

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي والبحث 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

AISSANI Abderrezak

&

ARRACHE Brahim

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

Thème

Etude et implémentation d'un estimateur flux et couple sur une carte DSP pour la commande DTC

Proposé par : M.TAIB Ali

Année Universitaire 2011-2012

Remerciements

Au terme de ce travail :

*Nous tenons à remercier tout d'abord **Dieu** le tout puissant et maître de l'univers qui nous a donné la force nécessaire, la fort volonté et la patience afin d'accomplir ce travail.*

*Nous remercions également par la même occasion, notre promoteur : **Mr : A.TAIB** pour l'aide quel nous a apporté, pour sa disponibilité, ainsi pour ses précieux conseils. Nous exprimons.*

Nos chaleureux remerciements à nos familles, qui Nous ont soutenus par leur Amours leurs encouragements et leur intérêt tout au long de nos études.

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

Enfin nous adressons nos reconnaissances à tous ceux qui nous ont aidés de prés ou de loin.

ملخص:

F2812 هذا العمل يتكون من تنفيذ تقدير الروتيني لتدفق وعزم الدوران المحرك غير متزامن لتحكم DTC على PSDSMT320 للعائلة C2000. خوارزمية تقدير عزم الدوران الكهرومغناطيسي والتدفق المغناطيسي من اكتساب التوترات و شدة التيار في كل مرحلة تتغذي فيها المحرك ، إلى القيام بذلك , TMS DSP320 F2812 , البرنامج (CCS) هي أدوات التطوير أجزاء من تصنيع وحياسة وعرض ". كلمات المفاتيح: DTC ; مقدر; DSP.

Résumé :

Ce travail consiste en une implémentation de routine d'estimation de couple et flux d'un moteur Asynchrone pour la commande DTC sur la carte DSP TMS320F2812 famille C2000.

Comme algorithme d'estimation de couple électromagnétique et flux magnétique à partir d'une acquisition des courants et des tensions de chaque phase alimente la machine, pour ce faire, la carte DSP TMS320F2812, le logiciel Code Composer (CCS) constituent les outils de développement des parties 'Acquisition, Traitement, Affichage'.

Mots clés : moteur asynchrone ; DTC ; Estimateur ; DSP.

Abstract :

This work consists of an implementation of routine estimation of flux and torque of an induction motor DTC control for the C2000 DSP TMS320F2812 family. Estimation algorithm as electromagnetic torque and magnetic flux from an acquisition current and voltages of each phase feeds the machine, to do this, the TMS320F2812 DSP, Code Composer software (CCS) are the development tools parts of the Acquisition, Processing, Display '.

Keywords: DTC ; Estimator ; DSP.

Listes des acronymes et abréviations

Paramètres du Modèle :

R_s	Résistance statorique.
R_r	Résistance rotorique.
L_s	L'inductance propre d'une phase statorique.
L_r	L'inductance propre d'une phase rotorique.
M	La mutuelle inductance entre phases statoriques et rotoriques.
J	Moment d'inertie du rotor.
p	Nombre de paires de pôles.

Variables électriques et mécaniques de la machine :

U	Tension continue à l'entrée de l'onduleur.
V_s	La tension statorique.
I_s	Le courant statorique.
I_r	Le courant rotorique.
φ_s	Le flux statorique.
φ_r	Le flux rotorique.
ω_s	La pulsation statorique.
ω_r	La pulsation rotorique.
Ω	La pulsation mécanique.
n_s	La vitesse de rotation en tour par seconde du champ tournant statorique.
n_m	La vitesse de rotation mécanique en tour par seconde du rotor.
g	Le glissement.
θ_r	L'angle électrique de rotor.
θ_s	L'angle électrique de stator.
σ	Coefficient de dispersion de Blondel.
τ_r	La constante de temps rotorique.
τ_s	La constante de temps statorique.
C_e	Le couple électromagnétique.
$\Delta\Gamma$	Seuil de l'hystérésis.
A	La matrice d'état de modèle MAS.
x	Vecteur colonne des flux et courants statoriques dans le domaine dq .

Indice :

a, b, c	Variables exprimées dans le repère fixe triphasé.
d, q	Variables exprimées dans le repère (d, q) tournant à la vitesse synchrone.
X	Variable représente soit q ou d .

Variables de commande et de régulation :

α, β	Variables exprimées dans le repère fixe biphasé (α, β) .
T_s	La période d'échantillonnage.
k_p, k_i	Le gain proportionnel et intégral de l'estimateur PI.
k	Le gain de l'intégrale de flux.
k_1	Le gain du dérivé de la phase.
SR	La sortie de régulateur PI.
$\omega_{r_estimée}$	La vitesse estimée de rotor.
$\omega_{r_consigne}$	La vitesse consigne de rotor.
S_1, S_2, S_3	Les secteurs qui représentent la position de rotor.
τ	Valeur binaire de couple.
ϕ	Valeur binaire de flux.

Abbreviation:

MAS	Machine Asynchrone.
DSP	Digital Signal Processors.
GTO	Gate Turn Off.
DTC	Direct torque control.
MLI	Modulation par Largeur d'Impulsion.
PWM	Pulse with modulation.
EV	Gestionnaire d'événement (Event Manager).
ADC	Convertisseur Analogique Numérique.
GPIO	Entrées et sorties à usage général (General Purpose Input/Output).
QEP	Encodeur incrémental (<i>Quadrature Encoder Pulse</i>).
E/S	Entrée/Sortie.

Liste des figures

Chapitre 1

Modélisation et alimentation de la machine asynchrone

Figure 1.1 : Représente la section d'un moteur asynchrone.	3
Figure 1.2 : Représente le champ magnétique dans une seule bobine.	4
Figure 1.3 : Représente l'emplacement des trois enroulements statorique et le déphasage influencé.	4
Figure 1.4 : Représente les caractéristiques de la charge et de moteur asynchrone.	5
Figure 1.5 : Représente les bobines du stator.	6
Figure 1.6 : Représente la relation interne des bornes de moteur asynchrone.	6
Figure 1.7 : Représente le montage triangle et le montage étoile de moteur au réseau triphasé.	7
Figure 1.8 : Le pas de passage de système abc à système $\alpha\beta$.	8
Figure 1.9 : Explication schématique de la transformation Park.	12
Figure 1.10 : Représente les notations relatives à l'onduleur.	18

Chapitre 2

Commande direct de couple (DTC)

Figure 2.1 : Schéma Synoptique du command DTC.	22
Figure 2.2 : Evaluation du vecteur flux statorique.	25
Figure 2.3 : Pilotage du vecteur flux statorique à l'aide des vecteurs tensions fournis par un onduleur à 2 niveaux.	25
Figure 2.4 : vecteur flux statorique, rotorique et d fuit.	26
Figure 2.5 : réglage du couple électromagnétique en agissant sur le vecteur tension fournis par un onduleur à 2 niveaux.	26
Figure 2.6 : Découpage du plan dq en six secteurs angulaire.	27

Chapitre 3

Estimation des grandeurs de la machine asynchrone et simulation

Figure 3.1 : La structure globale de la commande DTC pour la simulation.	31
Figure 3.2 : Régulateur PI sous simulink.	32
Figure3.3 : hystérésis à trois niveaux.	32
Figure3.4 : hystérésis à deux niveaux.	33
Figure3.5 : bloc simulink de la table délocalisation.	33
Figure3.6 : système des entrées et des sorties de l'onduleur.	34
Figure 3.7 : Bloc de modèle MAS.	34
Figure 3.8 : Bloc qui calcule le module et la phase du flux.	35

Figure 3.10. Les blocs simulink globale de la commande DTC.	37
Figure 3.11 : Evolutin des différents paramètres en réponse à un échelon de la vitesse et de flux.	39
Figure 3.12 : L'influence des seuils appliquent au flux et couple.	40

Chapitre 4

DSP et implémentation

Figure 4.1 : Banc d'essai.	43
Figure 4.2 : Schéma synoptique du dispositif expérimental.	44
Figure 4.3 : Montre la carte eZdsp F2812.	45
Figure 4.4 : Bloc fonctionnel du TMS320F2812.	46
Figure 4.5 : Affectation des pins GPIO.	47
Figure 4.6 : Les registres GPIOxMUX/DIR de l'unité ADC.	49
Figure 4.7 : Les registres GPIOxDAT de l'unité ADC.	51
Figure 4.8 : Module ADC.	52
Figure 4.9 : Schéma block du module ADC en mode Séquencer double.	53
Figure 4.10 : Les registres de l'unité ADC.	54
Figure 4.11 : Bloc fonctionnel du gestionnaire d'événement du TMS320F2812	55
Figure 4.12 : Schéma Block Event Manager.	56
Figure 4.13 : Les Registre de GP Timer.	56
Figure 4.14 : Les Registre de Full Compar.	57
Figure 4.15 : Génération d'un signal PWM.	57
Figure 4.16 : Illustrative du fonctionnement de l'unité de capture.	58
Figure 4.17 : Schéma illustre le fonctionnement d'un encodeur incrémental.	58
Figure 4.18 : Localisation de l'unité QEP dans EVA.	60
Figure 4.19 : Schéma illustre le principe pour déterminer le sens de rotation.	61
Figure 4.20 : Environnement de développement CCS.	61
Figure 4.21 : Démarche de développement.	62

Liste des tableaux

Chapitre 1

Modélisation et alimentation de la machine asynchrone

Tableau 1.1 : Les symboles électriques d'un moteur asynchrone triphasé.	3
--	---

Chapitre 2

Commande direct de couple (DTC)

Tableau 2.1 : Lien entre tension statorique et la séquence de commutation.	23
Tableau 2.3 : Tableau de localisation pour le DTC.	28

Chapitre 3

Estimation des grandeurs de la machine asynchrone et simulation

Tableau 3.1 : La table de correction d'angle	37
Tableau 3.2 : Les paramètres interne de MAS	38

SOMMAIRE

Introduction générale.....	1
Chapitre 1 Modalisation et alimentation de la machine asynchrone.....	3
1.1 Introduction.....	3
1.2 La méthode de travail.....	4
1.3 La symbolisation d'un moteur asynchrone.....	5
1.4 Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone.....	6
1.5 Caractéristique de moteur asynchrone.....	7
1.7 Le bobinage de moteur asynchrone.....	7
1.8 Modalisation de la machine asynchrone.....	8
1.8.1 Les équations générales des flux et des tensions du la machine asynchrone.....	8
1.8.2 La représentation de glissement.....	9
1.8.3 La transformation triphasé-diphasé.....	10
1.9 Alimentation d'une machine asynchrone.....	17
1.9.1 L'onduleur de tension.....	17
1.9.2 Concepts de modalisation.....	18
1.10 Conclusion.....	20
Chapitre 2 La Commande Direct de Couple.....	21
2.1 Introduction.....	21
2.2 Commande scalaire.....	21
2.3 La commande vectorielle.....	22
2.4 Principe de fonctionnement de la commande DTC.....	22
2.5 Commande de flux statorique et du couple électromagnétique.....	23
2.5.1 Transformation de Park.....	23
2.5.2 Valeurs des tensions statorique.....	24
2.6 Règle qualitatives d'évaluation de l'état électromagnétique de la ma chine avec alimentation par onduleur à deux niveaux.....	25
2.6.1 Effet d'un vecteur tension sur l'évaluation du vecteur flux statorique.....	25
2.6.2 Effet d'un vecteur tension sur l'amplitude du couple.....	26
2.7 Commande par hystérésis du flux statorique et du couple électromagnétique.....	28
2.8 Conclusion.....	31

Chapitre 3 Estimation des grandeurs de la machine asynchrone et simulation.....	32
3.1 Introduction.....	32
3.2 La structure générale.....	32
3.2.1 Bloc régulateur PI.....	32
3.2.2 Blocs relais.....	33
3.2.3 Bloc table de location.....	34
3.2.4 Bloc onduleur.....	34
3.2.5 Bloc Park.....	35
3.2.6 Bloc MAS.....	35
3.2.7 Bloc estimateurs.....	36
3.3 Simulation et résultats.....	38
3.3.1 La consigne de la vitesse et de flux constants.....	40
3.3.2 influence des relais.....	41
3.4 Conclusion.....	43
Chapitre 4 DSP & Implémentation.....	44
4.1 Introduction.....	44
4.2 Banc d'essai.....	44
4.3 Description des éléments du banc d'essai.....	46
4.3.1 Le Kit de développement.....	46
4.3.2 Les cartes électriques réalisées.....	60
4.3.3 Outil de développement.....	61
4.3.4 Processus de programmation.....	62
4.4 Implémentation.....	63
4.4.1 Acquisition des courants et des tensions.....	63
4.4.2 Acquisition de la vitesse.....	64
4.5 Résultats de l'implémentation.....	65
4.5.1 Initiation du DSP.....	66
4.5.2 Résultats.....	67
4.6 Conclusion.....	70
Conclusion générale.....	71
Annexe A	
Annexe B	

Introduction générale

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 vitesse variable. Cette difficulté réside essentiellement dans le couplage des grandeurs de contrôle, mais aujourd'hui la nouvelle technologie est dans le domaine de l'informatique industrielle que dans le domaine d'électronique de puissance.

