 3.3 v, donc nous somme dans l'obligation de limiter nos courants dans cette bande puis décaler les signaux vers la parties positive.
- Les courants capter sont convertis et stocker dans les registres spécifiques.
- Des équations sont élaborées dans le programme pour calculer et transformer les courants qui seront de leurs tours utilisé pour calculer le flux et le couple.
- Le flux et le couple calculé seront comparés à leurs valeurs de référence puis définir les vecteurs à appliquer.

Après avoir élaboré le programme, ce dernier a été injecter dans la carte DSP pour l'exécution, les résultats obtenus sont ci-dessous.

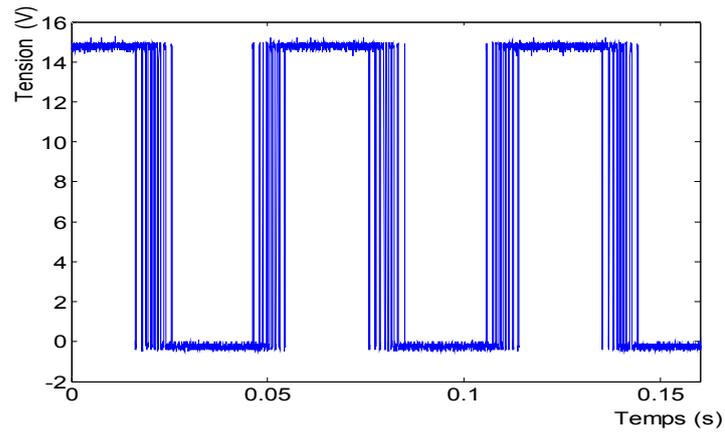


Fig.VI.21 Signal de commande

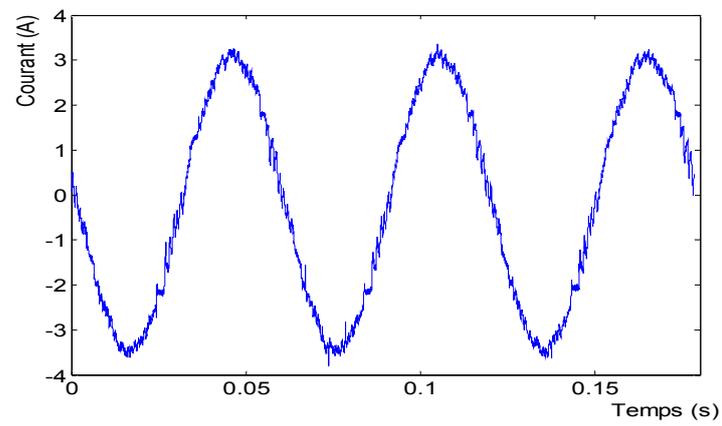


Fig.VI.22 Courant de phase

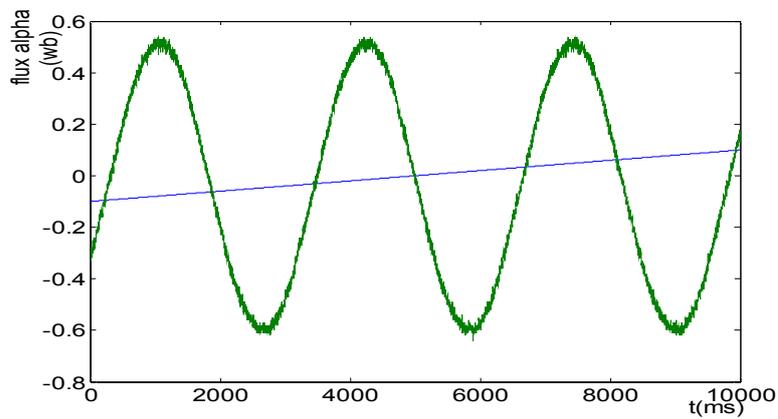


Fig.VI.23 Flux alpha

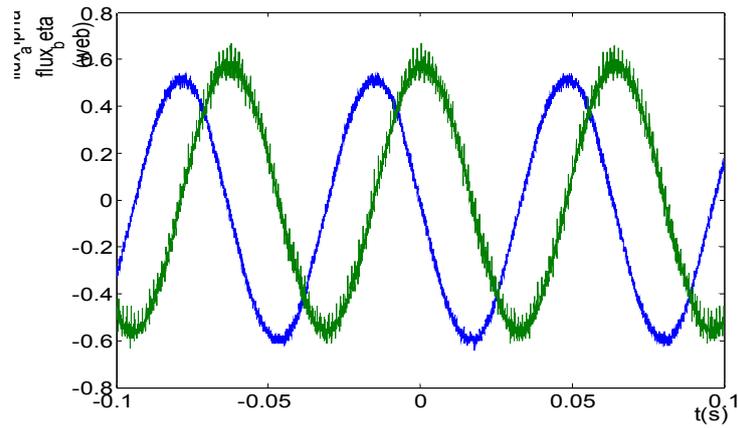


Fig.VI.24 Flux alpha et Flux beta

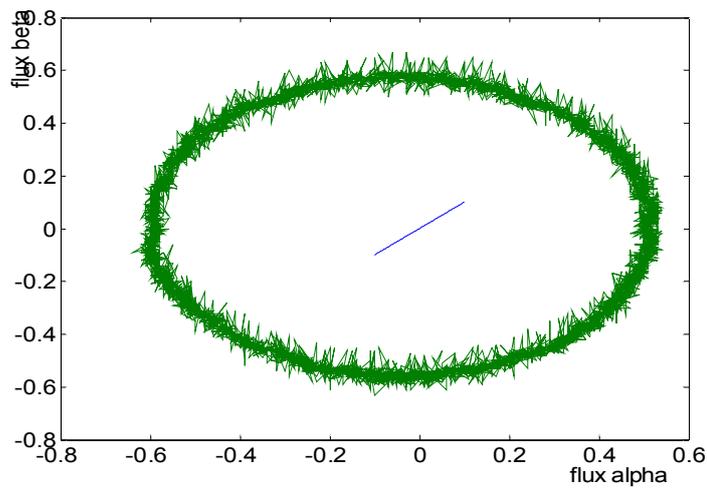


Fig. VI.25 Evolution du Flux statorique

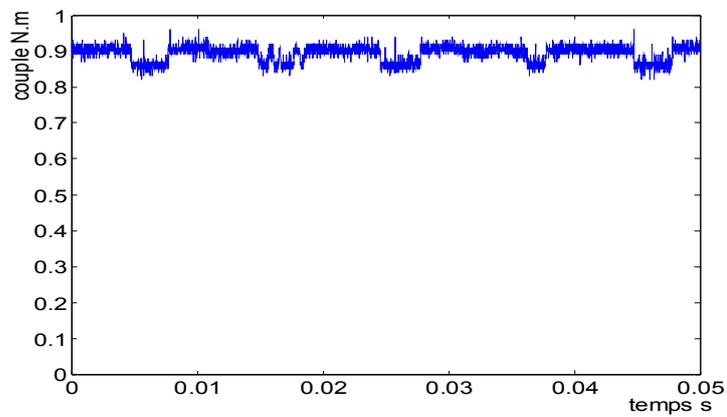


Fig. VI.26 Le couple électromagnétique de la machine (MASDE)

III.4 Interprétation des résultats obtenus :

Les figures présentées sont obtenues à partir du banc d'essai, enregistrées sous format excel(csv) puis tracées sous le logiciel de simulation Matlab Workspace.

La figure VI.21 montre le signal de commande appliqué aux interrupteurs de l'onduleur hexaphasé. La fréquence de hachage n'est pas fixe, elle présente des variations importantes dans le temps selon la séquence de commutation imposée par le CDC. Cette variation présente l'inconvénient majeur de cette technique de commande. Ces variations précipitent le vieillissement de la machine et provoquent des vibrations pendant la mise en service de cette dernière.

La figure VI.22 représente l'allure du courant de phase, ce dernier présente un hachage important et une fréquence variable qui est due à la variation de la fréquence des signaux de commande mais par conséquent il tend toujours à suivre une forme sinusoïdale.

Les figures VI.23, VI.24 et VI.25 montrent l'évolution des composants flux_alpha et flux_beta du vecteur flux statorique de la MASDE, et la trajectoire du vecteur flux dans le repère de Concordia flux_beta en fonction du flux_alpha. Le flux statorique de la MASDE commandée par la méthode DTC, est un peu déformé, cela s'explique par la forte mutuelle qui existe entre les deux bobinages statoriques, ainsi les simplifications faites au niveau du programme.

La figure VI.26 représente les variations du couple électromagnétique dans le temps. Même si le couple présente des variations mais de manière générale il suit sa référence imposée.

Conclusion :

Dans ce quatrième et dernier chapitre, nous avons commencé par présenter les différentes maquettes qui constituent le banc d'essai. Puis nous avons présenté les résultats expérimentaux obtenus en appliquant la commande 180° et la commande MLI sur la machine asynchrone double étoile.

Pour terminer, nous avons présenté les résultats expérimentaux obtenus en appliquant la technique de la commande directe du couple. Ces résultats ont montré la robustesse de cette technique ainsi que le découplage du flux et du couple.

