

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي  
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد دحلب البليدة  
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا  
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك  
Département d'Électronique



## Mémoire de Projet de Fin d'Études

présenté par

**BLAIFI Sid-ali**

&

**NAMANE Abdenour**

pour l'obtention du diplôme du Master 2 en Électronique option Automatique

Thème

# Etude et implémentation de la commande DTC sur une carte DSP basée sur un régulateur flou appliquée à la machine asynchrone

Proposé par : Mr. TAIB Ali

Année Universitaire 2011-2012

# Remerciements

Nous remercions ALLAH de nous avoir donné la volonté et le courage qui nous ont permis de réaliser ce travail, veuille t'il nous guider dans le droit chemin.

Nous aimons spécialement remercier notre promoteur Monsieur TAIB Ali qui nous a proposé ce sujet, pour sa disponibilité et pour son grand aide tout au long de ce travail.

Je remercie Monsieur O.AIT SAHED doctorant au Département d'Electronique à Université de Blida Je le remercie pour son orientation et disponibilité pendant la réalisation de ce mémoire.

Nos chaleureux remerciements à nos familles, qui nous ont soutenu par leur Amour, leurs encouragements et leur intérêt tout au long de nos études.

Nous tenons à présenter nos remerciements aussi à toutes les personnes qui ont participées de près ou de loin à l'élaboration du présent mémoire.

Ainsi au président de jury et les membres de jury ayant accepté de le juger.

# Dédicace

Je dédie ce travail à l'âme de mon cher père Khaled et à ma mère Zahiya auxquels je ne pourrai jamais exprimer ma gratitude par quelques mots, que sans eux je ne serais jamais ce que je suis aujourd'hui et que je ne pourrai jamais leur rendre ce que mon offert d'amour, d'affection et de soutien.

Je le dédie à mais frères Mohamed et Naim ma sœur Souad sans oublier mon oncle Hammi et les amis de la famille Fissal et Omar .

Je le dédie aussi à mes amis Islem, Hakim , Abdelaziz Amine Oussaïde et Rabah ainsi que mon binôme ABDENOUR qui ont toujours été là quand j'avais besoin.

A la fin, à tous ceux que j'ai n'est pas cité.

**BLAIFI SID-ALI**

# Dédicace

Je dédie ce travail à l'âme de mon cher père Abdelkader et à ma mère Safia auxquels je ne pourrai jamais exprimer ma gratitude par quelques mots, que sans eux je ne serais jamais ce que je suis aujourd'hui et que je ne pourrai jamais leur rendre ce que mon offert d'amour, d'affection et de soutien.

Je le dédie à mon frère Amine et ma sœur Nesrine sans oublier son marie CHALAL Saadi Lamine.

Je le dédie aussi à mes amis Mostafa, hamza, Ferhat, abd elhak et fares ainsi mon binôme Sid Ali qui ont toujours été là quand j'avais besoin.

A la fin, à tous ceux que j'ai n'est pas cité.

**NAMANE Abdenour**

## Résumé :

Ce travail concerne la modélisation du Moteur asynchrone (MAS) et de son alimentation constituée d'un onduleur de tension triphasé. Une stratégie de commande directe du couple

(DTC), est appliquée a la machine asynchrone suivi d'une conception d'un régulateur à base de la logique floue a la place des régulateurs à hystérésis

## Mots clés :

Machine asynchrone, Onduleur triphasé, DTC, logique flous.

## Abstract:

This work concerns the modeling of asynchronous motor (MAS) and diet consists of a three-phase voltage inverter. A strategy for direct torque control (DTC), is applied to the asynchronous machine followed by a design of a controller based on fuzzy logic controllers in place of the hysteresis.

## Key word:

Induction machine, three level inverter, direct torque control, fuzzy logic controller.

## ملخص:

هذا العمل يتناول نماذج من المحرك التعريفي وقوته. وتتألف من عاكس التيار الكهربائي من ثلاث مراحل, إستراتيجية لمكافحة عزم الدوران مباشرة (DTC). يتم تطبيقها على آلة متزامنة تليها تصميم وحدة تحكم على أساس وحدات تحكم المنطق الضبابي بدلا من التباطؤ.

## مفاتيح كلمات

المحرك، اللاتزامني.

موج المرحلة الثالثة, المنطق الضبابي, السيطرة المباشرة عزم الدوران.

## Notations et symboles

$\Omega_s$	la vitesse statorique.
$\Omega_r$	la vitesse rotorique.
$\omega_r$	la pulsation de courant rotorique.
$\omega_m$	la pulsation mécanique.
$\omega_s$	la pulsation de courant statorique.
$P$	nombre pairs de pole.
$\Omega'_s$	la vitesse relative du champ tournant statorique par rapport au rotor.
$\Omega_r$	la vitesse relative du champ tournant rotorique par rapport au stator.
$S$	glissement.
$n_s$	la vitesse de rotation en tour par seconde du champ tournant statorique.
$n$	la vitesse de rotation mécanique en tour par seconde du rotor.
$f_r$	fréquence rotorique (fréquence de glissement).
$f_s$	fréquence statorique.
$a, b, c, A, B, C$	les phases .
$\theta$	l'angle électrique.
$v$	la tension.
$R$	la résistance.
$i$	le courant.
$\varphi$	le flux.
$t$	le temps.
$v_s$	tension statorique.
$R_s$	résistance statorique.

$\varphi_s$	flux statorique.
$i_s$	courant statorique.
$v_r$	tension rotorique.
$R_r$	résistance rotorique.
$\varphi_r$	flux rotorique.
$i_r$	courant rotorique.
$L_s$	inductance statorique.
$L_r$	inductance rotorique.
$M$	la matrice des inductions mutuelles stator-rotor.
$L_{ss}$	inductance mutuelle statorique.
$L_{rr}$	inductance mutuelle rotorique.
$i_{ds}$	courant directe statorique.
$i_{qs}$	courant quadrature statorique.
$i_{dr}$	courant directe rotorique.
$i_{qr}$	courant quadrature rotorique.
$\varphi_{ds}$	flux directe statorique.
$\varphi_{qs}$	flux quadrature statorique.
$\varphi_{dr}$	flux directe rotorique.
$\varphi_{qr}$	flux directe rotorique.
$\Gamma_e$	le couple électromagnétique.
$\Gamma_{ref}$	le couple électromagnétique référentiel.
$F_j$	la fonction logique de connexion.
$\varepsilon$	l'écart entre le courant de référence et le courant réel.
$c_k$	les ordres de commande.

DSP	digital signal processor
MLI	modulation largeur d'impulsion
DTC	commande directe de couple
$\sigma$	Coefficient de dispersion
t	temps
U	l'univers de discours.
X	le variable linguistique.
$\mu$	la fonction d'appartenance.
U <sub>i</sub>	l'univers de discours de la variable A <sub>i</sub> .
A, B	ensembles flous.
V , W	l'univers de discours.
FLC	contrôleur a la logique floue.
NA, NB, NC	nombres de valeur linguistique des variables linguistiques X1, X2, Y .
Y	sortie.
R <sub>i</sub>	les règles.
e	erreur.
le	intégrale de l'erreur.
<b>F</b>	fonction linéaire.
W <sub>i</sub>	sommet des ensembles flous.
U	la commande.
FPGA	Field Programmable Gate Array.
ADC	convertisseur analogique numérique.
LI	lecture d'instruction.
DI	décodage de l'instruction et lecture des registres.
EX	exécution et calcul de l'adresse effective.
MEM	accès mémoire.
ER	écriture de résulta.
UAL	unité arithmétique et logique.



INT	les interruptions.
CAN	Controller Area Network.
SPI	Serial Peripheral Interface.
EVA	event manager A.
EVB	event manager B.
PWM	pulse with modulation.
CMPR	registre de comparaison.
GPIO	general purpose input-output.
ADCTRL	analogic digital controler.
Soc	Start or conversion.
GPxMUX	general purpose multiplexer.
GPxDIR	general purpose direction.
JTAG	
IEEE	
CCS	code composer studio.





## Liste des figures

<b>Figure. I.1</b> : Symbole général de l'une asynchrone.....	(3)
<b>Figure. I.2</b> Symbole d'un moteur a cage .....	(3)
<b>Figure. I.3</b> Symbole d'un moteur machine bagues.....	(3)
<b>Figure. I.4</b> Machine asynchrone.....	(4)
<b>Figure. I.5</b> Stator feuilleté sans Fig.1.6 Stator d'une machine les bobinages. Triphasée.....	(4)
<b>Figure. I.7</b> Structure de rotor .....	(5)
<b>Figure. I.8</b> circulation du courant dans 1 bobine.....	(6)
<b>Figure. I.9</b> courant dans la bobine.....	(6)
<b>Figure. I.10</b> circulation du courant dans 2 bobine.....	(6)
<b>Figure. I.11</b> circulation du courant dans 3 bobine.....	(7)
<b>Figure. I.12</b> illustre la composition des vitesses angulaires.....	(8)
<b>Figure. I.13</b> glissement.....	(8)
<b>Figure I.14</b> la motorisation.....	(10)
<b>Figure I.15</b> Représentation des enroulements statoriques et rotoriques.....	(10)
<b>Figure I.16</b> : la transformation triphasé – diphasé.....	(12)
<b>Figure I.17</b> Transformation de Park.....	(14)
<b>Figure I.18.</b> Alimentation de la machine asynchrone.....	(17)
<b>Figure I.19</b> onduleur de tension.....	(18)
.....	
<b>Figure II.1</b> : séquence d'un onduleur de tension a 2 niveau.....	(29)
<b>Figure II.2</b> : vecteurs flux.....	(30)
<b>Figure II.3</b> : exemple de l'évolution de l'extrémité de $\overline{\varphi_s}$ .....	(31)
<b>Figure II.4</b> : choix de vecteur tension.....	(32)

<b>Figure II.5</b> : correcteur de flux a hystérisais et sélection des vecteurs tension.....	(35)
<b>Figure II. 6</b> : correcteur de couple a trois niveaux.....	(36)
<b>Figure II.7</b> : structure générale du contrôle directe de couple.....	(39)
.....	
<b>Figure III.1</b> : union de l'ensemble floue.....	(44)
<b>Figure III.2</b> : intersection de l'ensemble floue.....	(44)
<b>Figure III.3</b> : complément de l'ensemble floue.....	(44)
<b>Figure III.4</b> :les différentes fonctions d'appartenances.....	(45)
<b>Figure III.5</b> : structure générale d'un FLC .....	(46)
<b>Figure III.6</b> : variable d'entrée sortie.....	(46)
<b>Figure III.7</b> : exemple.....	(47)
<b>Figure III.8</b> : la distinguabilité.....	(48)
<b>Figure III.9</b> : exemple d'application d'un FLC de type MAMDANI.....	(48)
<b>Figure III.10</b> simulink de toute la commande.....	(56)
<b>Figure III.11</b> : variation de flux directe statorique en fonction de temps.....	(57)
<b>Figure III.12</b> : variation de flux quadrature statorique en fonction de temps.....	(57)
<b>Figure III.13</b> : variation du courant directe statorique en fonction de temps.....	(58)
<b>Figure III.14</b> : variation de courant quadrature statorique en fonction de temps.....	(58)
<b>Figure III.15</b> : Variation du couple électromagnétique en fonction de temps.....	(59)
<b>Figure III.16</b> : variation de la vitesse angulaire en fonction de temps.....	(59)
.....	
<b>Figure IV 1</b> Schéma descriptif idéal du pipeline.....	(63)
<b>Figure IV 2</b> Représentation schématique des structures de Harvard et de Von Neuma.....	(64)
<b>Figure IV 3</b> Schéma fonctionnel du DSP (TMS320F2812).....	(66)
<b>Figure IV 4</b> l'unité de comparaison diagramme du gestionnaire d'événement A (EVA).....	(70)
<b>Figure IV 5</b> le principe de génération d'un signal carré en mode symétrique.....	(71)

<b>Figure IV 6</b>	le principe de génération d'un signal carré en mode asymétrique.....	(71)
<b>Figure IV 7</b>	le graphe qui représente le temps de l'interruption.....	(73)
<b>Figure IV 8</b>	Registre EVAIMRA/EVAIMRB .....	(73)
<b>Figure IV 9</b>	les registres de EV.....	(74)
<b>Figure IV 10</b>	Schéma de principe du module ADC.....	(76)
<b>Figure IV 11</b>	Schéma de principe d'Auto-séquence ADC en mode cascade.....	(77)
<b>Figure IV 12</b>	Schéma de principe d'Auto-séquence ADC avec les séquenceurs double.....	(78)
<b>Figure IV 13</b>	les registres de l'ADC .....	(79)
<b>Figure IV 14</b>	les ports GPIO.....	(80)
<b>Figure IV 15.</b>	Module eZdsp F2812.....	(80)
<b>Figure IV 16.</b>	Diagramme bloqué du module eZdsp F2812.....	(81)
<b>Figure IV.17</b>	Environnement de développement CCS.....	(82)
<b>Figure IV 18</b>	Le banc d'essai.....	(83)
<b>Figure IV 19</b>	les différents blocs de la commande DTC.....	(84)
<b>Figure IV 20</b>	synoptique du dispositif expérimental.....	(85).
<b>Figure IV 21</b>	la carte d'interface .....	(86)
<b>Fig (IV.22).</b>	Schéma illustre le fonctionnement d'un encodeur incrémental. ....	(89)
<b>Figure IV.23</b>	: les séquences d'impulsions QEP.....	(89)
<b>Figure IV.24.</b>	Schéma illustre le principe pour déterminer le sens de rotation. ....	(89)
<b>Figure IV .25</b>	: Organigramme pour la mesure de la vitesse avec QEP.....	(90)
<b>Figure IV.26</b>	l'algorithme de réalisation de la commande.....	(91)
<b>Figure IV.27</b>	les fonctions d'appartenances.....	(93)



# Sommaire

Introduction générale.....	(1)
<b>Chapitre 1 : Etude et modélisation de la machine asynchrone triphasé</b>	
<b>I.1 Généralité.....</b>	<b>(3)</b>
<b>I.1.1 Définition.....</b>	<b>(3)</b>
<b>I.1.2 Représentation schématique.....</b>	<b>(3)</b>
<b>I.1.3 Morphologie.....</b>	<b>(4)</b>
<b>I.1.4 Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone triphasé.....</b>	<b>(6)</b>
<b>I.2 Modélisation de la machine asynchrone.....</b>	<b>(9)</b>
<b>I.2.1 Introduction.....</b>	<b>(9)</b>
<b>I.2.2 Equation de tension en grandeur de phase.....</b>	<b>(10)</b>
<b>I.2.3 Transformation triphasé-diphasé.....</b>	<b>(12)</b>
<b>I.2.4 Transformation de Park.....</b>	<b>(13)</b>
<b>I.2.4.1 Dans un référentiel lié au champ tournant.....</b>	<b>(14)</b>
<b>I.2.4.2 Dans le référentiel lié au rotor.....</b>	<b>(15)</b>
<b>I.2.4.3 Dans le référentiel lié au stator.....</b>	<b>(15)</b>
<b>I.3 L'alimentation de la machine asynchrone.....</b>	<b>(17)</b>
<b>I.3.1 Introduction.....</b>	<b>(17)</b>
<b>I.3.2 Principe de l'alimentation.....</b>	<b>(17)</b>
<b>I.3.3.1 Commande en tension par modulation de largeur d'impulsion de la MASM.....</b>	<b>(19)</b>
<b>I.3.3.2 Modulation triangulo-sinusoïdale.....</b>	<b>(20)</b>
<b>I.3.3.2.1 Commande en courant.....</b>	<b>(21)</b>
<b>I.3.3.2.2 Commande en courant d'un onduleur a deux niveaux.....</b>	<b>(22)</b>

I.4 Conclusion .....	(23)
----------------------	------

## **Chapitre 2 commande directe de couple (DTC) de la machine asynchrone triphasé**

II.1 Généralité.....	(24)
II.1.1 La commande scalaire.....	(24)
II.1.2 La commande vectoriel.....	(25)
II.1.2.1 Principe de commande vectoriel.....	(25)
II.1.2.2 La commande par orientation de flux.....	(25)
II.2 Commande directe du couple.....	(25)
II.2.1 Introductions .....	(25)
II.2.2 Caractéristiques principales des commandes directes .....	(27)
II.2.3 Principes généraux sur la commande directe du couple.....	(28)
II.2.3.1 Principes généraux du contrôle vectoriel du couple.....	(29)
II.2.3.2 Principe de contrôle de flux statorique.....	(31)
II.2.4 Présentation de la structure de contrôle.....	(31)
II.2.4.1 Choix de vecteur tension $\overline{V_s}$ .....	(31)
II.2.4.2 Estimateur.....	(33)
II.2.4.2.1 Estimation de flux statorique.....	(33)
II.2.4.2.2 Estimation du couple électromagnétique.....	(34)
II.2.4.3 Elaborations de vecteur de commande.....	(34)
II.2.4.3.1 Le correcteur de flux.....	(34)
II.2.4.3.2 Le correcteur de couple.....	(35)
II.2.5 La stratégie de contrôle directe du couple par la méthode de I.TAKAHACH.....	(37)
II.2.6 systèmes de régulation de vitesse.....	(39)



II.3 Conclusion.....	(40)
----------------------	------

## Chapitre III : réglage par la logique floue et simulation

III.1 Généralité.....	(41)
III.1.1 Introduction.....	(41)
III.1.2 Elément de base.....	(41)
III.1.2.1 Le variable linguistique.....	(41)
III.1.2.2 L'univers de discours.....	(41)
III.1.2.3 La fonction d'appartenance.....	(42)
III.1.2.4 L'ensemble floue.....	(43)
III.1.3 L'opérateur de la logique floue.....	(43)
III.1.3.1 Union de l'ensemble floue.....	(43)
III.1.3.2 Intersection de l'ensemble floue.....	(44)
III.1.3.3 Complément de l'ensemble floue.....	(44)
III.2 Application de la logique floue.....	(45)
III.2.1 Idée de base.....	(45)
III.2.2 Description des éléments d'un FLC.....	(46)
III.2.2.1 La base de donnée.....	(46)
III.2.2.1.1 Les variable d'entrée sortie .....	(46)
III.2.2.1.1.2 La base des règles.....	(48)
III.2.3 La fuzification .....	(50)
III.2.4 La defuzification.....	(51)
III.2.5 La logique de décision.....	(51)
III.3 Exemple d'application.....	(53)
III.4 Les différentes résultats de simulation.....	(56)

III.4.1 Flux directe statorique.....	(57)
III.4.2 Flux quadrature statorique.....	(57)
III.4.3 Le courant directe statorique.....	(58)
III.4.4 Le courant quadrature statorique.....	(58)
III.4.5 La variation du couple.....	(59)
III.4.6 La variation de la vitesse.....	(59)
III.5 Description des résultats de simulation.....	(60)
III.6 Conclusion.....	(60)

## **Chapitre IV : l'implémentation de la commande DTC a base d'un régulateur flou dans la Carte eZ dsp F2812**

IV.1 Introduction .....	(61)
IV.2 Le DSP.....	(61)
IV.2.1 Les caractéristique de DSP.....	(62)
IV.2.2 Architecture des processeurs.....	(63)
IV.2.3 Les formats des données utilisée dans le DSP.....	(65)
IV.3 Le DSP TMS320F2812.....	(65)
IV.3.1 Caractéristique de processeur.....	(66)
IV.3.2 DSP cor's.....	(67)
IV.3.3 Les interruptions.....	(67)
IV.3.4 Description de processeur.....	(67)
IV.3.4.1 Description de la mémoire.....	(67)
IV.3.4.2 Description des périphériques.....	(68)
IV.3.4.2.1 Controller area network (CAN).....	(68)
IV.3.4.2.2 serial communication interface (SCI).....	(68)
IV.3.4.2.3 Serial peripheral interface (SPI).....	(68)

<b>IV.3.4.2.4</b>	Watch dog (chien de garde).....	(68)
<b>IV.3.4.2.5</b>	Les gestionnaires d'événements (EVA, EVB).....	(69)
<b>IV.3.4.2.6</b>	Convertisseur analogique numérique ADC.....	(74)
<b>IV.3.4.2.7</b>	La configuration du port GPIO.....	(79)
<b>IV.3.4.2.8</b>	Le module de développement (DSK eZdspF2812).....	(80)
<b>IV.3.4.2.9</b>	Outil de développement.....	(81)
<b>IV.3.4.2.10</b>	Constituants du bande d'essai.....	(82)
<b>IV.4</b>	Schéma synoptique de la commande DTC.....	(83)
<b>IV.4.1</b>	Acquisition des courants et des tensions par l'ADC.....	(84)
<b>IV.4.2</b>	La réalisation des cartes d'interface.....	(85)
<b>IV.4.3</b>	la configuration de l'ADC.....	(86)
<b>IV.4.4</b>	Acquisition et calcule de la vitesse mesuré.....	(87)
<b>IV.4.5</b>	Traitement de l'estimation et de la commande.....	(89)
<b>IV.4.6</b>	Teste et résultats de l'implémentation.....	(92)
<b>IV.5</b>	Conclusion.....	(93)
	Conclusion générale .....	(94)

# *Introduction générale*



## INTRODUCTION GENERALE

La machine asynchrone âgée de plus de cent ans déjà mais dont la difficulté du contrôle a restreint pendant longtemps l'utilisation dans le domaine de la vitesse variable.

Cette difficulté réside essentiellement dans le couplage des grandeurs de contrôle. Aujourd'hui, les technologies nouvelles, tant dans le domaine de l'informatique industriel que dans le domaine de l'électronique de puissance, permettent à cette machine aux avantages de trouver de nombreux débouchés industriels.

Pour cela un nouveau concept de commande de la machine asynchrone, dénommé contrôle direct du couple ou DTC (Direct Torque Control) est apparu comme concurrentiel par rapport aux techniques de commande vectorielle. Au contraire de ces dernières qui sont basées sur des calculs mathématiques rigoureux, les techniques de contrôle direct étaient à leur origine basées sur une connaissance qualitative et simplifiée du comportement de la machine. Souvent les actions de réglage basées des simples régulateurs à hystérésis et des tableaux de commutation.

Simultanément, des nouvelles techniques dites intelligentes ont été proposées et de plus en plus utilisées dans des applications d'entraînement à vitesse variable de forte puissance.

La théorie de la logique floue a été mise au point au milieu des années soixante, leur développement se fait à travers les méthodes par lesquelles l'homme essaye de copier la nature et de reproduire des modes de raisonnement et de comportement qui lui sont propres. Elle commence à peine à être utilisée dans les domaines de l'électrotechnique et de l'industrie afin de résoudre les problèmes d'identification, de régulation de processus,

Dans le cadre de notre étude, l'objectif est de proposer une stratégie pour implémenter la commande DTC avec un régulateur flou pour commander la vitesse sur une carte DSP.

Ce mémoire est organisé en quatre chapitres, comme suit:

Dans le premier chapitre nous avons exposé quelque généralité sur la constitution de la machine asynchrone, ainsi un petit calcul pour atteindre a un modèle de la machine simple et facile a implanté dans un bloque de simulation.

Dans un second chapitre, nous exposons tout d'abord la commande DTC, nous expliquons le principe de réglage du flux et du couple électromagnétique se basant sur le modèle discret de l'onduleur de tension à deux niveaux. Enfin, le flux statorique étant obtenu à partir des équations électriques de la machine dans un repère lié au stator.

Un troisième chapitre présente quelque généralité sur la logique floue, ainsi les contrôleurs flous. La plupart des approches linguistiques sont basées sur le modèle de MAMDANI, ce dernier consiste à formuler un ensemble de règles de décisions en termes linguistiques utilisant des ensembles flous pour décrire l'action à prendre en fonction de valeurs linguistiques des variables d'entrée. On va exposer aussi dans ce chapitre la simulation de toute la commande dans le simulink.

Dans le quatrième chapitre on va présenter la partie d'implémentation de toute la commande DTC avec le régulateur flou dans la carte DSP TMS320F2812, ainsi que les résultats pratiques.

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

## CHAPITRE 1

# *Etude et modélisation de la machine asynchrone triphasée*

## CHAPITRE I

## ETUDE ET MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASE

## I.1 GENERALITES

## I.1.1 Définitions

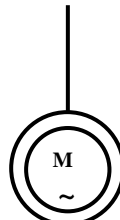
Selon le Vocabulaire Electrotechnique International, "une machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse en charge et la fréquence du réseau, auquel elle est reliée, ne sont pas dans le rapport constant". Ce vocable est le seul utilisé en français, alors que les pays anglo-saxons désignent par la machine à induction (induction machine) "une machine asynchrone dont le circuit magnétique est associé à deux ou plus circuits électrique se déplaçant l'un par rapport à l'autre et dans laquelle l'énergie est transférée de la partie fixe à la partie mobile, ou inversement, par induction électromagnétique" [1].

## I.1.2 Représentation schématique

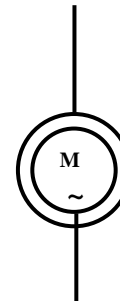
Dans les schémas, les machines asynchrones sont représentées par des symboles normalisés. La figure 1.1 est valable pour une machine asynchrone en général. Les figures 1.2 et 1.3 représentent plus spécifiquement un moteur à cage ou un moteur à bagues [1].



**Fig. I.1** Symbole général de l'une machine asynchrone.



**Fig. I.2** Symbole d'un moteur à cage



**Fig. I.3** Symbole d'un moteur à bagues.





Fig. I.4 Machine asynchrone.

### I.1.3 Morphologie

La machine comporte un stator, c'est la partie fixe de la machine dont l'empilage est constitué de tôles dynamo à faible chiffre de pertes, en pièce pour des diamètres extérieurs du circuit magnétique inférieur ou égaux à 1000 mm (exceptionnellement 1250 mm), en segments pour des diamètres plus élevés.

Des encoches poinçonnées régulièrement à la périphérique de l'alésage reçoivent les conducteurs d'un enroulement mono- ou triphasé alimenté par le système de tensions du réseau.



Fig. I.5 Stator feuilleté sans les bobinages.



Fig. I.6 Stator d'une machine triphasée.

Les machines de petites puissances ( $p \leq 450$  kW), faisant l'objet d'une normalisation internationale du point de vue des puissances, de l'encombrement, de la hauteur d'axe, du diamètre de bout d'arbre...etc. sont alimentées en base tension (<500V).

Leurs bobines sont exécutées en fils ronds isolés au vernis et logées dans des encoches semi-fermées afin de réduire l'augmentation de la réluctance d'entrefer causée par l'encochage [1].

Pour les machines de moyennes et grandes puissances ( $P > 450\text{kW}$ ), l'enroulement statorique est généralement prévu pour une alimentation à haute tension (2.3 à 15.5 KV en v).

Les encoches sont alors du type ouvert afin de permettre la mise en place de bobines isolées à la moyenne d'une gaine de produits micacés [1].

La machine comporte aussi un rotor cylindrique, c'est la partie tournante de la machine séparé du stator par un entrefer très réduit (0.2 à 3 mm environ suivant la puissance) est également constitué d'un empilage de tôles minces généralement fournies par la chute résultante du découpage de l'anneau statorique.

L'enroulement rotorique peut se présenté sous deux formes :

- **Les rotors à bagues** sont munis d'un enroulement généralement triphasé, composé de bobines multi spires, logées dans des encoches semi-fermées. l'enroulement, couplé en étoile ou en triangle, est connecté à 3 bagues isolées sur les quelles frottent des balais en charbon. Ce mode d'exécution permet la mise en série avec les phases du rotor d'un rhéostat extérieur nécessaire au réglage de la vitesse ou l'obtention de certaines caractéristiques de démarrage.
- **Les rotors à cage** sont munis d'un enroulement constitué par des barres nues court-circuitées en permanence par des anneaux brasés ou moulés sur les extrémités des barres [1].



**Fig. I.7** Structure d'un rotor en d'écureuil

Rotor en cage d'écureuil

Coupe d'un rotor à cage à encoches profondes

Tôle utilisée pour la réalisation d'une cage à double encoche

### I.1.4 Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone triphasé

Le principe des moteurs à courant alternatifs réside dans l'utilisation d'un champ magnétique tournant produit par des tensions alternatives.

La circulation d'un courant dans une bobine, crée un champ magnétique  $B$ . Ce champ est dans l'axe de la bobine, sa direction et son intensité sont fonction du courant  $I$ . c'est une grandeur

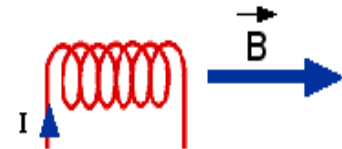


Fig. I.8

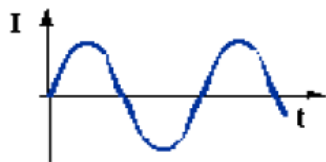


Fig. I.9

Si le courant est alternatif, le champ magnétique varie en sens et en direction à la même fréquence que le courant.

Si deux bobines sont placées à proximité l'une de l'autre, le champ magnétique résultant est la somme vectorielle des deux champs.

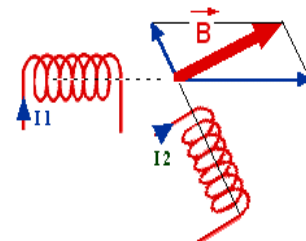


Fig. I.10

Dans le cas du moteur triphasé, les trois bobines sont disposées dans le stator à  $120^\circ$  les unes des autres, trois champs magnétiques sont ainsi créés. Compte-tenu de la nature du courant sur le réseau triphasé, les trois champs sont déphasés (chacun à son tour passe par un maximum).

Le champ magnétique résultant tourne à la même fréquence que le courant.

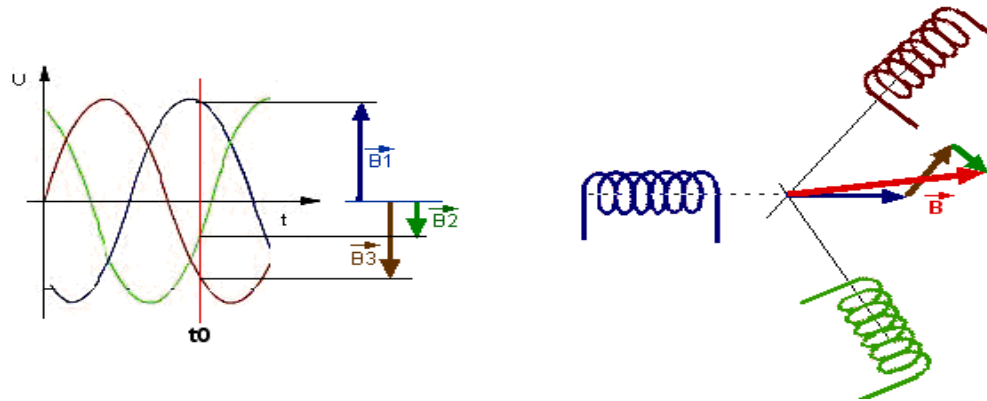


Fig. I.11

Les trois enroulements statorique créés donc un champ magnétique tournant sa fréquence de rotation est nommée fréquence de synchronisme, si on place une boussole au centre elle va tourner à cette vitesse de synchronisme.

L'enroulement statorique, alimenté par un système de courant symétrique, génère une onde de tension magnétique tournant à  $\Omega_s$  par rapport au stator.

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \tag{1.1}$$

Les enroulements rotoriques sont fermées en court-circuit sue eux-mêmes et tournant à la vitesse  $\Omega_m$  du rotor.

La vitesse relative du champ tournant statorique par rapport au rotor vaut :

$$\Omega'_s = \Omega_s - \Omega_m \tag{1.2}$$

Les conducteurs rotoriques balayés par cette onde tournante sont les sièges d'une tension induite de pulsation :

$$\omega_r = P\Omega'_s = \omega_s - \omega_m \tag{1.3}$$

$\omega_s$  et  $\omega_r$  désignent respectivement les pulsations des courants statorique et rotoriques.  $\omega_m$  correspond à la pulsation mécanique  $P\Omega_m$ .

Les enroulements rotoriques, étant en court-circuit, sont parcourus par des courants induits de pulsation  $\omega_r$  qui génèrent une onde de tension magnétique tournant par rapport au rotor à :

$$\Omega_r = \frac{\omega_r}{p} \tag{1.4}$$

La vitesse relative de l'onde rotorique par rapport au stator est donne par :

$$\Omega'_r = \Omega_r + \Omega_m = \Omega_s \tag{1.5}$$

La figure 1.12 illustre la composition des vitesses angulaires définie par cette relation.

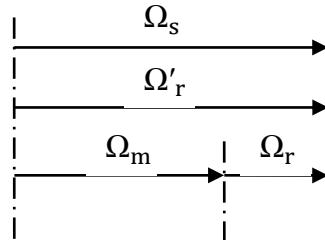


Fig I.12

Les ondes statorique étant synchrones, la machine asynchrone est susceptible de délivrer un couple à n'importe quelle vitesse de rotation, sauf pour  $\Omega_m = \Omega_s$  pour laquelle le phénomène d'induction au rotor disparaît.

Dans la machine asynchrone, la condition (1.6) est constamment satisfaite :

$$\omega_s = \omega_m + \omega_r \tag{1.6}$$

**Définition d'un glissement :**

Le rotor est constitué de barres d'aluminium moyées dans un circuit magnétique. Ces barres sont reliées à leurs extrémité par deux anneaux conducteur et constituent une "cage d'écureuil" cette cage est en fait un bobinage à grosse section

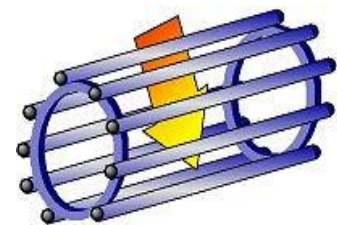


Fig. I.13

Cette cage est balayée par un champ magnétique tournant. Les conducteurs sont alors traversés par des courants de FOUCAULT induits des courants circulent dans les anneaux formés par la cage, les forces de Laplace qui en résultant dans les anneaux exercent un couple sur le rotor. D'après la loi de Lenz les courant induits s'opposent par leur effet à la cause qui leur donné naissance. Le rotor tourne alors dans le même sens que

le champ mais avec une vitesse légèrement inférieure à la vitesse de synchronisme de ce dernier.

Le rotor ne peut pas tourner à la même vitesse que le champ magnétique, sinon la cage ne serait plus balayée par le champ tournant et y aurait disparition des courants induits et donc des forces de Laplace et de couple moteur. Les deux fréquences de rotation ne peuvent donc pas être synchrones d'où le nom de **moteur asynchrone**.

On appelle glissement la quantité :

$$S = \frac{n_s - n}{n_s} = \frac{\Omega_s - \Omega_m}{\Omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s} \quad (1.7)$$

$n_s$  désigne la vitesse de rotation en tour par seconde du champ tournant statorique

$$n_s = \frac{\omega_s}{2\pi P} \quad (1.8)$$

Et  $n$  la vitesse de rotation mécanique en tour par seconde du rotor :

$$n_m = \frac{\omega_m}{2\pi P} \quad (1.9)$$

Compte tenu de (1.21) et de (1.22) il vient :

$$f_r = S f_s = S f \quad (1.10)$$

La fréquence rotorique  $f_r$  est dite fréquence de glissement. Le glissement est positif pour un fonctionnement en moteur ( $\Omega_s < \Omega_m$ ), négatif pour un fonctionnement en génératrice ( $\Omega_s > \Omega_m$ ). La fréquence  $f$  est celle du réseau [1].