La commande vectorielle impose généralement le pilotage d'un convertisseur de puissance à travers un modulateur de puissance qui concerne alors de technique de modulation à large d'impulsion (MLI). Pour cela un nouveau concept de commande de la machine asynchrone, qui prend le nom de contrôle direct du couple ou bien DTC et qu'il est représenté comme un grand concurrentiel pour la commande vectorielle.

La commande directe est à leur origine basée 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 localisation, alors la commande DTC dépose plusieurs avantages. Ce mémoire est organisé en quatre chapitres comme suit :

- Dans le premier chapitre nous parlons de la modalisation du système machine asynchrone-onduleur qu'il décompose aux trois parties. La première partie nous commençons par la description de la machine asynchrone plus les types de branchement puis les différents types de transformation triphasé-biphasé. Dans la deuxième partie nous donnons la représentation mathématique de la machine asynchrone liée au stator dans un référentiel triphasé avons utilisé la transformation de Park pour réduire sa représentation à un référentiel biphasé. Dans la troisième partie nous procéderons à la modélisation de l'onduleur deux niveaux.
- Dans le deuxième chapitre nous parlons de la commande DTC, premier mot nous donnons une définition de la commande scalaire puis nous exposerons les principes de fonctionnement de la commande vectorielle des machines asynchrones et le principe de fonctionnement de la commande DTC de plus représentons les valeurs de tensions statoriques d'après les séquences de commutation et finalement nous imposons les types de correction flux et couple.
- Un troisième chapitre présente l'estimation et leurs résultats simulink sous MATLAB pour la première partie on a présenté la structure générale de la commande après nous expliquons de chaque partie de ce dernier. Dans la deuxième partie nous donnons la table des valeurs des paramètres de moteur

asynchrone utilisé, la structure globale de simulation et on note les résultats nécessaires de la machine.

- Un dernier chapitre, nous exposons la description sur la carte eZdspF2812 ainsi que la configuration de différents outils d'interface utilisés de la carte, pour la deuxième partie présente le côté hard par réalisation des cartes d'acquisitions pour les courants-tensions et alimentation. Dans troisième partie nous proposons les résultats d'implémentation sur DSP.

Enfin, nous concluons cette thèse en présentant les perspectives quant à la poursuite de ces travaux qui peuvent être envisagées.

1.1 Introduction

Les machines électrique ou machines tournante sont des dispositifs électriques qui permettent de générer un mouvement ou une énergie mécaniques à partir d'une énergie électrique. Elles sont designers à vue l'exploitation à grande échelle dans l'industrie. Ce qui engendre un progrès particulier pour ce qui concerne la recherche de techniques de contrôle de ces machines, depuis son invention et sa découverte, la machine asynchrone à attirer une attention particulière des industriels et elle est devenu l'actionneur le plus important parmi les machines tournantes. Elle est caractérisée par sa simplicité de conception, de fabrication, d'autre tien, de robustesse et peu couteuse avec un excellent rendement.

Cette simplicité s'accompagne d'une complexité de contrôle à cause des non-linéarités de son modèle mathématique et de caractère fortement couplé de ses variables d'état liées aux interactions électrique entre le stator et le rotor.

Dans ce chapitre nous avons utilisé les déférents types de méthode mathématique pour avoir démontrés le modèle de la machine asynchrone de notre choix qui est acceptable avec le type de commande choisissant qui pauvre être implémenté sur le DSP.

1.2 La méthode de travail

L'établissement des différentes relations qui constituent le système est en vue de la commande de ce dernier car la conception d'un système de commande en temps réel passe nécessairement par une étape de modalisation. La théorie généralisée des machines électriques triphasées classiques, est basée sur la transformation de Park qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à deux axes perpendiculaires électriquement.

L'étude et l'analyse du moteur asynchrone consiste à obtenir un modèle mathématique représentatif du fonctionnement. Ce qui permet de prévoir le comportement de ces systèmes et l'évolution des variables d'état de ce dernier sous l'action d'un événement particulière avec une prise en compte de toutes les simplifications possibles et leurs influences sur les résultats de synthèse.

En choisissant un type de modèle d'un moteur asynchrone lié au stator avec la considération d'un système triphasé équilibré, sans saturation des circuits magnétique, les pertes fer sont négligées et la récupération de la force magnétomotrice est sinusoïdale.

1.3 La symbolisation d'un moteur asynchrone

Voici la forme générale qui représente l'emplacement de bobinage, rotor et stator :

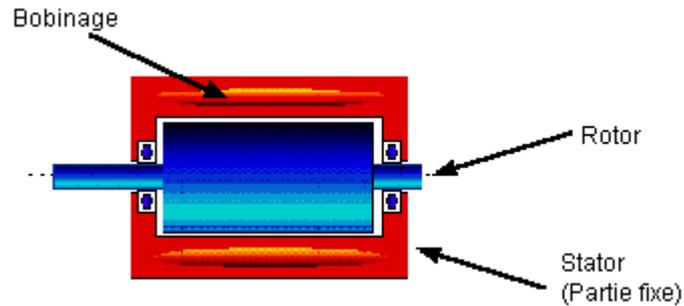


Figure 1.1. Représente la section d'un moteur asynchrone.

La table suivante représente les symboles électriques d'un moteur asynchrone triphasé:

Moteur asynchrone triphasé à rotor en court-circuit représenté non couplé	Moteur asynchrone triphasé couplé en étoile	Moteur asynchrone triphasé à rotor bobiné couplé en triangle
<p>Le symbole est un cercle contenant 'M' et '3~'. Les bornes d'entrée sont U1, V1, W1 et les bornes de sortie sont W2, U2, V2. Une ligne avec un trait de rupture est à droite.</p>	<p>Le symbole est un cercle contenant 'M' et '3~ Y'. Les bornes d'entrée sont U1, V1, W1 et les bornes de sortie sont U2, V2, W2. Une ligne avec un trait de rupture est à droite.</p>	<p>Le symbole est un cercle contenant 'M' et '3~ Δ'. Les bornes d'entrée sont U1, V1, W1 et les bornes de sortie sont K, L, M. Une ligne avec un trait de rupture est à droite.</p>

Tableau 1.1. Les symboles électriques d'un moteur asynchrone triphasé.

1.4 Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone

Le principe des moteurs à courants alternatifs réside dans l'utilisation d'un champ magnétique tournant produit par des tensions alternative. La circulation d'un courant dans une bobine crée un champ magnétique B (Figure 1.2), ce champ magnétique est dans l'axe de la bobine, sa direction et son intensité est en fonction du courant I .

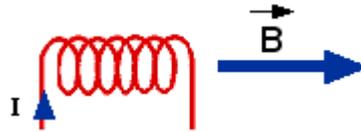


Figure 1.2. Représente le champ magnétique dans une seule bobine.

Pour les courants alternatifs le champ magnétique varie en sens et en direction à la même fréquence que le courant.

Dans le cas du moteur triphasé, les trois bobines sont disposées dans le stator à un angle de 120° 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.

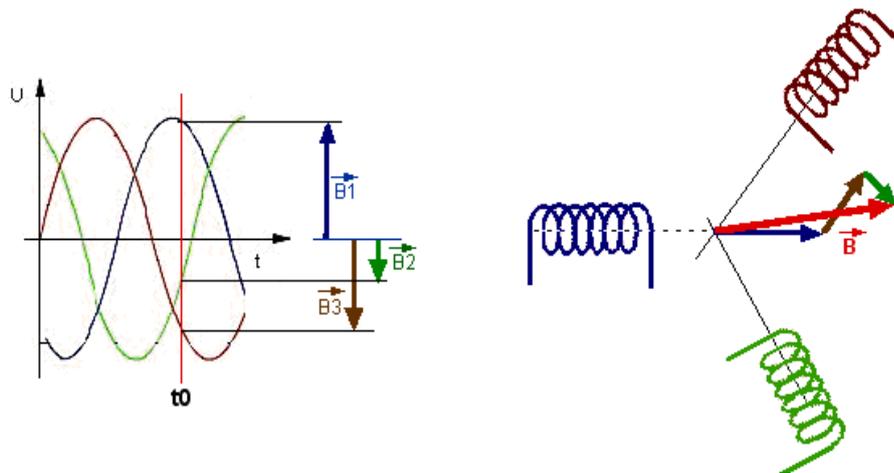


Figure 1.3. Représente l'emplacement des trois enroulements statorique et le déphasage influencé.

Les trois enroulements statorique créent donc un champ magnétique tournant, sa fréquence de rotation est nommée fréquence de synchronisme.

Le stator est constituées des barres d'aluminium noyées dans un circuit magnétique, ces barres sont reliées à leur extrémité par deux anneaux conducteurs et constituent

une cage d'écuriel qui est en fait un bobinage à grosse section et très faible résistance.

Cette cage est balayée par le champ magnétique tournant, les conducteurs sont alors traversés par des courants de Foucault induit. Les courants circulent dans les anneaux formés par la cage, les forces de Laplace qui en résultent exercent un couple sur le rotor qui est un circuit fermé sur lui-même, ou bien leurs bobines sont court-circuitées, d'après la loi de Lenz, les courants induits s'opposent par leurs effets à la cause qui leur a donné naissance. Le rotor tourne dans le même sens que le champ mais avec une vitesse légèrement inférieure à la vitesse de synchronisme de ce dernier, alors 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 il y aurait disparition des courants induits et donc des forces de Laplace et du couple moteur. Les deux fréquences de rotation ne peuvent donc pas être synchrones, c'est pour sa il est sous le nom de moteur asynchrone [1].

1.5 Caractéristique de moteur asynchrone

Le couple varie avec la fréquence de rotation pour le moteur et pour la charge entraînée. Les caractéristiques du moteur et de la charge se croisent au point de fonctionnement pour lequel les couples moteurs et résistants sont identiques.

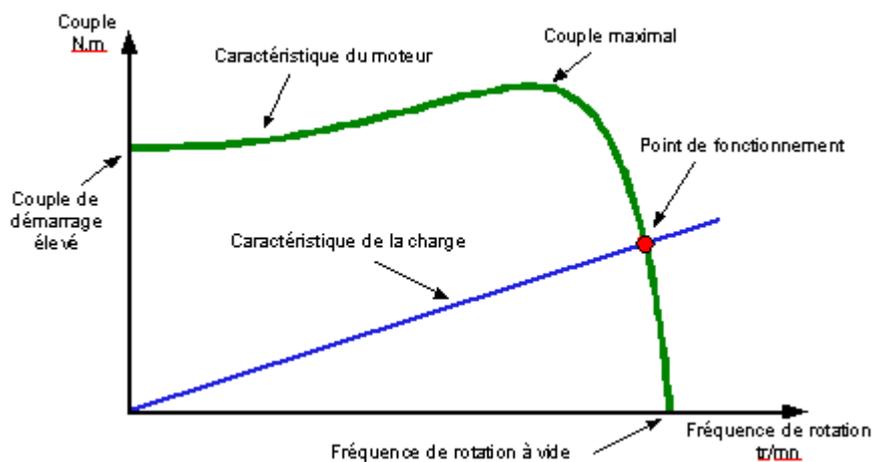


Figure 1.4. Représente les caractéristiques de la charge et de moteur asynchrone.

De plus on peut compter les caractères suivant :

- A vide, le courant est non négligeable, mais la puissance absorbée est surtout réactive.
- Le couple et le courant de démarrage sont importants.
- L'intensité du courant absorbée augmente avec le glissement.
- La machine asynchrone peut démarrer en charge.

1.6 Le bobinage de moteur asynchrone

Les bobines sont logées dans les encoches du stator. S'il y a une paire de pôle magnétique pour chacune des trois phases, la fréquence de synchronisme est alors de 3000 tr/mn. Si on augmente le nombre de paires de pôles, il est possible d'obtenir des moteurs avec des fréquences de rotation différentes, par exemple, si on a un pair de pôle sa fait bien on a une fréquence de 3000 tr/mn et si on augmente le nombre des paires de pôles a deux la fréquence doit être diminuée a une valeur de 1500 tr/mn.

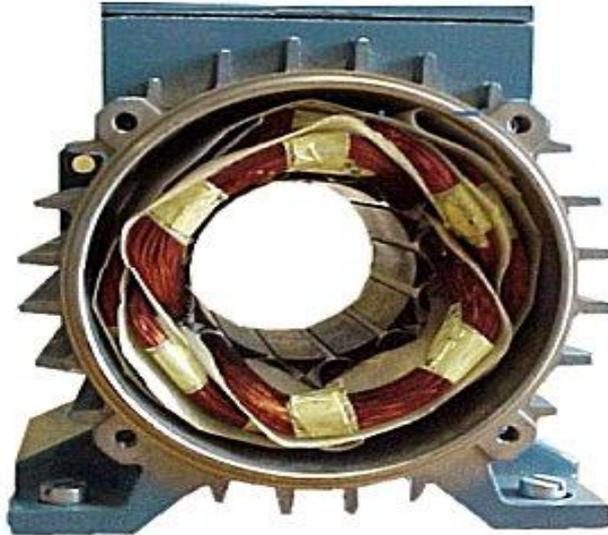


Figure 1.5. Représente les bobines du stator.