*CONCLUSION
GENERALE.*

CONCLUSION GENERALE

Le travail que nous avons présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre de la mise en œuvre de la commande directe du couple pour la machine asynchrone double étoile(MASDE).

Nous sommes partis d'un cahier des charges, qui nous informe sur les conditions de travail de la machine asynchrone à commander.

Après avoir fait une étude théorique sur la machine asynchrone, les onduleurs de tension, ainsi que la technique de commande directe du couple. Nous avons procédé à une simulation du système en premier lieu, puis nous sommes passés à la réalisation du banc d'essais.

Vus la complexité et la difficulté de réaliser la commande du système, nous avons opté pour une commande numérique. La commande directe du couple utilise un échantillonnage de fréquence élevée ainsi que la génération des séquences de commutations en temps réel, pour cela nous avons choisi une carte DSP TMS320LF2407A qui possède une fréquence de 30 millions d'instruction par seconde. En plus de cette fréquence importante, la carte DSP dispose d'un port analogique qui permet l'acquisition des données analogiques comme les courants captés dans notre cas.

De fait que les grandeurs de la commande sont estimées à partir des seules grandeurs liées au stator, sans l'utilisation de capteur mécanique, une table de commande a été proposée pour le contrôle direct du couple de la machine asynchrone double étoile (MASDE).

Les essais effectués sur l'onduleur, la machine asynchrone double étoile et la carte de commande à base de DSP TMS320LF2407A, nous ont permis de vérifier notre réalisation en pratique ainsi d'obtenir les courbes afin de pouvoir les interpréter et les comparer avec ceux obtenus par simulation.

Les résultats obtenus et illustrer dans la partie pratique sont satisfaisants, on voit bien le découplage du flux et du couple ainsi l'allure du couple qui tend vers sa valeur de référence imposée même si il présente des petite variation qui peut s'expliquer par le faite que la machine présente de grande mutuelle et les erreurs commise lors du calcul des flux ainsi du couple. Grace à cette méthode nous pouvons imposer des directives bien précises à la machine telle que le sens de rotation, le couple de référence et la vitesse de rotation.

En fin, nous souhaitons que ce modeste travail soit compléter et amélioré en tenons comptes des variations de la résistance statorique ainsi les mutuelle en régime dynamique. Il sera intéressant d'utiliser des technique de commande qui peuvent offrir un bon contrôle du couple en tenons compte d'autres facteurs comme les courants de fuite ainsi l'élimination des variations de la fréquence de commutation.

BIBLIOGRAPHIE.

BIBLIOGRAPHIE

[01] S. Alloune, T. Rekioua, D.rekioua, < Application des stratégies de commutation pour le contrôle direct du couple (DTC) à une machine asynchrone >, proceeding – CNEA'04, 1ere conférence nationale sur l'Electrotechnique et ses applications à l'université Sidi-Bel-Abbès-ALGERIE , 24-25 mai 2004, pp. 9-14.