## I.2 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

### I.2.1 Introduction :

Tout problème de motorisation avec une machine électrique peut être schématisé de la sorte :

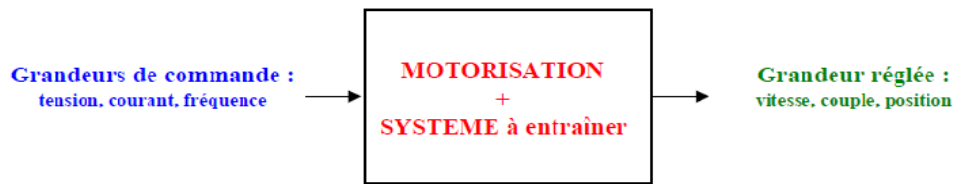


Fig I.14

I.2.2 EQUATION DE TENSION EN GRANDEUR DE PHASE

Soit une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor représentée schématiquement par la figure 1.16 et dont les phases sont repérées respectivement a,b, c et A, B, C. L'angle électrique  $\theta$  variable en fonction du temps définit la position relative instantanée entre les axes magnétique des phases a et A choisit comme axes de référence [1].

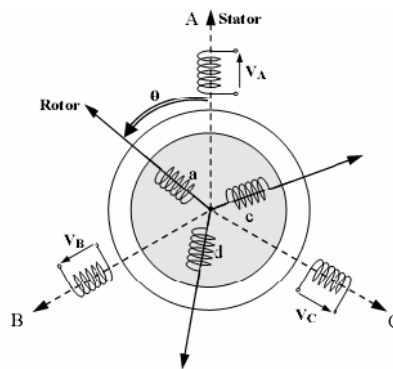


Fig 1.15 Représentation des enroulements statoriques et rotoriques

Les enroulements des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques dans l'espace peuvent être représentés comme indique la (Fig I.15). Les phases rotoriques sont court-circuitées sur elles mêmes.  $\theta$  est l'angle électrique entre l'axe de phase a statorique et la phase a rotorique [2].

La loi de Faraday permet d'écrire

$$v = Ri + \frac{d\varphi}{dt} \tag{1.11}$$

Pour les 3 phases statoriques on résume cette écriture par l'écriture matricielle condensée :

$$[v_{abc}] = R_s [i_{abc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{abc}] \tag{1.12}$$

Cette notation est l'écriture condensée de :

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

La résistance statorique étant la même pour les 3 phases, il n'y a pas lieu d'écrire une matrice de résistances.

De même pour le rotor [2] :

$$[v_{abcr}] = R_r [i_{abcr}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{abcr}] = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

Le rotor étant en court-circuit, ses tensions sont nulles.

Chaque flux comporte une interaction avec les courants de toutes les phases y compris la sienne (notions de flux / induction propre).

Les flux totalisés couplés avec les phases statoriques et rotoriques s'expriment sous forme [3]:

$$[\varphi_{abcs}] = [L_s][i_{abcs}] + [M][i_{abcr}] \quad (1.15)$$

$$[\varphi_{abcr}] = [M]^t [i_{abcs}] + [L_r][i_{abcr}] \quad (1.16)$$

$[L_s]$ ,  $[L_r]$  représentent respectivement les matrices d'inductances statoriques et rotoriques, tandis que  $[M]$  correspond à la matrice des inductions mutuelles stator-rotor. La machine est définie par 5 inductances :

- L'inductance propre d'une phase statorique  $L_s$ ;
- L'inductance propre d'une phase rotorique  $L_r$ ;
- L'inductance mutuelle entre phases statorique  $L_{SS}$  ;
- L'inductance mutuelle entre phases rotorique  $L_{rR}$  ;
- L'inductance mutuelle entre phases statorique et rotorique M ;



I.2.3 Transformation triphasé – diphasé

Le but de l'utilisation de cette transformation c'est de passer d'un système triphasé  $a b c$  vers un système diphasé  $\alpha \beta$ . Il existe principalement deux transformations : Clark et Concordia.

La transformation de Clark conserve l'amplitude des grandeurs mais pas la puissance ni le couple (on doit multiplier par un coefficient 3/2). Tandis que celle de Concordia, qui est normée, elle conserve la puissance mais pas les amplitudes [3].

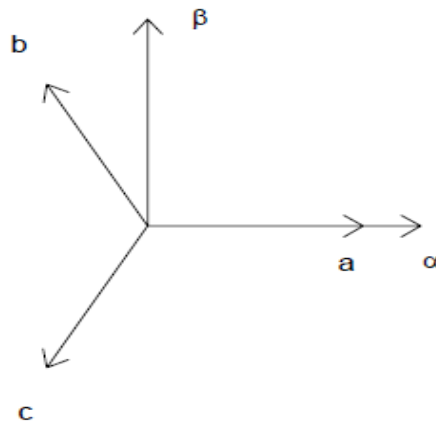
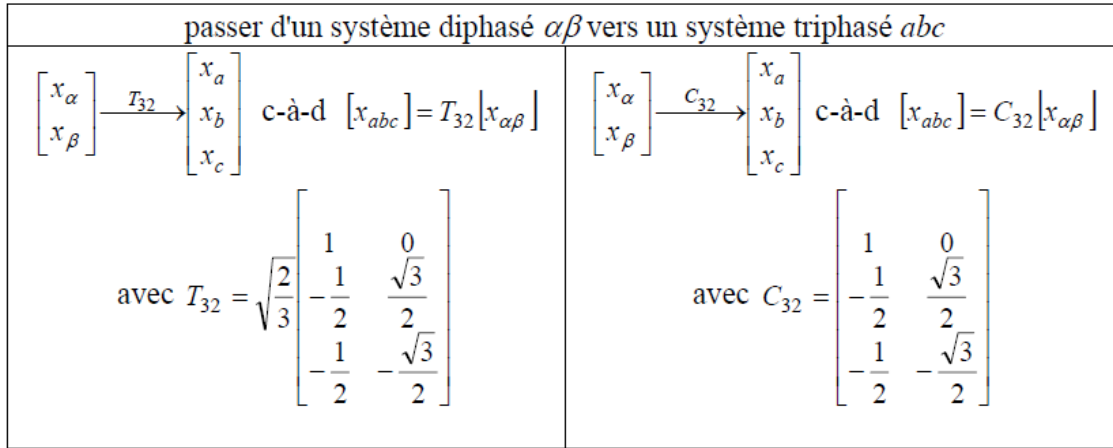


Fig 1.16 :  $a b c - \alpha \beta$

Transformation de Concordia	Transformation de Clarke
passer d'un système triphasé $abc$ vers un système diphasé $\alpha\beta$	
$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \xrightarrow{T_{23}} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \text{ c-à-d } [x_{\alpha\beta}] = T_{23} [x_{abc}]$ $\text{avec } T_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{23}} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \text{ c-à-d } [x_{\alpha\beta}] = C_{23} [x_{abc}]$ $\text{avec } C_{23} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$



Le choix de la matrice de passage non normée est bien pratique en commande où l'on traite des grandeurs dq ( $I_{ds}, I_{qs}$ ). En effet cela nous permet par exemple d'apprécier directement le module du courant qui est absorbé par le moteur, sans avoir à passer par un coefficient multiplicateur.

**I.2.4 Transformation de Park :**

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée - diphasé suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère  $a b c$  vers le repère  $\alpha \beta$  puis vers le repère dq. Le repère  $\alpha \beta$  est toujours fixe par rapport au repère  $a b c$  (Fig I.18). Par contre le repère dq est mobile. Il forme avec le repère fixe  $\alpha \beta$  un angle qui est appelé l'angle de la transformation de Park ou angle de Park.

Le choix des angles de transformation pour chaque ensemble de grandeurs (statoriques et rotorique). Si l'on note par  $\theta_s$  (resp par  $\theta_r$ ) l'angle de transformation de Park des grandeurs statorique (resp rotorique). Il existe une relation qui est liée et qui simplifie les équations par la même le modèle final.

Il apparaît clairement ensuite que les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotoriques coïncident pour simplifier les équations ceci se fait en liant les angles  $\theta_s$  et  $\theta_r$  par la relation :

$$\theta_r = \theta_s + \theta \tag{1.17}$$

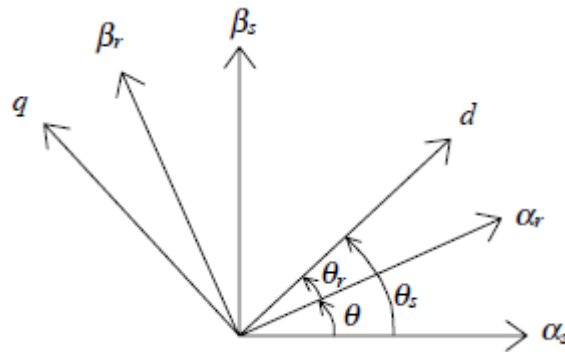


Fig I.17 Transformation de Park

Les flux dans ce système d'axe s'écrivent :

$$\varphi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \tag{1.18}$$

$$\varphi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \tag{1.19}$$

$$\varphi_{dr} = M I_{ds} + L_r I_{dr} \tag{1.20}$$

$$\varphi_{qr} = M I_{qs} + L_r I_{qr} \tag{1.21}$$

$$\Gamma_e = P(\varphi_{ds} I_{qs} - \varphi_{qs} I_{ds}) \tag{1.22}$$

**1.2.4.1 Dans un référentiel lié au champ tournant :**

Notons  $\omega_s = \dot{\theta}_s$  que nous appellerons pulsation statorique, bien que le régime puisse être quelconque (transitoire non sinusoïdal).

De même nous noterons  $\omega_r = \dot{\theta}_r$  la pulsation rotorique et  $\omega = \omega_s - \omega_r = \dot{\theta} = P\Omega$

Nous pouvons alors écrire :

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \quad (1.23)$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \quad (1.24)$$

$$0 = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_r \varphi_{qr} \quad (1.25)$$

$$0 = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_r \varphi_{dr} \quad (1.26)$$

L'avantage d'utiliser ce référentiel, est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Il est alors plus aisé d'en faire la régulation

### I.2.4.2 Dans le référentiel lié au rotor :

Dans un référentiel lié au stator on a  $\dot{\theta}_s = \omega_r$ , d'où :

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_r \varphi_{qs} \quad (1.27)$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_r \varphi_{ds} \quad (1.28)$$

$$0 = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} \quad (1.29)$$

$$0 = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \quad (1.30)$$

**I.2.4.3 Dans le référentiel lié au stator :** Dans ce cas les repères  $(\alpha_s, \beta_s)$  et  $(d, q)$  sont confondus

$$\begin{cases} \dot{\theta}_s = 0 \\ \dot{\theta}_r = -\dot{\theta} = -P\Omega \end{cases} \quad (1.31)$$

Nous pouvons alors écrire :

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} \quad (1.32)$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} \quad (1.33)$$

$$0 = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - P\Omega \varphi_{qr} \quad (1.34)$$

$$0 = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + P\Omega \varphi_{dr} \quad (1.35)$$

En ajoutant l'équation mécanique :  $\Gamma_e - \Gamma_r = J \frac{d\Omega}{dt}$ , et en réarrangeant les équations de façon à faire apparaître comme vecteur d'état  $[I_{ds} I_{qs} \varphi_{ds} \varphi_{qs} \Omega]^t$ .

On a aussi :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{dr} = \frac{\varphi_{ds} - L_s I_{ds}}{M} \\ I_{qr} = \frac{\varphi_{qs} - L_s I_{qs}}{M} \end{array} \right. \quad (1.36)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{dr} = \frac{\varphi_{ds} - L_s I_{ds}}{M} \\ I_{qr} = \frac{\varphi_{qs} - L_s I_{qs}}{M} \end{array} \right. \quad (1.37)$$

On remplace (1.28) dans (1.27) et (1.30) dans (1.28), on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{R_r}{M} \varphi_{ds} - \frac{L_s R_r}{M} I_{ds} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_r \varphi_{qr} = 0 \\ \frac{R_r}{M} \varphi_{qs} - \frac{L_s R_r}{M} I_{qs} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_r \varphi_{dr} = 0 \end{array} \right. \quad (1.38)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{R_r}{M} \varphi_{ds} - \frac{L_s R_r}{M} I_{ds} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_r \varphi_{qr} = 0 \\ \frac{R_r}{M} \varphi_{qs} - \frac{L_s R_r}{M} I_{qs} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_r \varphi_{dr} = 0 \end{array} \right. \quad (1.39)$$

En suite (1.20) dans (1.34) et (1.21) dans (1.35), on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} - \frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} \right) I_{ds} - P\Omega I_{qs} + \frac{1}{\sigma L_s \tau_r} \varphi_{ds} + \frac{1}{\sigma L_s} P\Omega \varphi_{qs} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} + P\Omega I_{ds} - \frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} \right) I_{qs} - \frac{1}{\sigma L_s} P\Omega \varphi_{ds} + \frac{1}{\sigma L_s \tau_r} \varphi_{qs} \\ \frac{d\varphi_{ds}}{dt} = V_{ds} - R_s I_{ds} \\ \frac{d\varphi_{qs}}{dt} = V_{qs} - R_s I_{qs} \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{P}{J} (\Gamma_e - \Gamma_r) - \frac{f}{J} \Omega_r \end{array} \right. \quad (1.40)$$

Modéliser la machine de cette manière permet de réduire le nombre de grandeur qu'on a besoin de connaître pour pouvoir simuler le fonctionnement de la machine. En effet, seules les valeurs instantanées des tensions statoriques et du couple résistant doivent être déterminées pour les imposer à la machine. On n'a donc pas besoin de savoir ce que vaut la pulsation statorique ou le glissement comme dans le cas du modèle dont les équations sont écrites dans le référentiel tournant au synchronisme.

### I.3 L'ALIMENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

#### I.3.1 INTRODUCTION

L'industrie exige de plus en plus une vitesse variable, c'est en effet, la solution qui permet de contrôler un processus ou un système avec une grande souplesse et avec dépense minimale d'énergie et de matière première.

La généralisation du réglage de la vitesse des moteurs alternatifs s'effectue de plus en plus par variation de fréquence, ceci permet notamment d'obtenir des caractéristiques couple - vitesse semblables à celles des moteurs à courant continu.

Les solutions d'entraînement par moteur à courant alternatif à vitesse variable sont aujourd'hui possibles. Le moteur d'induction à cage alimenté par un onduleur à fréquence variable répond bien aux besoins dans une très large gamme de puissances.

A fin d'améliorer les performances de l'association onduleur – machine asynchrone, différentes stratégies de modulation de largeur d'impulsion ont été proposées par différents auteurs. On distingue pour la commande des onduleurs les stratégies suivantes :

- Triangulo-sinusoidale par échantillonnage naturel et régulier.
- Commande par hystérésis en courant.
- Commande optimisée avec ou sans la double modulation.
- Commande scalaire et vectorielle. [5]

#### I.3.2 PRINCIPE DE L'ALIMENTATION

La MAS est alimentée par un onduleur de tension commandé en MLI, l'alimentation est fournie par le secteur 220/380 au travers un redresseur à diodes et un filtre LC délivrant une tension continue (Fig 1.20).

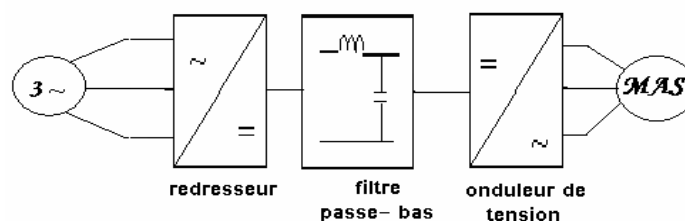
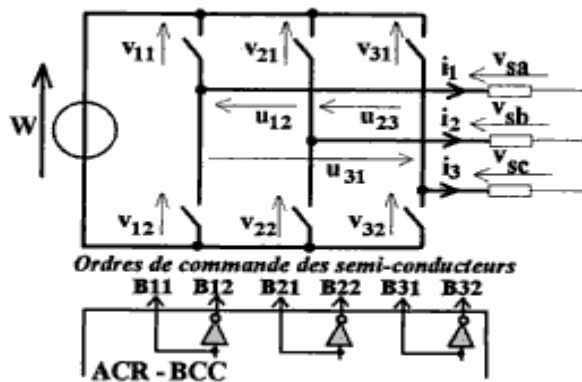


Fig 1.18. Alimentation de la machine asynchrone

**MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION :**

Un onduleur de tension triphasé dont les composants semi-conducteurs contrôlables sont des transistors ou des thyristor GTO pour les grandes puissances, est le cœur de l'organe de commande de la MAS. Il peut être considéré comme un amplificateur de puissance, et il est constitué de trois bras, avec deux interrupteurs pour chacun. Chaque interrupteur est monté en parallèle inverse avec une diode de récupération. Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source, les interrupteurs K1 et K4, K2 et K5, K3 et K6 doivent être contrôlés de manière complémentaire.

Le schéma structurel d'un tel convertisseur statique alimentant le stator de la MAS est illustré par la figure suivante:



**Fig 1.19** onduleur de tension

Nous supposons que la commutation des éléments semi-conducteurs est instantanée (composants parfaits). Ainsi, à chaque bras d'onduleur, est associée une fonction logique de connexion  $F_j$ , ( $j = 1, 2, 3$ ) définie comme suit :

$$F_j = \begin{cases} 1 & \text{si K fermé, K ouvert} \\ 0 & \text{si K ouvert, K fermé} \end{cases} \tag{1.41}$$

On applique la loi des mailles on obtient :

$$\begin{aligned} U_{12} &= V_{as} - V_{bs} = V_{21} - V_{11} \\ U_{23} &= V_{bs} - V_{cs} = V_{31} - V_{21} \\ U_{31} &= V_{cs} - V_{as} = V_{211} - V_{31} \end{aligned} \tag{1.42}$$

Les différentes formes d'ondes de tensions de sortie de l'onduleur sont données par:

$$\begin{bmatrix} U_{13} \\ U_{22} \\ U_{31} \end{bmatrix} = V_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (1.43)$$

Avec : SJ (j =1, 2, 3) : Signaux de commande des interrupteurs.

Vu la symétrie de la machine et le couplage étoile de l'enroulement statorique, nous avons :

$$\sum_{j=1}^3 V_j = 0$$

On a aussi :

$$V_N = \frac{1}{3}(V_{12} + V_{22} + V_{32}) \quad (1.44)$$

$$\begin{aligned} V_N + V_{as} - V_{12} &= 0 \\ V_N + V_{bs} - V_{22} &= 0 \\ V_N + V_{cs} - V_{32} &= 0 \end{aligned} \quad (1.45)$$

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = U \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (1.46)$$

La matrice (1.46) c'est le modèle de l'onduleur, avec lequel on peut faire la simulation.

### I.3.3.1 Commande en tension par modulation de largeur d'impulsion de la MASM :

La modulation de largeur d'impulsion consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie est a former chaque alternance d'une tension de sortie d'une succession de créneaux de largeur convenable.



L'essai de la modulation de largeur d'impulsion est lié au progrès sur les semi-conducteurs de puissance ; l'augmentation du nombre des commutations entraîne des pertes à chacune des commutations.

La multiplication du nombre des impulsions formant chacune des alternances d'une tension de sortie offre la possibilité de moduler la forme de cette tension de manière à satisfaire un critère déterminé.

Les onduleurs de tension servent principalement à alimenter à fréquence fixe ou variable des charges alternatives, le critère qui sera considérée dans ce cas est l'obtention pour chaque tension de sortie d'une forme d'onde approximant au mieux la sinusoïde, il faut varier la valeur efficace des tensions d'alimentation.

D'ordinaire, on adapte une commande à flux constant qui permet de développer le même couple à toute vitesse, la valeur des tensions croie à peu près proportionnellement à leur fréquence, l'onduleur doit donc être à fréquence et tension variable.

La modulation de largeur d'impulsion permet :

- De repousser aux fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite le filtrage.
- De faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie, même avec les onduleurs à deux interrupteurs par phase. [5]

Le plus souvent, on détermine le temps réel des instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs à l'aide d'une électronique de commande analogique ou numérique ou en faisant simultanément appels à ces deux techniques.

Pour assurer cette détermination, lorsque l'objectif est d'approcher au mieux la tension sinusoïdale, la solution la plus de largement employée consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante généralement sinusoïdale, avec une onde de modulation ou porteuse généralement triangulaire, d'où son appellation : **modulation triangulo-sinusoïdale.**

### I.3.3.2 MODULATION TRIANGULO-SINUSOÏDALE :

Le principe de la modulation triangulo-sinusoïdale consiste à comparer une tension de référence sinusoïdale qui correspond à la tension de sortie recherchée de fréquence  $f$  au signal triangulaire d'amplitude fixe et de fréquence  $f_p$  nettement supérieure à  $f$ .

L'intersection de la tension de référence avec l'onde de modulation triangulaire donne les instants de fermeture des divers interrupteurs ; d'où on aura bien en fonction logique  $C_i$

Si la référence est sinusoïdale, les paramètres caractérisant la commande sont :

- L'indice de modulation  $m$  égale au rapport  $f_p/f$  des fréquences de la porteuse et de la référence.
- Le coefficient de réglage en tension  $r$ , égale rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur de crête  $\hat{U}$  de l'onde de modulation. D'ordinaire, la modulation est synchrone, c'est-à-dire  $f_p$  était multiple entier de  $f$ .

En modulation synchrone, si  $m$  est impaire, l'alternance négative de la tension de sortie de l'onduleur reproduit au signe près son alternance positive, cette tension de sortie ne comprend au développement en série que des harmoniques impaires. Au contraire si  $m$  est paire, on trouve dans le développement en série une composante continue, des harmoniques paires et impaires. On choisit donc les valeurs impaires  $m$ .

### I.3.3.2.1 Commande en courant :

La technique de contrôle de courant joue le rôle le plus important dans les onduleurs *PWM* commandés en courant qui sont appliqués largement dans les moteurs *AC* de haute performance. Différentes stratégies de contrôle de courant ont été développés dans les années récentes. Dans cette partie, on présente la commande par hystérésis des onduleurs à deux niveaux.

Le principe général de cette stratégie est de comparer le courant de référence  $I_{ref}$  au courant réel, et à partir de l'écart entre ces deux courants, en déduit la commande des interrupteurs du convertisseur.

Ce type de commandes permet de fixer un courant de référence  $I_{ref}$  dans les enroulements de la machine avec un degré de liberté :

- l'amplitude.
- La fréquence.

Pour faire varier la vitesse de ce moteur on doit faire varier la fréquence de ses courants statorique, les amplitudes de ses courants restent contractantes et correspondant au couple maximal. Ces amplitudes peuvent être réduites à basse vitesse de rotation pour atténuer les échauffements.

Pour l'onduleurs à deux niveaux en a deux états de commandes possibles pour un bras, et dont on utilise un régulateur a hystérésis à deux positions.

Pour l'onduleur à trois niveaux, trois états de commandes sont possibles par un bras, on a donc besoin d'un régulateur a hystérésis à trois positions.

On ne définit par la suite, la stratégie d'hystérésis en courant pour chacun des onduleurs à deux niveaux, on montrera également les caractéristiques de la conduite des machines à induction alimentée par des convertisseurs commandés par cette stratégie.

### I.3.3.2.2 COMMANDE EN COURANT D'UN ONDULEUR A DEUX NIVEAUX :

Pour les onduleurs à deux niveaux, l'algorithme de la commande par hystérésis en courant se résume pour une phase  $K$  (bras de l'onduleur) par le système ci-dessous :

Soit l'écart entre le courant de référence et le courant réel définit par :

$$\varepsilon = i_k - i_{refk} \quad (1.47)$$

Les ordres de commandes  $C_k$  des interrupteurs sont données alors comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{ll} C_i = 1 & \text{si } \varepsilon_i > \Delta_i \\ C_i = 0 & \text{si } \varepsilon_i < -\Delta_i \\ \text{Sinon alors l'état reste la même} \end{array} \right.$$

### I.4 Conclusion :

Dans ce chapitre le but est de valider le modèle de la machine asynchrone alimenté par le réseau. Par ailleurs, pour étudier une machine électrique, le but de l'électrotechnicien est d'élaborer un modèle aussi fin que possible qui puisse rendre compte de la réalité. On sait que le dimensionnement d'une motorisation se fait en prenant en compte les régimes transitoires (mise en vitesse) qui sont plus contraignants que les régimes établis. Il importe donc que les modèles soient utilisables aussi bien en régime statique que dynamique. C'est facile à faire pour le moteur à courant continu, ça l'est beaucoup moins pour le moteur asynchrone. De nombreuses applications industrielles nécessitent un contrôle de vitesse ou de position. La relation fondamentale de la dynamique montre que le contrôle de la vitesse (ou de la position qui est la primitive de la vitesse) passe par le contrôle du couple.

C'est pour ce la le but du deuxième chapitre est le contrôle directe du couple et de flux de la machine asynchrone.

## CHAPITRE 2

# *Commande directe de couple (DTC) de la machine asynchrone triphasé*



## CHAPITRE II

**Commande directe de couple (DTC) de la machine asynchrone triphasée**

## II.1 GENERALITES

**II.1.1 La commande scalaire :**

C'est la première méthode de contrôle, la plus ancienne, équipe le plus grand Nombre de variateurs, ceux qui ne nécessitent pas de fonctionnements à basse vitesse avec fort couple (ventilation, compression, climatisation, pompage....) ou des performances dynamique très élevées [4]. On ne peut envisager avec ce type de commande un positionnement de la machine.

Le contrôle de couple et de la vitesse de la machine asynchrone nécessite le contrôle

de son flux magnétique, selon deux méthodes :

le contrôle indirect, en imposant l'amplitude de la tension ou du courant en fonction des fréquences (loi de régime permanent). le contrôle direct, en régulant le flux, ce qui nécessite sa mesure ou son estimation. la deuxième méthode, plus compliqué à mettre en œuvre, permet de mieux imposer le flux au cours des régimes transitoires.

Une fois le flux imposé, le contrôle du couple dépend de la pulsation des courants rotoriques  $\omega_r$ .

Dans le cas d'un contrôle scalaire, nous avons vu que le modèle de la machine est non linéaire et qu'il est nécessaire alors de faire appel a des petites variations, autour d'un point de fonctionnement. Cette approche est en générale suffisante pour l'obtention de commandes moyennement performants et il n'est pas nécessaire de faire appel a des lois de contrôle non linéaire. Nous avons considéré seulement des régulations continues, alors que de plus en plus les régulateurs sont implantés sur des microprocesseurs. Dns la grande majorité des cas, il n'est pas nécessaire de faire une synthèse en échantillonné, mais il suffit d'échantillonner le régulateur continu.

Dans certains cas, il est difficile d'avoir un capteur de vitesse car celui-ci est fragile et augmente, de manière sensible, le coût de l'installation. Il n'est pas possible alors de réaliser une sommation des fréquences comme cela a été indiqué précédemment.

Des solutions existent qui seront proposées dans la partie concernant les observations des variables non mesurables [4].

## II.1.2 la commande vectorielle

### II.1.2.1 principe de commande vectoriel :

Les principes de base de la commande vectorielle ont été réalisés dans les années 1970 par des machines à courant continu (à excitation séparée)[5]. Dans une machine à courant continu, le rotor est bobiné de telle façon que l'axe de la force magnétomotrice de l'induit établit un angle de  $90^\circ$  avec l'axe du flux inducteur et ceci quel que soit la vitesse de rotation de la machine, de ce fait le couple est proportionnel au produit du flux et du courant d'induit.

Dans une machine asynchrone, par contre, l'angle entre le champ tournant du stator et celui du rotor varie avec le temps, ce qui donne des interactions complexes.

### II.1.2.2 la commande par orientation de flux :

L'onduleur, l'estimateur, les transformations angulaires et les régulations de courant sont supposés « transparentes », C'est-à-dire ne font intervenir aucun retard, ni aucune constante de temps. [4] pour ramener le fonctionnement de la machine asynchrone similaire à celui de la machine à courant continu, on a proposé une technique pour le découplage entre le flux et le couple de la machine asynchrone monophasé, cette méthode appelée orientation de flux.

## II.2 Commande directe du couple

### II.2.1 Introduction

Les méthodes de contrôle direct de couple (DTC/DSC) des machines Asynchrones sont apparues dans la deuxième moitié des années 1980 comme concurrentielles des méthodes

classiques, basées sur une alimentation par modulation de largeur d'impulsions (MLI) et sur un découplage de flux et du couple moteur par orientation de champ magnétique. Par opposition aux lois de commande en durée (MLI) [6], ces stratégies de commande directes appartiennent à la catégorie des lois de commande en amplitude et ont été initialement conçues pour un onduleur à deux niveaux. Elles présentent des avantages bien connus par rapport aux techniques conventionnelles, notamment en ce qui concerne la réduction du temps de réponse du couple [4]. L'amélioration de sa robustesse par rapport à la variation des paramètres de la machine et de l'alimentation, l'imposition directe de l'amplitude des ondulations du couple et de flux stator (même à basse vitesse) ; l'absence de transformation de PARK sur des axes tournants.

D'autre part, cette loi de commande en couple s'adapte par nature à l'absence de capteur mécanique connecté à l'arbre moteur (vitesse, position). Des travaux se sont donc multipliés sur ce sujet, initialement basés sur les principes de contrôle énoncés par I.TAKAHACHI [4] et donnant lieu à une diverse évolution de stratégies.

De façon générale, l'absence de maîtrise des harmoniques de couple entraîne de nombreux problèmes, liés à la compatibilité électromagnétique de l'équipement, au niveau parfois excessif de bruit audible ainsi qu'à la variation en cours de fonctionnement de la qualité acoustique. L'excitation de certains modes mécaniques résonants (problème des couples pulsatoires) pouvant entraîner un vieillissement précoce du système est également à ajouter à cette liste. Certains travaux se sont donc consacrés à l'obtention d'une meilleure maîtrise des harmoniques et/ou de la fréquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur [4].

La technique DTC classique implique un fonctionnement de l'onduleur à deux niveaux standard avec une fréquence de commutation variable, parfois élevée et incompatible avec des applications fortes puissance du fait du niveau des pertes par commutation.

La technique du **direct self control** (DSC) est beaucoup moins exigeante au niveau de la fréquence de commutation moyenne, mais ceci est obtenu au dépend d'une augmentation significative des ondulations de couple et de flux et d'une déformation de l'allure de flux à basse vitesse.

D'autre part, les récentes structures de convertisseurs continu-alternatif multi-niveaux semblent bien adaptées pour des applications de forte puissance, du fait qu'elles



permettent l'utilisation de semi-conducteurs rapides (ex. IGBT) sans risque d'altérer la sûreté de fonctionnement du système. Il est intéressant d'associer les gains offerts par les onduleurs de tension multi-niveaux et les aspects innovateurs apportés par les nouvelles techniques de contrôle directe de couple. Ce couplage permet en effet d'envisager la minimisation des contraintes « technologiques et environnementales » par une meilleure maîtrise de la fréquence de commutation [4].

### II.2.2 Caractéristiques principales des commandes directes :

Par nature les commandes directes du couple présentent les caractéristiques suivantes :

- elle possède généralement d'excellentes caractéristiques dynamiques s'étendant à une très large plage de fonctionnement de couple/vitesse. Ainsi, une plage de fonctionnement expérimental sans capteur mécanique « ultra-large » (1/200000) avec une fréquence minimale de fonctionnement stable inférieure à 1tour/heure (1/3600Hz), ceci avec une bande passante en couple « record »
- la stratégie de contrôle DTC est insensible, dans sa version de base, aux variations des paramètres de rotor de la machine. L'estimateur de flux classique ne dépend que de la résistance stator (intégration en boucle ouverte de la force électromotrice stator). Dans certaines versions plus récentes des stratégies DTC, le modèle complet de la machine asynchrone incluant les paramètres stator et rotor est utilisé. Notamment pour prédire les pentes des états de couple et de flux ( $\Gamma_{em}$ ,  $\varphi_s$ ). Malgré l'implication des paramètres rotor, ces études ont révélé leur excellente robustesse aux variations paramétriques.
- D'autre part, la commande directe par des régulateurs de type Hystérésis s'affranchit des variations de la tension continue d'entrée de l'onduleur.
- les changements de mode d'opération (flux constant/defluxage, saturation en tension...) ne posent généralement pas les problèmes complexes de commutation d'algorithme. D'autre part, le découplage entre les grandeurs de contrôle étant

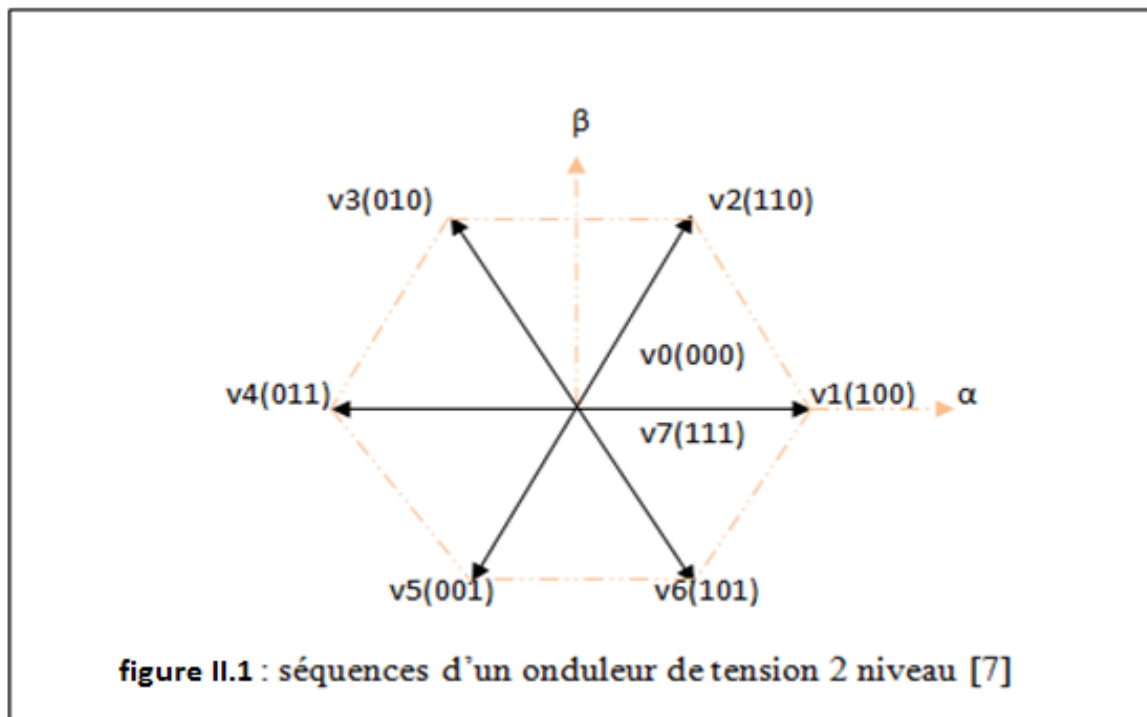
« naturellement » assuré par la commande directe, le fonctionnement a flux variable n'affecte pas le réglage de couple.

- en contrepartie, la fréquence de commutation est variable et difficile à maîtriser du fait de l'utilisation des contrôleurs à hystérésis. Ce point constitue l'un des inconvénients majeurs des stratégies DTC, de fait de :
  - ❖ l'absence de maîtrise totale du contenu harmonique réinjecté côté réseau.
  - ❖ la difficulté à maîtriser les pertes (perte par commutation dans l'onduleur, pertes  $F_{er}$  dans le moteur) pouvant entraîner une élévation excessive du niveau thermique.
  - ❖ la variation du niveau sonore (gêne acoustique en certains points de fonctionnement).
  - ❖ la possibilité de provoquer des résonances mécaniques indésirables (fatigue, vieillissement prématuré,...). Plusieurs études vont donc actuellement dans le sens d'une meilleure maîtrise de la fréquence de commutation [4].
- la mise en œuvre des commandes types DTC se démarque sensiblement des commandes à flux orienté classique :
  - ❖ elles ne nécessitent généralement pas de transformation de coordonnées (Park) dans des axes tournants.
  - ❖ elles correspondent le plus souvent à des stratégies de contrôle simples à faible coût de calcul mais requièrent en contrepartie des fréquences d'échantillonnage très élevées (>20KHz) qui nécessitent un matériel spécialement adapté (DSP, FPGA).