Le branchement des bobines sur le réseau se fait au niveau de la plaque à borne située sur le dessus du moteur. On dispose ainsi de six connexions, une pour chacune des extrémités des trois bobines. Les bornes sont reliées aux bobines selon le schéma suivant :

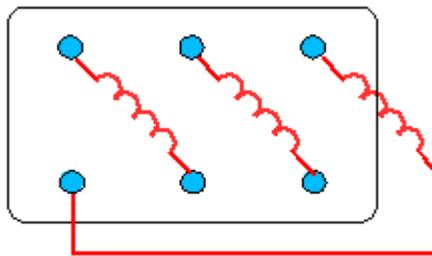


Figure 1.6. Représente la relation interne des bornes de moteur asynchrone.

1.7 Le branchement du moteur asynchrone

Il existe deux possibilités de branchement du moteur au réseau électrique triphasé, le montage en étoile et le montage en triangle. Avec le branchement en étoile, la tension aux bornes de chacun des bobines est d'environ 230V, est nommée la tension simple.

Dans le branchement triangle, chacune des bobines est alimentée avec la tension nominale du réseau de valeur 400V ou bien la tension composée.

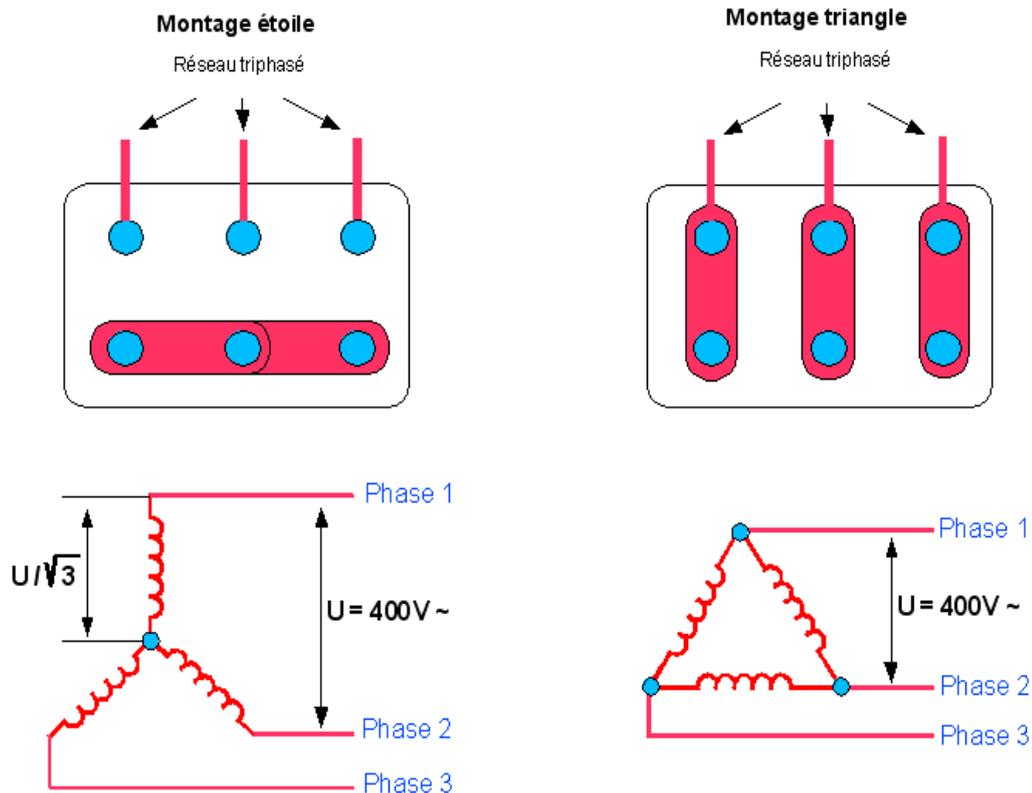


Figure 1.7. Représente le montage triangle et le montage étoile de moteur au réseau triphasé.

1.8 Modèle de la machine asynchrone

1.8.1 Les équations générales des flux et des tensions de la machine asynchrone

Pour cette mise en équation, nous supposons que le bobinage est réparti de manière à donner une f.m.m. sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.

Nous supposons également que nous travaillons en régime non saturé. Nous négligeons le phénomène d'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau. Enfin, le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié.

Ces choix signifient entre autres que :

- Les flux sont additifs.
- Les inductances propres sont constantes.
- Il y a une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique.

A l'aide de la référence [1] en à attribuée les équations suivant :

D'après la loi de Faraday en écrire :

$$V = R \cdot I + \frac{d\varphi}{dt} \quad (1.1)$$

Et voici l'équation résumée pour les trois phases statoriques par une écriture matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = R_s \cdot \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

De même pour les trois phases rotoriques, puisque le rotor est court-circuité ses tensions sont nulles :

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = R_r \cdot \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

Les flux totaux statoriques et rotoriques s'expriment respectivement sous la forme:

$$\begin{cases} \varphi_{abcs} = [L_s] \cdot [I_{abcs}] + [M] \cdot [I_{abcr}] \\ \varphi_{abcr} = [M]^t \cdot [I_{abcs}] + [M] \cdot [I_{abcr}] \end{cases} \quad (1.4)$$

Equation (1.4) s'écrivent aussi :

$$\begin{cases} \varphi_{as} = L_s \cdot I_{as} + M \cdot I_{ar} \\ \varphi_{bs} = L_s \cdot I_{bs} + M \cdot I_{br} \\ \varphi_{cs} = L_s \cdot I_{cs} + M \cdot I_{cr} \end{cases} \quad (1.5)$$

Et (1.5) comme :

$$\begin{cases} \varphi_{ar} = L_r \cdot I_{ar} + M \cdot I_{as} \\ \varphi_{br} = L_r \cdot I_{br} + M \cdot I_{bs} \\ \varphi_{cr} = L_r \cdot I_{cr} + M \cdot I_{cs} \end{cases} \quad (1.6)$$

1.8.2 La représentation de glissement

Les courants alternatifs dans le stator créent un champ magnétique tournant à la pulsation de synchronisme et le rotor tourne à une vitesse plus petite que la vitesse de synchronisme. On dit que le rotor « glisse » par rapport au champ tournant et ce glissement dépend de la charge [2].

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

Avec :

$$\begin{cases} n_s = \frac{\omega_s}{2\pi p} \\ n_m = \frac{\omega_m}{2\pi p} \end{cases} \quad (1.8)$$

n_s : est la vitesse de rotation en tour par seconde du champ tournant statorique.

n_m : est vitesse de rotation mécanique en tourne par seconde du rotor.

1.8.3 La transformation triphasé-diphasé

Le but de l'utilisation de cette transformation c'est de passer d'un système triphasé abc vers un système biphasé $\alpha\beta$. Il existe principalement deux transformations Clarke et Concordia.

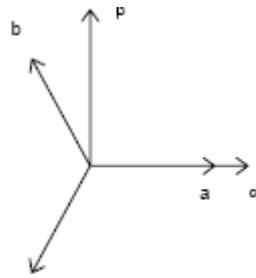


Figure 1.8. Le plan de passage de système abc à système $\alpha\beta$.

a La transformation de Clarke

La transformation de Clarke conserve l'amplitude des grandeurs, mais pas la puissance ni le couple. Sa vaut dire il doit multiplier par un coefficient $(3/2)$. En écrit la loi de transformation sous la forme suivant :

$$[X_{\alpha\beta}] = C_{23}[X_{abc}] \quad (1.9)$$

Avec :

$$C_{23} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

Pour le passage d'un système diphasé $(\alpha\beta)$ vers un système triphasé (abc) en écrit la loi de transformé inverse sous la forme suivant :

$$[X_{abc}] = C_{32}[X_{\alpha\beta}] \quad (1.11)$$

Avec :

$$C_{32} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

b La transformation de Concordia

La transformation de Concordia conserve la puissance mais pas les amplitudes. Sa vaut dire il doit multiplier par un coefficient ($\sqrt{2/3}$).

En écrit la loi de transformation sous la forme suivant :

$$[X_{\alpha\beta}] = T_{23}[X_{abc}] \quad (1.13)$$

Avec :

$$T_{23} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

Pour le passage d'un système diphasé $\alpha\beta$ vers un système triphasé abc en écrit la loi de transformé inverse sous la forme suivant:

$$[X_{abc}] = T_{32}[X_{\alpha\beta}] \quad (1.15)$$

Avec :

$$T_{32} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

Alors le choix de matrice de passage non normée (Clarke) est bien pratique en commande où l'on traite des grandeurs dq . En effet, cela permet, par exemple, d'apprécier directement le module du courant qui est absorbé par le moteur, sans avoir à passer par un coefficient multiplicateur. Mathématiquement parlant, le choix d'une matrice normée (Concordia) est souvent utilisé pour des raisons de symétrie de transformation directe et inverse. Nous allons utiliser la transformation de Concordia dans notre modélisation. Son application aux équations de la machine écrites ci-dessous donne :

$$T_{32}[V_{abcs}] = [V_{\alpha\beta s}] T_{32} \left\{ R_s \cdot [I_{abcs}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{abcs}] \right\} \quad (1.17)$$

$$[V_{\alpha\beta s}] = R_s \cdot T_{32}[I_{abcs}] + \frac{d}{dt} T_{32}[\varphi_{abcs}] \quad (1.18)$$

$$[V_{\alpha\beta s}] = R_s \cdot [V_{\alpha\beta s}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{\alpha\beta s}] \quad (1.19)$$

D'où :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} = R_s \cdot \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{\alpha s} \\ \varphi_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

On a alors réduit le système de trois équations à deux équations. De même pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha r} \\ V_{\beta r} \end{bmatrix} = R_r \cdot \begin{bmatrix} I_{\alpha r} \\ I_{\beta r} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{\alpha r} \\ \varphi_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

Ainsi que pour l'écriture de flux en fonction des courants. L'intérêt pour les flux, c'est que les matrices trois lignes et trois colonnes des inductances vont être réduites à des matrices deux lignes et deux colonnes. Alors on écrit la matrice comme suivant :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{\alpha s} \\ \varphi_{\beta s} \\ \varphi_{\alpha r} \\ \varphi_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M \cos(\theta) & -M \sin(\theta) \\ 0 & L_s & M \sin(\theta) & M \cos(\theta) \\ M \cos(\theta) & M \sin(\theta) & L_r & 0 \\ -M \sin(\theta) & M \cos(\theta) & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \\ I_{\alpha r} \\ I_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

Où la matrice $P(\theta)$ est la matrice de rotation :

$$P(\theta) \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (1.23)$$

On dispose à présent d'une modalisation de la machine asynchrone dans deux repères : Les grandeurs statoriques sont exprimées dans le repère $\alpha\beta$ stator et les grandeurs rotoriques sont dans le repère $\alpha\beta$ rotor. Il faut exprimer toute la modélisation dans un repère commun.

En effet, si l'on examine la matrice des inductances précédant, on s'aperçoit que les grandeurs statoriques sont liées aux grandeurs rotoriques à travers l'angle θ .

On choisit alors de transformer les grandeurs statoriques et les grandeurs rotoriques vers un repère commun dit dq et ceci à l'aide de deux transformations dans le plan qui sont des rotations. Ce sont ces transformations ainsi que la transformation de Concordia ou de Clarke qui constitue la transformation de Park.

c Transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasé-diphasé suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère abc vers le repère $\alpha\beta$ puis vers le repère dq . Le repère $\alpha\beta$ est fixe par rapport au repère abc Figure 1.7, 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.

Revenons au choix de ces angles de transformation pour chaque ensemble de grandeurs statoriques et rotoriques. Si l'on note par θ_s et θ_r les angles de la transformation de Park des grandeurs statoriques et rotoriques respectivement, il existe une relation qui lie et qui simplifie les équations et par la même le modèle final.

Les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotoriques doivent coïncider pour simplifier ces équations. Ceci se fait en liant les angles θ_s et θ_r par la relation :

$$\theta_s = \theta + \theta_r \quad (1.24)$$

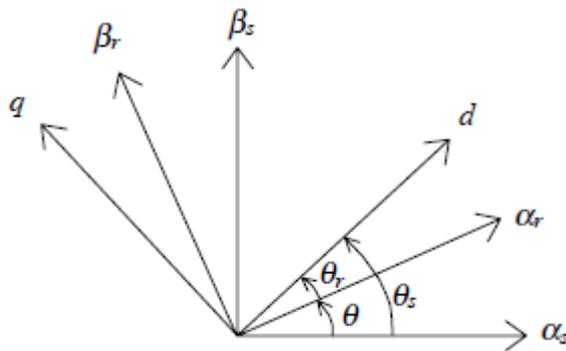


Figure 1.9. Explication schématique de la transformation Park.

Les grandeurs statoriques sont transformées :

$$[X_{\alpha\beta s}] = P(\theta_s)[X_{dq s}] \quad (1.25)$$

Et les grandeurs rotoriques également :

$$[X_{\alpha\beta r}] = P(\theta_r)[X_{dq r}] \quad (1.26)$$

Les équations aux tensions deviennent :

$$[V_{dqs}] = R_s \cdot [I_{dqs}] + \dot{\theta}_s P\left(\frac{\pi}{2}\right) [\varphi_{dqs}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{dqs}] \quad (1.27)$$

$$[V_{dqr}] = R_r \cdot [I_{dqr}] + \dot{\theta}_r P\left(\frac{\pi}{2}\right) [\varphi_{dqr}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{dqr}] \quad (1.28)$$

Avec :

$$\begin{cases} \dot{\theta}_s = \omega_s \\ \dot{\theta}_r = \omega_r \end{cases} \quad (1.29)$$

Où $\dot{\theta}_s$ et $\dot{\theta}_r$ sont les dérivées des angles des transformations de Park des grandeurs statoriques et rotoriques respectivement.