[02] D. Hadiouche :< Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile: modélisation, alimentation et structure > Thèse de doctorat Ecole Doctorale : Informatique-Automatique-Electrotechnique-Electronique-Mathématique, Université Henri Poincaré, Nancy-I-FRANCE. 20 décembre 2001.

[03] H. Yantouri, J.Saadi, A.Khoumsi : < Modélisation simulation d'une commende directe du couple appliquée à la machine asynchrone (DTC) > 6^{ème} conférence francophone de modélisation et simulation MOSIM'06 du 3 au 5 avril 2006 RABAT –MAROC.

[04] Y. A. Chapuis : « Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone par l'orientation de son flux statorique ». Thèse de Doctorat INPG Grenoble (France), 1996.

[05] M. Hadeif : « Contrôle directe du couple des machines synchrones avec et sans capteur mécanique mémoire de magister université de BEJAIA-ALGERIE 2002.

[06] B. Bouaoune, A.Yakouben : « Contrôle Direct du Couple des Machines Synchrones (DTC) ».Projet de fin d'étude. Electrotechnique, Option : Machines Electriques. Université A. Mira de Bejaia, Juin 2001.

[07] K. Marouani : « Etude et Réalisation d'un Banc Expérimental de Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone Commandée par PC sans Capteur Mécanique ». Mémoire de Magister. Système Electrotechnique, Ecole Militaire Polytechnique. 2001.

[08] A. AZIB. : < étude et commande d'une machine asynchrone double étoile alimentée par convertisseurs matriciels> Mémoire de magister, 2009 BEJAIA- ALGERIE

[09] H. Ben Naceur, R. Dhifaoui, M. Boussak. : « Etude dynamique d'une Machine Asynchrone alimentée par un générateur photovoltaïque : Commande par Contrôle Direct du Couple ». Colloque EF'99, Lille 30&31 Mars 99, PP.380-385.

[10] B. Metidji. : « Contrôle direct du couple des machines à courant alternatif avec minimisation des ondulations du couple par carte DSP ». Mémoire de magister, 2004 BEJAIA- ALGERIE

Autres ouvrages :

[11] G. Baudoin. F. Virolleau. :< DSP les processeurs de traitement du signal > .DUNOD , Paris1996.

[12]: Resa Kianinezhad, Babak Nahid- Mobarakeh, Member, IEE, Lotfi Baghli, Franck Betin, Member, IEEE, and Gérard-André Capolino, Fellow, IEEE <Modelling and control of six-phase symmetrical Induction Machine Under>Fault Condition Due to Open Phases", IEEE Transactions on Industrial Electronics,VOL.55,NO.5,MAY 2008

[13] M. D. Sprague. :< A high performance DSP based system architecture for motor drive control.> Master's thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, May 1993.

[14] Texas Instruments. :< TMS320LF2407, TMS320LF2406, TMS320LF2402, TMS320LC2406,TMS320LC2404, TMS320LC2402 DSP Controllers > Brochure . sprs094.

[15] Texas Instruments. :< Tms320lf/lc240x DSP controllers reference guide: System and peripherals> Brochure . spru357.

[16] Texas Instruments. :< Tms320f240 DSP solution for obtaining resolver angular position and speed> Brochure. spra605.

[17] Texas Instruments. :< Implementation of speed field oriented control of 3-phase pmsm motor using 'f240> Brochure. spra588.

[18] M. Lagacherie. O. Bouillet. K. Lemaire epita :< Digital Signal Processing> Mars 2002.

[19] G. Baudoin. F. Virolleau. :<les DSP famille tms320c54x> . Livre. Paris2000.

[20] Texas Instruments. : <Tms320c2xx/tms320c24x code composer > user's guide.spru490.

[21] Texas Instruments.:<Tms320c2x/c2xx/c5x optimizing c compiler>user's guide.spru024e.

[22] Texas Instruments. :< TMS320C2xx C Source Debugger > user's Guide. spru151.

[23] Texas Instruments. :< DSP solution for AC induction motor>. Brochure. Bpra043.

[24] Texas instruments. :< 3.3 v DSP for digital motor control> Brochure. spra550.

- [25] S. Hamandi, <Commande vectorielle la machine synchrone double étoile à aimants permanents, >Thèse de DEA en contrôle industriel à l'université LIBANNAISE, Septembre 2000.
- [26]: Hong-Hee Lee, Minh-Hoang Nguyen: < Matrix converter fed induction motor using a new Modified Direct Torque control method > The 30th annual conference of the IEEE Industriel electronics society, Novembre 2-6, 2004 KORIA.
- [27]: A. Kalantari, M. Mirsalim, H. Rastegar, < Adjustable speed drive based on fuzzy logic for a dual Three- Phase Induction machine> Amirkabir University of Technology, Tehran-Iran, Proceedings in Electric Drives 2002, August 18-21, Electric Drives II.
- [28]: J.K.KANG, H. HARA, A. HAVA, E. YAMAMOTO, E. WATANABE and T. KUNE, :<The matrix converter drive performance under abnormal input voltage conditions>, in IEEE Trans. On power Electronics. Vol.17, N°5, pp.721-723, September 2002.
- [29] : X. Kestelyn, :<Modélisation vectorielle multi-machines pour la commande des ensembles convertisseurs- machines polyphasées>, Thèse de doctorat en génie électrique à l'université de Lille 1, 04 décembre 2003.

ANNEXES.