### II.2.3 principes généraux sur la commande directe du couple :

La commande directe de couple (*direct torque control*) d'une machine asynchrone 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 dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux stator et du couple électromagnétique. Ce type de stratégie se classe donc dans la catégorie des commandes en amplitude, par opposition aux lois de commandes en durée plus classiques et basées sur un réglage de la valeur moyenne du vecteur tension par modulation de largeur d'impulsion (MLI) à l'origine. Les commandes DTC étaient fortement

basée sur le « sens physique » et sur une approche relativement empirique de la variation des états (couple, flux) sur un intervalle de temps très court (intervalle entre deux commutation) ce raisonnement s'est depuis nettement affinée et repose désormais sur des fondements mathématiques de plus en plus solides [4].



### II.2.3.1 principes généraux du contrôle vectoriel de couple :

On utilise les expressions vectorielles de la machine dans le référentiel lié au Stator :

$$\begin{cases} \overline{V}_S = R_s \overline{I}_S + \frac{d\overline{\varphi}_S}{dt} \\ \overline{V}_S = \overline{0} = R_r \overline{I}_r + \frac{d\overline{\varphi}_r}{dt} - j\omega_r \overline{r} \end{cases}$$

À partir des expressions des flux, le courant rotor s'écrit :

$$\overline{I}_r = \frac{1}{\sigma} \left( \frac{\overline{\varphi}_r}{L_r} - \frac{L_m}{L_r L_s} \overline{\varphi}_S \right)$$

Avec  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}$  (coefficient de dispersion)

Les équations deviennent :

$$\overline{V_S} = R_s \overline{I_S} + \frac{d\overline{\varphi_S}}{dt}$$

$$\frac{d\overline{\varphi_r}}{dt} + \left( \frac{1}{\sigma\tau_r} - j\omega \right) \overline{\varphi_r} = \frac{L_m}{L_s} \frac{1}{\sigma\tau_r} \overline{\varphi_S}$$

Ces relations montrent que : il est possible de contrôler le vecteur  $\overline{\varphi_S}$  à partir de vecteur  $\overline{V_S}$ , à la chute de tension  $R_s \overline{I_S}$  près.

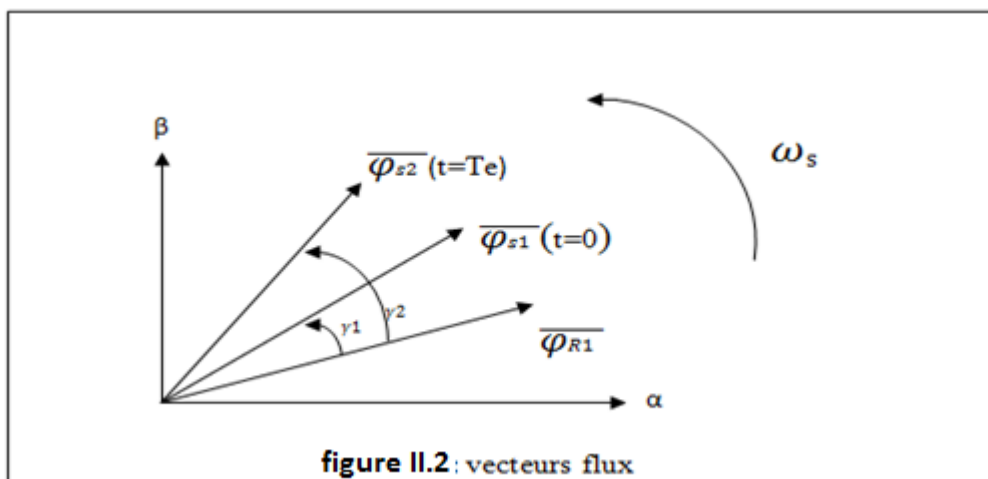
Le flux  $\overline{\varphi_r}$  suit les variations de  $\overline{\varphi_S}$  avec une constante de temps  $\sigma\tau_r$ , le rotor agit comme un « filtre de constante de temps  $\sigma\tau_r$  » entre les flux  $\overline{\varphi_S}$  et  $\overline{\varphi_r}$ . De plus  $\overline{\varphi_r}$  atteint en régime permanent :

$$\overline{\varphi_r} = \frac{L_m}{L_s} \frac{\overline{\varphi_S}}{1 + j\omega\sigma\tau_r}$$

En posant  $\gamma = (\overline{\varphi_S}, \overline{\varphi_r})$ , le couple s'exprime par :

$$\Gamma_e = P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \varphi_S \varphi_r \sin \gamma$$

Le couple dépend de l'amplitude des deux vecteurs  $\overline{\varphi_S}$  et  $\overline{\varphi_r}$  et de leur position relative. Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux  $\overline{\varphi_S}$  (à partir de  $\overline{V_S}$ ) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative de  $\overline{\varphi_r}$  et donc le couple. Ceci n'est bien sûr possible que si la période de commande  $T_e$  de la tension  $\overline{V_S}$  est telle que  $T_e \ll \sigma\tau_r$ .



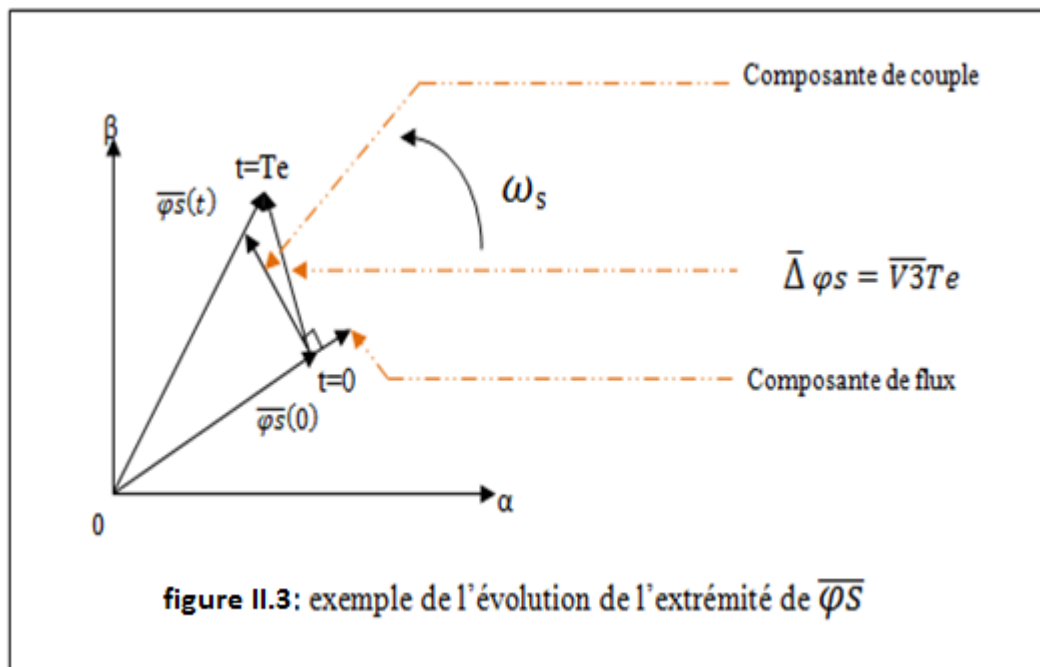
### II.2.3.2 principe de contrôle de flux statorique :

$$\text{On a: } \overline{\varphi_s} = \int_0^t (\overline{V_s} - R_s \overline{I_s})$$

Entre deux commutations des interrupteurs de l'onduleur, le vecteur de tension sélectionné est toujours le même, d'où :

$$\overline{\varphi_s}(t) = \overline{\varphi_s}(t) + \overline{V_s} t - \int_0^t (R_s \overline{I_s}) dt$$

Avec la résistance  $R_s$  considérée comme constante au cours du temps. Pour simplifier, on considère la chute de tension  $R_s \overline{I_s}$  comme négligeable devant la tension  $\overline{V_s}$ , on constate alors que sur un intervalle  $[0, T_e]$ , l'extrémité du vecteur  $\overline{\varphi_s}$  se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur  $\overline{V_s}$  sélectionné pendant  $T_e$ .



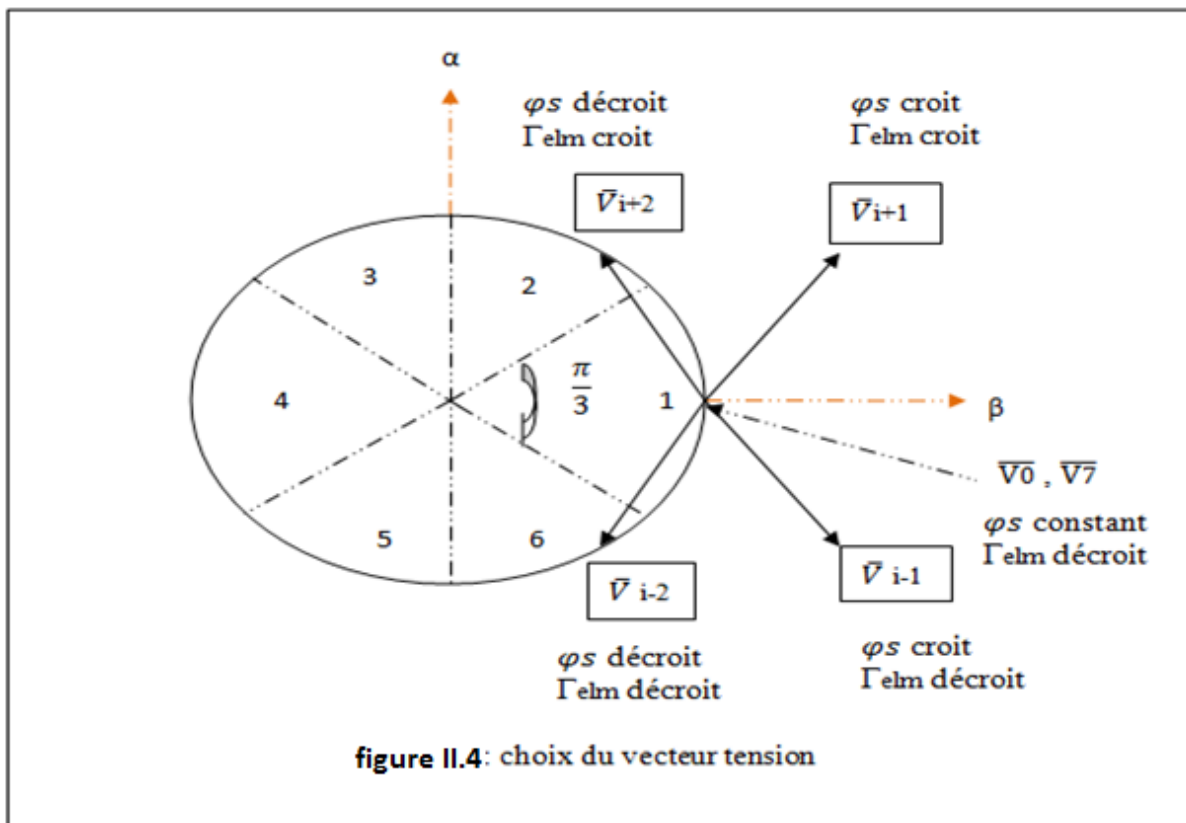
### II.2.4 Présentation de la structure de contrôle :

#### II.2.4.1 choix de vecteur tension $\overline{V_s}$ :

Le choix de vecteur  $\overline{V_s}$  dépend de la position de  $\overline{\varphi_s}$  dans le référentiel (S), de la variation souhaitée pour le module de  $\varphi_s$ , de la variation souhaitée pour le couple, et du

sens de rotation de  $\overline{\varphi_S}$ . L'espace d'évolution de  $\overline{\varphi_S}$  dans (S) est décomposé en six zone  $i$ , avec  $i=[1,6]$ . Telle que représentée sur la figure 4. Lorsque le flux  $\overline{\varphi_S}$  se trouve dans une zone  $i$  le contrôle de flux et du couple peut Assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs suivants :[6]

- Si  $\overline{V}_{i+1}$  est sélectionnée alors  $\varphi_S$  croit et  $\Gamma_e$  croit.
- Si  $\overline{V}_{i-1}$  est sélectionnée alors  $\varphi_S$  croit et  $\Gamma_e$  décroît.
- Si  $\overline{V}_{i+2}$  est sélectionnée alors  $\varphi_S$  décroît et  $\Gamma_e$  croit.
- Si  $\overline{V}_{i-2}$  est sélectionnée alors  $\varphi_S$  décroît et  $\Gamma_e$  décroît.
- Si  $\overline{V}_0$  ou  $\overline{V}_7$  sont sélectionnée, alors la rotation de flux  $\overline{\varphi_S}$  est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module de flux  $\varphi_S$  reste inchangée.



Le niveau d'efficacité des vectrices tensions appliqués dépend également de la position du vecteur flux dans zone  $i$ . En effet, en début de zone, les vecteurs  $\overline{V}_{i+1}$ ,  $\overline{V}_{i-2}$  sont

perpendiculaires à  $\overline{\varphi_s}$ , D'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux  $\varphi_s$ , alors qu'en fin de zone, l'évolution est inverse. Avec les vecteurs  $\overline{V}_{i-1}$ ,  $\overline{V}_{i+2}$ , il correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de  $\varphi_s$  en début de zone, alors qu'en fin de zone c'est le contraire. Quelque soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans la zone  $i$ , les deux Vecteurs  $\overline{V}_i$ ,  $\overline{V}_{i+3}$  ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci ont la « composante de flux » la plus forte (évolution très rapide de) mais l'effet sur le couple lui, dépend de la position de  $\overline{\varphi_s}$  dans la zone, avec un effet nul en milieu de zone. Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux, estimé par rapport à leur référence, ainsi que de la position du vecteur  $\overline{\varphi_s}$ .

Un estimateur de  $\overline{\varphi_s}$  en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires.

## II.2.4.2 estimateurs

**II.2.4.2.1 estimation de flux statorique** : l'estimation de flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statorique courant et tension de la machine.

A partir de l'équation :  $\overline{\varphi_s} = \int_0^t (\overline{V_s} - \overline{R_s} \overline{I_s}) dt$

En obtient les composantes  $\alpha$  et  $\beta$  du vecteur :  $\overline{\varphi_s}$  :

$$\varphi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \quad \text{et} \quad \varphi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt$$

En obtient les tensions  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$  à partir des commandes ( $S_a S_b S_c$ ), de la mesure de la tension  $U_0$  et en appliquant la transformée de **CONCORDIA**.

$$\overline{V_s} = V_{s\alpha} + j V_{s\beta}$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 (S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c)) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_b - S_c) \end{cases}$$

De même les courants  $I_\alpha$  et  $I_\beta$  sont obtenus à partir de la mesure des courants réels  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  et  $i_{sc}$  avec ( $i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0$ ) et par l'application de la transformation de **CONCORDIA**:

$$\overline{I_S} = I_\alpha + j I_\beta$$

$$\begin{cases} I_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} i_{sa} \\ I_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases}$$

Le module de flux statorique s'écrit :  $\varphi_S = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2}$  la zone Ni dans

laquelle se situe le vecteur  $\overline{\varphi_S}$  et déterminée à partir des Composantes  $\varphi_{s\alpha}$  et  $\varphi_{s\beta}$ . L'angle  $\alpha_s$  entre le référentiel (S) et le vecteur  $\overline{\varphi_S}$ , est égale à :

$$\alpha_s = \arctg \frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}} \quad [6].$$

#### II.2.4.2.2 estimation du couple électromagnétique :

Le couple peut se mettre sous la forme :

$$\Gamma_{elm} = P_p [\varphi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \varphi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}] \quad [6].$$

#### II.2.4.3 élaborations de vecteur de commande

##### II.2.4.3.1 le correcteur de flux :

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur  $\overline{\varphi_S}$  dans une couronne circulaire comme le montre la figure 5, la sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de  $\overline{\varphi_S}$ , afin de sélectionner le vecteur tension correspondant.

Pour cela un simple correcteur à hystérésis à 2 niveaux, convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques.



La sortie de correcteur, représentée par une variable booléenne  $cflx$  indique Directement si l'amplitude de flux doit être augmentée ( $cflx=1$ ) ou diminuée ( $cflx=0$ ) de façon à maintenir :  $|(\varphi_S)_{ref} - \varphi_S| \leq \Delta\varphi_S$ , avec  $(\varphi_S)_{ref}$  la Consigne de flux et  $\Delta\varphi_S$  la largeur d'hystérésis du correcteur.

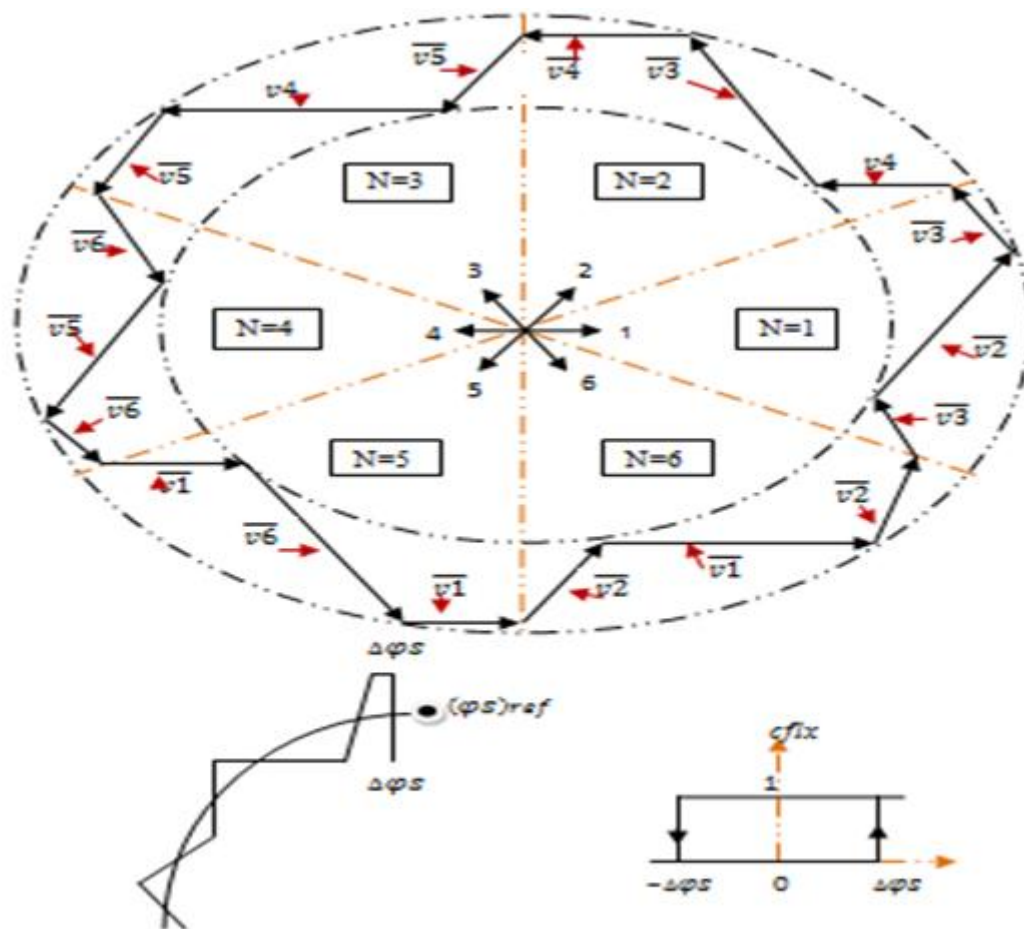


figure II.5: correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondant

### II.2.4.3.2 Le correcteur de couple :

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites  $|\Gamma_{ref} - \Gamma_{elm}| \leq \Delta\Gamma$ , avec  $\Gamma_{ref}$  la référence de couple et  $\Delta\Gamma$  la bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant une différence avec le contrôle de flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine. Deux solutions peuvent être envisagées :

- Un correcteur a hystérésis a trois niveaux.
- Un correcteur a hystérésis a deux niveaux.

Le correcteur a trois niveaux permet de contrôler le moteur dans les deux sens de Rotation, soit pour un couple positif ou négatif.

La sortie du correcteur, représenté par la variable booléenne  $\Gamma_{elm}$  indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ( $\Gamma_{elm} = 1$  pour une consigne positive et  $\Gamma_{elm} = -1$  pour une consigne négative) ou Diminuée ( $\Gamma_{elm} = 0$ ).

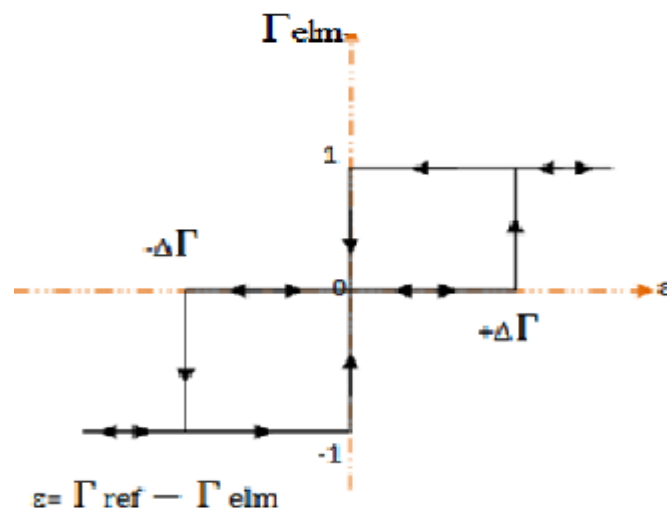


Figure II .6 : Correcteur de couple a trois niveaux

Le correcteur à trois niveaux permet de fonctionner dans les quatre quadrants sans intervention sur la structure.

D'autre part le correcteur a deux niveau est identique a celui utilisé pour le Contrôle du de module  $\overline{\varphi S}$  , il n'autorise le contrôle du couple que dans un Seule sens de rotation. Ainsi seules vecteurs  $\bar{V}_{i+1}$ ,  $\bar{V}_{i+2}$  peuvent être sélectionnés Pour faire évolué le flux  $\overline{\varphi S}$ . Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls. Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. Cependant ce correcteur est plus simple

à implanter. De plus en sélectionnant Correctement les vecteurs nuls suivant les zones Ni on s'aperçoit que pour chaque Zone i, il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur.

## II.2.5 la stratégie de contrôle directe du couple par la méthode de

### I.TAKAHACHI

La méthode de type DTC la plus classique est basée sur l'algorithme suivant [4] :

- \*Le domaine temporel est divisé en périodes de durée  $T_E$  réduites ( $T_E \leq 50 \mu s$ )
- \*A chaque cout d'horloge, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase.
- \*On reconstitue les composantes du vecteur flux stator.
- \*L'estimation du couple électromagnétique de la machine est alors possible Grace a l'estimation des composantes de flux et aux mesures des courants de Ligne, on utilisant l'équation suivante :

$$\Gamma_e = P_p [\varphi_s \alpha \cdot I_s \beta - \varphi_s \beta \cdot I_s \alpha]$$

- \*L'erreur entre le flux de référence et le flux estimé est introduite dans un Régulateur Hystérésis qui génère a sa sortie la variable binaire  $\varphi$ , ainsi  $\varphi = 1$  Signifie qu'il faut augmenter l'amplitude d flux, et  $\varphi = 0$  signifie qu'il faut la Réduire.
  - \*l'erreur entre le couple de référence et Le couple estimé est introduite dans double régulateur hystérésis qui génère a sa sortie une variable logique a trois Niveaux  $\Gamma = 1$  signifie qu'il faut augmenter le couple, par contre  $\Gamma = -1$  Signifie qu'il faut le réduire, si  $\Gamma = 0$ , il faut alors le maintenir constant.
- L'utilisation de trois états pour réglé le couple a été propose pour essayer de Minimiser la fréquence de commutation moyenne, car sa dynamique est en Générale plus rapide que celle du flux.
- \*le choix de l'état de l'onduleur (V0 a V7) est effectué dans un tableau de Localisation, en utilisant les variable logiques  $\varphi$ ,  $\Gamma$ , et selon le secteur angulaire  $\theta$  dans lequel se trouve le vecteur flux stator. En effet, le partage du plan complexe en 6 secteurs

angulaires permet de déterminer, pour un secteur donné, la séquence de contrôle des interrupteurs de l'onduleur correspondant aux différents états des grandeurs de contrôle (figure 1).

Le synoptique de commande selon cette stratégie est présenté sur la figure 7, et le tableau de localisation correspondant sur le tableau 1.

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables  $cf/x$  Et  $ccpl$  et de la zone Ni de position de  $\overline{\varphi S}$ , elle se présente donc sous la forme :

$\varphi$	1	1	1	0	0	0
$\Gamma$	1	0	-1	1	0	-1
$\theta(1)$	V2	V7	V6	V3	V0	V5
$\theta(1)$	V3	V0	V1	V4	V7	V6
$\theta(1)$	V4	V7	V2	V5	V0	V1
$\theta(1)$	V5	V0	V3	V6	V7	V2
$\theta(1)$	V6	V7	V4	V1	V0	V3
$\theta(1)$	V1	V0	V5	V2	V7	V4

$\Gamma=1$  → augmenter le couple

$\Gamma=-1$  → réduire le couple

$\Gamma=0$  → maintenir le couple

$\varphi=0$  → réduire le flux

$\varphi=1$  → augmenter le flux

Tableau 1 localisation selon I.TAKAHACHI pour le réglage de couple et le flux

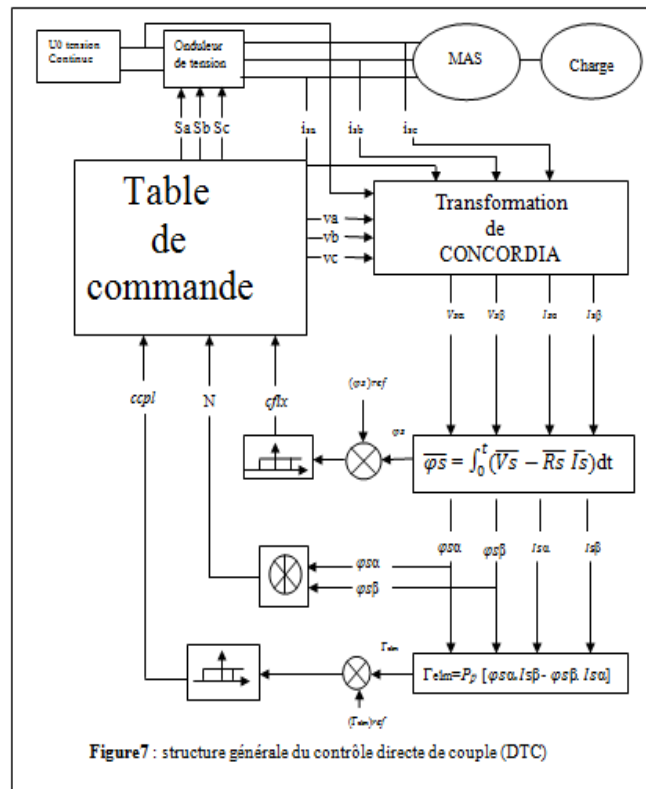


Figure7 : structure générale du contrôle direct de couple (DTC)

### II.2.6 Systèmes de régulation de vitesse

Par analogie avec une machine a courant continu avec boucle de courant La machine asynchrone avec commande DTC peut être modélisée par un Système linéaire (autour d'un point de fonctionnement) ayant comme entrée La référence couple et comme sortie la vitesse :



modélisation du DTC par un système lineaire

Dans l'objectif d'annuler l'erreur statique est réduire le temps de réponse tout en conservant la stabilité du système, un correcteur proportionnel intégral est utilisé. Les performances obtenues (stabilité, précision, temps de réponse) sont Satisfaisantes pour un tel système électromécanique. Cependant on remarque Que le couple présente un dépassement important qui peut nuire au fonctionnement du système.

Pour palier a ce problème on utilise une limitation de la référence couple soit a la sortie de correcteur.

Les performances (temps de réponse) se trouve alors dégrader car la commande issue du régulateur et empêchée momentanément d'agir complètement sur le Système.

La solution envisagée étant un système de régulation avec système d'anti-emballement.

### II.3 Conclusion :

La stratégie de contrôle directe énoncée par I.TAKAHACHI et décrite dans ce paragraphe est un moyen efficace et simple de piloter une machine asynchrone. Cependant, on peut lui reprocher son manque de précision lors de l'application de certaines séquences. C'est par exemple le cas de l'application des séquences nulles, systématiquement utilisé lorsque la variable logique  $\Gamma$  est nulle et ceci même si le flux doit être augmenté. Dans la pratique, on s'aperçoit qu'une connaissance plus fine du comportement des états (flux, couple) et leurs dérivées est primordiale et cela en tout point de fonctionnement du système.

A partir de cette expertise il est alors possible d'affiner les règles d'application des vecteurs

tensions selon les diverses situations et selon le point de fonctionnement.

Finalement la commande DTC a pour avantages :

- La réduction du temps de réponse du couple.
- La robustesse par rapport à la variation de paramètre de la machine et de l'alimentation.
- L'imposition directe de l'amplitude des ondulations du couple et du flux.
- Elle s'adapte par nature à l'absence de capteur mécanique connecté à l'arbre moteur.

Elle présente deux problèmes majeurs :

- L'absence de maîtrise des harmoniques de couple (compatibilité électromagnétique, bruit audible, variation de la qualité acoustique).
- L'excitation de certains modes mécaniques résonnants (couple pulsatoires) pouvant entraîner un vieillissement précoce du système.

## CHAPITRE 3

# *Réglage par la logique floue et simulation*



## CHAPITRE III

## REGLAGE PAR LA LOGIQUE FLOUE ET SIMULATION

## III.1 GENERALITES

## III.1.1 Introduction

La théorie de la logique floue a été développée par **ZADEH Lotfi** dans les années 1960 c'est une méthodologie de calcul basée non pas sur les variables numériques mais sur les variables linguistiques, prenons des valeurs linguistiques appartient au langage humaine, par exemple au lieu de dire « la température=5°C » on dira « la température est basse ». Cette théorie a des applications dans plusieurs domaines, les plus populaires sont dans le domaine de **L'AUTOMATIQUE** pour la commande et la modélisation des systèmes.

Le premier contrôleur à la logique floue a été proposé par **MAMDANI** en 1974 mais l'essor véritable de la commande à la logique floue a commencé au Japon au début des années 1980 par **TAKAGI-SUGENO**. Aujourd'hui la commande à la logique floue est bien établie avec plusieurs applications industrielles, dans ce chapitre nous allons introduire les éléments de base de la logique floue. [5]

## III.1.2 Éléments de base

**III.1.2.1 le variable linguistique :** la théorie de la logique floue est basée sur la notion de variable linguistique prenons des valeurs linguistiques ou flou, lorsqu'on dit « la température est basse » la valeur linguistique « basse » n'est pas précise elle est floue, mais selon l'expérience de langage et de température le mot « basse » reste cependant définie dans un domaine plus ou moins précise des nombres « basse, moyen, élevé ».

**III.1.2.2 l'univers de discours :** est l'ensemble de valeurs numériques ou réels qui peut



Prendre la variable floue, en générale l'univers de discours est noté  $U$ , les valeurs linguistiques seront alors projeté dans l'univers de discours pour définir les sous - ensemble associe a chaque valeur linguistique.

**Exemple :** la température est varie entre  $[0^{\circ}c, 40^{\circ}c]$

- La température est basse a 100% entre  $[0^{\circ}c, 10^{\circ}c]$  donc  $U_{basse}=[0^{\circ}c, 10^{\circ}c]$  .
- La température est moyenne a 100% entre  $[5^{\circ}c, 15^{\circ}c]$  donc  $U_{moy}=[5^{\circ}c, 15^{\circ}c]$ .
- La température est élevée a 100% entre  $[20^{\circ}c, 40^{\circ}c]$  donc  $U_{moy}=[20^{\circ}c, 40^{\circ}c]$ .

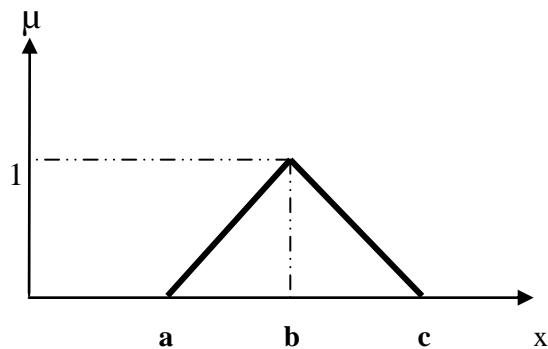
**III.1.2.3 la fonction d'appartenance :** soit un variable linguistique  $X$  prenant des valeurs linguistique  $X=\{A1,A2,\dots\}$  sur un univers de discours  $U$ , la fonction d'appartenance est une fonction  $\mu$  définie entre  $[0\ 1]$  noté généralement  $\mu_{Ai}$  pour  $i=1,2,\dots,n$  et  $u_i \in U$  avec :  $U$  est l'univers de discours de la variable linguistique  $X$ .

$u_i$  est l'univers de discours de la variable  $A_i$  .

la fonction d'appartenance donnée le degré d'appartenance de chaque valeur linguistique les fonction d'appartenances les plus utilisé sont :[8]

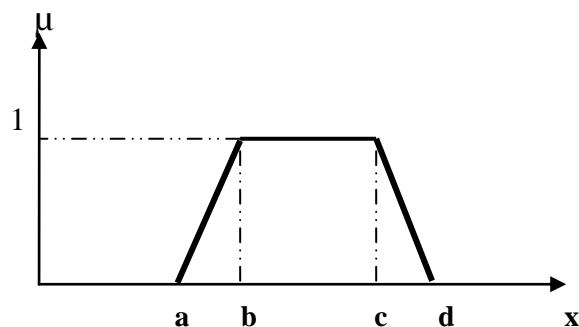
**Triangulaire**

$$\mu_{Ai} = \begin{cases} 0 & \text{pour } x < a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x < b \\ \frac{c-x}{c-b} & b \leq x < c \\ 0 & x > c \end{cases}$$



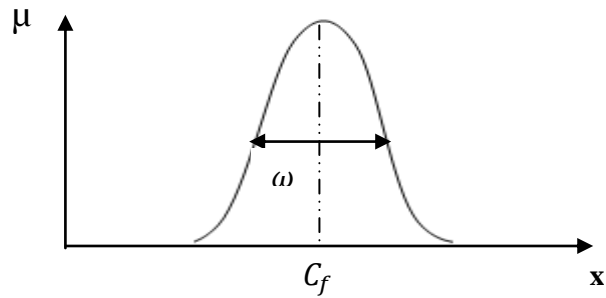
**Trapézoïdale**

$$\mu_{Ai} = \begin{cases} 0 & \text{pour } x < a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x < b \\ 1 & b \leq x < c \\ \frac{d-x}{d-c} & c \leq x \leq d \\ 0 & x > d \end{cases}$$



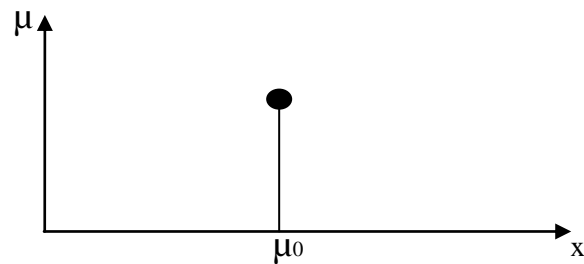
**Gaussienne**

$$\mu_{A(x)} = e^{-\frac{(x-c_f)^2}{w}}$$



**Singleton (pic)**

$$\mu_{A(x)} = \begin{cases} 1 & \text{pour } x = \mu_0 \\ 0 & \text{pour } x \neq \mu_0 \end{cases}$$



**III.1.2.4 L'ensemble floue :** une variable linguistique associé a des ensembles flous, chaque ensemble floue est caractérisé par :

- Le nom de toutes les valeurs linguistiques.
- Le type de la fonction d'appartenance.
- L'univers de discours.