Cependant, c'est au niveau de l'écriture des flux que ça devient intéressant et d'après les équations (1.8), (1.9), (1.10), (1.11), (1.12) et (1.13) avec la transformation de Park nous trouverons le système matriciel suivant :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (1.30)$$

En effet, les sous matrices sont maintenant diagonales et ne dépendent plus de θ (l'angle électrique entre le stator et le rotor).

Le système matriciel peut également être écrit sous la forme suivante :

$$\varphi_{ds} = L_s I_{ds} + M \cdot I_{dr} \quad (1.31)$$

$$\varphi_{qs} = L_s I_{qs} + M \cdot I_{qr} \quad (1.32)$$

$$\varphi_{dr} = L_r I_{dr} + M \cdot I_{ds} \quad (1.33)$$

$$\varphi_{qr} = L_r I_{qr} + M \cdot I_{qs} \quad (1.34)$$

Et les tensions :

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega \varphi_{qs} \quad (1.35)$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} - \omega \varphi_{ds} \quad (1.36)$$

$$V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega \varphi_{qs} = 0 \quad (1.37)$$

$$V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} - \omega \varphi_{dr} = 0 \quad (1.38)$$

En générale:

$$\omega = \omega_s - \omega_r = \dot{\theta} = p \cdot \Omega \quad (1.39)$$

En générale: $\omega = \omega_s - \omega_r = \dot{\theta} = p \cdot \Omega$

Nous avons exprimé les équations de la machine, mais il reste également le couple électromagnétique. Ce dernier peut être dérivé de l'expression de la co-énergie ou obtenu à l'aide d'un bilan de puissance. Il en résulte plusieurs expressions toutes égales (où p est le nombre de paires de pôles) :

$$C_e = \frac{3}{2} p (\varphi_{ds} I_{qs} - \varphi_{qs} I_{ds}) \quad (1.40)$$

C'est cette dernière expression que nous allons utiliser dans la commande vectorielle qui sera présentée par le chapitre suivant.

Jusqu'à présent, nous avons exprimé les équations et les grandeurs de la machine dans un repère dq qui fait un angle électrique θ_s avec le stator et qui fait également un angle électrique θ_r avec le rotor mais qui n'est pas défini par ailleurs, c'est-à-dire qu'il est libre.

Il existe trois choix important. On peut fixer le repère dq au stator, au rotor ou champ tournant. Rappelons que le repère dq est le repère mobile, c'est-à-dire qu'il nous appartient de calculer les angles des transformations de Park θ_s et θ_r afin d'effectuer les rotations.

Dans notre cas nous choisissons le repaire lié au stator, alors les équations des tensions de Park sont :

$$\begin{cases} \omega_s = 0 \\ \omega_r = -\omega = -p \cdot \Omega \end{cases} \quad (1.41)$$

Nous pouvant alors écrire :

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} \quad (1.42)$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} \quad (1.43)$$

$$V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - p \cdot \Omega \cdot \varphi_{qs} = 0 \quad (1.44)$$

$$V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} - p \cdot \Omega \cdot \varphi_{dr} = 0 \quad (1.45)$$

En a essayer d'écrire notre modèle sous la forme d'équation d'état linéaire suivant :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (1.46)$$

Avec :

$$\dot{X} = \begin{bmatrix} \dot{\varphi}_{ds} \\ \dot{\varphi}_{qs} \\ \dot{i}_{ds} \\ \dot{i}_{qs} \end{bmatrix}, X = \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \\ I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \text{ et } U = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} \quad (1.47)$$

En tirant les deux courants rotoriques à partir des équations (1.33) et (1.34) :

$$I_{dr} = \frac{\varphi_{ds} - L_s I_{ds}}{M} \quad (1.48)$$

$$I_{qr} = \frac{\varphi_{qs} - L_s I_{qs}}{M} \quad (1.49)$$

Remplaçant les deux équations précédant dans les équations (1.31) et (1.32) :

$$\varphi_{dr} = \frac{L_r}{M} (\varphi_{ds} - L_s I_{ds}) + M I_{ds} \quad (1.50)$$

$$\varphi_{qr} = \frac{L_r}{M} (\varphi_{qs} - L_s I_{qs}) + M I_{qs} \quad (1.51)$$

Puisque en remplaçant (1.48), (1.49) et (1.50) dans (1.44) et (1.45) et avec les simplifications nous trouverons les équations finales suivant:

$$\frac{d\varphi_{ds}}{dt} = V_{ds} - R_s \cdot I_{ds} \quad (1.52)$$

$$\frac{d\varphi_{qs}}{dt} = V_{qs} - R_s \cdot I_{qs} \quad (1.53)$$

$$\frac{dI_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} \right) I_{ds} - P\Omega i_{qs} + \frac{1}{\sigma L_s \tau_r} \varphi_{ds} + \frac{1}{\sigma L_s} P\Omega \varphi_{qs} \quad (1.54)$$

$$\frac{dI_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} \right) I_{qs} + P\Omega i_{ds} + \frac{1}{\sigma L_s \tau_r} \varphi_{qs} - \frac{1}{\sigma L_s} P\Omega \varphi_{ds} \quad (1.55)$$

Et l'équation de la vitesse est :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{p}{J} (C_e - C_r) - \frac{f}{J} \Omega_r \quad (1.56)$$

Sachant que:

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s}, \quad \frac{M^2}{L_r L_s}, \quad \tau_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (1.57)$$

Alors on peut écrire sous la forme d'équation d'état (1.46) :

$$\begin{bmatrix} \dot{\varphi}_{ds} \\ \dot{\varphi}_{qs} \\ \dot{i}_{ds} \\ \dot{i}_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -R_s \\ \frac{1}{\sigma L_s \tau_r} & \frac{1}{\sigma L_s} p\Omega & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} \right) & -p.\Omega \\ -\frac{1}{\sigma L_s} p\Omega & \frac{1}{\sigma L_s \tau_r} & p.\Omega & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} \quad (1.58)$$

1.9 Alimentation de la machine asynchrone

Cette partie est dédiée pour la présentation du système d'alimentation à convertisseurs de puissance. Une des applications des convertisseurs statiques de puissance est l'alimentation des moteurs électriques via les variateurs de vitesse qui permettent de commander les machines tournantes en contrôlant précisément leurs couples et leurs vitesses. Ce convertisseur statique représente un nouveau mode de conversion d'énergie où le rôle de ce dispositif est permettre la modification de la forme de l'énergie électrique qu'il transmet.

Le modèle complet de ce convertisseur statique qu'on a choisi pour le moteur asynchrone triphasé est une simple mise en cascade d'un redresseur, filtre et onduleur. Afin de faire varier la vitesse et contrôler le couple des moteurs asynchrones il est nécessaire de faire varier simultanément l'amplitude et la fréquence de la tension ou courant d'alimentation. La variation de l'amplitude et de la fréquence est assurée par un onduleur commandé. L'onduleur de tension qui reçoit son énergie des batteries ou d'un réseau alternatif redressé via un redresseur [2].

1.9.1 L'onduleur de tension

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristors GTO pour les grandes puissances. Le principe de fonctionnement reste très proche de celui du hacheur, c'est-à-dire que le séquençage imposé aux interrupteurs statiques réalise une modulation de largeur des impulsions de tension appliquées aux enroulements statoriques de la machine [1].

1.9.2 Concepts de modélisation

Les trois cellules de commutation formant un onduleur triphasé sont bidirectionnelles en courant. Dans l'hypothèse réaliste de la conduction continue, on montre que chaque groupe transistor-diode, assemblés en parallèle, forme un interrupteur bi-commandable (à l'ouverture et à la fermeture) dont l'état apparait complémentaire de celui qui lui est associé pour former ainsi un bras de commutation : par exemple K11 et K12.

1.9.3 Principe de fonctionnement des sections

On a K_{ci} qui représente chaque des différents interrupteur disponible telle que les indices (c prendre les valeurs [1, 2, 3], i prendre les valeurs [1,2]), on suppose que f_{ci} sont les fonctions de connexion qui introduites par les interruptions précédant et jouant sur les courants i_{ci} qui traverse puis les tensions V_{ci} à ses bornes, on le représente par la forme d'équation suivant :

$$I_{ci} = f_{ci} \cdot I_{ci} \text{ et } V_{ci} = (1 - f_{ci})V_{ci} \quad (1.59)$$

Ainsi que :

- $f_{ci} = 0$ Pour interrupteur ouvert.
- $f_{ci} = 1$ Pour interrupteur fermé.
- I_{ci} et V_{ci} sont respectivement les courants et les tensions commutées.
- Voir la figure suivant :

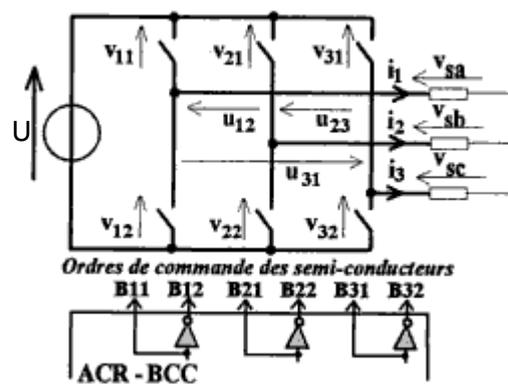


Figure 1.10. Représente les notations relatives à l'onduleur.

Comme notation: $V_{sa} = V_{as}$, $V_{sb} = V_{bs}$ et $V_{sc} = V_{cs}$.

I_{ci} : est représenté ici les courants dans la charge I_1, I_2 ou I_3 , V_c sont les tensions qui représente la tension d'alimentation U réalisée, pour chaque cellule on a deux interrupteurs qui fonctionnent, une fois que nous donnons la main d'activation ou de

désactivation (fermeture ou ouverture) il doit réaliser l'expression fonctionnel $f_{c1} + f_{c2} = 1$.

Comme nous avons dans le (Figure1.10), l'onduleur est alimenté par une source de tension continue constante d'amplitude U, alors on attiré les expressions des tensions composées suivant :

$$U_{12} = V_{as} - V_{bs} = V_{21} - V_{11} \quad (1.60)$$

$$U_{23} = V_{bs} - V_{cs} = V_{31} - V_{21} \quad (1.61)$$

$$U_{31} = V_{cs} - V_{as} = V_{11} - V_{31} \quad (1.62)$$

D'après les équations (1.59), (1.60), (1.61) et (1.62) en déduire les équations des tensions composées en fonction des fonctions de connexion f_{ci} .

$$U_{12} = U(f_{21} - f_{11}) \quad (1.63)$$

$$U_{23} = U(f_{21} - f_{31}) \quad (1.64)$$

$$U_{31} = U(f_{31} - f_{11}) \quad (1.65)$$

Il dévient alors trouvera les équations des tensions simples V_{as} , V_{bs} et V_{cs} :

$$V_N = \frac{1}{3}(V_{12} + V_{22} + V_{32}) \quad (1.66)$$

$$V_N + V_{as} + V_{12} = 0 \quad (1.67)$$

$$V_N + V_{bs} + V_{22} = 0 \quad (1.68)$$

$$V_N + V_{cs} + V_{32} = 0 \quad (1.69)$$

A partir des équations de (1.63) à (1.69):

$$V_{as} = U\left(\frac{2}{3}f_{11} - \frac{1}{3}f_{21} - \frac{1}{3}f_{31}\right) \quad (1.70)$$

$$V_{bs} = U\left(-\frac{1}{3}f_{11} + \frac{2}{3}f_{21} - \frac{1}{3}f_{31}\right) \quad (1.71)$$

$$V_{cs} = U\left(-\frac{1}{3}f_{11} - \frac{1}{3}f_{21} + \frac{2}{3}f_{31}\right) \quad (1.72)$$

En notes: s_1 , s_2 et s_3 les trios secteurs qui représenté la position de bras rotorique, telle que: $S_1 = f_{11}$, $S_2 = f_{21}$, $S_3 = f_{31}$.

L'équation (1.7) donne après les remplacements :

$$V_{as} = U\left(\frac{2}{3}S_1 - \frac{1}{3}S_2 - \frac{1}{3}S_3\right) \quad (1.73)$$

$$V_{bs} = U\left(-\frac{1}{3}S_1 + \frac{2}{3}S_2 - \frac{1}{3}S_3\right) \quad (1.74)$$

$$V_{cs} = U\left(-\frac{1}{3}S_1 - \frac{1}{3}S_2 + \frac{2}{3}S_3\right) \quad (1.75)$$

1.10 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation du système machine-onduleur et machine asynchrone (MAS).

Dans la première partie on a donné la représentation mathématique de la machine asynchrone dans un référentiel triphasé avant d'utiliser la transformation de Park pour réduire la représentation de la MAS à des référentiels biphasés. Dans la seconde partie, on a proposé le modèle mathématique de la machine asynchrone sous forme matricielle, puis on a procédé à la modélisation de l'onduleur deux niveaux.