ANNEXES

ANNEXE (A)

Paramètre de la machine asynchrone à double stator

❖	Puissance nominale	$P_n=4,5\text{kw}$
❖	Tension nominale	$V_n=220\text{V}$
❖	Courant nominale	$I_n=6,5\text{A}$
❖	Nombre de paires de pôles	$p=1$
❖	Résistance du premier enroulement statorique	$R_{s1}=3,72\Omega$
❖	Résistance du deuxième enroulement statorique	$R_{s2}=3,72\Omega$
❖	Résistance rotorique	$R_r=2,12\Omega$
❖	Inductance du premier enroulement statorique	$L_{s1}=0,022\text{H}$
❖	Inductance du deuxième enroulement statorique	$L_{s2}=0,022\text{H}$
❖	Inductance rotorique	$L_r=0,006\text{H}$
❖	Inductance mutuelle	$L_m=0,3672\text{H}$
❖	Moment d'inertie	$J=0,662\text{kg.m}^2$
❖	Coefficient de frottement	$K_f=0,001\text{Nms/rd}$
❖	Fréquence nominale	$f=50\text{Hz}$

ANNEXE(B)

IR2130/IR2132(J)(S) & (PbF)

3-PHASE BRIDGE DRIVER

Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
Fully operational to +600V
Tolerant to negative transient voltage
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for all channels
- Over-current shutdown turns off all six drivers
- Independent half-bridge drivers
- Matched propagation delay for all channels
- 2.5V logic compatible
- Outputs out of phase with inputs
- Cross-conduction prevention logic
- Also available LEAD-FREE

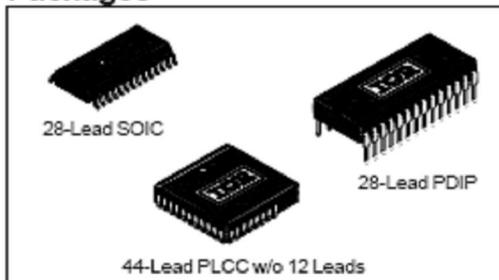
Description

The IR2130/IR2132(J)(S) is a high voltage, high speed power MOSFET and IGBT driver with three independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC technology enables ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with CMOS or LSTTL outputs, down to 2.5V logic. A ground-referenced operational amplifier provides analog feedback of bridge current via an external current sense resistor. A current trip function which terminates all six outputs is also derived from this resistor. An open drain FAULT signal indicates if an over-current or undervoltage shutdown has occurred. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays are matched to simplify use at high frequencies. The floating channels can be used to drive N-channel power MOSFETs or IGBTs in the high side configuration which operate up to 600 volts.

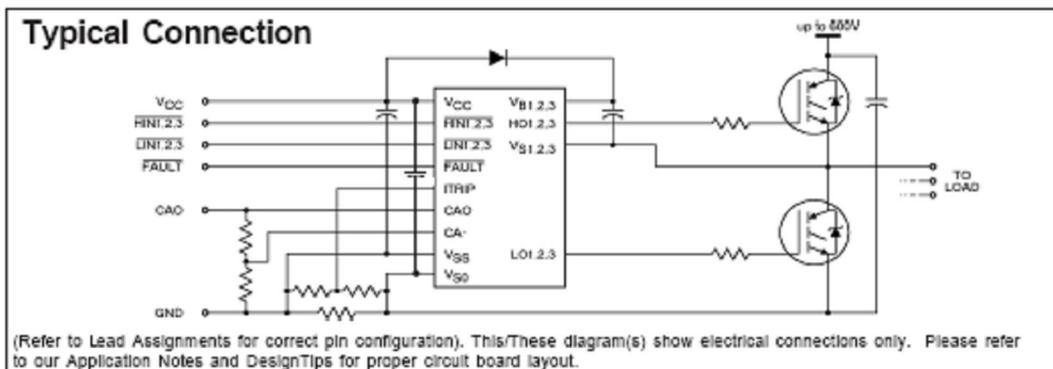
Product Summary

V_{OFFSET}	600V max.
$I_{O+/-}$	200 mA / 420 mA
V_{OUT}	10 - 20V
$t_{on/off}$ (typ.)	675 & 425 ns
Deadtime (typ.)	2.5 μs (IR2130) 0.8 μs (IR2132)

Packages



Typical Connection



IR2130/IR2132(J)(S) & (PbF)

International
IR Rectifier

Absolute Maximum Ratings

Absolute Maximum Ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to V_{S0} . The Thermal Resistance and Power Dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions. Additional information is shown in Figures 50 through 53.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units	
$V_{B1,2,3}$	High Side Floating Supply Voltage	-0.3	625	V	
$V_{S1,2,3}$	High Side Floating Offset Voltage	$V_{S1,2,3} - 25$	$V_{S1,2,3} + 0.3$		
$V_{HO1,2,3}$	High Side Floating Output Voltage	$V_{S1,2,3} - 0.3$	$V_{B1,2,3} + 0.3$		
V_{CC}	Low Side and Logic Fixed Supply Voltage	-0.3	25		
V_{SS}	Logic Ground	$V_{CC} - 25$	$V_{CC} + 0.3$		
$V_{LO1,2,3}$	Low Side Output Voltage	-0.3	$V_{CC} + 0.3$		
V_{IN}	Logic Input Voltage ($HIN1,2,3$, $LIN1,2,3$ & ITRIP)	$V_{SS} - 0.3$	$(V_{SS} + 15)$ or $(V_{CC} + 0.3)$ whichever is lower		
V_{FLT}	FAULT Output Voltage	$V_{SS} - 0.3$	$V_{CC} + 0.3$		
V_{CAO}	Operational Amplifier Output Voltage	$V_{SS} - 0.3$	$V_{CC} + 0.3$		
V_{CA-}	Operational Amplifier Inverting Input Voltage	$V_{SS} - 0.3$	$V_{CC} + 0.3$		
dV_S/dt	Allowable Offset Supply Voltage Transient	—	50		V/ns
P_D	Package Power Dissipation @ $T_A \leq +25^\circ\text{C}$	—	—		W
	(28 Lead DIP)	—	1.5		
	(28 Lead SOIC)	—	1.6		
	(44 Lead PLCC)	—	2.0		
R_{thJA}	Thermal Resistance, Junction to Ambient	—	—	$^\circ\text{C}/\text{W}$	
	(28 Lead DIP)	—	83		
	(28 Lead SOIC)	—	78		
	(44 Lead PLCC)	—	83		
T_J	Junction Temperature	—	150	$^\circ\text{C}$	
T_S	Storage Temperature	-55	150		
T_L	Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	—	300		