**Exemple :**

Température= {basse, moyenne , élevée ,  $U=[0^\circ\text{c}, 10^\circ\text{c}]$  , triangulaire}.

**III.1.3 L'operateur de la logique floue**

Soit 2 ensembles flous A et B définie sur des univers de discours V et W avec

Des fonctions d'appartenances  $\mu_A$  et  $\mu_B$  respectivement :

**III.1.3.1 Union de l'ensemble floue :** la fonction d'appartenance de l'union  $\mu_A$  et  $\mu_B$  est

Définie par :  $\mu_{A \cup B} = \mu_A \cup \mu_B = \text{MAX} (\mu_A(V), \mu_B(W))$ .

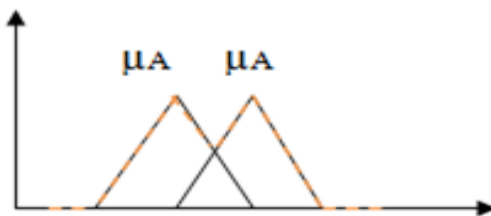


figure III.1 : union de l'ensemble floue

**III.1.3.2 intersection de l'ensemble floue :** la fonction d'appartenance de l'intersection

$\mu_A$  et  $\mu_B$  est définie par :  $\mu_{A \cap B} = \mu_A \cap \mu_B = \text{MIN}(\mu_A(V), \mu_B(W))$ .

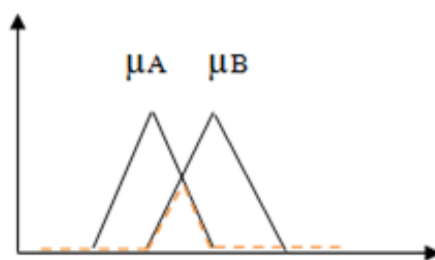


figure III.2 : intersection de l'ensemble Floue

**III.1.3.3 le complément de l'ensemble floue :**  $\bar{A}$  est donnée par l'ensemble floue

inclus dans  $U$  . avec une fonction d'appartenance définie par :  $\mu_{\bar{A}}(V) = 1 - \mu_A(V)$ .



figure III.3 : complément de L'ensemble floue

## III.2 Application de la logique floue

Le contrôleur à la logique floue est l'application la plus populaire de la théorie de la logique floue, le premier contrôleur à la logique floue a été proposé par **MAMMDANI** vers 1974 ensuite plusieurs applications ont été proposées en particulier au Japon avec les travaux de plusieurs chercheurs, les **FLC** (contrôleurs à la logique floue) sont surtout utilisés pour les systèmes non linéaire mal définie et/ou le modèle mathématique n'est pas disponible.[5]

### III.2.1 Idée de base

Du point de vue formel, un **FLC** est composé d'un ensemble de règles de type :

$R_i$  : if  $X_1$  is  $A_i$  and  $X_2$  is  $B_j$  then  $Y$  is  $C_k$

Avec  $i=1, \dots, N_A$  ,  $j=1, \dots, N_B$  ,  $k=1, \dots, N_C$ .

$N_A, N_B, N_C$  nombres de valeurs linguistiques des variables linguistiques  $X_1, X_2, Y$   
 $X_1, X_2, Y$  variables linguistiques (les prémices).

Dans le domaine de **'AUTOMATIQUE** la sortie ( $Y$ ) est le signal de commande.

Les règles de **FLC** sont des phrases réalisées par :  $\mu_{R_i} = \mu(A_i, B_j) \longrightarrow G_i$ .

#### Exemple :

Température = {petite, moyenne, élevée}.

Humidité = {petite, moyenne, élevée}.

$Y = \{ON, OFF\}$ .

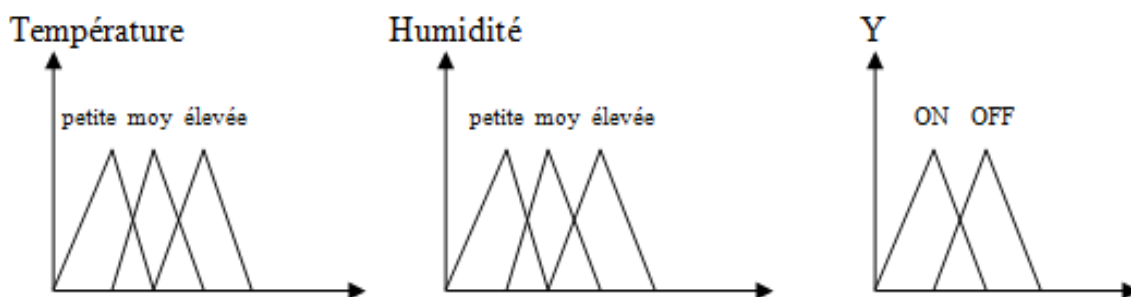


Figure III.4 : les différentes fonctions d'appartenance

$R_1$  : if Température is petite and humidité is petite then  $Y$  is ON .

$R_2$  : if Température is petite and humidité is moyenne then  $Y$  is ON .

$R_3$  : if Température is petite and humidité is élevée then  $Y$  is OFF .

⋮

$R_9$  : if Température is élevée and humidité is élevée then  $Y$  is OFF .

### III.2.2 Description des éléments d'un FLC

La structure globale d'un contrôleur flou est donnée par la figure suivante :

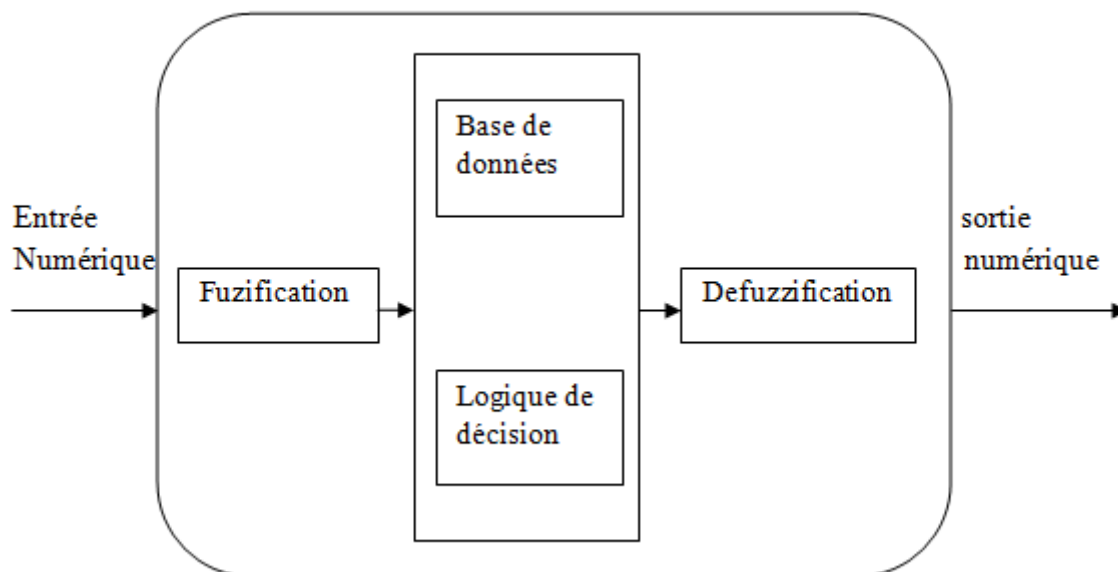


Figure III.5 : structure générale d'un FLC

Un contrôleur à la logique floue contient un ensemble d'éléments, centré sur le noyau composent la base de donnée et la logique de décision, nous allons d'écrire tout les éléments du contrôleur flou.

#### III.2.2.1 la base de données :

contient tout les données qui permettent d'inférer une sortie numérique, a partir d'une entrée numérique, généralement elle contiendra les éléments :

##### III.2.2.1.1 les variables d'entrée-sortie : se sont des valeurs numériques.

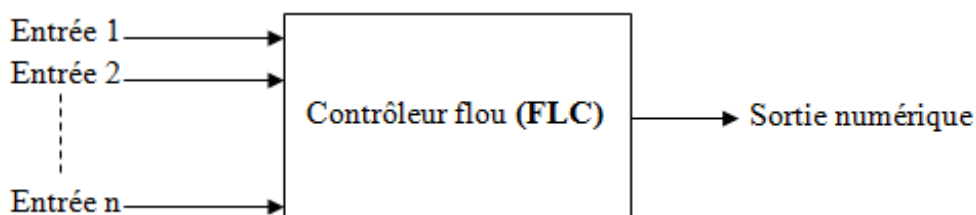


Figure III.6 : variable d'entrée sortie

Les valeurs entrée-sortie associe à des valeurs linguistiques, donc les paramètres des variables linguistiques sont :

- Nom de variable linguistique.
- Valeur linguistique.
- L'univers de discours.
- Fonction d'appartenance.
- Distribution sur l'univers de discours.

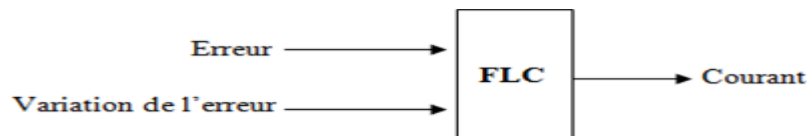
**Exemple :**

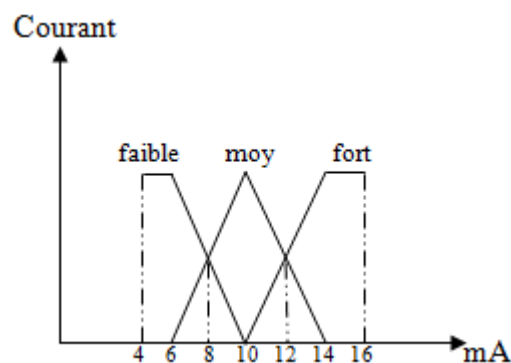
figure III.7

$$\Delta e = e(t) - e(t-1)$$

Variation de l'erreur = erreur – erreur passé.

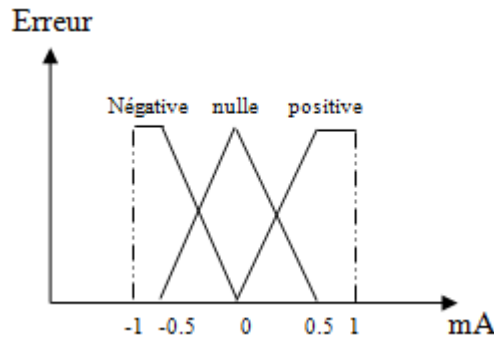
❖ la sortie :

- Nom : courant.
- Valeur linguistique : faible, moyen, fort.
- Univers de discours :  $U_{\text{courant}} = [4\text{mA } 16\text{mA}]$ .
- Fonction d'appartenance : triangulaire, trapézoïdal.
- Distribution sur l'univers de discours :



❖ l'entrée :

- Nom : l'erreur.
- Valeur linguistique : négative, nulle, positive.
- Univers de discours :  $U_{\text{erreur}} = [-1\text{mA } 1\text{mA}]$ .
- Fonction d'appartenance : triangulaire, trapézoïdal.
- Distribution sur l'univers de discours :



**Remarque :** la distribution de la fonction d'appartenance sur l'univers de discours il faut Vérifier deux conditions

\*la complétude :  $\sum \mu_{Ai} > 0$

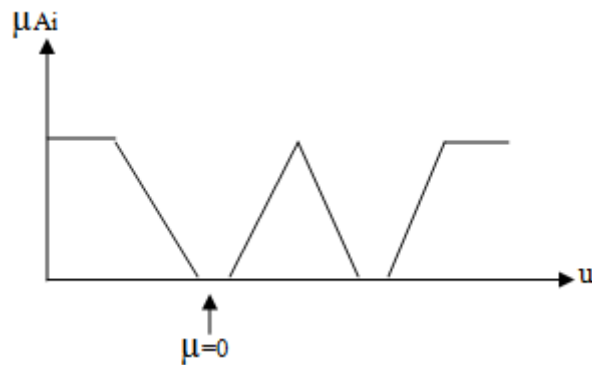


Figure III.7: la complétude

\*la distinguabilité :

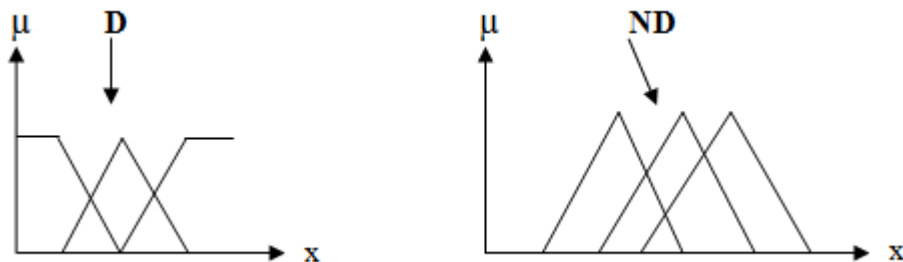


Figure III .8 : la distinguabilité

**III.2.2.1.1.2 La base des règles :** l'ensemble des règles linguistiques, qui donne les relations entre les variables linguistiques d'entrées (prémices), et les variables linguistiques de Conséquence (sorties), et plus généralement entre les variables prémices et les Variables conséquences.

Dans le domaine de **L’AUTOMATIQUE** deux types de règles sont utilisé :

**\*type MAMDANI:**

$R_i$  : if  $X_1$  is  $A_i$  and  $X_2$  is  $B_j$  then  $Y$  is  $C_k$

$Y$  :la conséquence

Dans le type de MAMDANI les conséquences sont de type **flou**.

**Exemple :**

$\Delta e \backslash e$	N	Z	P
N	Faible	faible	moyen
Z	faible	moyen	moyen
P	moyen	fort	fort

If  $e$  is N and  $\Delta e$  is N then  $Y$  is faible

If  $e$  is N and  $\Delta e$  is Z then  $Y$  is faible

If  $e$  is N and  $\Delta e$  is P then  $Y$  is moyen

If  $e$  is Z and  $\Delta e$  is N then  $Y$  is faible

If  $e$  is Z and  $\Delta e$  is Z then  $Y$  is moyen

If  $e$  is Z and  $\Delta e$  is P then  $Y$  is fort

If  $e$  is P and  $\Delta e$  is N then  $Y$  is moyen

If  $e$  is P and  $\Delta e$  is Z then  $Y$  is moyen

If  $e$  is P and  $\Delta e$  is P then  $Y$  is fort

**\*type de TAKGI-SUGENO :**

$R_i$  : if  $X_1$  is  $A_i$  and  $X_2$  is  $B_j$  then  $Y$  is  $F(X_1, X_2)$ .

Généralement  $F(X_1, X_2)$  est une fonction linéaire  $Y = a_1X_1 + a_2X_2$ .

Dans le type de TAKAGI-SUGENO les conséquences sont des valeurs numériques.



**Exemple :**

$\Delta e \backslash e$	N	Z	P
N	-1	-1	0
Z	-1	-1	0
P	0	0	1

If e is N and  $\Delta e$  is N then Y is -1

If e is N and  $\Delta e$  is Z then Y is -1

If e is N and  $\Delta e$  is P then Y is 0

If e is Z and  $\Delta e$  is N then Y is -1

If e is Z and  $\Delta e$  is Z then Y is -1

If e is Z and  $\Delta e$  is P then Y is 0

If e is P and  $\Delta e$  is N then Y is 0

If e is P and  $\Delta e$  is Z then Y is 0

If e is P and  $\Delta e$  is P then Y is 1

-Le nombre maximale des regles depend de nombre des variables des premices.

-Les regles peuvent etre obtenu a partir de la connaissance d'un operateur experimenté ou bien a partir d'une methode du generation automatique de regle.

**III.2.3 la Fuzzification :**

C'est la transformation des valeurs numériques à des valeurs linguistiques (flou)

Fuzzification  
Valeurs numériques  $\longrightarrow$  valeurs linguistiques.

**Exemple :**

Si les capteurs de sortie donne la valeur  $X_s=49.5$  mA

Erreur=référence- $X_s=50-49.5=0.5$ mA, on doit déterminer si  $e=0.5$ mA signifie

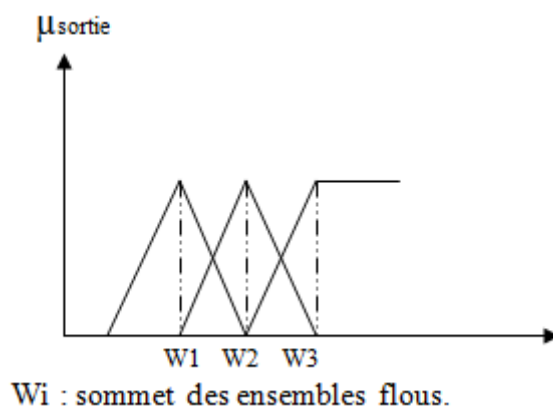
Négative, zéro, positive. On doit calculer  $\mu_{\text{négative}}(0.5)$ ,  $\mu_{\text{zéro}}(0.5)$ ,  $\mu_{\text{positive}}(0.5)$ .

### III.2.4 la defuzzification :

Dans le domaine de l'**automatique** des systèmes continus, les actionneurs qui reçoivent le signal de commande en besoin d'une valeur numérique, pour cela la conséquence floue des règles de type MAMDANI, doit être convertie en valeur numérique.

La sortie Y de type MAMDANI est convertie en valeurs numérique en fonction de  $\mu_{C1}$ ,  $\mu_{C2}, \dots, \mu_{Ck}$ . La règle de defuzzification plus utilisée est la règle de **centre de gravité**

$$Y = \frac{\sum \mu_{ci}(y) \cdot W_i}{\sum \mu_{ci}(y)}$$



### III.2.5 la logique de décision :

Dans la plus simple définition consiste à déterminer l'interprétation, (la traduction pour le calculateur) autrement dit, comment interpréter une règle et comment interpréter l'ensemble des règles pour le calculateur. D'une façon générale un ensemble des règles flou peut être interpréter par un **OU logique (OR fuzzy)**, et une règle peut être interpréter comme un **ET logique (AND fuzzy)** [9].

- **type de MAMDANI**
  - ❖ **l'interprétation d'une règle :**

Ri : if X1 is Ai and X2 is Bj then Y is Ck

Cette règle est interprété par :  $\mu_{Ri} = \mu_{Ai} \text{ and } \mu_{Bj} \longrightarrow \mu_{Ck}$

La valeur donnée à cette expression est l'interprétation de la règle Ri.

Il y'a plusieurs types d'interprétation d'une règle, le plus utilisé :

$$\mu_{Ri} = \mu_{Ai \text{ and } Bj} \longrightarrow \mu_{Ck} = \min(\mu_{Ai}(X1), \mu_{Bj}(X2))$$

❖ **l'interprétation de l'ensemble des règles :** (fusion des règles)

Consiste à obtenir une méthode de calcul  $\mu_{C1}, \mu_{C2}, \dots, \mu_{Ck}$ , a partir de  $\mu_{Ri}$

R1 : if X1 is A1 and X2 is B1 then Y is C1

R2 : if X1 is A2 and X2 is B2 then Y is C2

⋮

Ri : if X1 is Ai and X2 is Bj then Y is Ck

Pour interpréter l'ensemble des règles précédent, on utilise pour cela une méthode S-norme (maximum de règle), donc le mécanisme est donné par :

$$\mu_{C1} = \max(\mu_{Ri}) \longrightarrow \mu_{C1} \text{ pour conséquence C1}$$

⋮

$$\mu_{Ck} = \max(\mu_{Ri}) \longrightarrow \mu_{Ck} \text{ pour conséquence Ck}$$

L'ensemble des operateurs qui permettent d'interpréter une règle, et l'ensemble des Règles, est appelé **Mécanisme d'inférence** (MIN MAX ou PROD MAX) .

- **type de TAKAGI-SUGENO :**

Ri : if X1 is Ai and X2 is Bj then Y is  $F(X1, X2)$ .

❖ **l'interprétation d'une règle :**

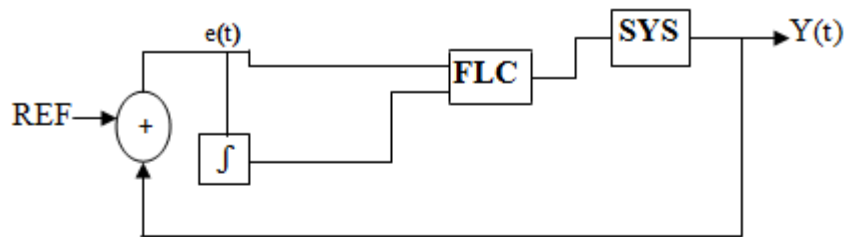
En garde la même méthode de MAMDANI sauf que AND fuzzy est interprété Par le produit.

❖ l'interprétation de l'ensemble des règles : est interprété par :

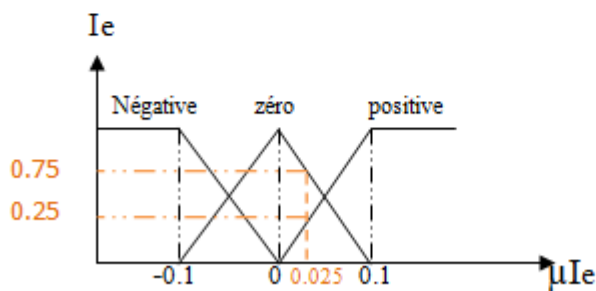
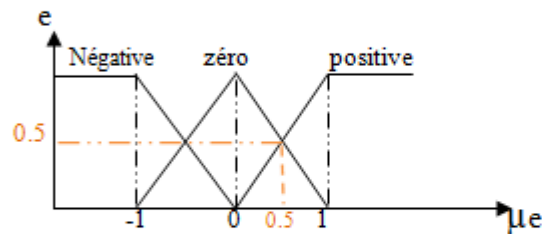
$$Y = \frac{\sum y_i \pi(i)}{\sum \pi(i)} \quad \text{Avec } \pi(i) = \mu_{A_i}(x_1) \cdot \mu_{B_j}(x_2)$$

### III.3 Exemple d'application :

On considère FLC de type MAMDANI :

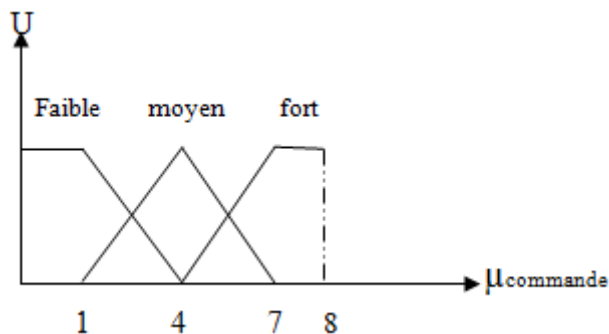


\*Les entrées sont e :(erreur) et Ie :(intégrale de l'erreur).



\*la sortie est : commande U.

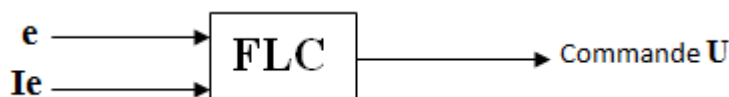
Figure III.9 : exemple d'application d'un FLC de type MAMDANI



La logique de décision MIN MAX, construire un contrôleur flou (FLC) qui donne la valeur de commande **U** pour **e=0.5** et **Ie=0.025**.

Ie \ e	N	Z	P
N	Faible	faible	moyen
Z	faible	moyen	fort
P	moyen	fort	fort

**La solution :**



Commande **U**= {faible, moyen, fort,[0,8],triangulaire, trapézoïdal}.

**e**={négative, zéro, positive,[-2,2], triangulaire, trapézoïdal}.

**Ie** = {négative, zéro, positive,[-0.2,0.2], triangulaire, trapézoïdal}.

R1: if e is Negative and Ie is Negative then U is faible.

R2: if e is Negative and Ie is zero then U is faible.

R3: if e is Negative and Ie is positive then U is moyen.

R4 : if e is Zero and Ie is Negative then U is faible.

R5 : if e is Zero and Ie is zero then U is moyen.

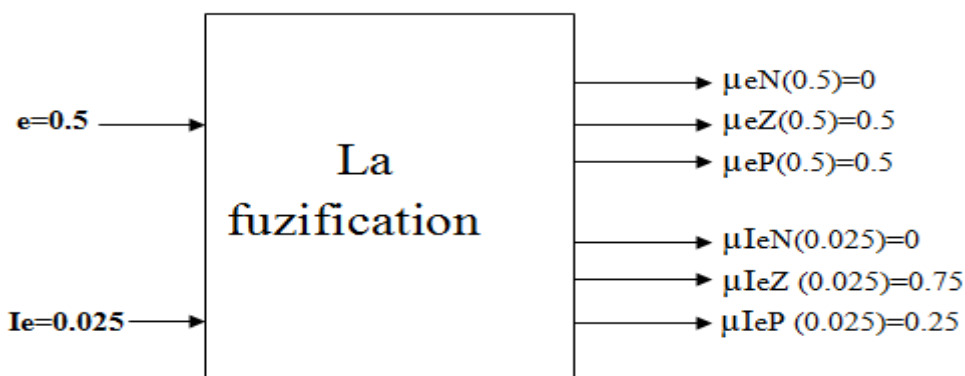
R6 : if e is Zero and Ie is positive then U is fort.

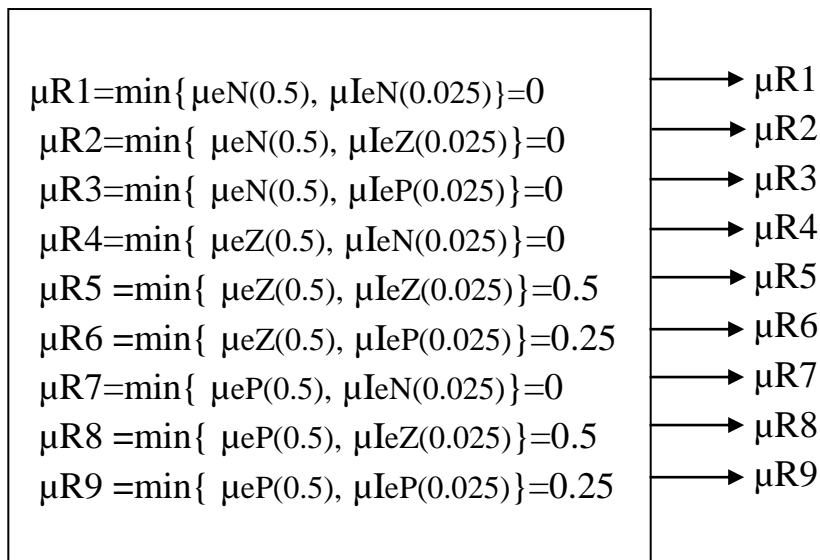
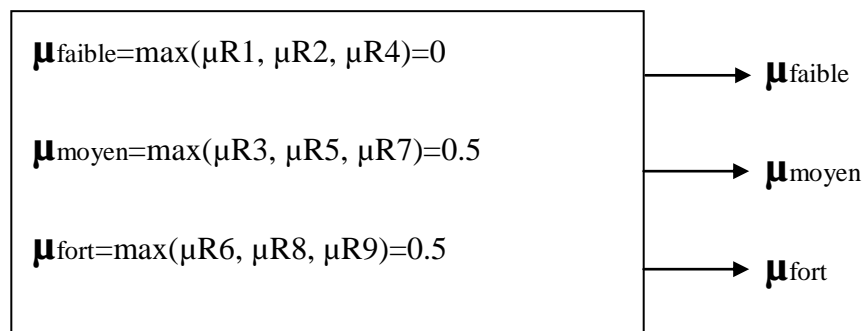
R7 : if e is positive and Ie is negative then U is moyen.

R8 : if e is positive and Ie is zero then U is fort.

R9 : if e is positive and Ie is Positive then U is fort.

**La Fuzzification :**



**L'interprétation de chaque règle :****Fusion des règles :****La defuzzification :**

$$Y = \frac{\mu_{faible} \cdot W1 + \mu_{moyen} \cdot W2 + \mu_{fort} \cdot W3}{\mu_{faible} + \mu_{moyen} + \mu_{fort}}$$

**Application numérique :**

$$Y = 5.5$$

## III.4 Les différents résultats de simulation

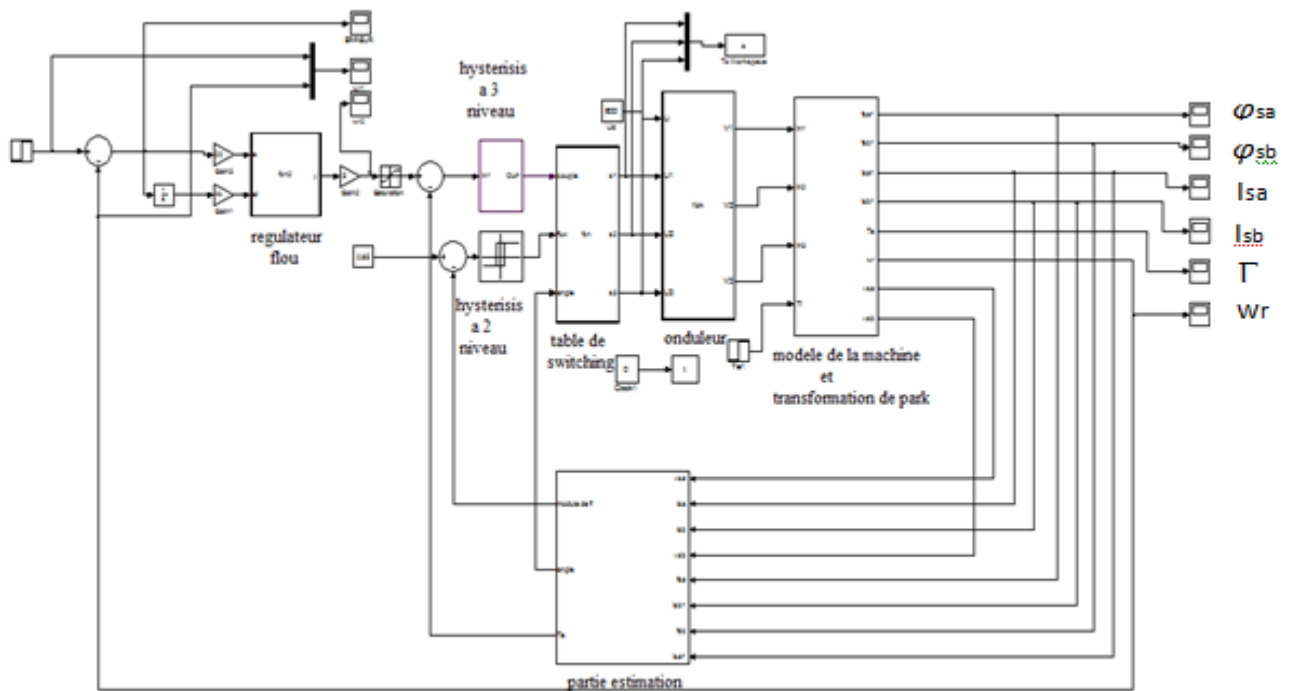


Figure III.10 : Schéma simulink de toute la commande

Le schéma simulink si dessus est composé de :

- Un régulateur flou de type MAMDANI.
- Comparateur à hystérésis à 2 niveaux.
- Comparateur à hystérésis à 3 niveaux.
- La table de Switch.
- Modèle de l'onduleur.
- Modèle de le machine avec transformation de Park.
- La partie de l'estimation.