Chapitre 2 La Commande Direct De Couple (DTC)

2.1 Introduction

La DTC applique un principe de commande à courant alternatif optimisé, dans lequel un onduleur commande directement les paramètres flux et couple du moteur. Il présente des avantages importants par rapport aux entraînements à courant continu, à commande par modulation de la largeur d'impulsion et à la commande vectorielle, avec lesquels il se trouve en concurrence dans un grand nombre d'applications industrielles. Avec cette technique révolutionnaire de commande, l'orientation du flux est réalisée sans boucle de retour utilisant une modalisation du moteur pour calculer directement le couple.

Les variables de commande sont le flux magnétisant et le couple du moteur. Avec la DTC on n'a pas besoin d'un modulateur, ni d'un tachymètre ou bien d'un encodeur de position pour assurer le retour d'information de la vitesse ou de position.

2.2 Commande scalaire

Cette première méthode de contrôle, la plus ancienne, équipe le plus grand nombre de variateurs, ceux qui ne nécessitant pas de fonctionnements à basse vitesse avec fort couple (*ventilation, compression, climatisation, pompage...*) ou des performances dynamique très élevées. 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 (*lois 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 transitoire.

Une fois le flux imposé, le contrôle du couple dépend de la pulsation des courants rotorique [1].

2.3 La commande vectorielle

L'algorithme de référence de commande à flux orienté (*Field Oriented Control*) a été mise au point par "Blasche" en 1972. Cette méthode a marqué un pas décisif dans la façon de concevoir la commande des machines à courant alternatif. En effet, jusqu'aux développements théorique de "Blasche", seul la commande scalaire était utilisé. A partir du constat que la machine à courant continu était commandé via découplage naturel, l'idée fondamental de "Blasche", fut de mettre au point une commande permettant de ramener le comportement de la machine asynchrone à celui de la machine à courant continu. Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux rotorique. Par conséquent, ceci permet de commande le flux de la machine avec un courant I_{ds} qui est équivalent du courant inducteur de la machine à courant continu. A condition de travaille à flux constant, un courant orthogonal I_{qs} permet de contrôler le couple électromagnétique, correspondant au courant induit de la machine à courant continu.

Trois méthode de commande vectorielles sont possible : "La Commande Direct" ou l'on estime la norme de la position du flux rotorique, "La Commande Vectorielle Indirect" qui estime uniquement la position du flux rotorique et La "Commande Simplifier" qui sert à linéaire le modèle de la machine asynchrone et le rendre similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparé [2].

La commande DTC (*Direct Torque Control*) est un type de commande vectoriel pour un onduleur de tension (*dans notre cas à 2 niveaux*) alimentant une machine (*Asynchrone ici*).

Consiste à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs calculés du flux statorique et le couple électromagnétique.

Son objectif est de réguler le flux statorique et le couple électromagnétique sont disposer de mesure de vitesse, de flux ou de couple. Les seules mesures utilisées sont les tensions et les courants alimentant le stator de la machine. Le flux et le couple sont entièrement estimer à partir de ces mesures.

2.4 Principe de fonctionnement de la commande DTC

Pour connaître l'état électromagnétique du moteur afin de déterminer la commande des interrupteurs de l'onduleur, il faut disposer d'un modèle approprié de la machine.

A partir des mesures de la tension continue à l'entrée de l'onduleur (*ou des tensions aux bornes du moteur*) et des courants statoriques, le modèle à chaque instant :

- Le flux réel dans la machine.
- Le couple réel qu'elle développe.
- Sa vitesse de rotation.

La mesure de la vitesse de l'arbre n'est pas nécessaire, ce qui est un grand avantage de ces méthodes [3].

Son Algorithme est basé sur le réglage par hystérésis, à la fois du couple et du flux statorique, et son synoptique de commande est détaillé dans la (Figure 2.1)

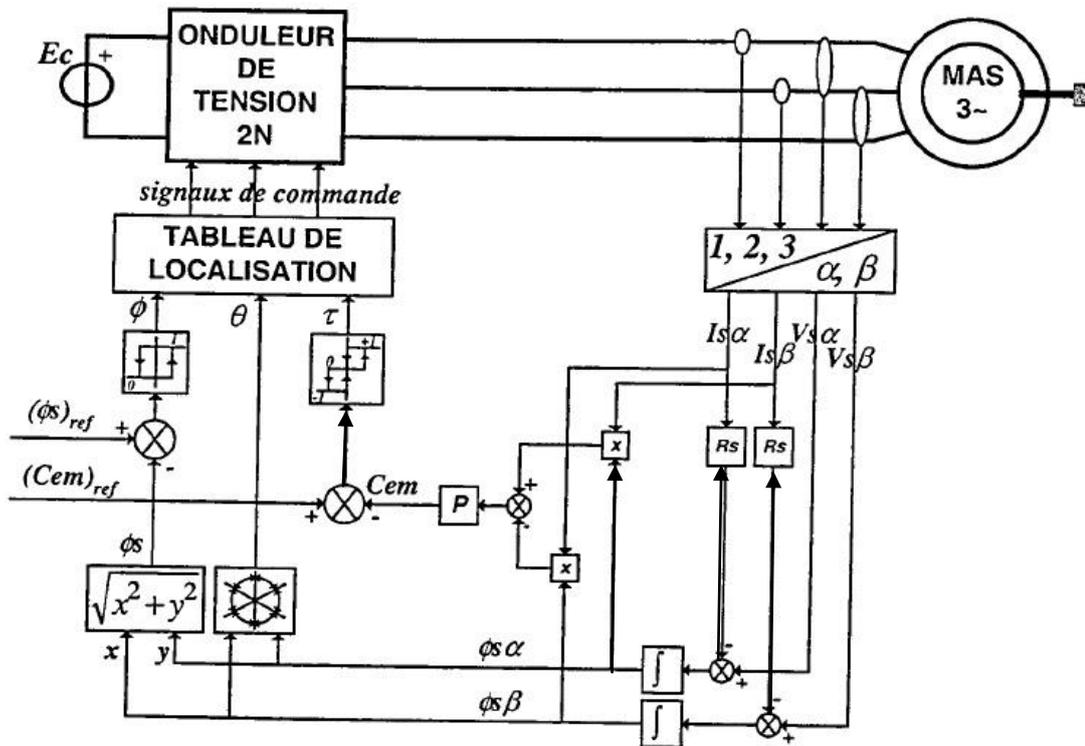


Figure 2.1. Schéma Synoptique du command DTC.

Après la détermination les coordonnées du vecteur statorique, soit par estimation en intégrant directement les tensions statoriques ou par observation, on peut estimer le couple en mesurant les courant statorique [4].

2.5 Commande de flux statorique et du couple électromagnétique

2.5.1 Transformation de Park

On obtient la transformation de Park à partir de la décomposition des forces électromagnétique, on interprète cette transformation comme la substitution, aux enroulement de phases a, b, c dont les conducteur et les axes magnétique sont

immobiles par rapport au stator, deux enroulement d et q , dont les axes magnétique sont solidaire du rotor et tournent avec lui [3].

La relation matricielle dit « *Transformation de Park* » est la suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

2.5.2 Valeurs des tensions statorique

L'onduleur par la fermeture et l'ouverture des interrupteurs $S_1 S_2 S_3$ (Figure 2.2) donne au système des tensions statoriques V_a, V_b, V_c , huit groupe des valeurs possibles. Par la commande des interrupteurs ; on peut donner à la phase V_s des tensions statorique dans le référentiel dq les positions $V_{s1} V_{s2} V_{s3} V_{s4} V_{s5} V_{s6}$ ou bien l'annuler comme le montre le tableau suivant Tableau (2.1) [3] :

S_1	S_2	S_3	V_a	V_b	V_c	V_d	V_q	V_s
1	0	0	$\frac{2}{3}U$	$-\frac{1}{3}U$	$-\frac{1}{3}U$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U$	0	V_{s1}
1	1	0	$\frac{1}{3}U$	$\frac{1}{3}U$	$-\frac{2}{3}U$	$\sqrt{\frac{1}{3}}U$	$\sqrt{\frac{1}{3}}U$	V_{s2}
0	1	0	$-\frac{1}{3}U$	$\frac{2}{3}U$	$-\frac{1}{3}U$	$-\sqrt{\frac{1}{3}}U$	$\sqrt{\frac{1}{3}}U$	V_{s3}
0	1	1	$-\frac{2}{3}U$	$\frac{1}{3}U$	$\frac{1}{3}U$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}U$	0	V_{s4}
0	0	1	$-\frac{1}{3}U$	$-\frac{1}{3}U$	$\frac{2}{3}U$	$-\sqrt{\frac{1}{3}}U$	$-\sqrt{\frac{1}{3}}U$	V_{s5}
1	0	1	$\frac{1}{3}U$	$-\frac{2}{3}U$	$\frac{1}{3}U$	$\sqrt{\frac{1}{3}}U$	$-\sqrt{\frac{1}{3}}U$	V_{s6}
1	1	1	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0

Tableau 2.1. Lien entre tension statorique et la séquence de commutation.

La (Figure 2.2), montre un schéma du convertisseur MLI. Dans cette figure, la tension de ligne au neutre V_a , V_b , et V_c sont déterminées seulement par le mode de commutation. En considérant de l'état des commutations S_1 , S_2 , S_3 le convertisseur à 8 modes de conduction. En utilisant l'état des commutateurs qui peuvent prendre la valeur 1 ou 0 on peut représenter la valeur de tension phase-neutre au stator par l'équation suivante :

$$\begin{cases} V_a = U/3 \cdot (2S_1 - S_2 - S_3) \\ V_b = U/3 \cdot (-S_1 + 2S_2 - S_3) \\ V_c = U/3 \cdot (-S_1 - S_2 + 2S_3) \end{cases} \quad (2.2)$$

2.6 Règles qualitatives d'évaluation de l'état électromagnétique de la machine avec alimentation par onduleur à 2 niveaux

Afin d'étudier le principe de base des principales stratégies de contrôle directe de la machine asynchrone, il est indispensable de pouvoir caractériser, au moins d'une manière qualitative, le comportement des principales variables qui régissent l'état électromagnétique de la machine, à savoir le couple et le flux. A cet effet, on établira ci-dessous des règles de comportement du flux et le couple à l'échelle de la période d'échantillonnage, permettant ainsi l'établissement d'une évaluation de ces variables [4].

2.6.1 Effet d'un vecteur tension sur l'évaluation du vecteur flux statorique

Par intégration de l'équation statorique de la machine, on peut établir l'équation qui régit le comportement du vecteur flux en fonction du temps :

$$\varphi_s = \varphi_{s0} + \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (2.3)$$

En négligeant le terme résistif, ce qui est une approximation aux moyennes et hautes vitesses, la variation du vecteur flux statorique issue de l'application d'un vecteur V_s à la machine durant un temps courant, $\Delta T = t_2 - t_1$ est donné par :

$$\varphi_s(t_1) = \varphi_s(t_2) \approx \varphi_s(t_2) + V_s \cdot \Delta T \rightarrow \Delta \varphi_s = \varphi_s(t_1) - \varphi_s(t_2) \approx V_s \Delta T \quad (2.4)$$

L'équation (2.3) montre que lors de l'application d'un vecteur tension constant, l'extrémité du vecteur flux statorique évolue dans le temps décrivant une droite

parallèle à ce vecteur tension, et en se déplacement à une vitesse (en wb/s) réglé à son amplitude (Figure 2.4) [4].

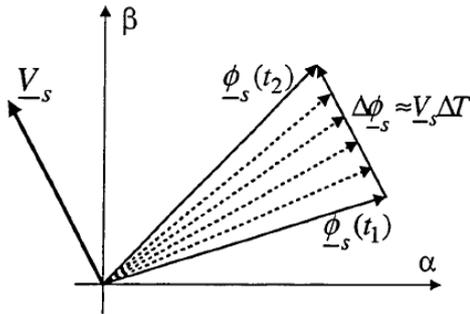


Figure 2.2. Evaluation du vecteur flux statorique.

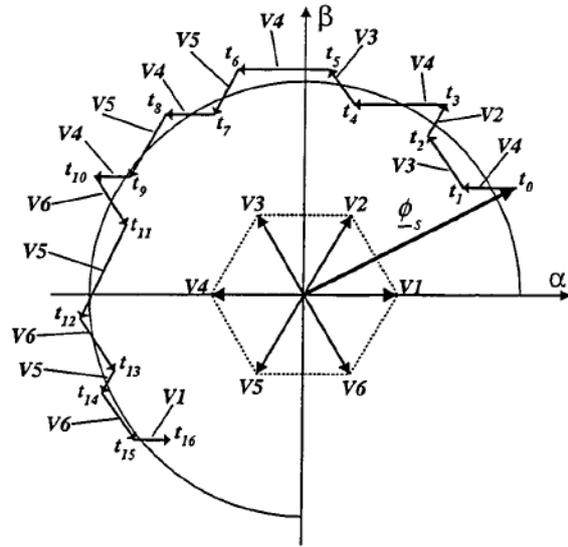


Figure 2.3. Pilotage du vecteur flux statorique à l'aide des vecteurs tensions fournis par un onduleur à 2 niveaux.

En disposant de l'ensemble des vecteurs tensions fournis par l'onduleur à 2 niveaux, il est donc possible de faire déplacer le vecteur flux dans le plans $\alpha\beta$ selon six directions distinctes. En commutant d'un vecteur tension à un autre, a des instants précis et suivant certains critère, il est ainsi possible de faire le vecteur flux sur le plan $\alpha\beta$ afin de lui faire suivre une direction prédéfini (Figure 2.3).