Recommended Operating Conditions

The Input/Output logic timing diagram is shown in Figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. All voltage parameters are absolute voltages referenced to V_{S0} . The V_S offset rating is tested with all supplies biased at 15V differential. Typical ratings at other bias conditions are shown in Figure 54.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units	
$V_{B1,2,3}$	High Side Floating Supply Voltage	$V_{S1,2,3} + 10$	$V_{S1,2,3} + 20$	V	
$V_{S1,2,3}$	High Side Floating Offset Voltage	Note 1	600		
$V_{HO1,2,3}$	High Side Floating Output Voltage	$V_{S1,2,3}$	$V_{B1,2,3}$		
V_{CC}	Low Side and Logic Fixed Supply Voltage	10	20		
V_{SS}	Logic Ground	-5	5		
$V_{LO1,2,3}$	Low Side Output Voltage	0	V_{CC}		
V_{IN}	Logic Input Voltage ($HIN1,2,3$, $LIN1,2,3$ & ITRIP)	V_{SS}	$V_{SS} + 5$		
V_{FLT}	FAULT Output Voltage	V_{SS}	V_{CC}		
V_{CAO}	Operational Amplifier Output Voltage	V_{SS}	$V_{SS} + 5$		
V_{CA-}	Operational Amplifier Inverting Input Voltage	V_{SS}	$V_{SS} + 5$		
T_A	Ambient Temperature	-40	125		$^\circ\text{C}$

Note 1: Logic operational for V_S of $(V_{S0} - 5V)$ to $(V_{S0} + 600V)$. Logic state held for V_S of $(V_{S0} - 5V)$ to $(V_{S0} - V_{SS})$. (Please refer to the Design Tip DT97-3 for more details).

Note 2: All input pins, $CA-$ and CAO pins are internally clamped with a 5.2V zener diode.

ANNEXE (C)



2.0 Amp Output Current IGBT Gate Drive Optocoupler

Technical Data

HCPL-3120

Features

- 2.0 A Minimum Peak Output Current
- 15 kV/ μ s Minimum Common Mode Rejection (CMR) at $V_{CM} = 1500$ V
- 0.5 V Maximum Low Level Output Voltage (V_{OL}) Eliminates Need for Negative Gate Drive
- $I_{CC} = 5$ mA Maximum Supply Current
- Under Voltage Lock-Out Protection (UVLO) with Hysteresis
- Wide Operating V_{CC} Range: 15 to 30 Volts
- 500 ns Maximum Switching Speeds
- Industrial Temperature Range: -40°C to 100°C
- Safety Approval
UL Recognized - 2500 V rms for 1 minute per UL1577
CSA Approval
VDE 0884 Approved with $V_{ORM} = 630$ V peak (Option 060 only)

Applications

- Isolated IGBT/MOSFET Gate Drive
- AC and Brushless DC Motor Drives

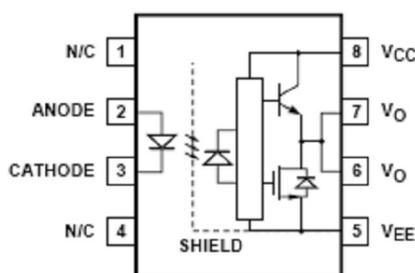
- Industrial Inverters
- Switch Mode Power Supplies (SMPS)

Description

The HCPL-3120 consists of a GaAsP LED optically coupled to an integrated circuit with a power output stage. This optocoupler is ideally suited for driving power IGBTs and MOSFETs used in

motor control inverter applications. The high operating voltage range of the output stage provides the drive voltages required by gate controlled devices. The voltage and current supplied by this optocoupler makes it ideally suited for directly driving IGBTs with ratings up to 1200 V/100 A. For IGBTs with higher ratings, the HCPL-3120 can be used to drive a discrete power stage which drives the IGBT gate.

Functional Diagram



TRUTH TABLE

LED	$V_{CC} - V_{EE}$ "POSITIVE GOING" (i.e., TURN-ON)	$V_{CC} - V_{EE}$ "NEGATIVE GOING" (i.e., TURN-OFF)	V_O
OFF	0 - 30 V	0 - 30 V	LOW
ON	0 - 11 V	0 - 9.5 V	LOW
ON	11 - 13.5 V	9.5 - 12 V	TRANSITION
ON	13.5 - 30 V	12 - 30 V	HIGH

A 0.1 μF bypass capacitor must be connected between pins 5 and 8.

CAUTION: It is advised that normal static precautions be taken in handling and assembly of this component to prevent damage and/or degradation which may be induced by ESD.

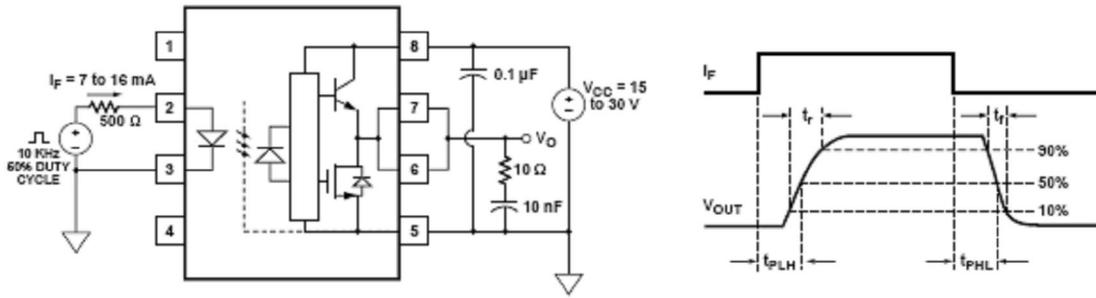


Figure 23. t_{PLH} , t_{PHL} , t_r , and t_f Test Circuit and Waveforms.