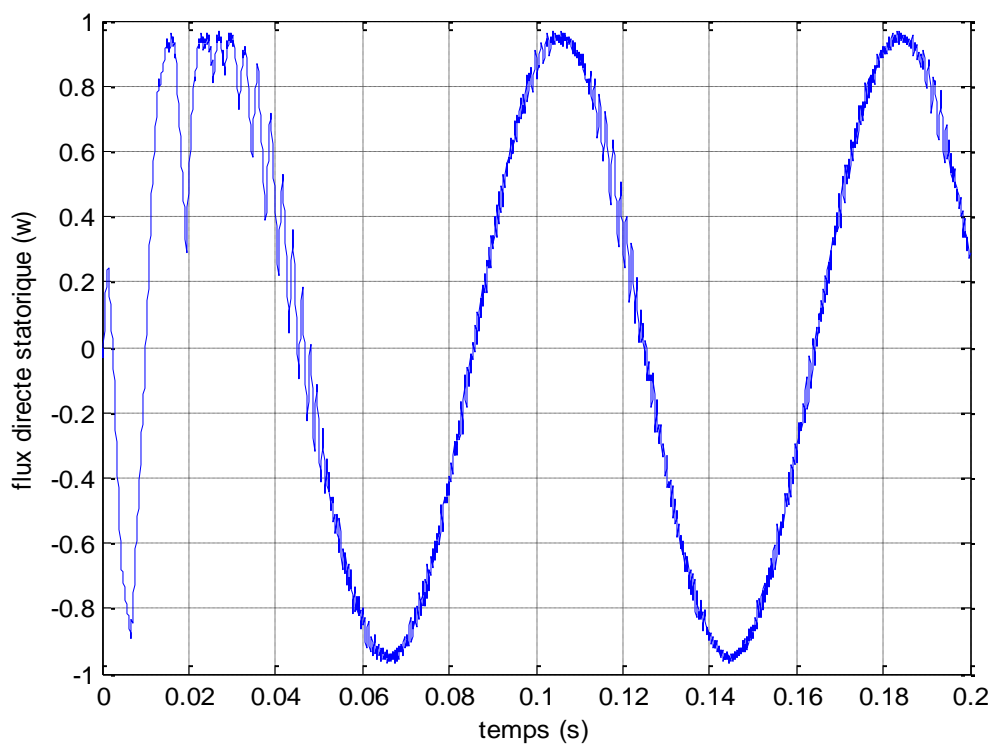


Figure III.11 : variation de flux directe statorique en fonction de temps

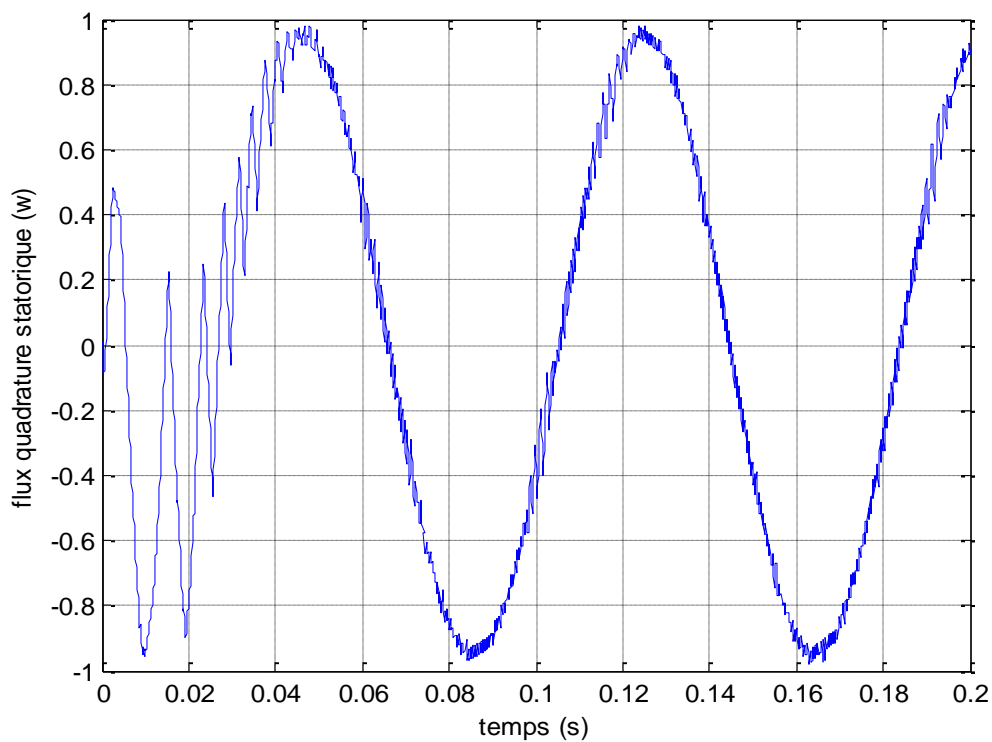


Figure III.12 : variation de flux quadrature statorique en fonction de temps



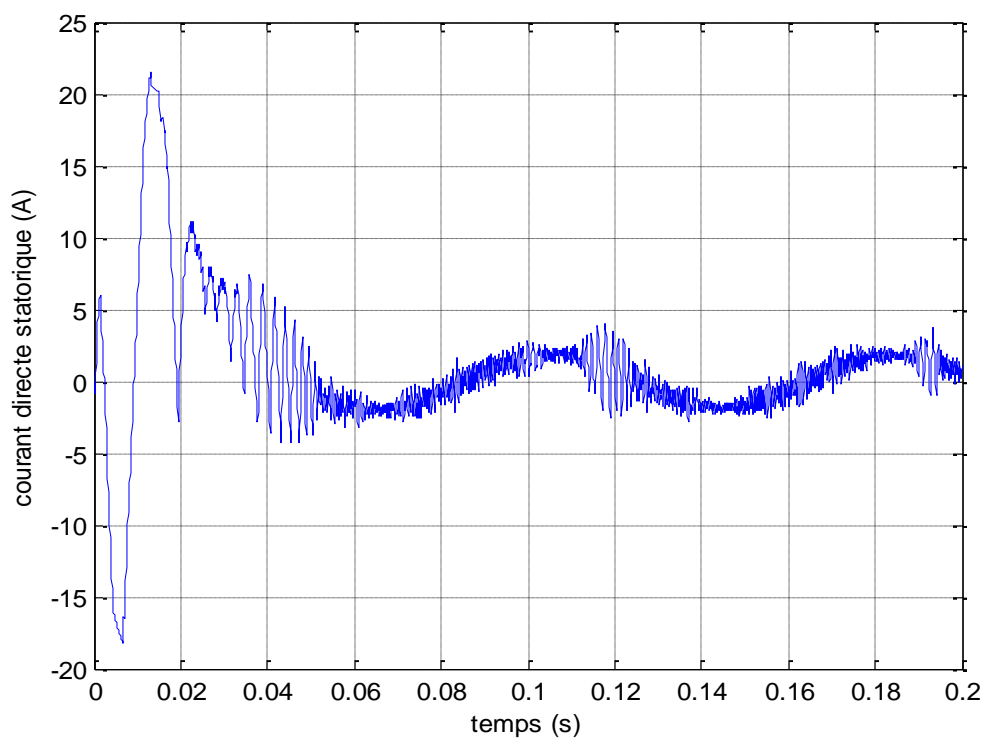


Figure III.13 : variation du courant directe statorique en fonction de temps

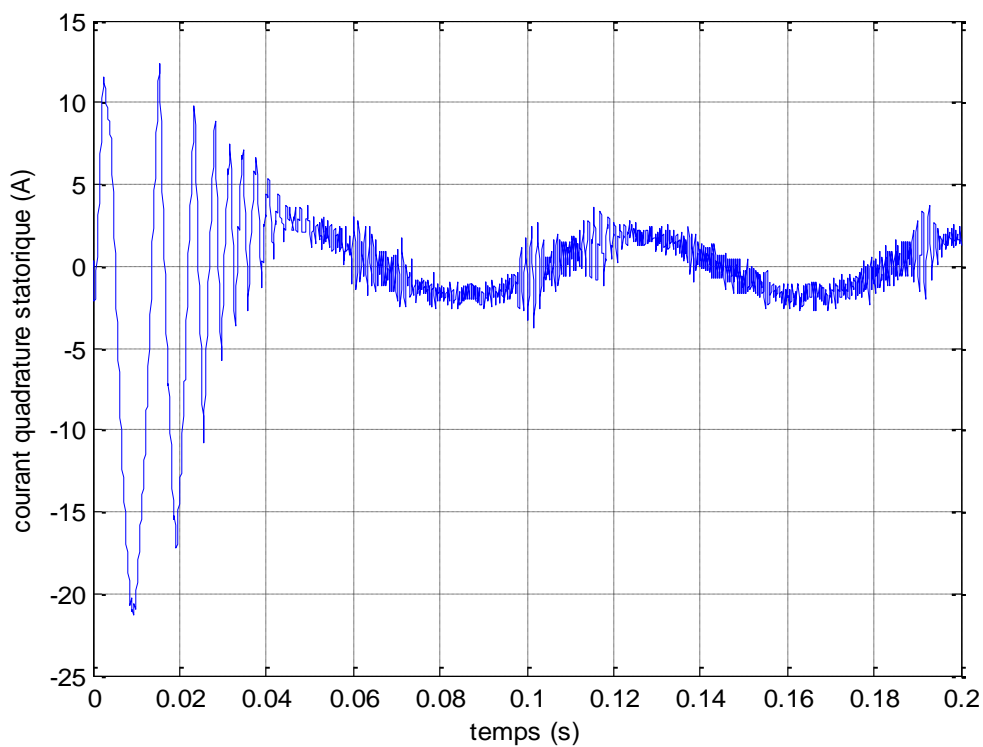


Figure III.14 : variation de courant quadrature statorique en fonction de temps

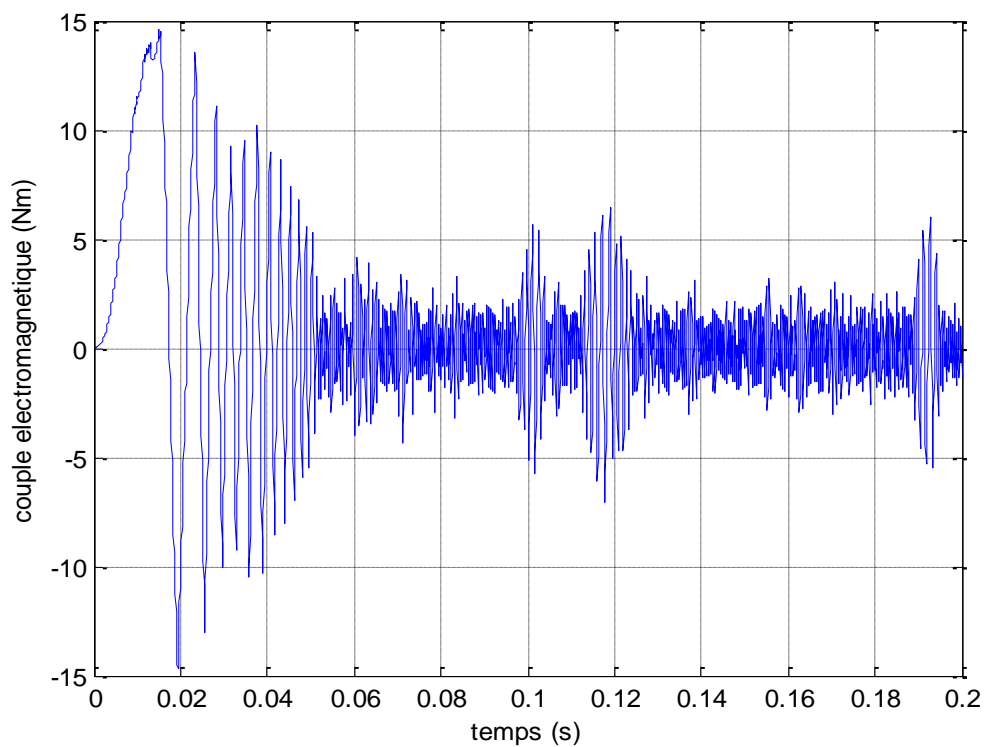


Figure III.15 : Variation du couple électromagnétique en fonction de temps

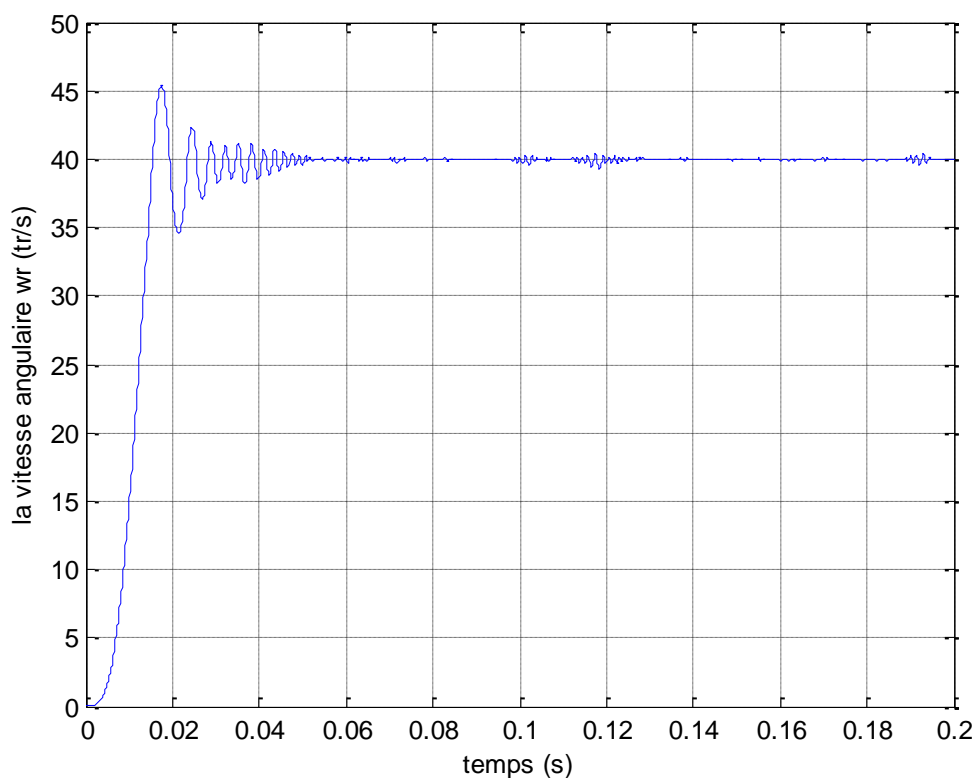


Figure III.16 : variation de la vitesse angulaire en fonction de temps

### III.5 Description des résultats de simulation :

La figure III.15 représente l'évolution du couple électromagnétique, on remarque que le couple augmente en régime transitoire et il tend vers au tour de zéro lorsque la machine attend le régime permanent, c-a-d dans le régime permanent la machine est entraînée par le couple d'inertie.

Pour les courants (figure III.13 et III.14), on remarque que les courants deviennent importants en régime transitoire (dans le démarrage), ils sont diminuant dans le régime permanent.

La figure III.16 représente la variation de la vitesse pour une consigne égale à 40 radians par seconde, on remarque que la vitesse suivre bien la consigne avec une erreur permanent admise.

### III.5 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à l'utilisation de la logique floue en commande. L'accent a particulièrement été mis sur les différentes étapes dans le traitement, des règles d'un contrôleur flou.

Retenons, que l'intérêt majeur de la logique floue en commande réside dans sa capacité à traduire une stratégie de contrôle d'un opérateur qualifié en un ensemble de règles linguistiques facilement interprétables.

Les contrôleurs flous se distinguent selon la conclusion de leurs règles; symbolique (contrôleurs de type MAMDANI) ou algébrique (contrôleurs de type SUGENO).

Il faut faire prêter une attention particulière, lors de la synthèse du régulateur flou :

- An nombre et surtout à la répartition des fonctions d'appartenance sur l'univers de discours.
- A la table des règles.

*L'implémentation de la  
commande DTC a base  
d'un régulateur flou  
dans la carte eZdsp  
F2812*

## CHAPITRE IV

**L'IMPLEMENTATION DE LA COMMANDE DTC A BESE D'UN REGULATEUR FLOU  
DANS LA CARTE eZdsp F2812****IV.1 INTRODUCTION :**

Grasse a sa rapidité, flexibilité ainsi de sa facilité de conception, et avec le progrès de la microélectronique la commande numérique devient de plus en plus importante et très utilisable dans le domaine industrielle. Pour cela plusieurs dispositifs de traitement numérique on été développé au vingtième cincle comme le DSP (digital signal processor) et le FPGA (Field Programmable Gate Array).

Pour la commande des machines le DSP présente des avantages qui l'on ne trouve pas dans d'autres processeurs classiques comme le calcule en temps réel et la rapidité d'exécution. Il contient aussi des périphériques spécialisés pour le contrôle des moteurs.

Dans ce projet on a proposé une implémentation de la commande DTC avec une régulation de la vitesse à base d'un régulateur flou dans une carte DSP pour commander un moteur asynchrone.

Pour cela dans ce chapitre on va parler aux différentes étapes d'implémentation et de la programmation des algorithmes de commande et de régulation, ainsi que la configuration des différents registres de DSP, la configuration de l'ADC pour l'acquisition des signaux analogique ainsi que la précision de la fréquence d'échantillonnage a fin de faire la réalisation de la commande.

**IV.2 LE DSP :**

Un DSP est un type particulier de microprocesseur. Il se caractérise par le fait qu'il intègre un ensemble de fonctions spéciales. Ces fonctions sont destinées à le rendre particulièrement performant dans le domaine du traitement numérique du signal.

Afin d'avoir une puissance de calcul importante, on peut agir sur plusieurs facteurs lors de la conception du processeur, les plus importants sont :

- Le cheminement des données (Les différents Bus du processeur).
- Le jeu d'instructions.
- La manière du traitement des données (PIPELINE).
- Le parallélisme.
- Les ruptures de séquences: dues aux branchements, appels de sous programme.

#### IV.2.1 LES CARACTERISTIQUES DE DSP :

- **Multiplication câblée.**
- **L'opération MAC :** Après avoir été numérisé, le signal se présente sous la forme d'une suite de valeurs numériques discrètes. Cette suite de valeurs (ou échantillons) est apte à être stockée et traitée par un système informatique. Par nature, le traitement numérique du signal revient à effectuer essentiellement des opérations arithmétiques de base du type  $A = (B \times C) + D$ . Un microprocesseur classique va nécessiter plusieurs cycles d'horloge pour effectuer un tel calcul, par exemple, un microprocesseur de Motorola le 68000 à besoin de : 10 cycles d'horloge pour effectuer une addition, 70 cycles d'horloge pour effectuer une multiplication. Soit 80 cycles pour seulement calculer **A**.

L'opération MAC étant une multiplication suivie d'une addition, un débordement de l'accumulateur est toujours possible. Pour contourner ce problème, certains DSP possèdent un accumulateur adapté au MAC. Ces accumulateurs ont un format spécial incorporant des bits supplémentaires (bits de garde) par rapport à la taille des données à manipuler. Les problèmes de débordements sont alors contournés, car un programme de traitement correctement conçu ne devrait pas générer des suites d'opérations MAC telles qu'un résultat excède la capacité élargie de l'accumulateur.

- **Registres à décalage câblés permettant l'alignement des virgules pour le codage en virgule fixe.**
- **Le pipeline :** Afin de gagner du temps lors de l'exécution de séries d'instruction, il est nécessaire d'optimiser ces différentes étapes en les parallélisant ou en les « pipeline ». Le principe retenu est celui utilisé dans les usines de production et qui consiste à découper le travail en tâches élémentaires. La figure 1 donne un schéma descriptif de l'exécution des

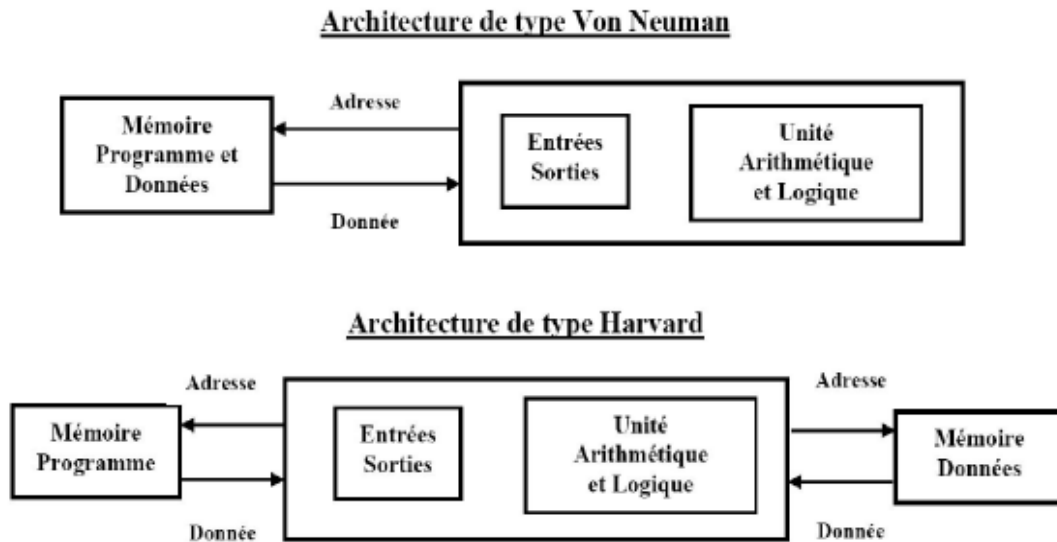
instructions par le processeur en utilisant le pipeline. On peut voir que dans neuf cycles d'horloge on a pu exécuter vingt-cinq opérations élémentaires soit cinq instructions, au lieu de neuf opérations élémentaires si on n'utilise pas le pipeline.

LI : lecture d'instruction DI : décodage de l'instruction et lecture des registres EX : exécution et calcul de l'adresse effective MEM : accès mémoire ER : écriture du résultat									
Numéro de L'instruction	Numéro du cycle d'horloge								
	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Instruction i	LI	DI	EX	MEM	ER				
Instruction i+1		LI	DI	EX	MEM	ER			
Instruction i+2			LI	DI	EX	MEM	ER		
Instruction i+3				LI	DI	EX	MEM	ER	
Instruction i+4					LI	DI	EX	MEM	ER

Figure IV.2 Schéma descriptif idéal du pipeline

#### IV.2.2 ARCHITECTURE DES PROCESSEURS :

L'architecture d'un microprocesseur, et donc d'un DSP, est un élément important qui conditionne directement les performances d'un processeur. Il existe deux types fondamentaux de structures, dites « Von Neuman » et « Harvard », telles que présentées par la figure (IV 2) :



**Figure IV.2** Représentation schématique des structures de Harvard et de Von Neuman.

- **Structure de Von Neuman** : Un microprocesseur basé sur une structure Von Neuman stocke les programmes et les données dans la même zone mémoire. Une instruction contient le code opératoire et l'adresse de l'opérande. Ce type de microprocesseur incorpore principalement deux unités logiques de base :

- ❖ L'unité Arithmétique et Logique (ou ALU en anglais), chargée de réaliser les opérations centrales (de type multiplications, soustractions, rotation, etc.) ;
- ❖ L'unité en charge des Entrées/Sortie, qui commandent le flux de données entre le cœur du microprocesseur et les mémoires ou les ports.

- **Structure de Harvard** : Cette structure se distingue de l'architecture Von Neuman par le fait que les mémoires programmes et données sont séparées. L'accès à chacune des deux mémoires se fait via un chemin distinct. Cette organisation permet de transférer une instruction et des données simultanément, ce qui améliore les performances. L'architecture généralement utilisée par les microprocesseurs est la structure Von Neuman. L'architecture Harvard est plutôt utilisée dans des microprocesseurs spécialisés pour des applications temps réels, comme les DSP.

Pour réduire le cout de la structure Harvard, certains DSP utilisent l'architecture dite « Structure de Harvard modifiée ». A l'extérieur, le DSP ne propose qu'un bus de données et un bus d'adresse, comme la structure Von Neuman. Toutefois, à l'intérieur, la puce DSP



dispose de deux bus distincts de données et de deux bus distincts d'adresses. Le transfert des données entre les bus externes et internes est effectué par multiplexage temporel. C'est le cas du TMS320F2812.

### IV.2.3 LES FORMATS DES DONNÉES UTILISÉS DANS LES DSP :

Un autre point essentiel des DSP est la représentation des nombres (les données) qu'ils peuvent manipuler. Il est possible de distinguer deux familles :

- **Les DSP à virgule fixe** : les données sont représentées comme étant des nombres fractionnaires à virgule fixe, (exemple -1.0 à +1.0), ou comme des entiers classiques. La représentation de ces nombres fractionnaires s'appuie la méthode du « complément à deux ». de cette représentation (qui n'est qu'une convention des informaticiens) est de permettre facilement l'addition binaire de nombres aussi bien positifs que négatifs.

Un DSP à virgule fixe est un peu plus compliqué à programmer qu'un DSP à virgule flottante. Dans un DSP à virgule fixe typique comme le TMS320F2812, les nombres sont codés sur 16 bits (rappel : des entiers classiques ou des fractionnaires). Toutefois, sur ce DSP, les calculs sont effectués avec des accumulateurs de 32 bits. Lorsque les résultats doivent être stockés en mémoire, les 16 bits les moins significatifs sont perdus. Ceci permet de limiter les erreurs d'arrondis cumulatives. Il est toujours possible de stocker séparément en mémoire les 16 bit faibles puis les 16 bits forts s'il n'ya plus de registres libres lors d'une étape de calcul.

- **Les DSP à virgule flottante** : les données sont représentées en utilisant une mantisse et un exposant. La représentation de ces nombres s'effectue selon la formule suivante :  $n = \text{mantisse} \times 2^{\text{exposant}}$ . Généralement, la mantisse est un nombre fractionnaire (-1.0 à +1.0), et l'exposant est un entier indiquant la place de la virgule en base 2 (c'est le même mécanisme qu'en base 10).

### IV.3 LE DSP TMS320F2812 :

Le progrès de la microélectronique a permis d'avoir des calculateurs fonctionnant à de très grandes vitesses (150 millions d'opération par second), et d'une taille de quelques centimètres carrés. Le TMS320F2812 de Texas Instrument est un processeur destiné à l'implémentation des algorithmes liés à la commande des machines. Ce processeur est de

plus en plus utilisé, les facteurs contribuant à cette tendance sont la disponibilité et le faible coût.

Son architecture, de type HARVARD modifié, est spécialement conçue pour la commande des moteurs électriques (Moteur à courant continu, à courant alternatif et les moteurs pas à pas). Il fonctionne par mode d'interruption, c'est-à-dire qu'à un intervalle de temps régulier (appeler période d'échantillonnage) il effectue un certain nombre d'acquisitions. Après traitement de ces dernières il permet de générer, en temps réel, les signaux de commande du système.

#### IV.3.1 CARACTERISTIQUE DU PROCESSEUR :

Le TMS320F2812 est un processeur de signaux en virgule fixe travaillant sur des mots de 32 bits. Ce dernier arrive de la famille C281x, il présente l'avantage de faire l'opération multiplication / stockage en un seul cycle d'horloge (6.67 ns).

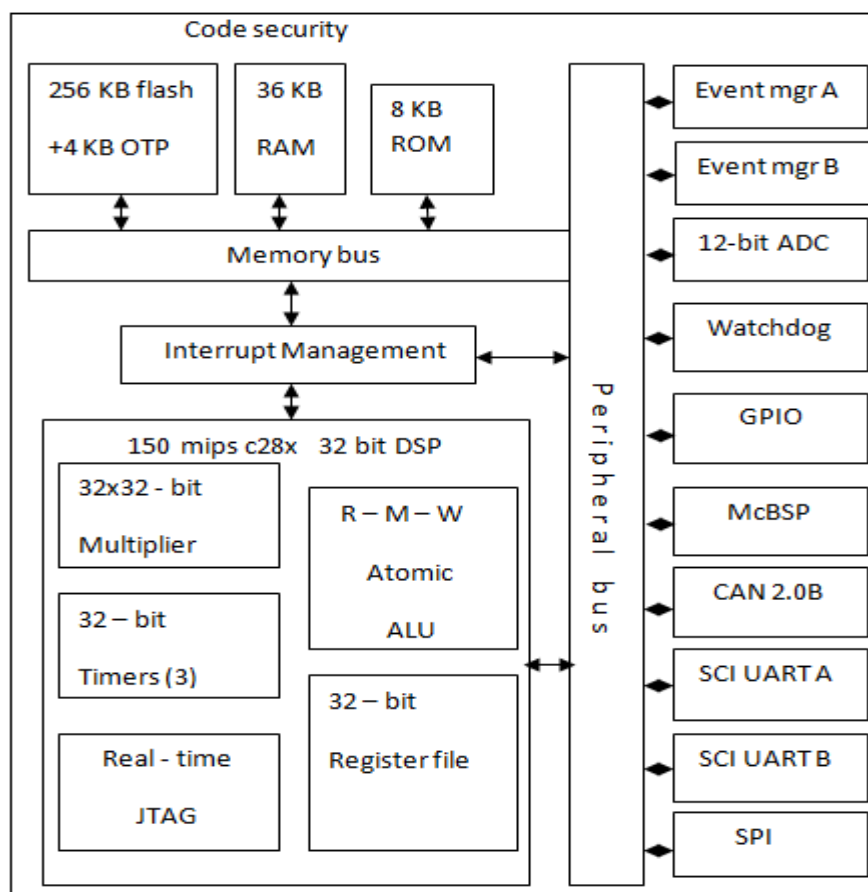


Figure IV.3 : Schéma fonctionnel du DSP (TMS320F2812)

Comme le montre la figure 1, en plus de son unité arithmétique (DSP core's) plusieurs périphériques (Event Manager A et B, ADC module) sont disponibles. Ces derniers sont dédiés à la génération de signaux en MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) et à l'acquisition de signaux numériques et analogiques.

### IV.3.2. DSP Core's :

Le DSP contient une unité centrale composée d'une unité arithmétique et logique dans laquelle la majorité des instructions s'exécute en un seul cycle d'horloge (6.67 ns), d'un multiplicateur hardware de 32x32 bits, d'un registre à décalage de 32 bits, et d'un accumulateur de 32 bits, de trois Timers de 32 bits.

Le DSP dispose aussi des registres auxiliaires qu'on utilise pour l'adressage indirect des données ou bien pour le stockage temporaire de celles-ci. Cette configuration de l'unité centrale nous permet l'implémentation des algorithmes les plus complexes utilisés dans le domaine de la commande.

### IV.3.3 LES INTERRUPTIONS :

Une interruption est une rupture de séquence asynchrone (qui n'est pas synchronisée avec le déroulement normal du programme). Le TMS320F2812 possède 45 interruptions classées par ordre de priorité, rangées sur douze groupes (INT1, ...INT12) avec huit vecteurs masqués (INTx1...INTx8) à travers le registre IER. Ces interruptions seront générées par le software ou le hardware. Plus clairement chacune des périphériques du DSP peut générer une ou plusieurs interruptions en réponse à plusieurs événements, pour pouvoir effectuer un sous-programme à chaque interruption, elles ont été réunies selon leur source, ainsi à chaque périphérique correspond un vecteur d'interruption celui-ci peut être masqué (désactiver) ou bien branché à un sous-programme s'il n'est pas masqué (activer).

### IV.3.4 DESCRIPTION DU PROCESSEUR :

#### IV.3.4.1 Description de la mémoire :

Pour plus de rapidité et de flexibilité, le TMS320F2812 est basé sur une architecture Harvard modifiée. Dans l'architecture Harvard conventionnelle les mémoires programme et data sont deux blocs différents, afin de permettre l'exécution des instructions et le transfert de données simultanément. Tandis que ce processeur contient trois champs de mémoires, une mémoire programme pour les instructions, une autre (data) pour les variables et une troisième (entrée/sortie) pour la communication avec les différents périphériques. Cette configuration lui permet de faire trois transferts de données en parallèle, en un seul cycle, tout en effectuant une opération arithmétique, aussi complexe soit elle.

#### **IV.3.4.2 Descriptions des Périphériques :**

##### **IV.3.4.2.1 Controller Area Network (CAN):**

Le CAN est un module de 16 bits destiné au contrôle de l'environnement du DSP, il contient une boîte aux lettres dans laquelle des informations peuvent être stockées et comparées à d'autres données transmises instantanément au processeur, par exemple la température.

##### **IV.3.4.2.2 Serial Communication Interface (SCI) :**

Le module SCI est conçu pour une communication digitale entre l'unité centrale de traitement et d'autres périphériques asynchrones utilisant le format non-return-to-zero.

##### **IV.3.4.2.3 Serial Peripheral Interface (SPI):**

Le DSP contient quatre pins reliés au module SPI pour une communication à grande vitesse avec un port série synchrone. Ce module sert à la communication entre le DSP et des périphériques externes comme un autre convertisseur analogique / numérique, ou bien un autre processeur.

##### **IV.3.4.2.4 Watch dog (Chien de Garde) :**

Le TMS320F2812 possède un chien de garde. L'utilisateur doit régulièrement réinitialiser dans son programme le compteur du chien de garde, afin que ce dernier ne

génère une réinitialisation du processeur. Le chien de garde peut être désactivé si nécessaire.

#### IV.3.4.2.5 Les Gestionnaires d'Événements (Event Manager EVA et EVB) :

Le DSP TMS320F2812 a l'avantage d'avoir deux EV identiques et fournissant un grand nombre de fonctions très utiles pour la commande des machines électriques car ils sont appelés à piloter des tâches de synchronisation dans la commande d'une machine, générer des MLI ou bien compter les impulsions d'un encodeur incrémental.

La synoptique de la figure (IV 12) représente le bloc fonctionnel des deux gestionnaires d'événements EVA et EVB.

##### a) Full Compare Units :

Chaque EV contient trois unités de comparaison ; les compare Units 1, 2 et 3 pour EVA permettent de générer trois paires de signaux modulés en largeur d'impulsions à travers les pins PWM (9, 10,11...14) du port I/O en utilisant les registres CMPR1, CMPR2 et CMPR3.

Les compare Units 4, 5 et 6 pour EVB identiques aux précédents mais les signaux sont générés à travers les pins PWM (30, 31,32.....35) en utilisant les registres CMPR4, CMPR5, CMPR6.

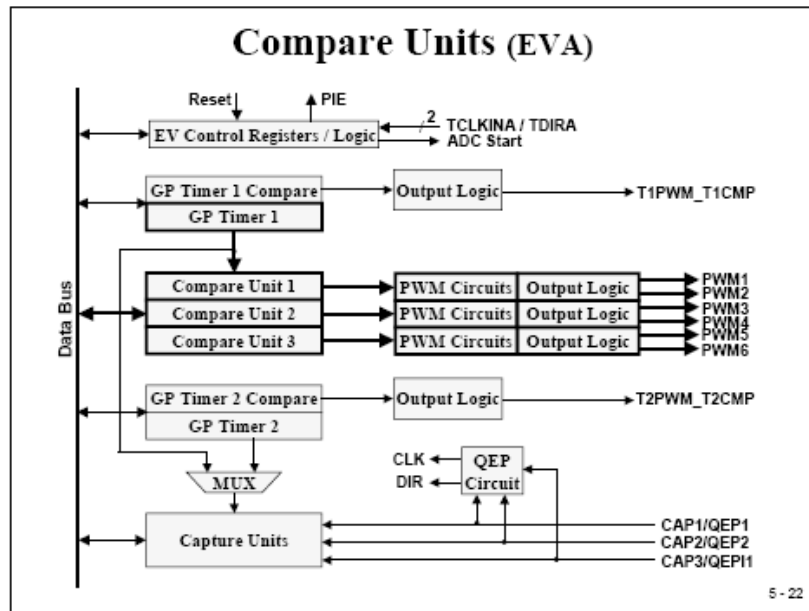
Les registres COMCONA et COMCONB permettent d'activer le compare unit. Les registres ACTRA et ACTRB permettent de choisir la polarité des sorties PWM (l'état actif) ainsi que le fonctionnement en mode modulation vectorielle avec une possibilité de programmer un temps mort.

##### b) Génération d'une horloge ou d'un signal PWM :

Pour le pilotage des moteurs, généralement on utilise le module générateur des signaux PWM, l'idée de base est la génération d'un signal modulé (haché) de fréquence fixe mais avec une largeur de pulses variables (Pulse With Modulation).

Sur le TMS320F2812, huit formes d'onde PWM (sorties) peuvent être générés simultanément par chaque gestionnaire d'événement (EVA ou EVB), trois paires indépendantes (six sorties PWM) par les trois unités de plein compare (full-compre) avec

Dead Bands programmables, et deux PWM indépendants par GP Timers Compare. la figure (IV 5), montre le schéma bloc de l'unité de comparaison.



**Figure IV.4 :** Bloc de l'unité de comparaison diagramme du gestionnaire d'événement A (EVA)

Pour générer un signal PWM, un Timer approprié est nécessaire pour répéter une période de comptage qui est la même période PWM. Un registre compare (CMPRx) est utilisé pour stocker les valeurs modulant. La valeur du registre compare est constamment comparé à la valeur du compteur à rebours. Lorsque les valeurs sont égal, une transition (active haut ou active bas) se passe sur la sortie, et lorsque une deuxième égalité est faite entre les valeurs, ou quand la fin d'une période du Timer est atteint, une transition se passe sur la sortie.

De cette manière, une sortie d'impulsion est générée dont la durée est proportionnelle à la valeur dans le registre compare. Ce processus est répété pour chaque période du Timer avec différentes valeurs (modulants) dans le registre compare. En conséquence, un signal PWM est généré lors de la sortie associée.

Parmi les modes de PWM, on trouve le mode asymétrique et le mode symétrique, dans ce qui suit-on étale uniquement sur le mode symétrique. L'avantage principal de signal

symétrique est le contrôle de deux durées de temps du signal, ce qui nous permet l'implémentation facile du commutateur de sens de rotation du moteur.

Un exemple du signal PWM symétrique (ou signal centrée) est présente dans la figure IV 5 avec un compteur / dé compteur.

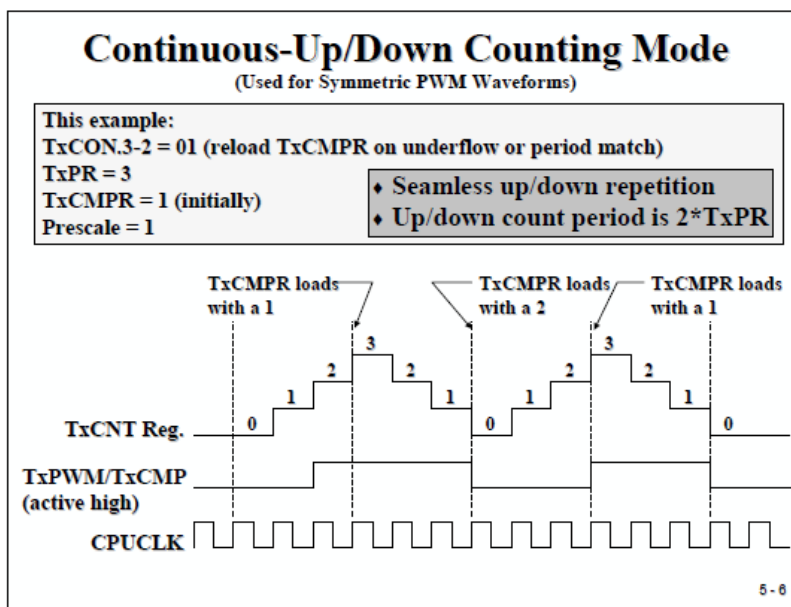


Figure IV. 5 : le principe de génération d'un signal carré en mode symétrique

Un exemple du signal PWM asymétrique est présent dans la figure 6 avec un compteur.