La (Figure 2.2) montre aussi que l'amplitude de vecteur flux statorique, et donc la magnétisation de la machine, peut augmenter (*respectivement diminuée*) en appliquant pendant un certain temps un vecteur tension ayant un fort composant colinéaire avec le vecteur flux et même de sens (*respectivement de sens inverse*). Par contre, l'application d'un vecteur tension en quadrature aura un effet négligeable sur la variation de l'amplitude.

2.6.2 Effet d'un vecteur tension sur l'amplitude du couple

Le couple développé par une machine asynchrone est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteur flux statorique et rotorique :

$$C_e = k \|\varphi_s \cdot \varphi_r\| = k \|\varphi_s\| \cdot \|\varphi_r\| \cdot \sin \delta \quad (2.4)$$

Typiquement, la référence de l'amplitude du vecteur flux statorique est imposée à une valeur constante pour les vitesses inférieure à la vitesse nominale, et à une valeur inversement proportionnelle à la vitesse en régime de survitesse. Ainsi, lorsque le flux

est établie dans la machine on peut considérer, en négligeant les ondulations dues au découpage du convertisseur par rapport aux termes fondamentaux, que les modules des vecteurs flux statorique et rotorique sont approximation constante, avec l'angle δ , est l'angle entre le vecteur flux statorique et rotorique (Figure 2.6)

Comme nous avons noté au point précédent, le vecteur flux statorique peut être facilement positionné sur le plan dq en choisissant judicieusement les vecteurs tensions générés par l'onduleur. On considère ici que la variation du vecteur flux rotorique et le flux statorique, c'est-à-dire $\dot{\rho} \approx 0$ Figure 2.6. Cette approximation est raisonnable lorsque la vitesse de rotation de la machine n'est pas trop élevée, dans la mesure où la vitesse de rotation du vecteur flux rotorique est fortement liée à la vitesse de la machine.

La Figure 2.6 montre que afin d'augmenter rapidement l'angle δ et donc le couple, il est indispensable de faire avancer le vecteur flux statorique dans le sens de rotation considéré positif. En Figure 2.7, on voit que ceci peut être obtenu en appliquant un vecteur tension ayant un fort composant en quadrature avance par rapport au vecteur flux. Inversement, une réduction du couple en valeur algébrique peut être obtenue de manière rapide en appliquant un vecteur tension ayant un fort composant en quadrature retard.

L'application d'un vecteur tension nul peut également permettre de faire varier le couple [3].

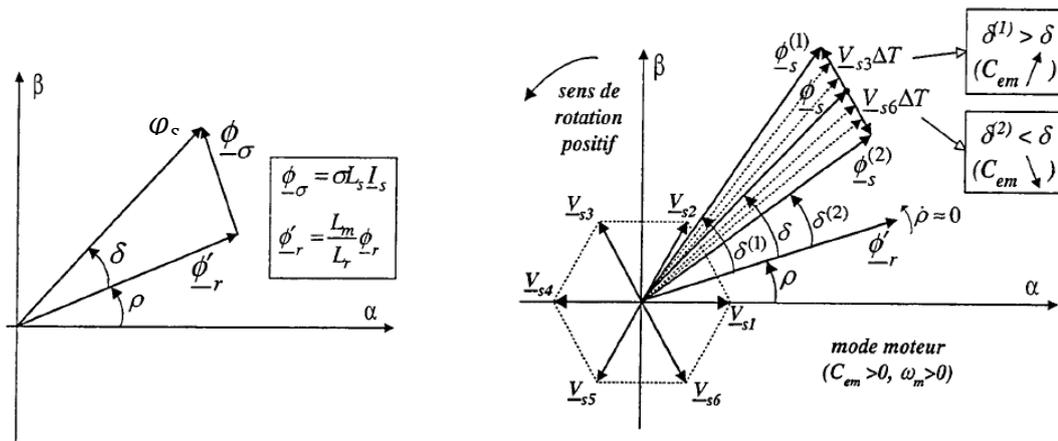


Figure. 2.4 vecteur flux statorique, rotorique et de fuite.

Figure. 2.5 réglage du couple électromagnétique en agissant sur le vecteur tension fournis par un onduleur à 2 niveaux.

2.7 Commande par hystérésis du flux statorique et du couple électromagnétique

L'erreur instantané du couple est ensuite calculée et appliquée à un régulateurs hystérésis à double bande, générant à sa sortie la variable (τ) à 3 niveaux (-1 , 0 , 1), représentative du sens d'évaluation souhaité pour le couple. De même, le module des vecteurs flux statorique est calculé à partir des valeurs de ses coordonnées, et l'erreur du flux statorique injectée dans une hystérésis à bande unique, générant à sa sortie la variable binaire (ϕ), représentative de l'évaluation souhaitée pour le flux. La variable (θ) correspond à une discrétisation du plan de phase et identifie le secteur analogique dans le quelle se trouve le vecteur flux statorique (*Argument du flux statorique*) Figure 2.6.

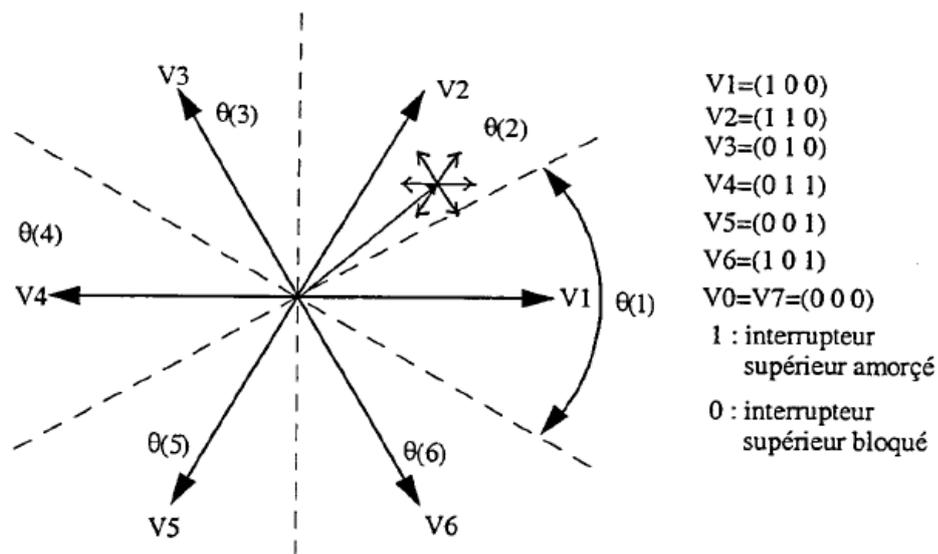


Figure 2.6. Découpage du plan dq en six secteurs angulaire.

La sélection de vecteur tension appliquer à la machine, aussi bien que la séquence des niveaux de phase et les signaux de commande de l'onduleur se font par la suite à l'aide du tableau de localisation (Tableau 2.2).

τ	1	0	-1	1	0	-1
ϕ	1	1	1	0	0	0
$\theta(1)$	V_2	V_7	V_6	V_3	V_0	V_5
$\theta(2)$	V_3	V_0	V_1	V_4	V_7	V_6
$\theta(3)$	V_4	V_7	V_2	V_5	V_0	V_1
$\theta(4)$	V_5	V_0	V_3	V_6	V_7	V_2
$\theta(5)$	V_6	V_7	V_4	V_1	V_0	V_3
$\theta(6)$	V_1	V_0	V_5	V_2	V_7	V_4

$\tau = 1 \rightarrow$ Augmenter le couple.

$\phi = 1 \rightarrow$ Augmenter le flux.

$\tau = -1 \rightarrow$ diminuer le couple.

$\phi = 0 \rightarrow$ Réduire le couple.

$\tau = 0 \rightarrow$ Maintenir le couple le couple.

Tableau 2.2. Tableau de localisation pour le DTC.

Ce tableau est synthétisé à partir des règles qualitatives d'évaluation du couple et du flux qui va être illustré dans le paragraphe suivants, et constitué ainsi de l'algorithme de commande [3].

D'après les règles de comportement du flux établies, l'application des tensions $V_1 V_2 V_3$ contribuent à son augmentation, tandis que $V_4 V_5 V_6$ contribuent à son diminution. D'autre part les règles de comportement du couple électromagnétique V_3 et V_4 amènent à son augmentation et V_1 et V_6 à sa diminution, les vecteurs V_2 et V_5 ayant un effet peut prévisible mais faible sur variation.

Si l'on veut à cet instant, par exemple, augmenter aussi bien le couple ($\tau = 1$) que le flux ($\phi = 1$), le vecteur V_3 (010) est le seul à pouvoir le faire dans tout le deuxième secteur. D'autre part si l'on veut diminuer le couple ($\tau = -1$) et augmenter le flux ($\phi = 1$), le vecteur à appliquer doit être V_1 (100). Une analyse similaire pour les binômes $(\tau, \phi) = (1,0)$ et $(\tau, \phi) = (-1,0)$ amènerait au choix des vecteurs tensions respectivement V_4 et V_6 .

On peut conclure que l'ensemble des six vectrices tensions actives fournis par l'onduleur à 2 niveaux est suffisant pour garantir la stabilité de la régulation de couple et le flux.

Plusieurs travaux de recherche ont été aussi orientés ces derniers années dans le sens de proposer d'autres tableaux de localisation contribuant à une amélioration des performances, notamment en termes de minimisation des ondulations de couple [3].

a Le correcteur de flux

Son but de maintenir l'extrémité de vecteur flux statorique (φ_s) dans une couronne circulaire comme le montre le (Figure 2.3) suivant :

La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évaluation du module $\|\varphi_s\|$ afin de sectionner le vecteur tension correspondant.

Pour cela, un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir des très bonnes performances dynamiques. La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne (φ) indiquant directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ($\varphi_s = 1$) ou diminuée ($\varphi_s = 0$) de façon à maintenir $|\varphi_{ref} - \varphi_s| \leq \Delta\varphi_s$, avec (φ_{ref}) la consigne de flux et ($\Delta\varphi_s$) la largeur d'hystérésis du correcteur [5].

b Le correcteur de couple

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans la limite $|C_{e_{ref}} - C_e| \leq \Delta C_e$, avec ($C_{e_{ref}}$) la référence du couple et (ΔC_e) la bande d'hystérésis du correcteur.

La différence avec le correcteur de flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine [5].

Deux solutions peuvent être envisagées :

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

c Le correcteur à hystérésis à trois niveaux

Il permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif.

La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne τ indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($\tau = 1$) pour une consigne positive et ($\tau = -1$) pour une consigne négative ou diminuée ($\tau = 0$) [5].

d Le correcteur à hystérésis à deux niveaux

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de $\|\varphi_s\|$, il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les

vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} peuvent être sélectionnées pour faire évaluer le flux ($\|\varphi_s\|$) par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls [5].

2.8 Conclusion

Le principe du contrôle direct du couple est présenté dans ce chapitre, apporte une solution très intéressante aux problèmes de robustesse et de dynamique rencontrés dans le contrôle vectoriel à flux rotorique des machines asynchrones. Le contrôle direct du couple obtenu est très performant et ne nécessite aucun capteur mécanique pour connaître la position du rotor ou la vitesse de la machine.

Chapitre 3 Estimation des grandeurs de la machine asynchrone et simulation

3.1 Introduction

Les machines électrique ou machines tournante sont des dispositifs électriques qui permettent de générer un mouvement ou une énergie mécaniques à partir d'une énergie électrique. Elle est désignée à vue l'exploitation à grande échelle de ces machines dans l'industrie, ce qui engendres un progrès particulier pour ce qui concerne la recherche de techniques de contrôle de ces machines, depuis son invention et sa découverte, la machine asynchrone à attirer une attention particulière des industriels et elle est devenue l'actionneur le plus important parmi les machines tournants de nos jours. Elle est caractérisée par sa simplicité de conception, de fabrication, d'autre tien, de robustesse et peu couteuse avec un excellent rendement.

3.2 La structure générale

La figure suivant qui représentent les schémas blocs de la commande utilisée :

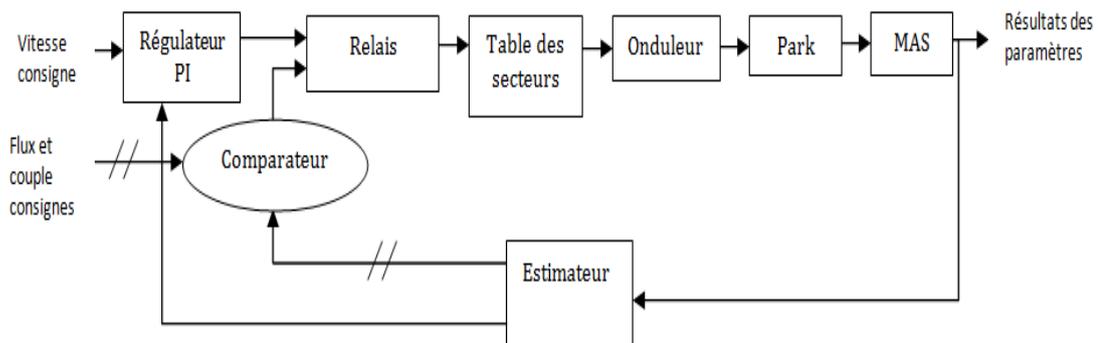


Figure 3.1. La structure globale de la commande DTC pour la simulation.