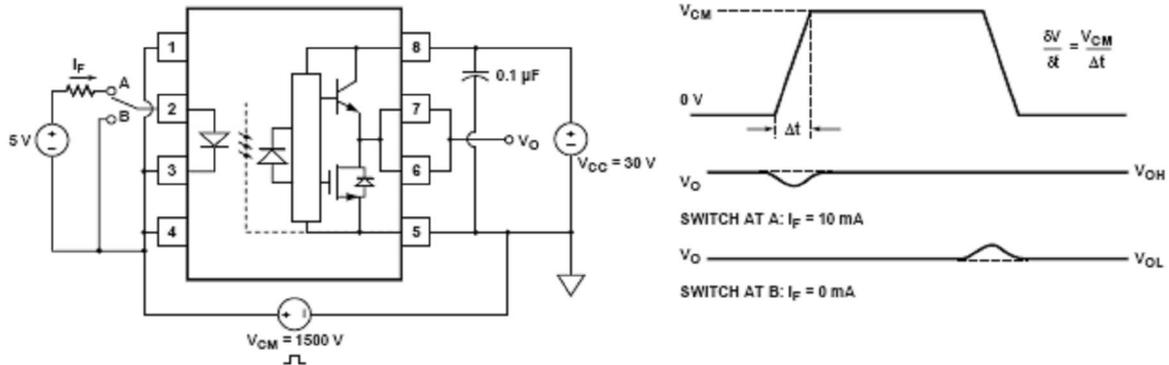


Figure 24. CMR Test Circuit and Waveforms.

Applications Information
Eliminating Negative IGBT Gate Drive

To keep the IGBT firmly off, the HCPL-3120 has a very low maximum V_{OL} specification of 0.5 V. The HCPL-3120 realizes this very low V_{OL} by using a DMOS transistor with 1 Ω (typical) on resistance in its pull down circuit. When the HCPL-3120 is in the low state, the IGBT

gate is shorted to the emitter by $R_g + 1 \Omega$. Minimizing R_g and the lead inductance from the HCPL-3120 to the IGBT gate and emitter (possibly by mounting the HCPL-3120 on a small PC board directly above the IGBT) can eliminate the need for negative IGBT gate drive in many applications as shown in Figure 25. Care should be taken with such a PC board design to avoid routing the

IGBT collector or emitter traces close to the HCPL-3120 input as this can result in unwanted coupling of transient signals into the HCPL-3120 and degrade performance. (If the IGBT drain must be routed near the HCPL-3120 input, then the LED should be reverse-biased when in the off state, to prevent the transient signals coupled from the IGBT drain from turning on the HCPL-3120.)

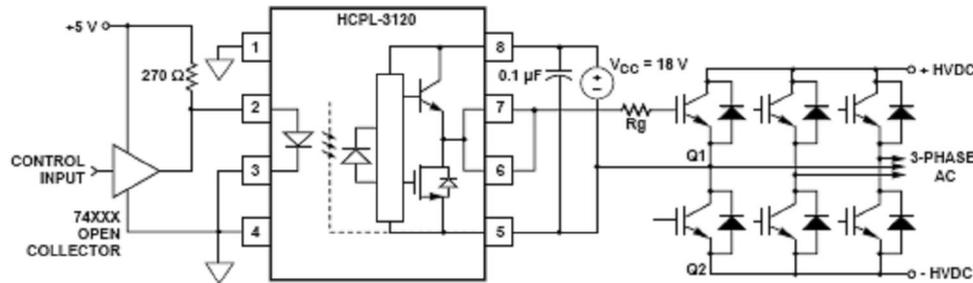


Figure 25. Recommended LED Drive and Application Circuit.

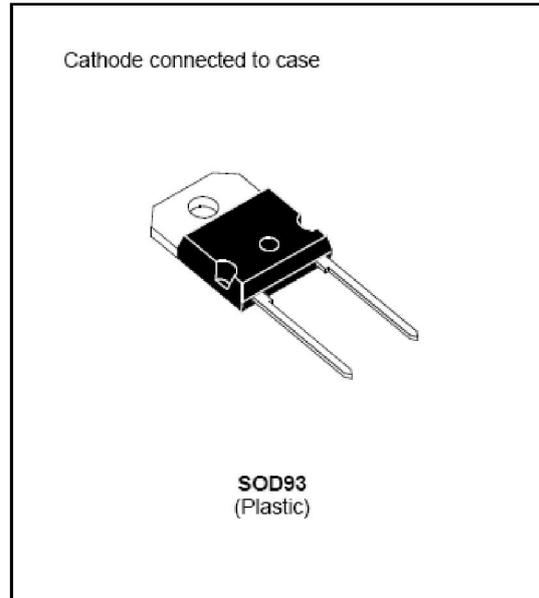
ANNEXE(D)



BYT 30P-1000

FAST RECOVERY RECTIFIER DIODE

- VERY HIGH REVERSE VOLTAGE CAPABILITY
- VERY LOW REVERSE RECOVERY TIME
- VERY LOW SWITCHING LOSSES
- LOW NOISE TURN-OFF SWITCHING



SUITABLE APPLICATIONS

- FREE WHEELING DIODE IN CONVERTERS AND MOTOR CONTROL CIRCUITS
- RECTIFIER IN S.M.P.S.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter		Value	Unit
V_{RRM}	Repetitive Peak Reverse Voltage		1000	V
V_{RSM}	Non Repetitive Peak Reverse Voltage		1000	V
I_{FRM}	Repetive Peak Forward Current	$t_p \leq 10\mu s$	375	A
$I_{F(RMS)}$	RMS Forward Current		70	A
$I_{F(AV)}$	Average Forward Current	$T_o = 85^\circ C$ $\delta = 0.5$	30	A
I_{FSM}	Surge non Repetitive Forward Current	$t_p = 10ms$ Sinusoidal	200	A
P	Power Dissipation	$T_o = 85^\circ C$	60	W
T_{stg} T_j	Storage and Junction Temperature Range		- 40 to +150 - 40 to +150	$^\circ C$

THERMAL RESISTANCE

Symbol	Parameter	Value	Unit
$R_{th(j-c)}$	Junction-case	1	$^\circ C/W$

ANNEXE(E)