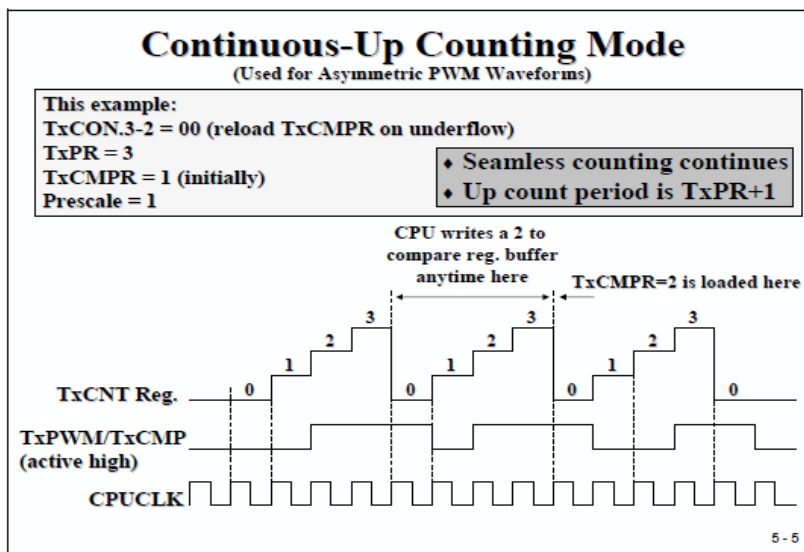


Fig (IV. 6) : le principe de génération d'un signal carré en mode asymétrique

Dans les deux cas on a placé dans le registre période la valeur 3 c-a-d le Timer conte jusqu'à la valeur 3 en suite il décrémente jusqu'à 0 dans la premier cas mais il revient a 0 dans la deuxième cas. Donc il forme un signal triangulaire.

A fin de généré un signal carré on compare ce signal avec une valeur qu'on doit placer dans le registre TxCMPR et dans cet exemple elle est égale a 1.

Maintenant si le compteur est supérieur a la valeur 1 il nous donne un 1 et si il est inférieur a la valeur 1 il nous a donne un 0.

Avec cette idée on peut générer une horloge avec une fréquence désirée.

**Exemple :** si je veux générer un signal carré de fréquence  $f$  je suivre les étapes suivante :

- Le choix de la valeur final du comptage PR.
- Le choix de la fréquence du compteur, pour la quelle le compteur incrément HF.
- Le choix de la valeur de compare, avec la quelle on peut définir le rapport cyclique.

D'où la fréquence désirée  $f$  est égal a :

$$f = \frac{HF}{PR * n}$$

Avec  $n = \begin{cases} 1 & \text{dans le mode asymétrique} \\ 2 & \text{dans le mode symétrique} \end{cases}$

### Sources d'interruption :

Chacun des deux Timers de Gestionnaire d'Evénement A (EVA) est capable de générer quatre d'interruption :

- lorsque le compteur atteint la valeur période (Period Ints).
- lorsque le compteur atteint les deux instants de commutation (Compare Ints).
- lorsque le compteur revient à 0 (Underflow Ints).



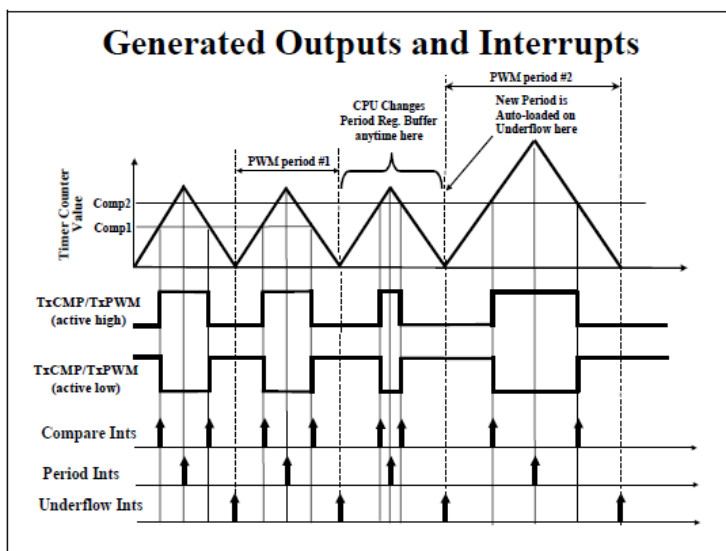


Figure IV.7: le graphe qui représente le temps de l'interruption

Pour activer les interruptions générées par le gestionnaire d'événement on agit sur le registre **EVAIMRA/EVAIMRB**.

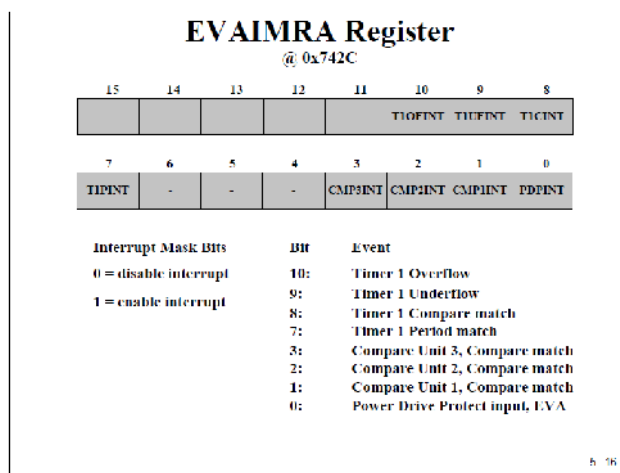


Figure IV. 8 : Register EVAIMRA/EVAIMRB

**Les registres de Timer :** pour configurer le gestionnaire d'événement on agit sur les registres de contrôle.

Les registres de Timer sont les suivantes :

<b>GP Timer Registers</b>		
Register	Address	Description
<b>EVA</b>		
GPTCONA	0x007400	General Purpose Timer Control Register A
T1CNT	0x007401	Timer 1 Counter Register
T1CMPR	0x007402	Timer 1 Compare Register Buffer
T1PR	0x007403	Timer 1 Period Register Buffer
T1CON	0x007404	Timer 1 Control Register
T2CNT	0x007405	Timer 2 Counter Register
T2CMPR	0x007406	Timer 2 Compare Register Buffer
T2PR	0x007407	Timer 2 Period Register Buffer
T2CON	0x007408	Timer 2 Control Register
<b>EVB</b>		
GPTCONB	0x007500	General Purpose Timer Control Register B
T3CNT	0x007501	Timer 3 Counter Register
T3CMPR	0x007502	Timer 3 Compare Register Buffer
T3PR	0x007503	Timer 3 Period Register Buffer
T3CON	0x007504	Timer 3 Control Register
T4CNT	0x007505	Timer 4 Counter Register
T4CMPR	0x007506	Timer 4 Compare Register Buffer
T4PR	0x007507	Timer 4 Period Register Buffer
T4CON	0x007508	Timer 4 Control Register
EXTCONA 0x007409 / EXTCONB 0x007509 ;Extension Control Register		

5 - 8

Figure IV. 9 : les registres de l'EV

### System de control :

Le système de contrôle avec lequel on doit choisir l'horloge de DSP et fait la configuration de chien de garde (watchdog).

Avant que nous puissions commencer à utiliser le E / S numériques, nous avons besoin de configurer le module d'horloge C28x. Comme tous les processeurs modernes, le C28x est entraîné à l'extérieur par un oscillateur lent externe pour réduire les perturbations électromagnétiques. Un circuit PLL interne génère la vitesse interne du processeur.

L'oscillateur de DSP a comme fréquence égale 30 MHz, Pour atteindre une fréquence interne plus rapide, nous avons d'utiliser le facteur de multiplication par x et division par 2. Cela peut être fait par la programmation de la PLL registre de contrôle (PLLCR).

#### IV.3.4.2.6 Convertisseur Analogique Numérique (ADC) :

L'ADC contient 16 canaux de 12 bits, configurés comme étant deux modules de 8 canaux A et B contrôlés par les registres ADCTRL1 et ADCTRL2 pour servir l'EVA et l'EVB, avec

un taux de conversion rapide égal à 80 ns / 12.5 MSPS. Le résultat de la conversion de chaque canal (ADCIN0-ADCIN15) est enregistré dans les registres (ADCRESULTx) correspondant. Ce module possède aussi deux séquenceurs de huit états notés SEQ1 et SEQ2. La formule donnant le résultat de la conversion en hexadécimal est la suivante :

$$\text{Valeur Numérique} = \frac{4095 * \text{valeur analogique}}{3}$$

Les deux modules de 8 canal ont la capacité d'auto-séquence une série de conversions, chaque module a le choix de sélection une quelconque de huit canaux disponibles à travers un MUX analogiques.

Dans le cascade Mode, on a une seule chaîne de conversion a 16 canaux Une fois la conversion est terminée, la valeur du canal sélectionné est stocké dans son registre respectif ADCRESULT.

L'Auto-séquence permet au Système a convertir le même canal de multiples fois, permettant à l'utilisateur d'effectuer des algorithmes de sur échantillonnage.

Les fonctions du module ADC comprennent:

- Un convertisseur analogique/ numérique a 12 bits de résolution avec deux échantillonneurs bloqueurs pour chaque modules de 8 bits.
- Échantillonnage simultané ou les modes d'échantillonnage séquentiels.
- Entrée analogique: 0 V à 3 V.
- Temps de conversion rapide fonctionne à 25 MHz, horloge ADC.
- 16-canaux, entrées multiplexées.
- Séquenceur peut être utilisé comme deux indépendants 8-étatiques ou un grand séquenceur d'état de 16 étatiques (c.-à-deux en cascade 8-étatiques séquenceurs)
- 16 registres de résultat (individuellement adressable) pour stocker la valeur de conversion.
- De triggers en tant que sources pour le début de la conversion (SOC) de séquence.
  - Début par software (dans le programme on donne le début de conversion)
  - Début par les interruptions de gestionnaire d'événement A.

- Début par les interruptions de gestionnaire d'événement B.
- Début par une interruption externe (par un autre calculateur par exemple)

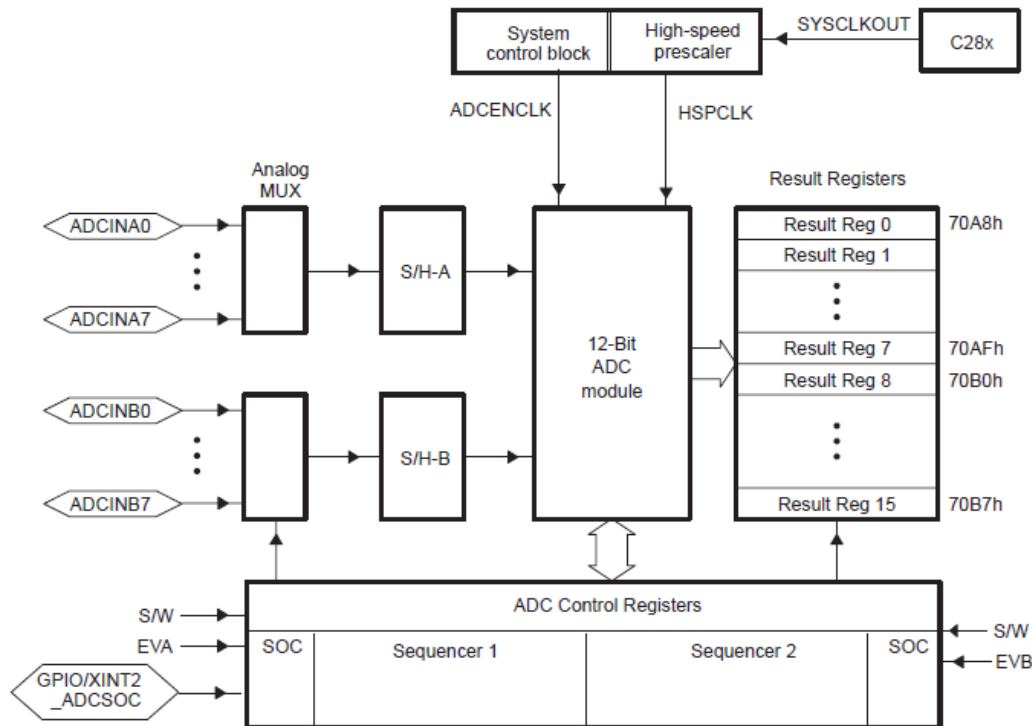


Figure IV. 10 : Schéma de principe du module ADC

#### a) Principe de l'opération séquenceur auto-conversion :

Le séquenceur ADC se compose de deux indépendants 8-étatiques (séquenceurs SEQ1 et SEQ2) qui peuvent également être montés en cascade pour former un 16-Etat séquenceur (SEQ). Le mot «Etat» représente le nombre d'auto-conversions qui peut être effectuée avec le séquenceur.

Dans les deux cas, l'ADC a la capacité de auto-séquence une série de conversions. Cela signifie que chaque fois que l'ADC reçoit un de début de conversion demande, il peut effectuer des conversions multiples automatiquement.

Pour chaque conversion, l'une des 16 chaînes disponibles d'entrée peuvent être sélectionné par le multiplexeur analogique. Après conversion, la valeur numérique du

canal sélectionné est stockée dans le registre de résultat appropriée (ADCRESULTn). (Le premier résultat est stocké dans ADCRESULT0, le deuxième résultat dans ADCRESULT1, et ainsi de suite). Il est également possible de déguster le même canal plusieurs fois, permettant à l'utilisateur d'effectuer des "sur-échantillonnage", ce qui donne augmentation de la résolution sur les résultats de conversion traditionnels mono-échantillonnés.

Donc l'ADC marche avec 4 modes :

- Échantillonnage simultané et mode Séquenceur en cascade.
- Echantillonnage Simultanée et mode dual Séquencer(les 2 séquenceurs sont séparées et marche indépendamment).
- Mode d'échantillonnage séquentiel et mode Séquenceur en cascade.
- Mode d'échantillonnage séquentiel et mode dual Séquencer(les 2 séquenceurs sont séparées et marche indépendamment).

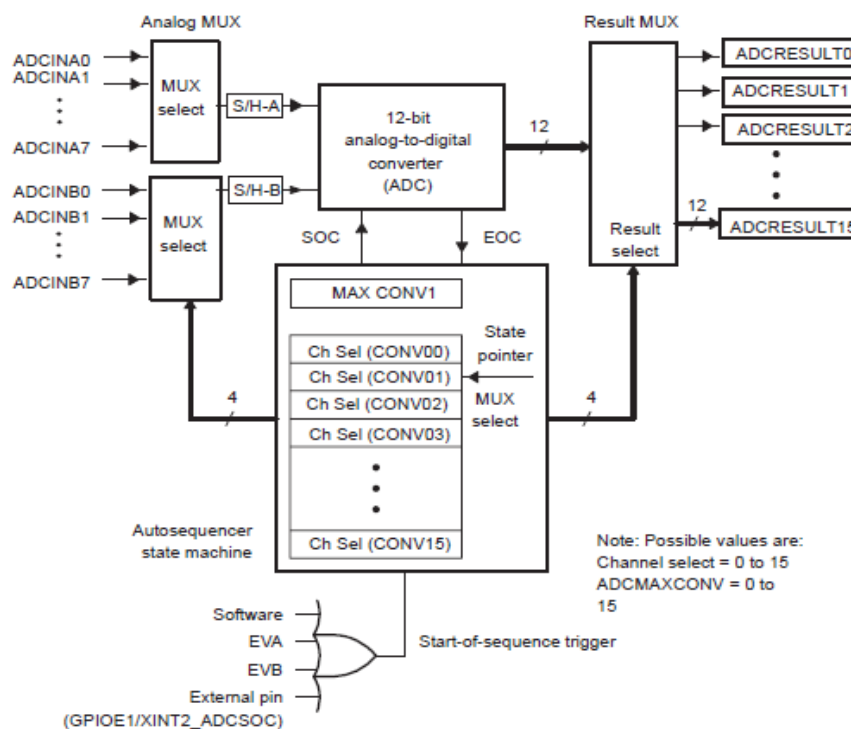


Figure IV.11 : Schéma de principe d'Auto-séquence ADC en mode cascade

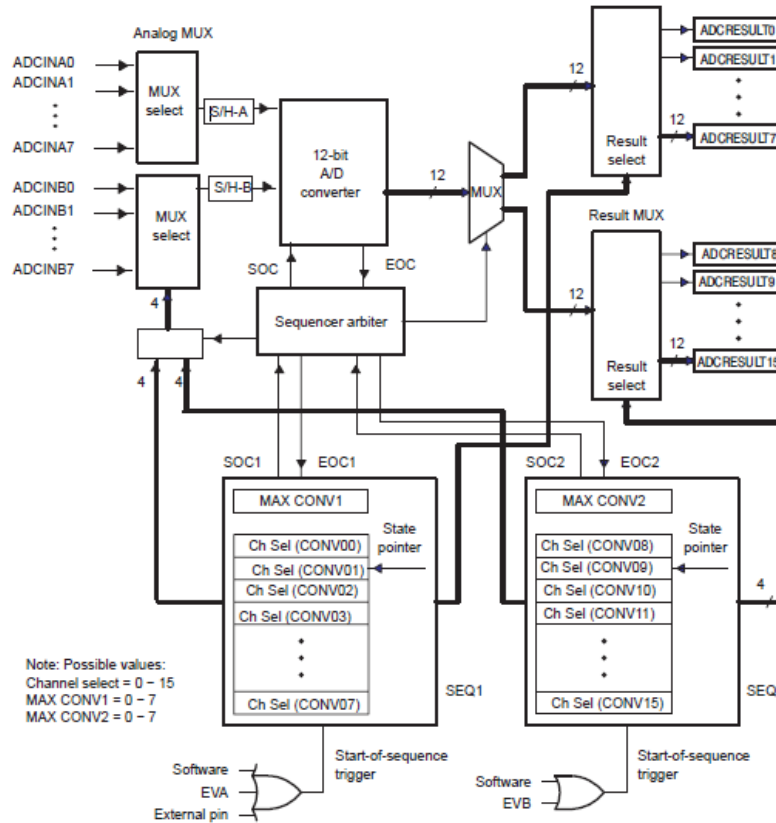


Figure IV. 12 : Schéma de principe d'Auto-séquence ADC avec les séquenceurs double

Dans les cas b et d on peut tomber dans un confluent donc :

**Remarque:**

Dans l'échantillonnage double séquenceur mode séquentiel, une demande en attente SOC de séquenceur est repris dès que la séquence initiée par le séquenceur actuellement actif est terminée. Par exemple, supposons que le A / D convertisseur est occupé pour la restauration SEQ2 quand une demande de SOC SEQ1 se produit. Le convertisseur A / D va commencer SEQ1 immédiatement après la fin de la demande en cours sur SEQ2. Si les demandes sont en attente de COS à la fois SEQ1 et SEQ2, le SOC pour SEQ1 a la priorité. Par exemple, supposons que le A / D convertisseur est occupé pour la restauration SEQ1. Au cours de ce processus, SOC demandes de deux SEQ1 et SEQ2 sont réalisés. Lorsque SEQ1 achève son déjà active séquence, la demande pour les SOC SEQ1 seront prises immédiatement. Le SOC demande de SEQ2 restera en attente.

**b) Source d'interruption :**

Chaque fois l'ADC termine le nombre max de conversion (écrire dans le registre ADCMAXCONV) il nous fournir une interruption, lorsque on reçoit cette interruption on peut donc lire les valeurs numérique placées dans le registre ADCRESULT0.

**c) Les registres de l'ADC :**

Pour configurer tout ses modes de conversation et pour sélectionner les canaux convertis on agit sur les registres de l'ADC.

NAME	ADDRESS RANGE	SIZE (x16) <sup>7</sup>	DESCRIPTION
ADCTRL1	0x0000-7100	1	ADC Control Register 1
ADCTRL2	0x0000-7101	1	ADC Control Register 2
ADCMAXCONV	0x0000-7102	1	ADC Maximum Conversion Channels Register
ADCCHSELSEQ1	0x0000-7103	1	ADC Channel Select Sequencing Control Register 1
ADCCHSELSEQ2	0x0000-7104	1	ADC Channel Select Sequencing Control Register 2
ADCCHSELSEQ3	0x0000-7105	1	ADC Channel Select Sequencing Control Register 3
ADCCHSELSEQ4	0x0000-7106	1	ADC Channel Select Sequencing Control Register 4
ADCASEQSR	0x0000-7107	1	ADC Auto-Sequence Status Register
ADCRESULT0	0x0000-7108	1	ADC Conversion Result Buffer Register 0
ADCRESULT1	0x0000-7109	1	ADC Conversion Result Buffer Register 1
ADCRESULT2	0x0000-710A	1	ADC Conversion Result Buffer Register 2
ADCRESULT3	0x0000-710B	1	ADC Conversion Result Buffer Register 3
ADCRESULT4	0x0000-710C	1	ADC Conversion Result Buffer Register 4
ADCRESULT5	0x0000-710D	1	ADC Conversion Result Buffer Register 5
ADCRESULT6	0x0000-710E	1	ADC Conversion Result Buffer Register 6
ADCRESULT7	0x0000-710F	1	ADC Conversion Result Buffer Register 7
ADCRESULT8	0x0000-7110	1	ADC Conversion Result Buffer Register 8
ADCRESULT9	0x0000-7111	1	ADC Conversion Result Buffer Register 9
ADCRESULT10	0x0000-7112	1	ADC Conversion Result Buffer Register 10
ADCRESULT11	0x0000-7113	1	ADC Conversion Result Buffer Register 11
ADCRESULT12	0x0000-7114	1	ADC Conversion Result Buffer Register 12
ADCRESULT13	0x0000-7115	1	ADC Conversion Result Buffer Register 13
ADCRESULT14	0x0000-7116	1	ADC Conversion Result Buffer Register 14
ADCRESULT15	0x0000-7117	1	ADC Conversion Result Buffer Register 15
ADCTRL3	0x0000-7118	1	ADC Control Register 3
ADCST	0x0000-7119	1	ADC Status Register
reserved	0x0000-711A 0x0000-711F	6	

Figure IV. 13 les registres de l'ADC

**IV.3.4.2.7 La configuration des ports GPIO:**

Tous les E / S numériques sont regroupées dans des «ports», appelé GPIO-A, B, D, E, F et G. GPIO «general purpose input output » signifie «général d'entrée-sortie fin ». Le C28x est équipé d'autant d'unités internes. Touts ces pin sont reliev aux ces unités (périphériques), donc pour les utilisé comme E / S général la solution et le multiplexage, soit on lui reliev avec les périphériques interne soit on l'utilise comme des E / S général, ce multiplexage se fait avec le registre GPxMUX (avec x = A, B, D, E, F et G).

Une fois on a choisi le mode E / S, il faut qu'on doit préciser la direction (entré ou sortie) et ça ce fait avec le registre GPxDIR (avec x = A, B, D, E, F et G).

C28x GPIO Pin Assignment		
<b>GPIO A</b>	<b>GPIO B</b>	<b>GPIO D</b>
GPIOA0 / PWM1	GPIOB0 / PWM7	GPIOD0 / T1CTRIP_PDFINTA
GPIOA1 / PWM2	GPIOB1 / PWM8	GPIOD1 / T2CTRIP7_EVASOC
GPIOA2 / PWM3	GPIOB2 / PWM9	GPIOD5 / T3CTRIP_PDFINTB
GPIOA3 / PWM4	GPIOB3 / PWM10	GPIOD8 / T4CTRIP7_EVBSOC
GPIOA4 / PWM5	GPIOB4 / PWM11	
GPIOA5 / PWM6	GPIOB5 / PWM12	<b>GPIO E</b>
GPIOA6 / T1PWM_T1CMP	GPIOB6 / T3PWM_T3CMP	GPIOE0 / XINT1_XBIO
GPIOA7 / T2PWM_T2CMP	GPIOB7 / T4PWM_T4CMP	GPIOE1 / XINT2_ADCSOC
GPIOA8 / CAP1_CEP1	GPIOB8 / CAP4_CEP3	GPIOE2 / XNMI_XINT13
GPIOA9 / CAP2_CEP2	GPIOB9 / CAP5_CEP4	
GPIOA10 / CAP3_CEP11	GPIOB10 / CAP6_CEP12	
GPIOA11 / IURCA	GPIOB11 / IURIB	
GPIOA12 / TCLKINA	GPIOB12 / TCLKINB	
GPIOA13 / C1IRIP	GPIOB13 / C4IRIP	
GPIOA14 / C2IRIP	GPIOB14 / C5IRIP	
GPIOA15 / C3IRIP	GPIOB15 / C6IRIP	
<b>GPIO F</b>	<b>GPIO G</b>	
GPIOF0 / SPISIMCA	GPIOG4 / SCITXDB	
GPIOF1 / SPISOMIA	GPIOG5 / SCIRXDB	
GPIOF2 / SPIC1KA		
GPIOF3 / SPISTEA		
GPIOF4 / SCITXDA		
GPIOF5 / SCIRXDA		
GPIOF6 / CANTXA		
GPIOF7 / CANRXA		
GPIOF8 / MCLKXA		
GPIOF9 / MCLKRA		
GPIOF10 / MFSXA		
GPIOF11 / MFSRA		
GPIOF12 / MDXA		
GPIOF13 / MDRA		
GPIOF14 / XF		

Figure IV. 14 les ports GPIO

#### IV.3.4.2.8 LE MODULE DE DEVELOPPEMENT (DSK eZdsp F2812)

Le DSP Starter Kit est un module de développement conçu par la société *Spectrum Digital*, sur lequel est implanté le processeur de signaux TMS320F2812.

Ce module servira à l'implantation des programmes de plusieurs applications. La figure 12 montre la photo du starter kit eZdsp F2812.

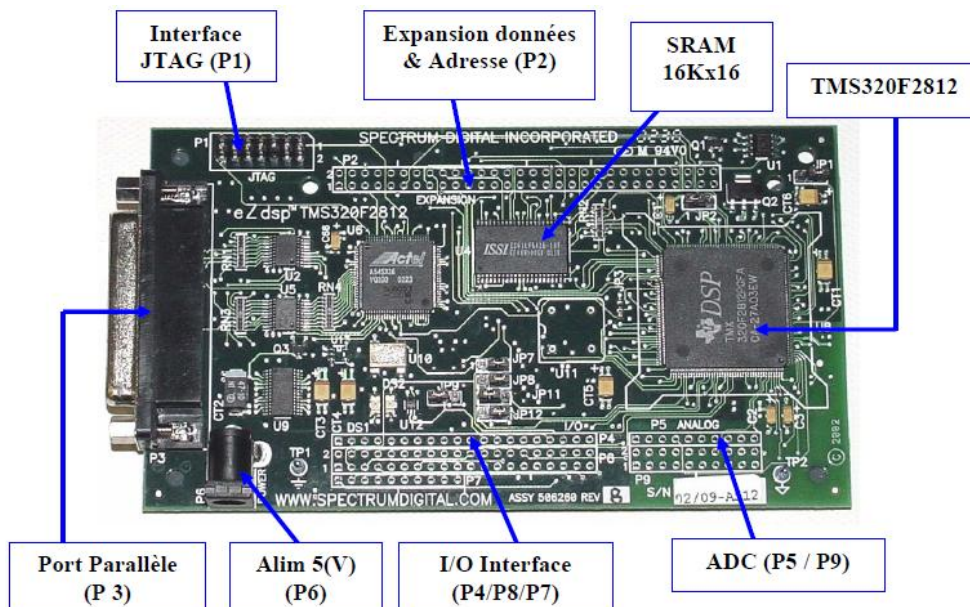


Figure IV. 15 : Module eZdsp F2812

Les caractéristiques principales du DSK eZdsp F2812 :



- TMS320F2812 DSP opérant à 150MHZ.
- 128K words Flash ROM.
- 64K words on-chip-board RAM.
- IEEE 1149.1 Controller JTAG.
- Alimentation de 5V.
- Expansion de connexion.
- IEEE 1149.Q JTAG émulateur.

La figure IV. 16 , montres le diagramme bloqué du DSK eZdsp F2812.

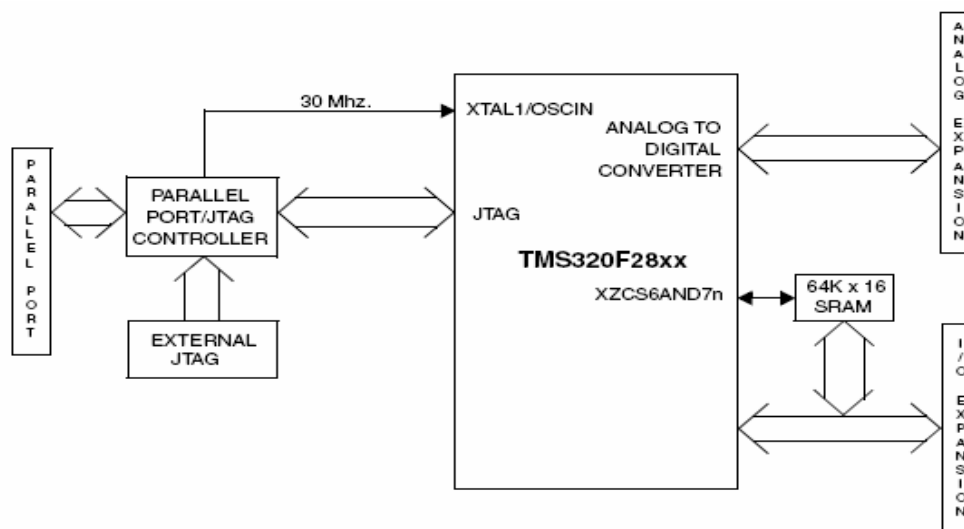
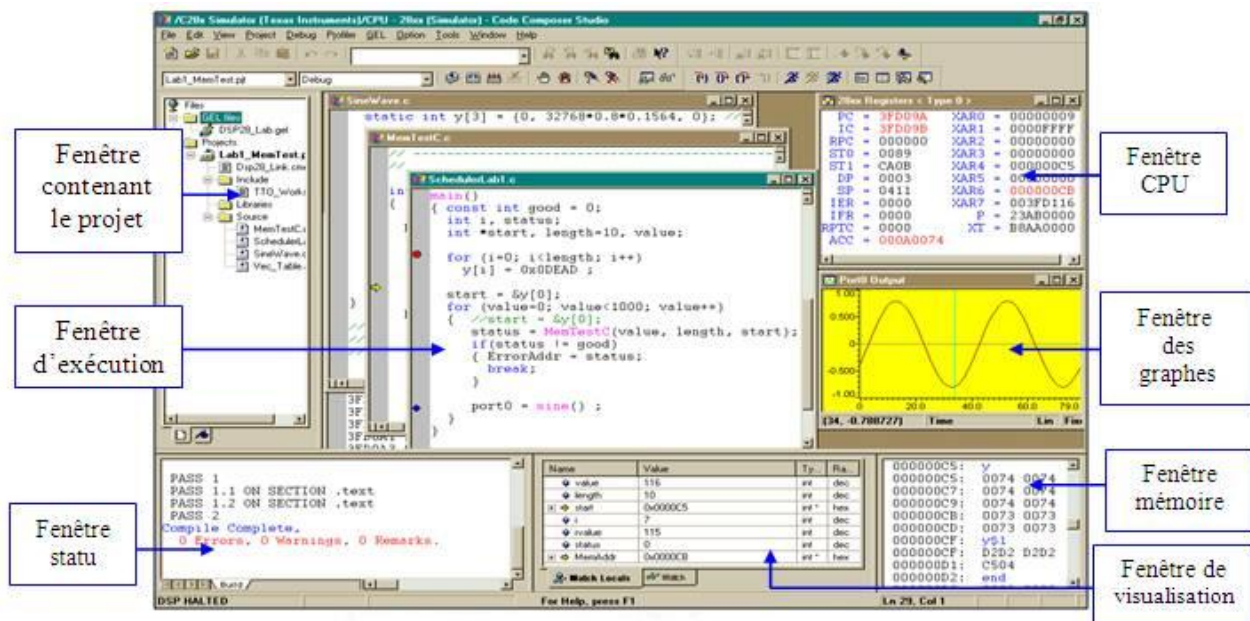


Figure IV. 16 : Diagramme bloqué du module eZdsp F2812.