3.2.1 Bloc régulateur PI

Le correcteur PI classique est composé d'un terme proportionnel et d'un terme intégral. Ce correcteur est très utilisé dans les applications de contrôle de signaux continus ou discrets. Dans notre cas, le correcteur ayant la vitesse estimer $\omega_{r_estim\ ee}$ et

la vitesse consigne $\omega_{r_consigne}$ comme entrée, une valeur à la sortie SR qui établit à partir de la relation suivant :

$$SR(t) = \int k_i (\omega_{r_consigne}(t) - \omega_{r_estimée}(t)) dt + k_p (\omega_{r_consigne}(t) - \omega_{r_estimée}(t)) \quad (3.1)$$

Avec :

- k_i : le coefficient de l'intégrateur.
- k_p : le coefficient de l'action proportionnel.

Pour la simulation on utilise la transformation de Laplace et l'équation (3.1) va prendre la forme suivant :

$$SR(s) = \frac{1}{s} k_i (\omega_{r_consigne}(s) - \omega_{r_estimée}(s)) + k_p (\omega_{r_consigne}(s) - \omega_{r_estimée}(s)) \quad (3.2)$$

Voir la figure suivant qui va réaliser l'équation (3.2):

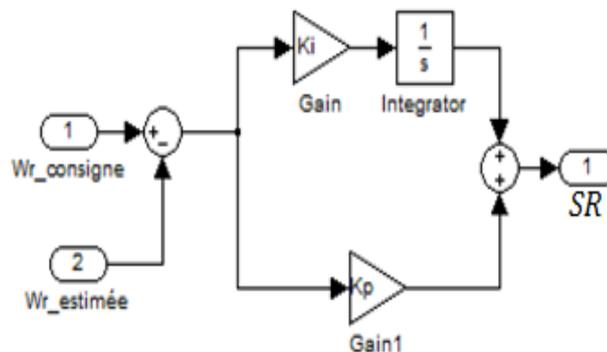


Figure 3.2. Régulateur PI sous simulink.

3.2.2 Blocs relais :

Dans ces blocs, on a deux types des relais, l'un des deux est un hystérésis deux niveaux qui gère la différence entre le flux consigne et le flux estimée et l'autre de trois niveaux qui gère la différence entre la sortie de régulateur PI et le couple estimée $C_{e_estimée}$.

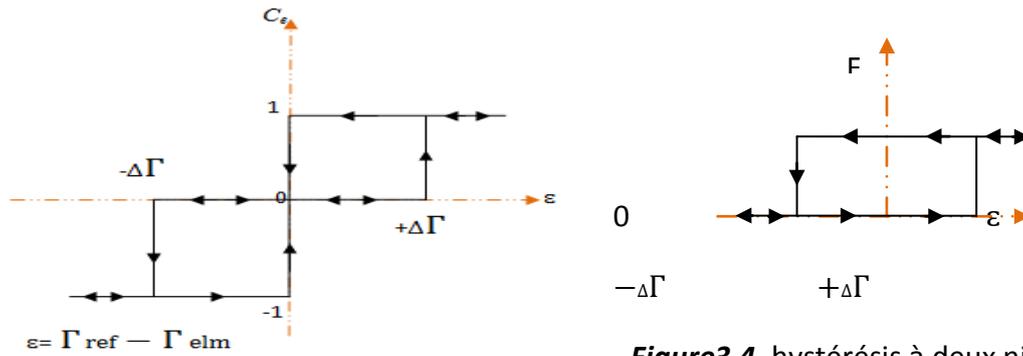


Figure3.3. hystérésis à trois niveaux.

Figure3.4. hystérésis à deux niveaux.

Pour la simulation en a utilisé le bloc (relay) de simulink et nous choisissons la grandeur $\Delta\Gamma = 0.1$.

3.2.3 Bloc table de localisation

La table de localisation représente par un petit programme dans un bloc simulink (Embedded MATLAB Function) et nous appelons (table) qui basé sur la variation de flux, angle et couple. Les trois sorties du système sont des sorties logique TOR, ils représentent le code GRAY, d'où la position de rotor.

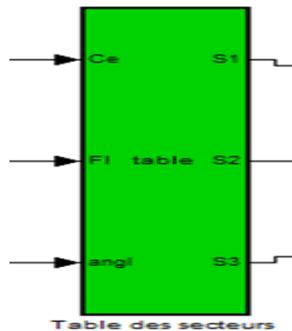


Figure3.5. bloc simulink de la table délocalisation.

3.2.4 Bloc onduleur

Les entrées de bloc représentent par les secteurs déterminés et la tension de réseaux de la grandeur U, pour réaliser l'onduleur sous Matlab en utilise les équations (1.72), (1.7 3) et (1.74) du premier chapitre dans un bloc (Embedded MATLAB Function).

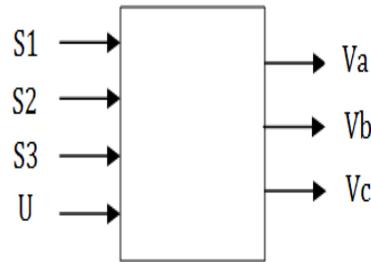


Figure 3.6. système des entrées et des sorties de l'onduleur.

3.2.5 Bloc Park

Pour implémenter le système matriciel (1.17), nous avons besoin du bloc (Embedded MATLAB Function).

On a trois entrées tensions (V_{abc}), trois entrées courants (I_{abc}) et quatre sorties, deux tensions et deux courants (V_{dq}) et (I_{dq}).

3.2.6 Bloc MAS

La machine asynchrone est modélisée de façon à obtenir à partir des tensions transformées de Park toutes les variables nécessaires pour sa commande.

On transforme les tensions d'entrée dans l'espace de Park pour commander la machine. On observe à l'aide du modèle Matlab les variables de sorties telles que la pulsation statorique et rotorique, le couple, et les courants direct, quadratiques, et homopolaires.

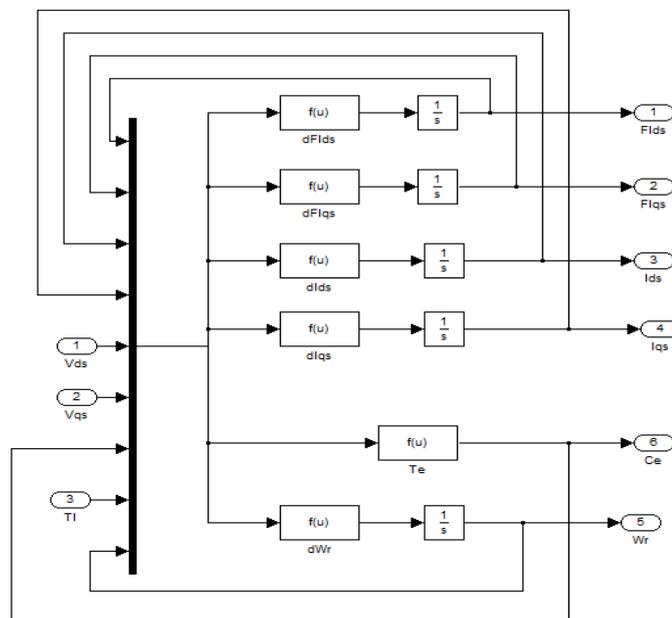


Figure 3.7. Bloc de modèle MAS.

3.2.7 Blocs estimateurs

a Estimateur du flux

Dans ce bloc, en besoin juste la résistance statorique comme paramètre interne, l'implémentation de ce bloc permet d'estimer le flux en fonction des courants et tensions directs et quadratiques issus du bloc machine asynchrone. Les équations données dans le premier chapitre, sont mise en place dans la structure interne du bloc. Ce bloc permet de tirer le module et la phase du flux, ainsi que le couple de la machine, ces grandeurs servent à réguler le flux autour de la consigne.

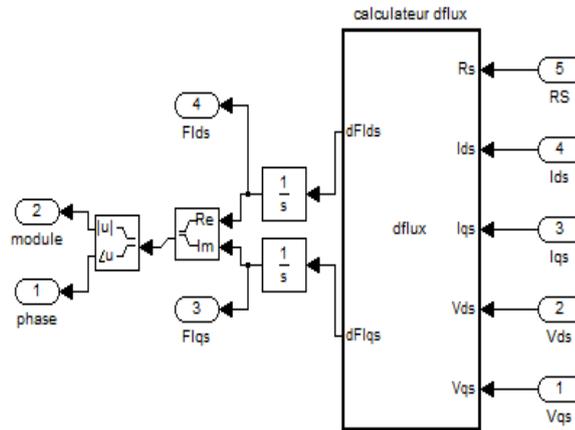


Figure 3.8. Bloc qui calcule le module et la phase du flux.

D'autre façon :

Le calcul du flux c'est une action d'intégration, en va calculer la dérivé $d\varphi_{xs}$ avec $x=(d \text{ ou } q)$, puis en applique la transformation en z pour tirer le flux qui est l'intégrale comme se suivant :

$$\varphi_{xs}(z) = \frac{k T_s}{z-1} d\varphi_{xs}(z) \quad (3.3)$$

$$z \varphi_{xs}(z) - \varphi_{xs}(z) = k T_s d\varphi_{xs}(z) \quad (3.4)$$

$$z \varphi_{xs}(z) = \varphi_{xs}(z) + k T_s d\varphi_{xs}(z) \quad (3.5)$$

$$\varphi_{xs}(z) = z^{-1} \varphi_{xs}(z) + k T_s z^{-1} d\varphi_{xs}(z) \quad (3.6)$$

En applique la méthode de la transformation en z inverse:

$$\varphi_{xs}(n) = \varphi_{xs}(n-1) + k T_s d\varphi_{xs}(n-1) \quad (3.7)$$

La phase de flux telle que :

$$\theta_s(n) = \arctan\left(\frac{\varphi_{qs}(n)}{\varphi_{ds}(n)}\right) \quad (3.8)$$

Et le module par la grandeur $||\varphi_s(n)||$ telle que :

$$||\varphi_s(n)|| = \sqrt{\varphi_{ds}^2(n) + \varphi_{qs}^2(n)} \quad (3.9)$$

Avec $n = \{1, 2, \dots, N\}$

La détermination de la position de flux statorique dans l'intervalle $[0, 2\pi]$ est donnée par le tableau suivant :

		$\theta_s(n)$
$\varphi_{ds}(n) > 0$	$\varphi_{qs}(n) > 0$	$\theta_s(n) = \arctan\left(\frac{\varphi_{qs}(n)}{\varphi_{ds}(n)}\right)$
	$\varphi_{qs}(n) < 0$	$\theta_s(n) = \arctan\left(\frac{\varphi_{qs}(n)}{\varphi_{ds}(n)}\right) + 2\pi$
$\varphi_{ds}(n) < 0$		$\theta_s(n) = \arctan\left(\frac{\varphi_{qs}(n)}{\varphi_{ds}(n)}\right) + \pi$
$\varphi_{ds}(n) = 0$	$\varphi_{qs}(n) \geq 0$	$\pi/2$
	$\varphi_{qs}(n) \leq 0$	$3\pi/2$

Tableau 3.1 : la table de correction d'angle

b Estimateur du couple

Dans notre cas, nous avons les grandeurs estimées φ_{ds} , φ_{qs} et les grandeurs I_{ds} , I_{qs} et ρ sont représentés les grandeurs des entrées et le couple C_e est la grandeur de sortie comme la représente dans la figure suivant :

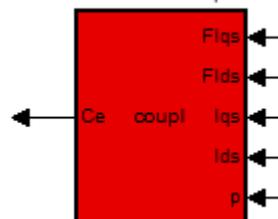


Figure 3.9. Schéma bloc qui calcule le couple estimé.