International
IR Rectifier

PD - 9.1112

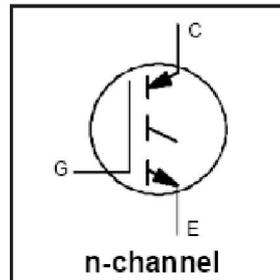
IRGPC40F

INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR

Fast Speed IGBT

Features

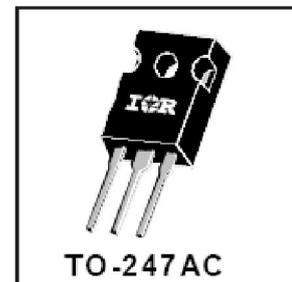
- Switching-loss rating includes all "tail" losses
- Optimized for medium operating frequency (1 to 10kHz) See Fig. 1 for Current vs. Frequency curve



$V_{CES} = 600V$
 $V_{CE(sat)} \leq 2.0V$
@ $V_{GE} = 15V, I_C = 27A$

Description

Insulated Gate Bipolar Transistors (IGBTs) from International Rectifier have higher usable current densities than comparable bipolar transistors, while at the same time having simpler gate-drive requirements of the familiar power MOSFET. They provide substantial benefits to a host of high-voltage, high-current applications.

**Absolute Maximum Ratings**

	Parameter	Max.	Units
V_{CES}	Collector-to-Emitter Voltage	600	V
$I_C @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Collector Current	49	A
$I_C @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Collector Current	27	
I_{CM}	Pulsed Collector Current ①	200	
I_{LM}	Clamped Inductive Load Current ②	200	
V_{GE}	Gate-to-Emitter Voltage	± 20	V
E_{ARV}	Reverse Voltage Avalanche Energy ③	15	mJ
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Maximum Power Dissipation	160	W
$P_D @ T_C = 100^\circ C$	Maximum Power Dissipation	65	
T_J T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
	Soldering Temperature, for 10 sec.	300 (0.063 in. (1.6mm) from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw.	10 lbf·in (1.1N·m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	-----	-----	0.77	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, flat, greased surface	-----	0.24	-----	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient, typical socket mount	-----	-----	40	
W_t	Weight	-----	6 (0.21)	-----	g (oz)

ANNEXE (F)

1. connecteurs d'eZdsp™ LF2407

L'eZdsp™ LF2407 a huit connecteurs. La broche 1 de chaque connecteur est identifiée par une garniture carrée de soudure. La fonction de chaque connecteur est montrée dans la table ci-dessous:

Table 1: eZdsp™ LF2407 Connectors

Connector	Function
P1/P7	Analog Interface
P2/P8	I/O Interface
P3	Power Connector
P6	I/O Expansion Connector
P9	Parallel Port/JTAG Controller Interface
P10	JTAG Interface

The diagram below shows the position of each connector

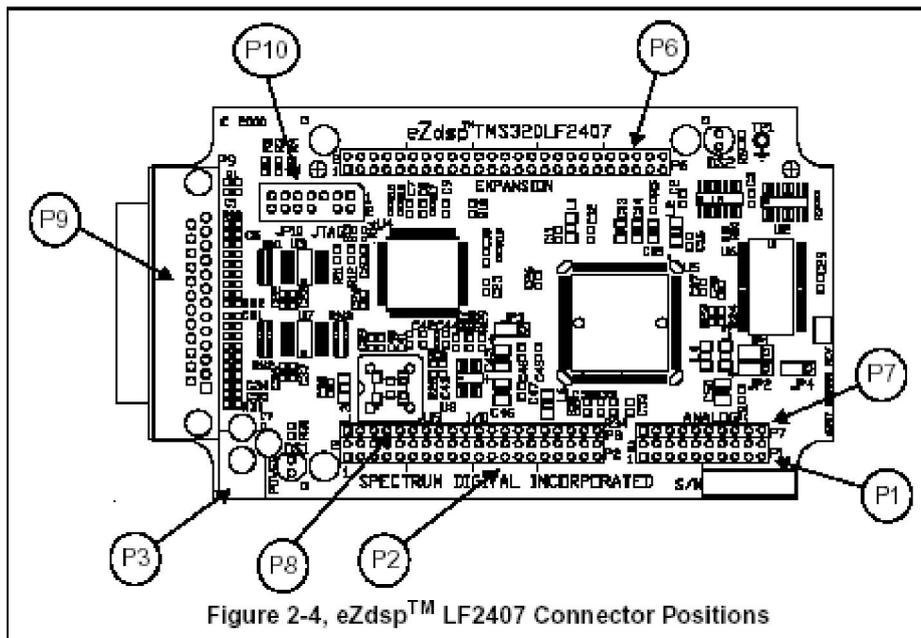
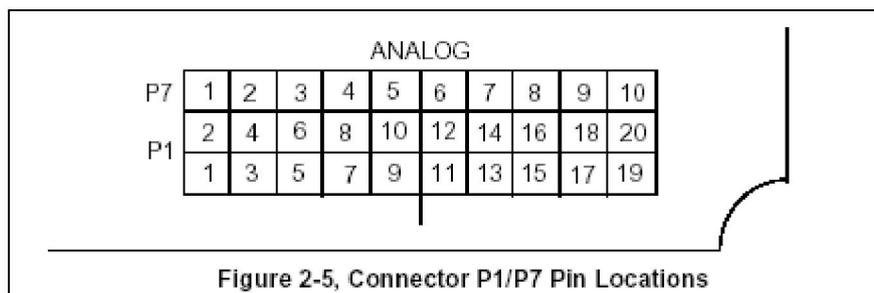


Figure 2-4, eZdsp™ LF2407 Connector Positions

ANNEXES

1,1 P1/p7, Interface Analogique

Les positions des 20 goupilles sur le connecteur P1 et des 10 goupilles sur le P7 sont montrées dans le diagramme ci-dessous comme vues à partir du dessus de l'eZdsp.



La définition de P1, qui a les signaux analogues est montrée ci-dessous.