IV.3.4.2.9 Outil de développement :

Code Composer Studio (CCS) est un environnement intégré de développement de code pour les DSP de Texas Instrument. Il est fourni en standard avec la carte de développement pour le DSP. CCS fournit plusieurs outils pour faciliter la construction et la mise au point des programmes de DSP. Il comprend un éditeur de code source, un compilateur de langage C/C++, un assembleur de code relocalisation, un éditeur de liens, et un environnement d'exécution qui permet de télécharger un programme exécutable sur une carte cible, de l'exécuter et de le déboguer au besoin. CCS comprend aussi des outils qui permettent l'analyse en temps réel d'un programme en cours d'exécution et des résultats produits. Il



fournit aussi un environnement de gestion de fichiers qui facilite la construction et la mise au point des programmes. La figure (IV.17) montre la fenêtre de l'outil de développement CCS

Figure IV.17 : Environnement de développement CCS

#### IV.3.4.2.10 Constituants du banc d'essai

Le banc d'essai que nous avons réalisé autour de la carte de développement eZdspF2812 est constitué des éléments suivants Figure (IV.18) :

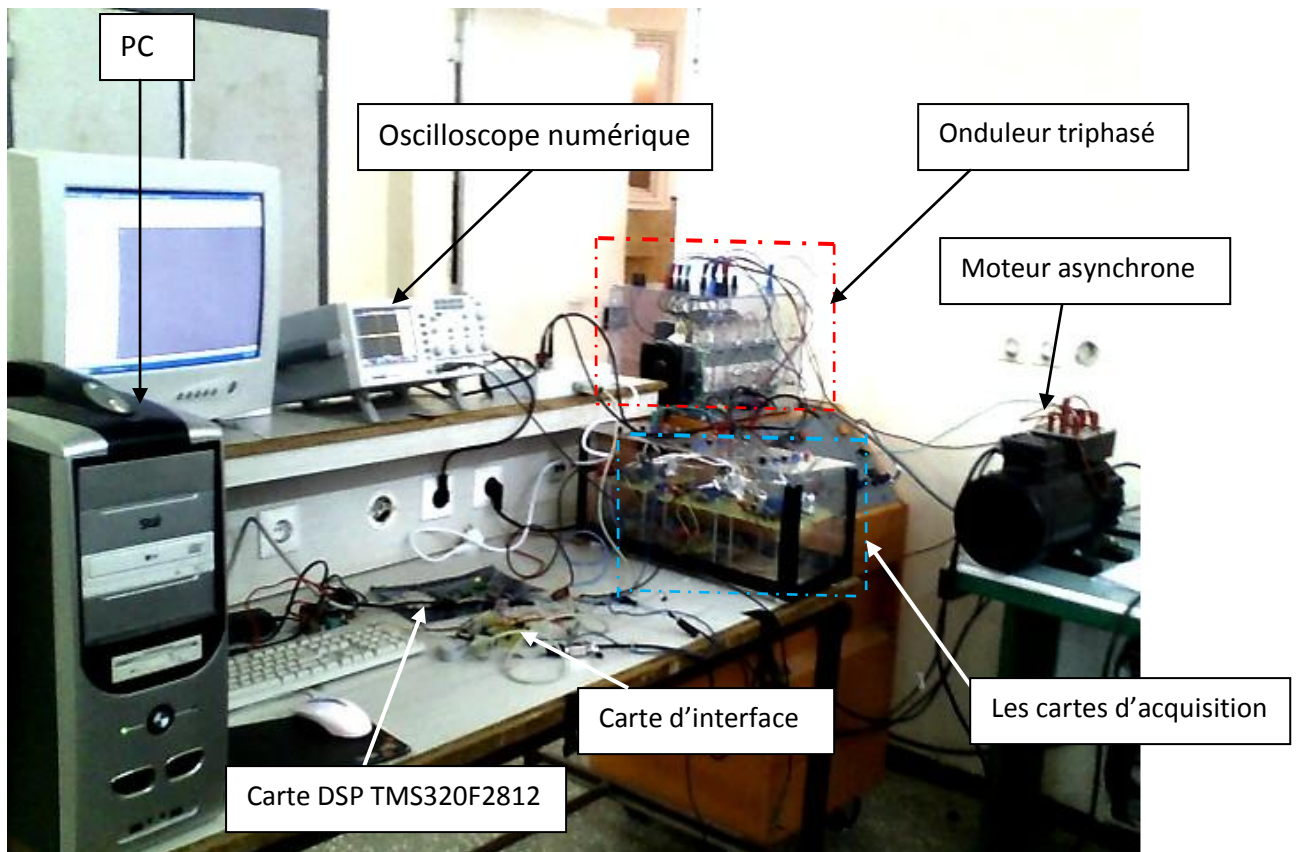


Figure IV.18 le banc d'essai

Le matériel utilisé :

- Le kit de développement *eZdsp F2812*
- Un micro-ordinateur
- Les cartes d'acquisition
- Une carte d'interface
- Un moteur asynchrone avec un capteur de vitesse intégré
- Un onduleur
- Oscilloscope
- Une alimentation externe pour le moteur

IV.4 Schéma synoptique de la commande DTC:

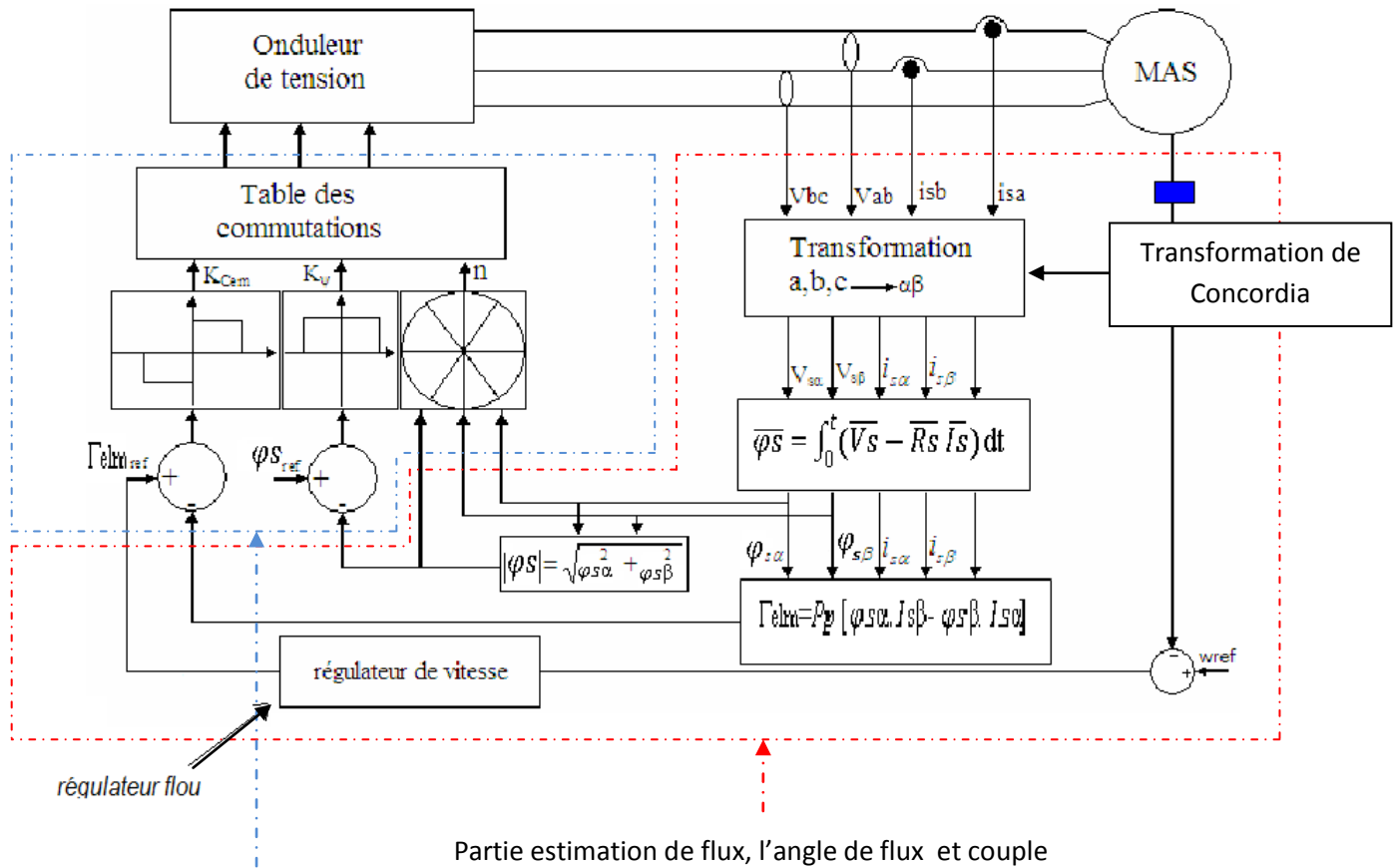


Figure IV.19 : les différents blocs de la commande DTC

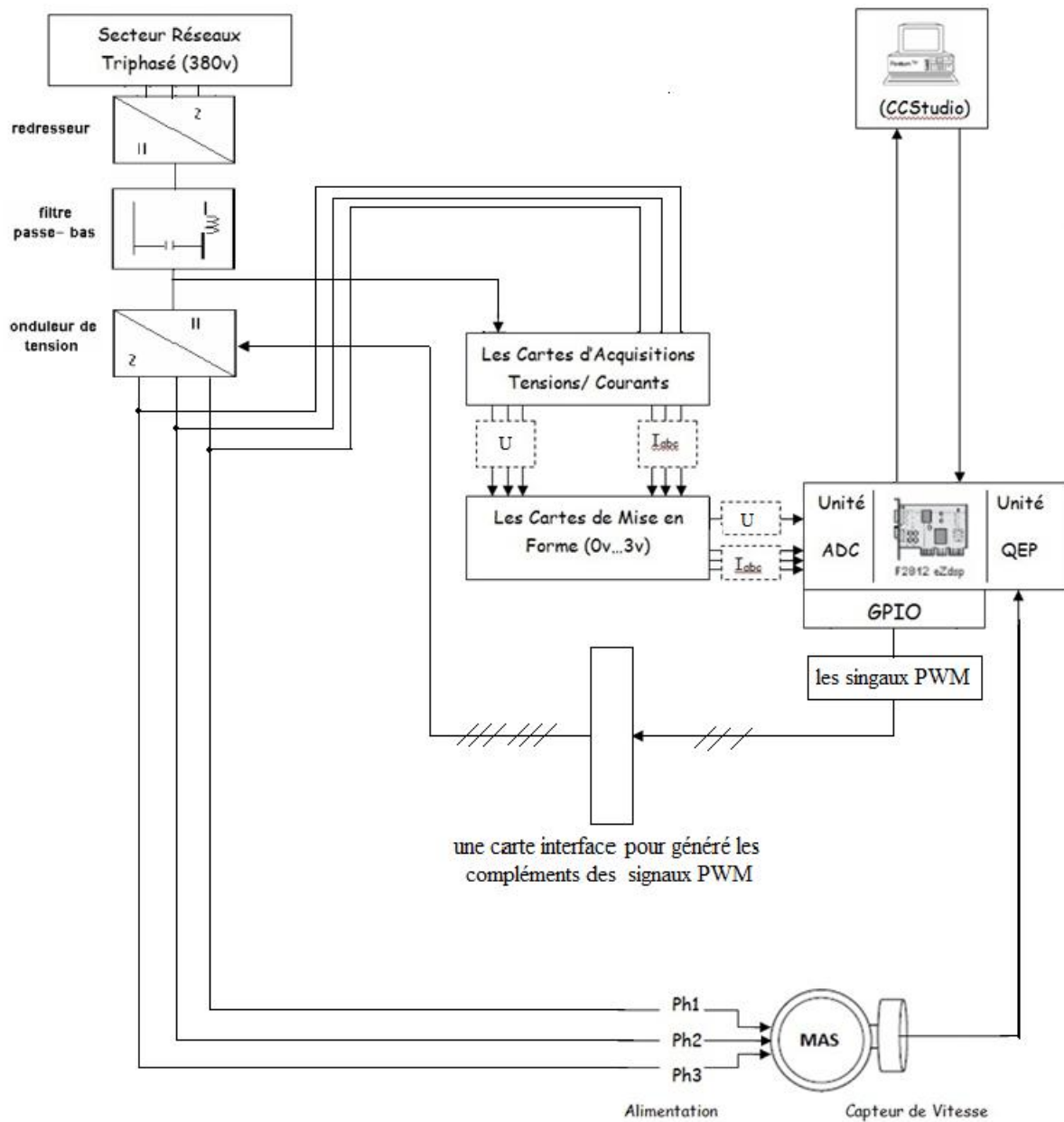


Figure IV.20 Schéma synoptique du dispositif expérimental.

#### IV.4.1 La réalisation des cartes d'interface :

A fin de faire la communication de DSP avec l'environnement externe on a réalisé une carte d'interface.

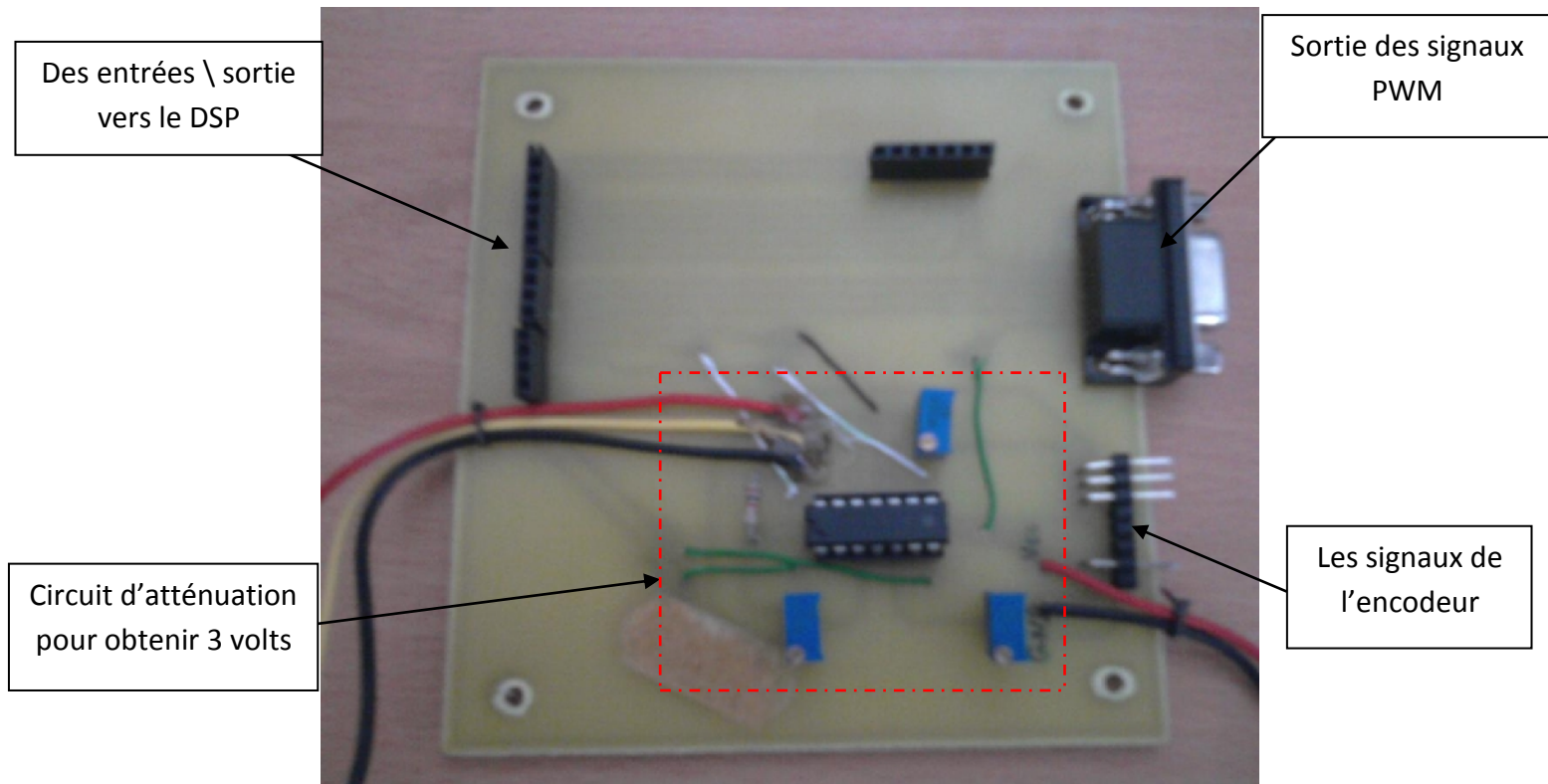


Figure IV.21 : la carte d'interface

- Des entrées \ sortie vers le DSP.
- Sortie des signaux PWM.
- Les signaux de l'encodeur.
- Circuit d'atténuation pour obtenir 3 volts.

#### IV.4.2 Acquisition des courants et des tensions par l'ADC :

A fin de faire l'estimation de flux et de couple on doit capter les trois courant et les trois tensions par des capteurs ainsi que la l'image de la consigne de la vitesse en suite on luit passé par un circuit de mise en forme pour obtenir une image de 0 a 3 volt crête a crête a fin d'attaqué l'ADC de DSP. C'est pour ça on utilisé des carte d'acquisition qui fait

atténuation des signaux a 3 volt puis luit ajouté une valeur moyenne a fin d'obtenir des signaux de 0 a 3 volt.

#### IV.4.3 La configuration de l'ADC :

Puisqu'on a sept signaux comme entré analogique multiplexées on doit configurer l'ADC en mode dual puis on doit configurer le séquenceur pour géré le multiplexage des canaux. On savait aussi que l'ADC marche en mode d'interruption c'est pour sa on doit utiliser le GPTimer1 de gestionnaire d'événement A pour générer un événement afin d'attaquer le début de conversion SOC ( start of conversion ) .

Pour tous ces configuration on doit agit sur les registres suivant :

**ADCTRL1.bit.SEQ\_CASC = 0;** on a choisi le mode dual

**ADCTRL1.bit.CONT\_RUN =0;** lorsque l'ADC termine les sept conversions il s'arrête jusqu'il reçoit un début de conversion SOC

**ADCMAXCONV.all = 0x0006;** // le nombre maximum de conversion et 7

**ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00 = 0x0;**

**ADCCHSELSEQ1.bit.CONV01 = 0x1;**

**ADCCHSELSEQ1.bit.CONV02 = 0x2;** //la configuration de l'ordre de la conversion

**ADCCHSELSEQ1.bit.CONV03 = 0x3;**

**ADCCHSELSEQ2.bit.CONV04 = 0x4;**

**ADCCHSELSEQ2.bit.CONV05 = 0x5;**

**ADCCHSELSEQ2.bit.CONV06 = 0x6;**

**ADCTRL2.bit.EVA\_SOC\_SEQ1 = 1;** //début de conversion par le gestionnaire d'événement A

La valeur numérique du canal sélectionné est stockée dans le registre de résultat appropriée ADCRESULTn.

**ADCRESULT0** I<sub>1</sub>

**ADCRESULT1** I<sub>2</sub>

ADCRESULT2 I<sub>3</sub>ADCRESULT3 V<sub>1</sub>ADCRESULT4 V<sub>2</sub>ADCRESULT5 V<sub>3</sub>

ADCRESULT5 la consigne de vitesse

Après la lecture des résultats converties par l'ADC on doit les convertir en valeur analogique par la relation suivante :

$$\text{valeur analogique} = \frac{V_{\text{ref}} + \text{* valeur numérique}}{4095}$$

Puis on retranche la valeur moyenne qu'on a déjà ajoutée dans la mise en forme et on doit les multiplier par leurs gain correspond à sa grandeur et sa valeur réel.

$$\text{Valeur réel} = (\text{Valeur analogique} - \text{valeur moyenne}) * \text{le gain}$$

#### IV.4.4 Acquisition et calcul de la vitesse mesurée :

La mesure de vitesse des machines tournantes se fait par plusieurs méthodes, parmi ces méthodes les encodeurs incrémentaux qui se divisent en deux : encodeur incrémental à un canal ou à deux canaux.

Dans le gestionnaire d'événement il y a l'unité de capture c'est un module spécialisé pour la mesure de fréquence. Dans notre cas on a utilisé un encodeur incrémental à deux canaux intégré dans le moteur à une résolution de 1024 trou pour obtenir la vitesse et la direction.

Ce modèle est utilisé pour obtenir la vitesse, la direction et la position d'une machine tournante. Ces capteurs génèrent des impulsions en quadrature dits QEP (Quadrature Encoded Pulses). Les QEP sont deux séquences d'impulsions générées par l'encodeur incrémental à deux canaux avec une fréquence variable, et un déphasage fixe d'un quart de période (90 degrés).



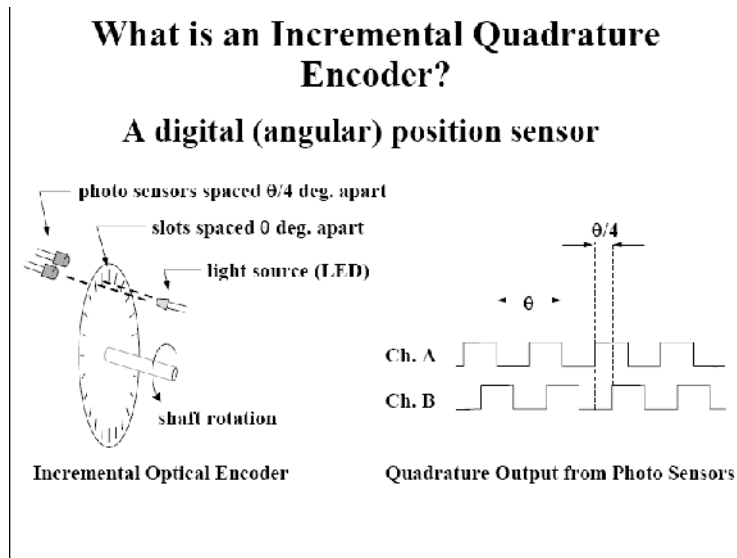


Figure IV.22. Schéma illustre le fonctionnement d'un encodeur incrémental.

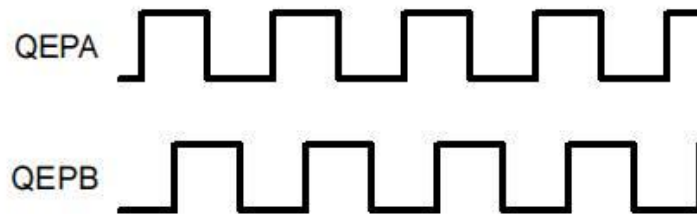


Figure IV.23 : les séquences d'impulsions QEP

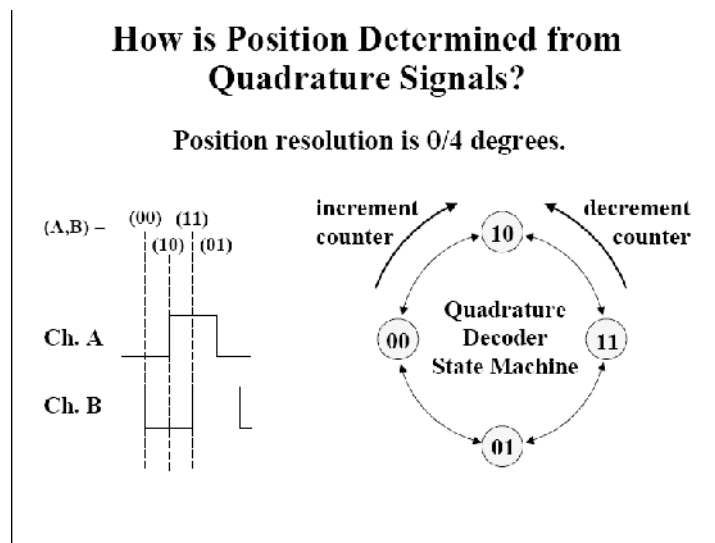


Figure IV.24. Schéma illustre le principe pour déterminer le sens de rotation.

Le module QEP de l'unité de capture il est lié avec le compteur T2CNT de gestionnaire d'événement .A chaque transition des deux séquences d'impulsions le compteur T2CNT s'incrémente ou se décrémente, Et cela est lié au sens de rotation de la machine, et puisque il incrément ou il décrémente a chaque transition il nous donne une période qui est égale a quatre fois la période de l'encodeur. L'organigramme suivant montre la méthode de calcul de la vitesse.

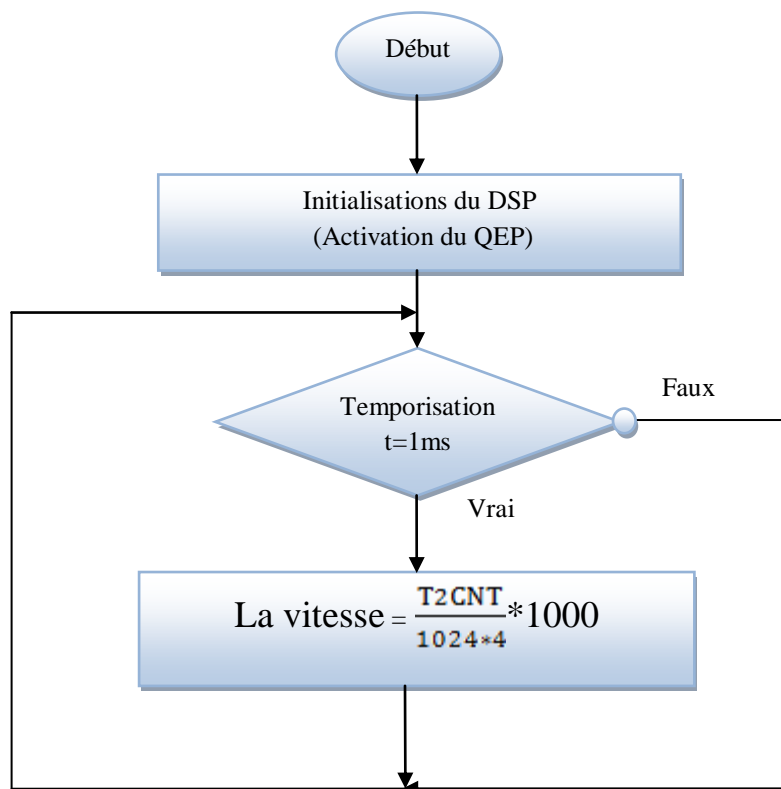
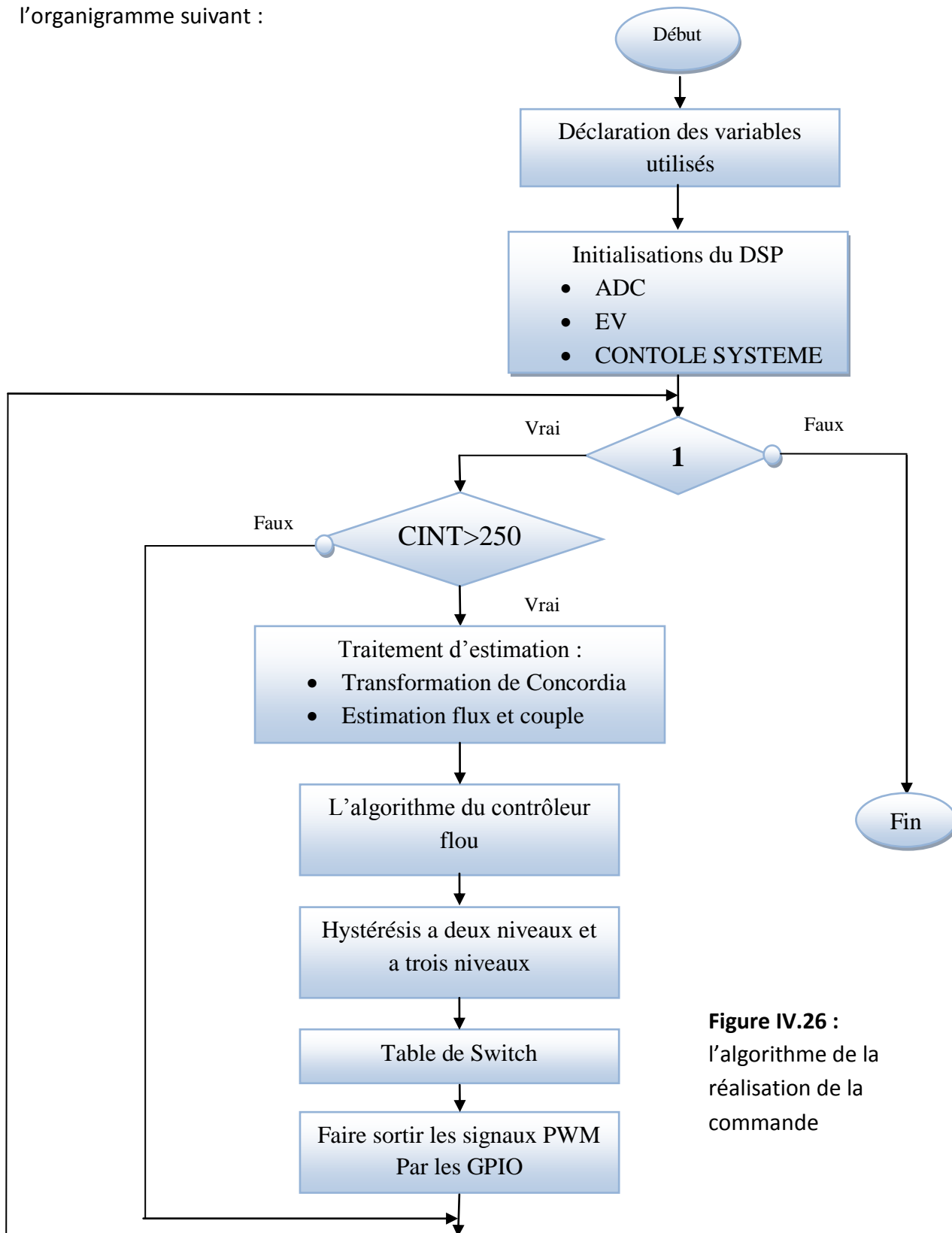


Figure IV.25 : Organigramme pour la mesure de la vitesse avec QEP

## IV.4.5 Traitement de l'estimation et de la commande :

On peut résumer le programme de la commande DTC implémenté dans le DSP par l'organigramme suivant :



**Figure IV.26 :**  
l'algorithme de la  
réalisation de la  
commande

- **Déclaration des variables utilisés** : dans cette étape on doit déclarer tout les variables utilisés dans le programme.
- **Initialisations du DSP** : Dans cette étape les périphériques utilisés sont configurés et les périphériques qui ne sont pas utilisés ils doivent être désactivés. Les interruptions utilisées doivent être aussi activées.
  - ❖ **La configuration de gestionnaire d'événement** : dans cette étape on doit faire la configuration de GPTimer1 pour créer l'événement de début de conversion de ADC et le GPTimer2 pour être lié avec le QEP pour la mesure de la vitesse. On doit choisir aussi la fréquence de l'incrément des Timers
  - ❖ **La configuration de l'ADC** : dans cette étape on doit choisir le mode de conversion, l'ordre de conversion des canaux, ainsi que la fréquence de l'ADC.
  - ❖ **La configuration du système de contrôle** : on sait que le DSP est entraîné par un oscillateur externe de fréquence de 30MHZ, pour atteindre une fréquence plus rapide on lui fait passer par le module PLL (multiplicateur de fréquence), la fréquence à la sortie de PLL qu'on a choisie c'est 150MHZ. Puis on doit configurer la fréquence HSPCLK, on obtient à la fin une horloge de 75MHZ.
- **La précision de la fréquence d'échantillonnage** : on sait que le Timer1 nous fournit une interruption chaque fois qu'il atteint la valeur période, d'autre part le Timer1 incrémente avec une fréquence HSPCKL égale à 75MHZ, la valeur période qu'on a choisie est égale à 150, on a fait un compteur d'interruption CINT, pour obtenir une période d'échantillonnage à 1 milliseconde.

$$\frac{75000000/2}{150} = 250\ 000 \longrightarrow 1 \text{ interruption}$$

$$1000 \text{ HZ} \longrightarrow 150$$

Donc notre programme il doit être exécuté chaque fois le CINT compte 150 interruptions.

- **L'algorithme du contrôleur flou** : pour la partie Fuzzification on a généré les fonctions d'appartenance a l'aide de la fonction gaussienne pour la valeur linguistique zéro, et l'arc-tangente pour les valeurs linguistiques positive et négative.

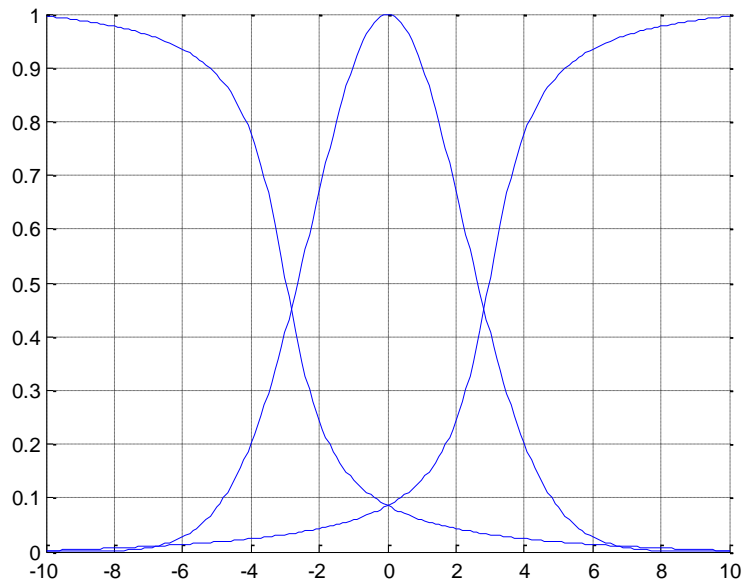


Figure IV.27 : les fonctions d'appartenances

Puis on a réalisé l'algorithme du contrôleur flou de type MAMDANI comme on a montré dans le chapitre trois.

- **Faire sortir les signaux PWM par les GPIO** : a fin attaqué l'onduleur on a utilisé une carte interface qui génère les temps mort et les compléments des signaux PWM. Donc on doit faire sortir que trois signaux PWM. Pour cela on agit sur les registres suivants :

```
GpioMuxRegs.GPAMUX.all=0x0; // mode entré\sortie
GpioMuxRegs.GPADIR.bit. GPIOA0 = 1;
GpioMuxRegs.GPADIR.bit. GPIOA1 = 1; // configuration comme des sorties
GpioMuxRegs.GPADIR.bit. GPIOA2 = 1;
GpioMuxRegs.GPADIR.bit. GPIOA0 = B3;
GpioMuxRegs.GPADIR.bit. GPIOA1 = B2; // écriture dans les pins de sortie
GpioMuxRegs.GPADIR.bit. GPIOA2 = B1;
```

IV.4.6 test et résultats de l'implémentation :