Table 2: P1, Analog Interface Connector

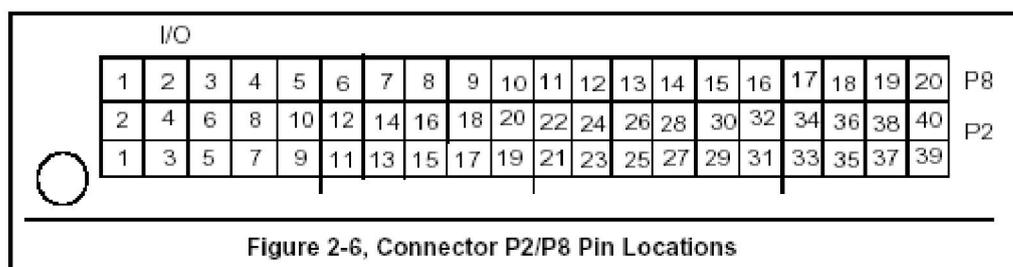
Pin #	Signal	Pin #	Signal
1	GND	2	ADCIN0
3	GND	4	ADCIN1
5	GND	6	ADCIN2
7	GND	8	ADCIN3
9	GND	10	ADCIN4
11	GND	12	ADCIN5
13	GND	14	ADCIN6
15	GND	16	ADCIN7
17	GND	18	VREFLO
19	GND	20	VREFHI

définition de P7, qui a également l'interface analogique est montrée ci-dessous.

La

1,2 P2/p8, Interface D'I/o

Les positions des 40 goupilles sur le P2 et des 20 goupilles sur les connecteurs P8 sont montrées dans le diagramme ci-dessous comme vues à partir du dessus de l'eZdsp.



ANNEXES

La définition de P2, qui a l'interface de signal d'I/O est montrée ci-dessous

La définition de P8, qui a également l'interface de signal d'I/O est montrée ci-dessous

Table 4: P2, I/O Interface Connector

Pin #	Signal	Pin #	Signal
1	+5V	2	+5V
3	SCITXD/IOPA0	4	SCIRXD/IOPA1
5	XINT1-/IOPA2	6	CAP1/QEP1/IOPA3
7	CAP2/QEP2/IOPA4	8	CAP3/IOPA5
9	PWM1/IOPA6	10	PWM2/IOPA7
11	PWM3/IOPB0	12	PWM4/IOPB1
13	PWM5/IOPB2	14	PWM6/IOPB3
15	T1PWM/T1CMP/IOPB4	16	T2PWM/T2CMP/IOPB5
17	TDIRA/IOPB6	18	TCLKINA/IOPB7
19	GND	20	GND
21	WNR/IOPC0	22	BIO-/IOPC1
23	SPISIMO/IOPC2	24	SPISOMI/IOPC3
25	SPICLK/IOPC4	26	SPISTE/IOPC5
27	CANTX/IOPC6	28	CANRX/IOPC7
29	CLKOUT/IOPE0	30	PWM7/IOPE1
31	PWM8/IOPE2	32	PWM9/IOPE3
33	PWM10/IOPE4	34	PWM11/IOPE5
35	PWM12/IOPE6	36	CAP4/QEP3/IOPE7
37	PDPINTA-	38	PDPINTB-
39	GND	40	GND

Table 5: P8, I/O Interface Connector

Pin #	Signal
1	+5V
2	XINT2-/ADCSOC/ IOPD0
3	EMU0/IOPD1
4	EMU1/IOPD2
5	TCK/IOPD3
6	TDI/IOPD4
7	TDO/IOPD5
8	TMS/IOPD6
9	TMS2/IOPD7
10	GND
11	CAP5/QEP4/IOPF0
12	CAP6/IOPF1
13	T3PWM/T3CMP/IOPF2
14	T4PWM/T4CMP/IOPF3
15	TDIRB/IOPF4
16	TCLKINB/IOPF5
17	IOPF6
18	RESERVED
19	RESERVED
20	GND

Résumé : Le travail que nous avons présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre de la mise en œuvre de la commande direct du couple pour la machine asynchrone double étoile(MASDE). Après avoir fait une étude théorique sur la machine asynchrone, les onduleurs de tension, ainsi que la technique de commande directe du couple. Nous avons procédé à une simulation du système en premier lieu, puis nous sommes passés à la réalisation du banc d'essais. Vu la complexité et la difficulté de réaliser la commande du système, nous avons opté pour une commande numérique. La commande directe du couple utilise un échantillonnage de fréquence élevée ainsi que la génération des séquences de commutations en temps réel, pour cela nous avons choisi une carte DSP TMS320LF2407A qui possède une fréquence de 30 millions d'instruction par seconde. En plus de cette fréquence importante, la carte DSP dispose d'un port analogique qui permet l'acquisition des données analogiques comme les courants captés dans notre cas. **De fait** que les grandeurs de la commande sont estimées à partir des seules grandeurs liées au stator, sans l'utilisation de capteur mécanique, une table de commande a été proposée pour le contrôle direct du couple de la machine asynchrone double étoile (MASDE). Les essais effectués sur l'onduleur, la machine asynchrone double étoile et la carte de commande à base de DSP TMS320LF2407A, nous ont permis de vérifier notre réalisation en pratique ainsi d'obtenir les courbes afin de pouvoir les interpréter et les comparer avec ceux obtenus par simulation.

Mots clés : Machine asynchrone double étoile (MASDE), commande directe du couple, carte DSP TMS320LF2407, variation du flux statorique.

Summary :

The work we have presented in this paper is part of the implementation of direct torque control for induction motor double star, After a theoretical study on the induction machine, voltage inverters, and the technique of direct torque control. We conduct a simulation of the system first, Then we moved to complete the test bench. Views complexity and difficulty of achieving control of the system, we opted for a digital control. The direct torque control using a high sampling frequency and the generation of switching sequences in real time, why we chose a DSP TMS320LF2407A which has a frequency of 30 million instructions per second. In addition to this high frequency, the DSP card has an analog port that allows the acquisition of analog data such as currents picked up in our case. In fact the sizes of the order are estimated from only quantities related to the stator, without the use of mechanical sensor, a control table has been proposed for direct torque control of induction machines double star. The tests on the UPS, the double star induction motor and control board based on DSP TMS320LF2407A, allowed us to check our achievement in practice and to obtain the curves able to interpret and compare them with those obtained by simulation.

Keywords: Double star induction motor , direct torque control, DSP TMS320LF2407, variation of stator flux.