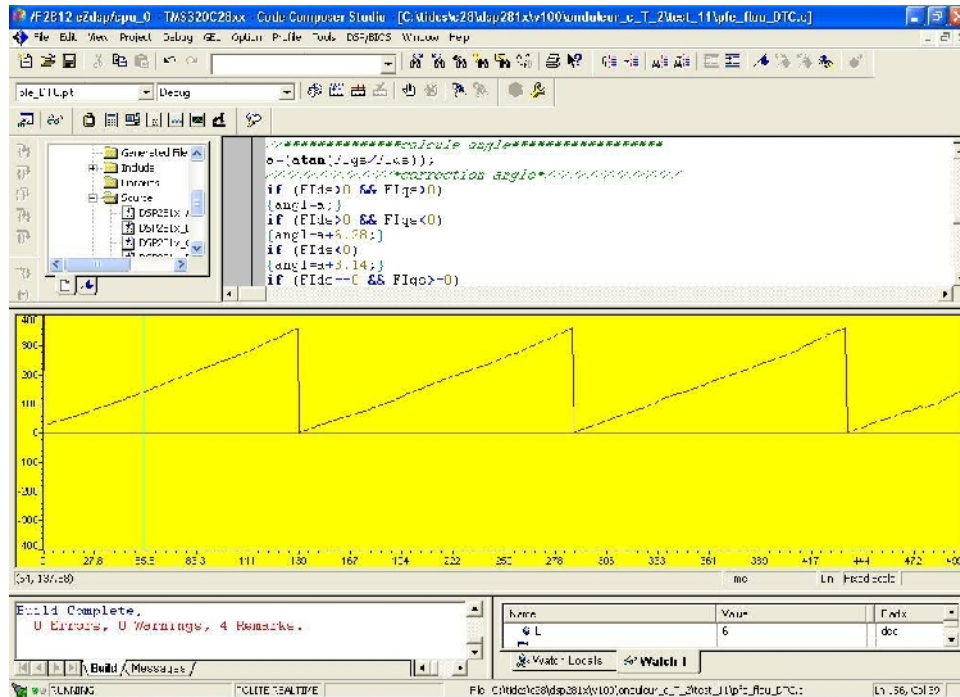


Figure IV.28 le graphe de l'angle

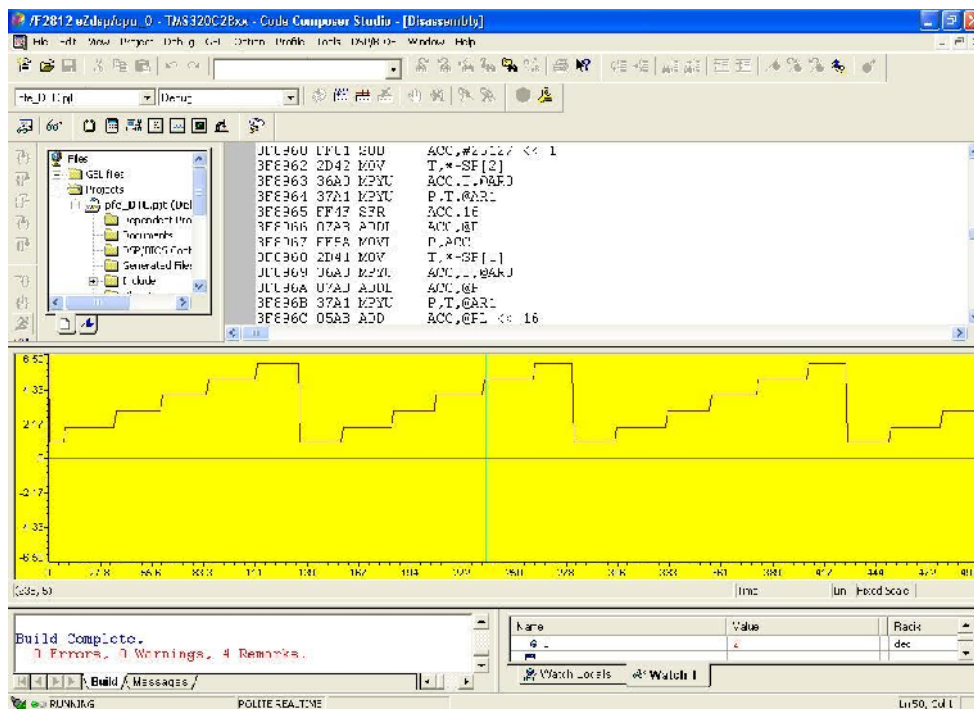


Figure IV.29 le graphe des secteurs

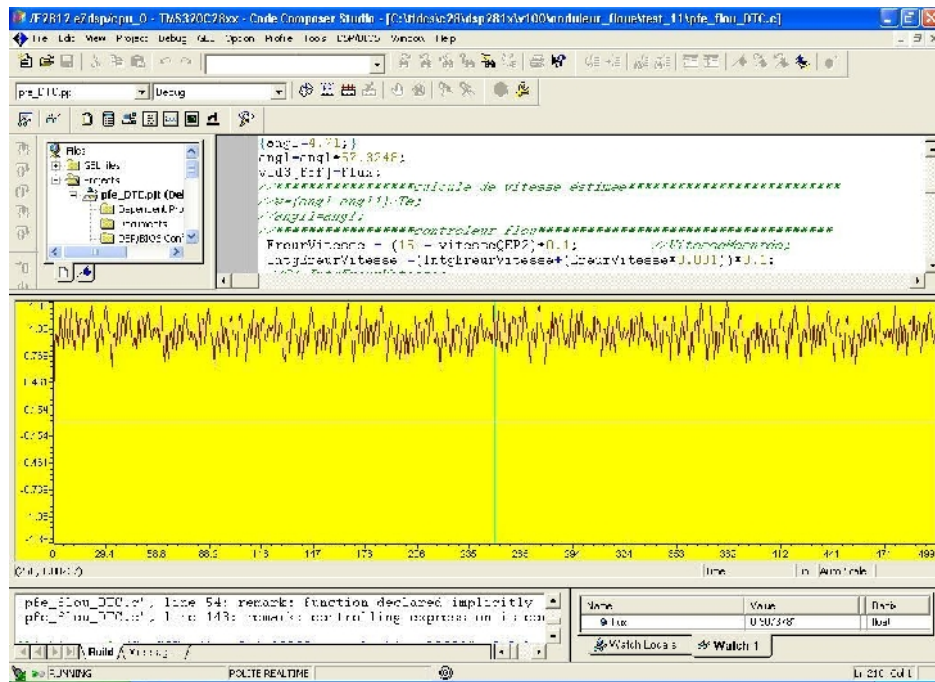


Figure IV.30 le module de flux

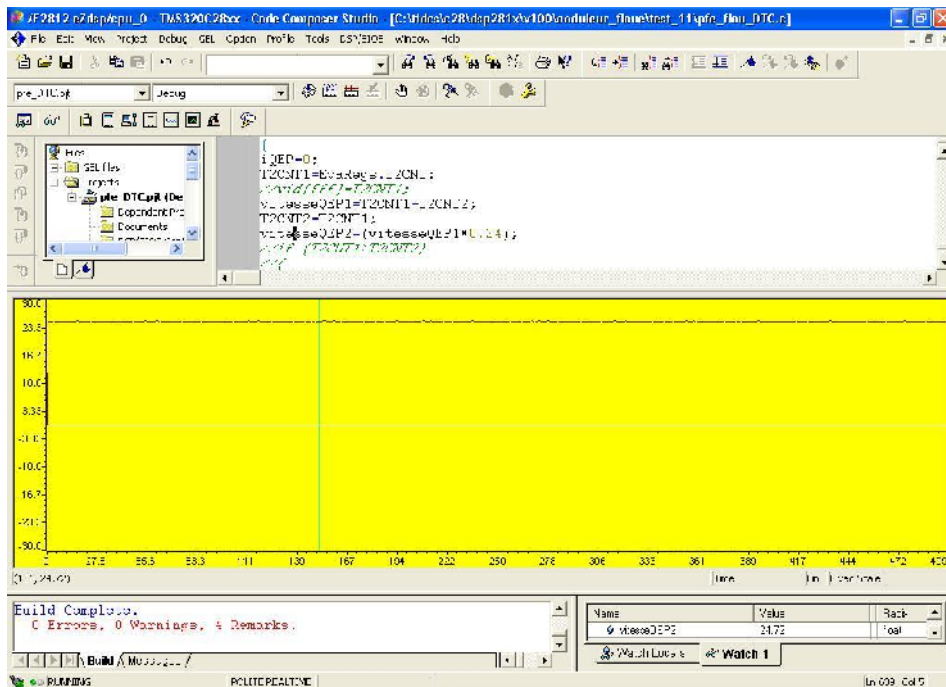


Figure IV.31 la vitesse

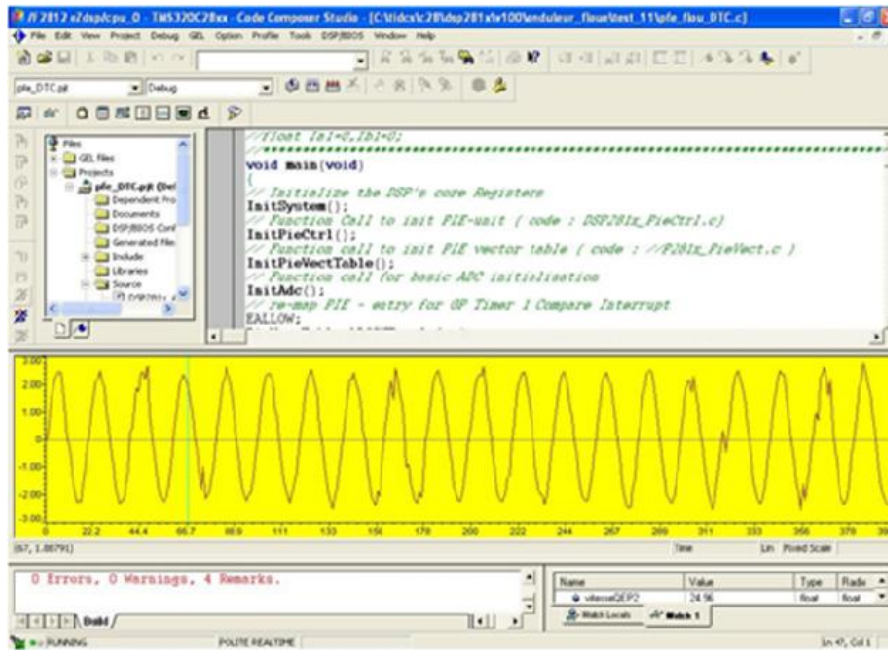


Figure IV.32 le courant direct

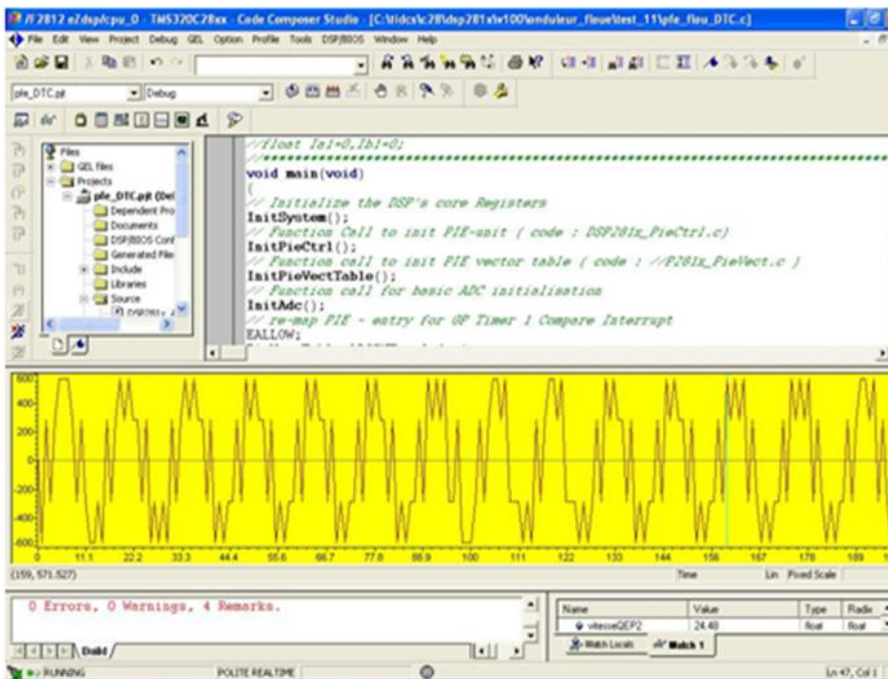


Figure IV.33 la tension direct



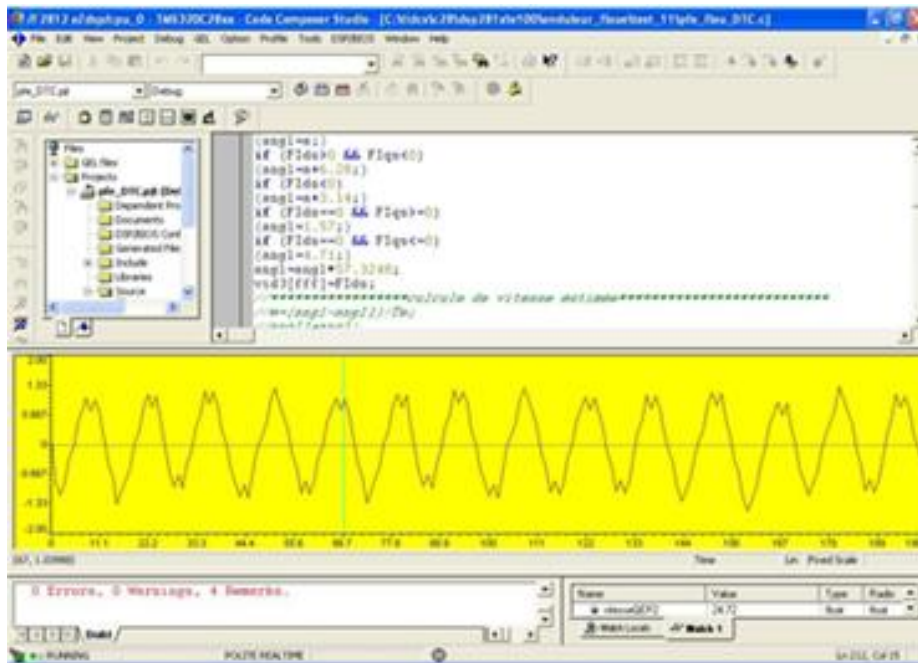


Figure IV.34 le flux direct

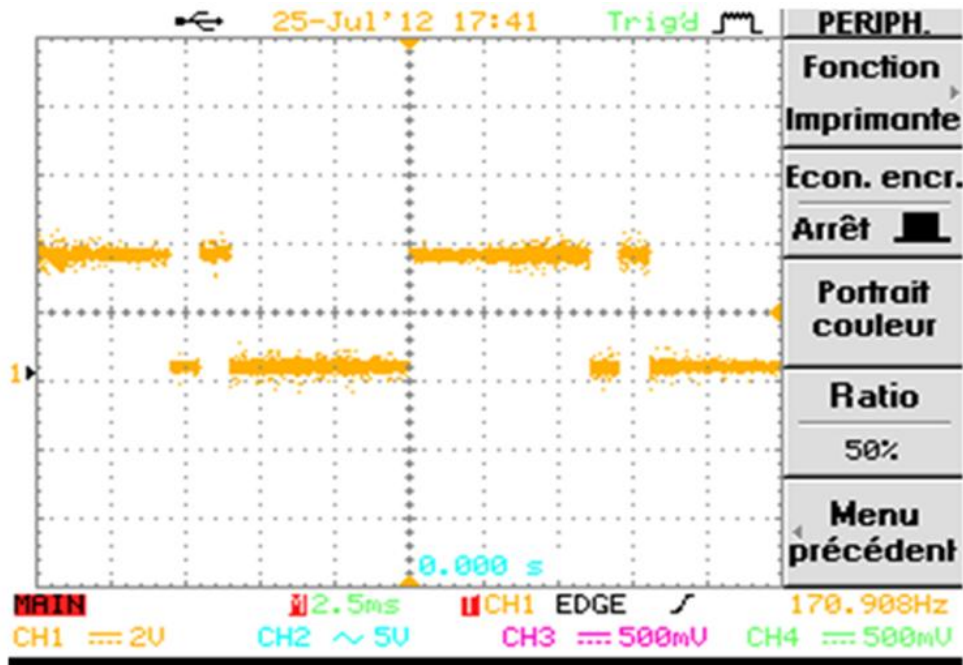


Figure IV.35 le signal MLI a l'aide d'un oscilloscope numérique

#### IV.5 Conclusion :

Dans ce chapitre, on a proposé une implémentation de la commande DTC basée sur un régulateur flou dans la carte DSP TMS320F2812. Pour cela, on a commencé par l'acquisition des signaux par l'ADC de DSP, puis le traitement de l'estimateur flux et couple et l'implémentation de l'algorithme de la partie commande, ainsi que l'algorithme de contrôleur flou.

Les résultats qu'on a obtenu en pratique sont admises et relativement proche avec celle de la simulation.

On propose une implémentation plus optimisée en utilisant la forme IQMATH de DSP, avec laquelle on peut gérer les formats des données pour minimisé la taille de programme dans la mémoire.

# *Conclusion générale*

## Conclusion générale

L'ensemble de notre travail s'appuie sur la variation de la vitesse des machines asynchrones, valider et voir les limites des performances d'une commande DTC, a fin de proposer des solutions a quelques problèmes qu'on a rencontré au cours de la réalisation.

A la fin de ce travail, il apparaît clairement que la commande DTC présente des avantages qu'on ne trouve pas dans d'autre commande. Parmi ces avantages :

- La Simplicité et la facilité de réalisation.
- L'indépendance au paramètres des de la machine : c.-à-d. qu'on peut réaliser la commande DTC sans avoir l'identification des paramètres de la machine sauf la résistance statorique qu'on peut la mesuré avec un ohm mètre.

Et par contre la commande DTC présente quelques inconvénients. L'inconvénient le plus apparait c'est que dans les petites vitesses elle présente des cycles limites dans le régime permanent et sa a cause des hystérésis. Le problème des cycles limite est inévitable dans cette commande mais on peut le réduire avec le bon choix du seuil de l'hystérésis et la on rentre dans la stabilité relative, tout dépend de l'application au quelle on va utilisée.

Le système de commande que nous avons réalisé est composé principalement d'un kit de développement *eZdsp F2812* dans lequel nous avons implémenté les algorithmes de commande. Le choix du processus DSP *TMS320F2812* était suite à sa richesse en périphériques et sa facilité d'utilisation, surtout pour la commande des moteurs. En fait, ce processeur intègre plusieurs fonctionnalités conçues pour simplifier et rendre facile la tâche de commande des systèmes. Il est doté de deux " Event Manager ". qui contiennent la plupart des outils permettant de commander un moteur de la manière la plus simple possible.

### Les problèmes rencontrés au cours de la réalisation :

- A fin d'estimer le flux statorique de la machine on a fait l'acquisition des courants et des tensions du secteur triphasé, ces courants ils ne sont pas vraiment symétriques il se compose des composantes continues d'où sont intégrale tendre vers l'infinie.

Pour éviter ce problème, on a implémenté le modèle de l'onduleur à l'intérieur du DSP et on a acquis la tension continue de l'onduleur, avec cette méthode les tensions deviennent symétriques d'où le calcul de flux devient correcte.

- Un deuxième problème que nous avons rencontré dans notre projet c'est l'influence des parasites sur la forme des courants et des tensions, l'origine de ces parasites est due au réseau. La solution proposée est l'emplacement d'un filtre à l'entrée du secteur.

# *Annexes*



# Data sheet

## Annexe 1

La plaque signalétique de la machine asynchrone

LEROY SOMER 3~LSVMV90LT  
N° 295067 D11 001  
IP 55 IK08 cl.F 40°C S1 19 kg

	V	Hz	min-1	kW	cosP	A
△	380	50	1425	1,50	0,86	3,40
△	230	50	1435	1,50	0,84	5,50
△	400	50	1435	1,50	0,84	3,20
△	415	50	1440	1,50	0,82	3,20
△	440	60	1715	1,80	0,86	3,40
△	460	60	1725	1,80	0,85	3,30
△	480	60	1735	1,80	0,83	3,20

VENT. MONO 1,0,5A P,90W -PT0- CTP-COD 1024PTS 5V

## Annexe 2

### Fichier technique de capteur de courant :



### Current Transducer LA 55-P

$I_{PN} = 50 \text{ A}$

For the electronic measurement of currents : DC, AC, pulsed..., with a galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).



#### Electrical data

$I_{PN}$	Primary nominal r.m.s. current	50	A		
$I_P$	Primary current, measuring range	0 .. $\pm 70$	A		
$R_M$	Measuring resistance @	$T_A = 70^\circ\text{C}$	$T_A = 85^\circ\text{C}$		
				$R_{Mmin}$ $R_{Mmax}$	$R_{Mmin}$ $R_{Mmax}$
		with $\pm 12 \text{ V}$	@ $\pm 50 \text{ A}_{max}$	10 100	60 95 $\Omega$
		with $\pm 15 \text{ V}$	@ $\pm 70 \text{ A}_{max}$	10 50	60 <sup>1)</sup> 60 <sup>1)</sup> $\Omega$
	@ $\pm 50 \text{ A}_{max}$	50 160	135 155 $\Omega$		
	@ $\pm 70 \text{ A}_{max}$	50 90	135 <sup>2)</sup> 135 <sup>2)</sup> $\Omega$		
$I_{SN}$	Secondary nominal r.m.s. current	50	mA		
$K_N$	Conversion ratio	1 : 1000			
$V_C$	Supply voltage ( $\pm 5\%$ )	$\pm 12 \dots 15$	V		
$I_C$	Current consumption	10 (@ $\pm 15 \text{ V}$ ) + $I_S$	mA		
$V_d$	R.m.s. voltage for AC isolation test, 50 Hz, 1 mn	2.5	kV		

#### Accuracy - Dynamic performance data

$X$	Accuracy @ $I_{PN}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$	@ $\pm 15 \text{ V}$ ( $\pm 5\%$ )	$\pm 0.65$	%
		@ $\pm 12 \dots 15 \text{ V}$ ( $\pm 5\%$ )	$\pm 0.90$	%
$\epsilon_L$	Linearity		< 0.15	%
$I_O$	Offset current @ $I_P = 0$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	Max	mA
$I_{OM}$	Residual current <sup>3)</sup> @ $I_P = 0$ , after an overload of $3 \times I_{PN}$			mA
$I_{OT}$	Thermal drift of $I_O$	0°C .. +70°C	$\pm 0.1$	$\pm 0.5$
		-25°C .. +85°C	$\pm 0.1$	$\pm 0.6$
$t_{ra}$	Reaction time @ 10 % of $I_{Pmax}$		< 500	ns
$t_r$	Response time @ 90 % of $I_{Pmax}$		< 1	$\mu\text{s}$
$di/dt$	$di/dt$ accurately followed		> 200	A/ $\mu\text{s}$
$f$	Frequency bandwidth (-1 dB)		DC .. 200	kHz

#### General data

$T_A$	Ambient operating temperature	-25 .. +85	°C
$T_S$	Ambient storage temperature	-40 .. +90	°C
$R_S$	Secondary coil resistance @	$T_A = 70^\circ\text{C}$	80 $\Omega$
		$T_A = 85^\circ\text{C}$	85 $\Omega$
$m$	Mass Standards <sup>4)</sup>		18 g
			EN 50178

- Notes : <sup>1)</sup> Measuring range limited to  $\pm 60 \text{ A}_{max}$   
<sup>2)</sup> Measuring range limited to  $\pm 55 \text{ A}_{max}$   
<sup>3)</sup> Result of the coercive field of the magnetic circuit  
<sup>4)</sup> A list of corresponding tests is available

#### Features

- Closed loop (compensated) current transducer using the Hall effect
- Printed circuit board mounting
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

#### Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

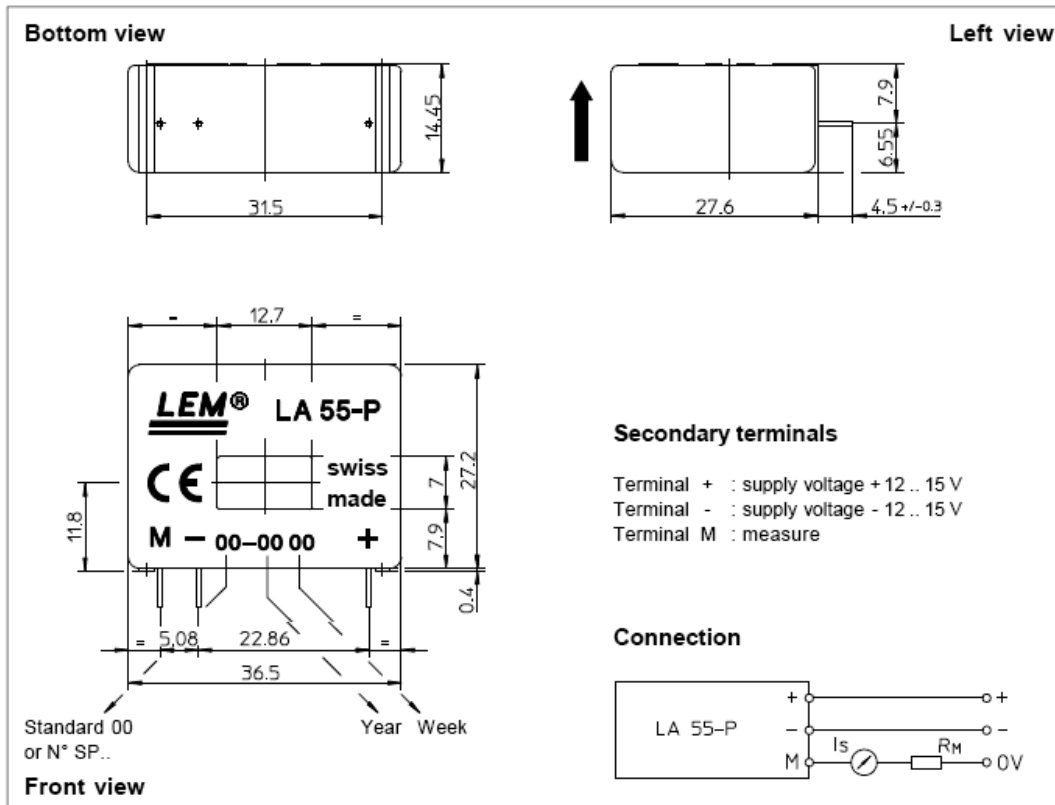
#### Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

980706/8



## Dimensions LA 55-P (in mm. 1 mm = 0.0394 inch)



### Mechanical characteristics

- General tolerance ± 0.2 mm
- Primary through-hole 12.7 x 7 mm
- Fastening & connection of secondary 3 pins
- Recommended PCB hole 0.63 x 0.56mm
- Recommended PCB hole 0.9 mm

### Remarks

- $I_s$  is positive when  $I_p$  flows in the direction of the arrow.
- Temperature of the primary conductor should not exceed 90°C.
- Dynamic performances (di/dt and response time) are best with a single bar completely filling the primary hole.
- In order to achieve the best magnetic coupling, the primary windings have to be wound over the top edge of the device.
- This is a standard model. For different versions (supply voltages, turns ratios, unidirectional measurements...), please contact us.

## Annexe 3

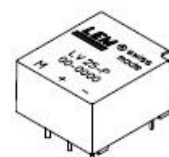
### Fichier technique de capteur de tension :

### Voltage Transducer LV 25-P

For the electronic measurement of voltages : DC, AC, pulsed..., with a galvanic isolation between the primary circuit (high voltage) and the secondary circuit (electronic circuit).

$$I_{PN} = 10 \text{ mA}$$

$$V_{PN} = 10 \dots 500 \text{ V}$$



#### Electrical data

$I_{FN}$	Primary nominal r.m.s. current	10	mA		
$I_F$	Primary current, measuring range	0 .. $\pm 14$	mA		
$R_M$	Measuring resistance	$R_{Mmin}$	$R_{Mmax}$		
		with $\pm 12 \text{ V}$	@ $\pm 10 \text{ mA}_{max}$	30	190
		@ $\pm 14 \text{ mA}_{max}$	30	100	$\Omega$
	with $\pm 15 \text{ V}$	@ $\pm 10 \text{ mA}_{max}$	100	350	$\Omega$
	@ $\pm 14 \text{ mA}_{max}$	100	190	$\Omega$	
$I_{SN}$	Secondary nominal r.m.s. current	25	mA		
$K_N$	Conversion ratio	2500 : 1000			
$V_C$	Supply voltage ( $\pm 5\%$ )	$\pm 12 \dots 15$	V		
$I_C$	Current consumption	10 (@ $\pm 15 \text{ V}$ ) + $I_S$	mA		
$V_d$	R.m.s. voltage for AC isolation test <sup>1)</sup> , 50 Hz, 1 mn	2.5	kV		

#### Accuracy - Dynamic performance data

$X_G$	Overall Accuracy @ $I_{FN}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$	@ $\pm 12 \dots 15 \text{ V}$	$\pm 0.9$	%
		@ $\pm 15 \text{ V} (\pm 5\%)$	$\pm 0.8$	%
$\epsilon_L$	Linearity		< 0.2	%
$I_O$	Offset current @ $I_S = 0$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	Max	
$I_{OT}$	Thermal drift of $I_O$	0°C .. + 25°C	$\pm 0.06$	$\pm 0.25$ mA
		+ 25°C .. + 70°C	$\pm 0.10$	$\pm 0.35$ mA
			40	$\mu\text{s}$
$t_r$	Response time <sup>2)</sup> @ 90 % of $V_{Pmax}$			

#### General data

$T_A$	Ambient operating temperature	0 .. + 70	$^\circ\text{C}$
$T_S$	Ambient storage temperature	- 25 .. + 85	$^\circ\text{C}$
$R_P$	Primary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	250	$\Omega$
$R_S$	Secondary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	110	$\Omega$
$m$	Mass	22	g
	Standards <sup>3)</sup>	EN 50178	

Notes : <sup>1)</sup> Between primary and secondary

<sup>2)</sup>  $R_i = 25 \text{ k}\Omega$  (L/R constant, produced by the resistance and inductance of the primary circuit)

<sup>3)</sup> A list of corresponding tests is available

#### Features

- Closed loop (compensated) voltage transducer using the Hall effect
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

#### Principle of use

- For voltage measurements, a current proportional to the measured voltage must be passed through an external resistor  $R_i$  which is selected by the user and installed in series with the primary circuit of the transducer.

#### Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low thermal drift
- Low response time
- High bandwidth
- High immunity to external interference
- Low disturbance in common mode.

#### Applications

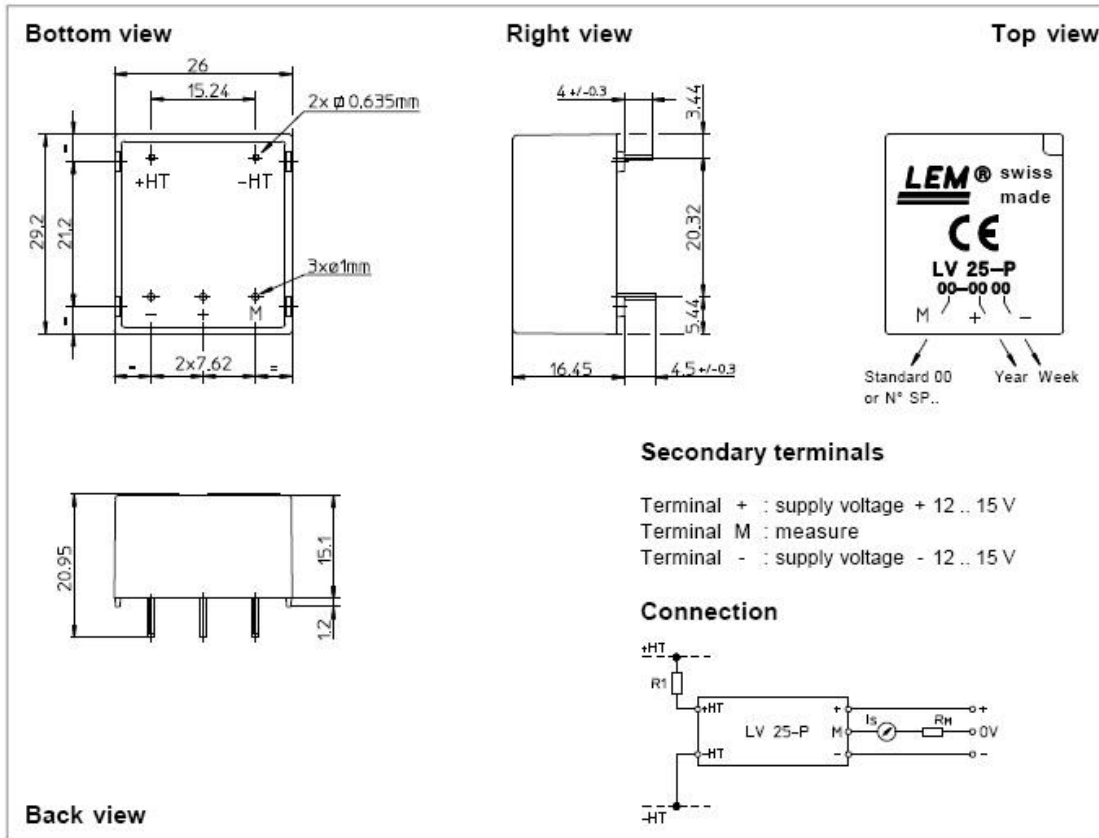
- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Power supplies for welding applications.

981125/14

e 4

## Annexe 3

### Fichier technique de capteur de tension :



#### Mechanical characteristics

- General tolerance  $\pm 0.2\text{ mm}$
- Fastening & connection of primary 2 pins  
0.635 x 0.635 mm
- Fastening & connection of secondary 3 pins  $\varnothing 1\text{ mm}$
- Recommended PCB hole 1.2 mm

#### Remarks

- $I_s$  is positive when  $V_p$  is applied on terminal +HT.
- This is a standard model. For different versions (supply voltages, turns ratios, unidirectional measurements...), please contact us.

#### Instructions for use of the voltage transducer model LV 25-P

Primary resistor  $R_1$  : the transducer's optimum accuracy is obtained at the nominal primary current. As far as possible,  $R_1$  should be calculated so that the nominal voltage to be measured corresponds to a primary current of 10 mA.

Example: Voltage to be measured  $V_{PN} = 250\text{ V}$

a) $R_1 = 25\text{ k}\Omega / 2.5\text{ W}$ , $I_p = 10\text{ mA}$	Accuracy = $\pm 0.8\%$ of $V_{PN}$ (@ $T_A = +25^\circ\text{C}$ )
b) $R_1 = 50\text{ k}\Omega / 1.25\text{ W}$ , $I_p = 5\text{ mA}$	Accuracy = $\pm 1.6\%$ of $V_{PN}$ (@ $T_A = +25^\circ\text{C}$ )

Operating range (recommended) : taking into account the resistance of the primary windings (which must remain low compared to  $R_1$  in order to keep thermal deviation as low as possible) and the isolation, this transducer is suitable for measuring nominal voltages from 10 to 500 V.

## Annexe 4

### Fichier technique de l'onduleur :

#### SKHI 22 A / B H4 (R) ...



SEMIDRIVER™

#### Hybrid Dual IGBT Driver

#### SKHI 22 A / B H4 (R)

Preliminary Data

#### Features

- Double driver for halfbridge IGBT modules
- SKHI 22A H4 is compatible to old SKHI 22 H4
- SKHI 22B H4 has additional functionality
- CMOS compatible inputs
- Short circuit protection by  $V_{CE}$  monitoring and switch off
- Drive interlock top / bottom
- Isolation by transformers
- Supply under voltage protection (13V)
- Error latch / output

#### Typical Applications

- Driver for IGBT modules in bridge circuits in industrial applications
- DC bus voltage up to 1200 V

1) see fig. 8

2) At  $R_{CE} = 36 \text{ k}\Omega$ ,  $C_{CE} = 470 \text{ pF}$ ,  
 $R_{VCE} = 1 \text{ k}\Omega$

#### Absolute Maximum Ratings

Symbol	Conditions	Values	Units
$V_S$	Supply voltage prim.	18	V
$V_{IH}$	Input signal volt. (High) SKHI 22A H4 SKHI 22B H4	$V_S + 0,3$ $5 + 0,3$	V
$I_{outPEAK}$	Output peak current	8	A
$I_{outAVmax}$	Output average current	40	mA
$f_{max}$	max. switching frequency	50	kHz
$V_{CE}$	Collector emitter voltage sense across the IGBT	1700	V
dv/dt	Rate of rise and fall of voltage secondary to primary side	50	kV/ $\mu$ s
$V_{isolIO}$	Isolation test voltage input - output (2 sec. AC)	4000	Vac
$V_{isol12}$	Isolation test voltage output 1 - output 2 (2 sec. AC)	1500	V
$R_{Gonmin}$	Minimum rating for $R_{Gon}$	3	$\Omega$
$R_{Goffmin}$	Minimum rating for $R_{Goff}$	3	$\Omega$
$Q_{outpulse}$	Max. rating for output charge per pulse	4 <sup>1)</sup>	$\mu$ C
$T_{op}$	Operating temperature	-40 ... +85	$^{\circ}$ C
$T_{stg}$	Storage temperature	-40 ... +85	$^{\circ}$ C

#### Characteristics

$T_a = 25 \text{ }^{\circ}\text{C}$ , unless otherwise specified

Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	Units
$V_S$	Supply voltage primary side	14,4	15	15,6	V
$I_{SD}$	Supply current primary side (no load)		80		mA
	Supply current primary side (max.)			290	mA
$V_i$	Input signal voltage SKHI 22A H4 on/off SKHI 22B H4 on/off		15 / 0 5 / 0		V
$V_{IT+}$	Input threshold volt. (High) SKHI 22A H4 SKHI 22B H4	10,9 3,5	11,7 3,7	12,5 3,9	V
$V_{IT-}$	Input threshold volt. (Low) SKHI 22A H4 SKHI 22B H4	4,7 1,5	5,5 1,75	6,5 2,0	V
$R_{in}$	Input resistance SKHI 22A H4 SKHI 22B H4		10 3,3		k $\Omega$
$V_{G(on)}$	Turn on gate voltage output		+15		V
$V_{G(off)}$	Turn off gate voltage output		-7		V
$R_{GE}$	Internal gate-emitter resistance		22		k $\Omega$
$f_{ASIC}$	ASIC system switching frequency		8		MHz
$t_{d(on)IC}$	Input-output turn-on propagation time	0,85	1	1,15	$\mu$ s
$t_{d(off)IC}$	Input-output turn-off propagation time	0,85	1	1,15	$\mu$ s
$t_{d(ert)}$	Error input-output propagation time		0,6		$\mu$ s
$t_{PER/RESET}$	Error reset time		9		$\mu$ s
$t_{TD}$	Top-Dot Interl. Dead Time SKI II 22A H4 SKHI 22B H4	3,3 no interlock		4,3 4,3	$\mu$ s
$V_{CEsat}$	Reference voltage for $V_{CE}$ monitoring		5 <sup>2)</sup>	10	V
$C_{pe}$	Coupling capacitance primary secondary		12		pF
MTBF	Mean Time Between Failure $T_a = 40 \text{ }^{\circ}\text{C}$		2,0		$10^6 \text{ h}$
w	weight		45		g

This technical information specifies semiconductor devices but promises no characteristics. No warranty or guarantee expressed or implied is made regarding delivery, performance or suitability.

# *Références*

## *bibliographiques*



## Bibliographie

- [1] : **Jean châtelain**, machines électriques de l'école polytechnique fédérale de losanne 1989 (livre)
- [2] : **Moteur asynchrone**, science de l'ingénieur en S académie de caen
- [3] : **Lotfi baghli** modélisation et commande de la machine asynchrone IUFM de lorraine 2005
- [4] : **Carlos canudas dewit** modélisation contrôle vectoriel et DTC, commande des moteurs Asynchrone1 (livre).
- [5] : **loudahi** commande d'une machine asynchrone monophasée par la commande vectoriel 2004 école national polytechnique(thèse).
- [6] : **Elbacha, lamchich et cherkaoui** contrôle directe du couple d'une machine asynchrone (système de régulation de vitesse avec anti-emballement) (article).
- [7] : **khedher, mimouni** énergie conversion and management [www.elsevier.com](http://www.elsevier.com) (sensoriels-adaptive DTC of double star induction motor) PDF.
- [8] : **Laurent foulloy, sylvie galichet et andré titli** commande floue 1 de la stabilisation a la Supervision.
- [9] : **TAZI Said** diagnostic des pannes par la logique floue « application au pendule inversé 2003 école nationale polytechnique (thèse).