Le calcul de couple estimé est déduite à partir de l'équation suivant:

$$C_e(n) = \frac{3}{2} p (\varphi_{ds}(n) I_{qs}(n) - \varphi_{qs}(n) I_{ds}(n)) \quad (3.10)$$

Avec Avec $n = \{1, 2, \dots, N\}$

c Estimateur de la vitesse

Dans ce cas, on a besoin d'un angle de flux estimée qui nous appelons déjà la grandeur $\theta_s(z)$ comme entrée du système. De plus, une période d'échantillonnage T_s . On sait que la vitesse ayant une action dérivateur par rapport à l'angle, d'autre part, nous utilisons la transformation en z pour déterminée la dérivée.

$$\omega_{r_estim\acute{e}e}(z) = \frac{k(z-1)}{T_s z} \theta_s(z) \quad (3.11)$$

$$T_s z \omega_{r_estim\acute{e}e}(z) = k z \theta_s(z) - k \theta_s(z) \quad (3.12)$$

$$T_s z \omega_{r_estim\acute{e}e}(z) = k z \theta_s(z) - k \theta_s(z) \quad (3.13)$$

Par la méthode de la transformation en z inverse l'équation (3.) va donner :

$$\omega_{r_estim\acute{e}e}(n) = \frac{k(\theta_s(n) - \theta_s(n-1))}{T_s} \quad (3.14)$$

Avec $n = \{1, 2, \dots, N\}$

3.3 Simulation et résultats :

En va représenter la table des données suivant :

Paramètres	Valeurs	Paramètres	Valeurs
Résistance statorique	5.72Ω	Inductance de rotor	0.52H
Résistance rotorique	3.88Ω	Inductance de stator	0.52H
Nombre de paires de pôles	2	Inductance mutuelle	0.5H
La constante du frottement	0.0001N	Moment d'inertie	0.00571Kg.m ²

Tableau 3.2 : les paramétrés interne de MAS

Voici La structure globale de la simulation:

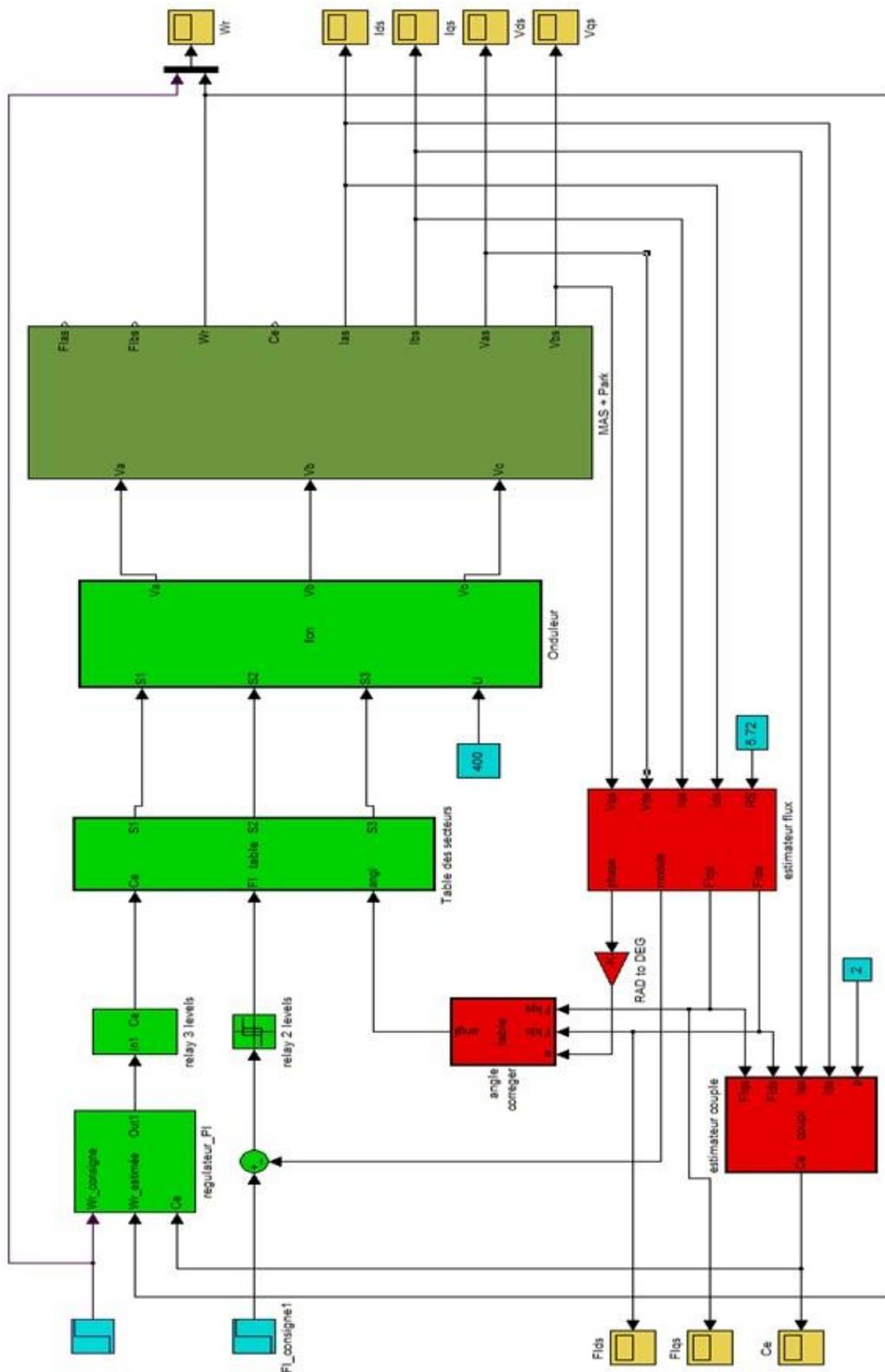
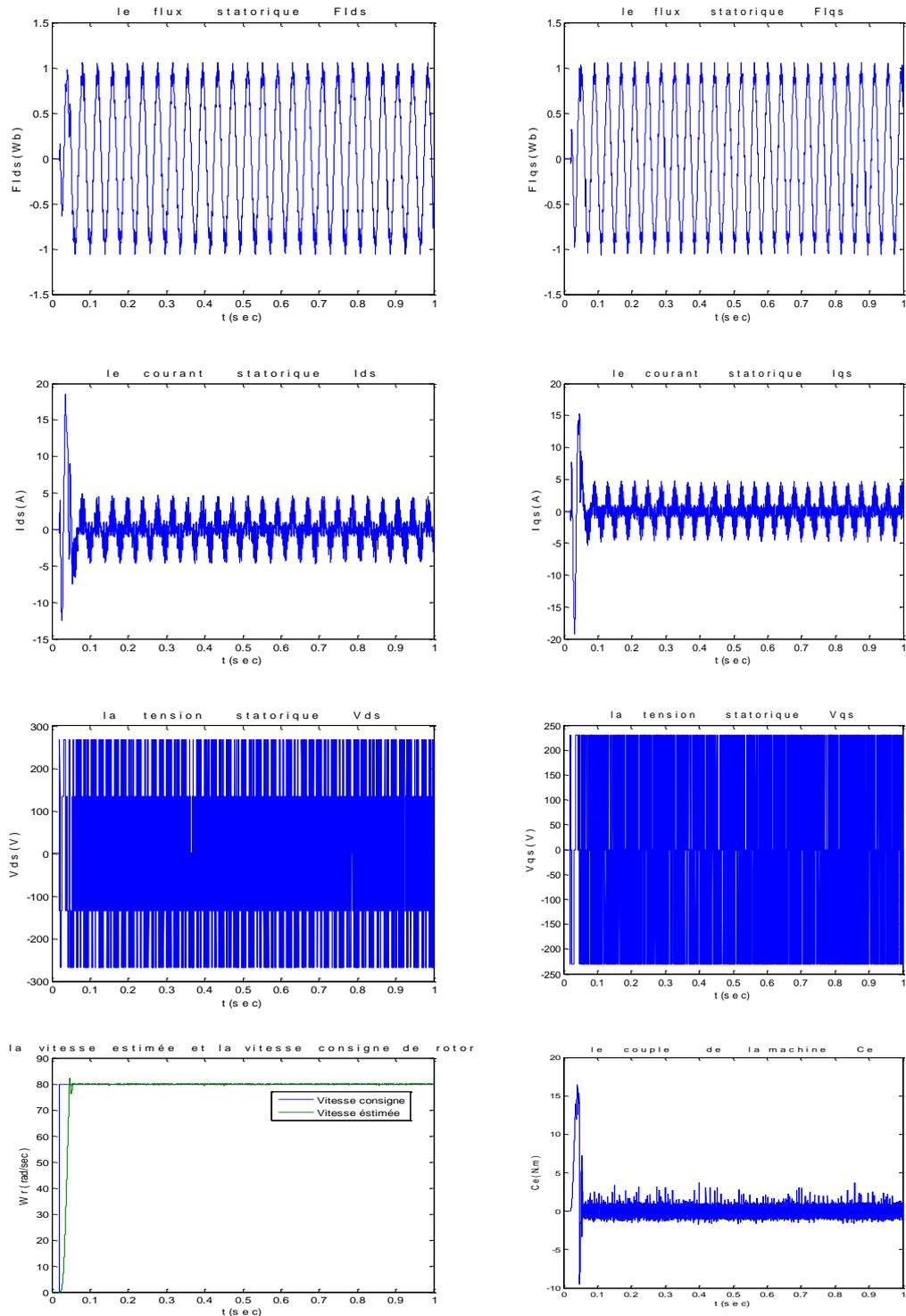


Figure 3.10. Les blocs simulink globale de la commande DTC.

3.3.1 La consigne de la vitesse et de flux constants:

Nous observons les courbes sur la (Figures 3.11) a une vitesse consigne égale à 80 rad/sec et une consigne du flux égale à 0.95 Wb.



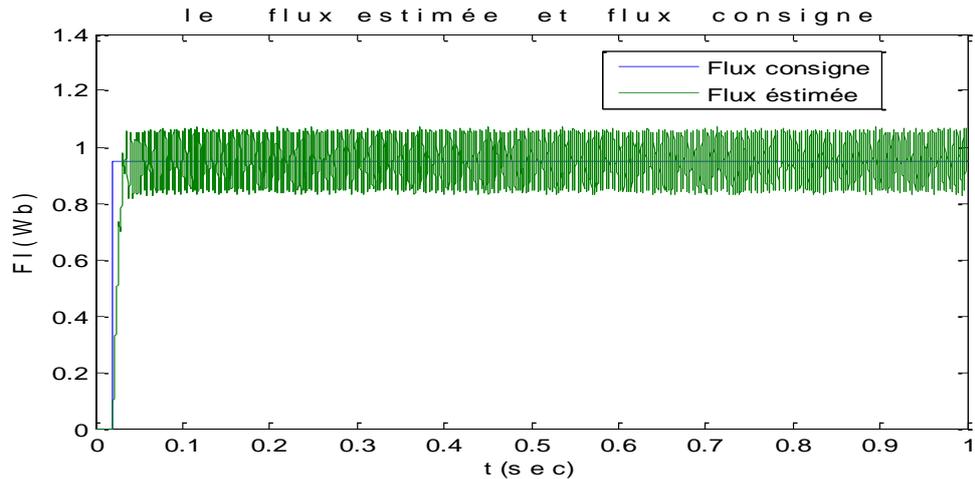


Figure 3.11. Evolution des différents paramètres en réponse à un échelon de la vitesse et de flux.

Nous pouvons constater sur la (Figure 3.11) que nous suivons de manière quasi instantanée. L'échelon de consigne appliquée à la vitesse. Par ailleurs, lors du régime permanent, les oscillations de la vitesse et du flux autour de leur consigne respective. L'amplitude d'oscillations du flux est déterminée par le seuil de relais.

La Figure précédente représente aussi le flux statorique dans le plan complexe, ainsi que la tension d'alimentation V_s . le flux démarre au point (0,0) et tourne dans le sens trigonométrique pour suivre un cercle de rayon 0.95 Wb fixé par la consigne. Nous pouvons distinguer, pour la tension d'alimentation, les différents vecteurs imposés par la commande vectorielle.

Nous visualisons sur notre figure que les courants I_{ds} et I_{qs} sont bien sinusoïdaux et déphasés de $\frac{\pi}{2}$ avec un cout d'amplitude de démarrage important. Ce premier test s'avère concluant quant à l'efficacité de la commande DTC, il nous s'agit ici que d'une simulation basée sur des composants modélisés de manière idéale (interrupteurs, machine asynchrone).

3.3.2 L'influence des relais :

Afin d'étudier l'influence des relais sur l'efficacité de la commande, nous faisons varier les seuils des relais. Dans un premier temps, nous varions le seuil de l'hystérésis appliqué au couple. Puis, nous modifierons le seuil de l'hystérésis appliqué au flux et nous concevions la figure suivant :

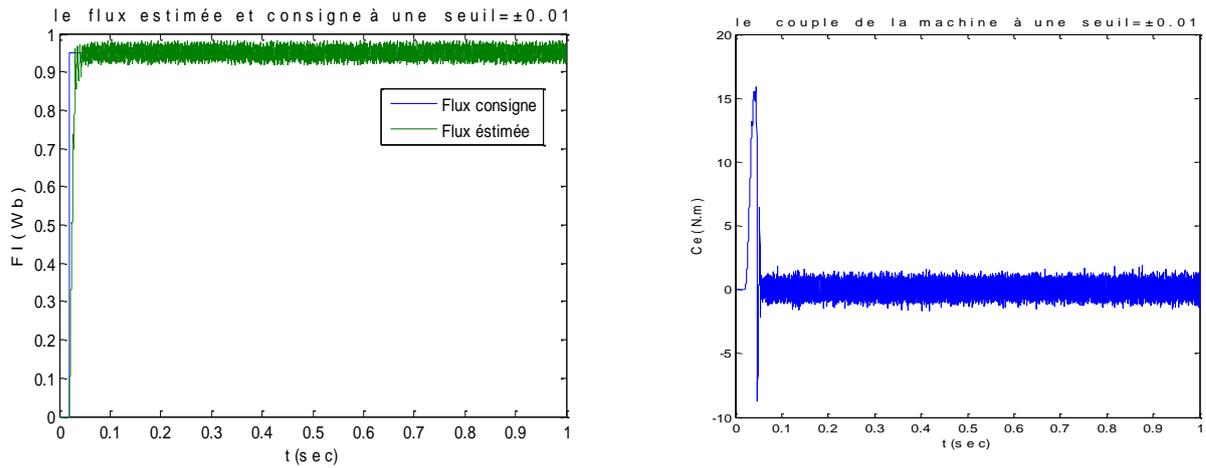


Figure3.12. l'influence des seuils appliqué au flux et couple à une seuil = ± 0.01 .

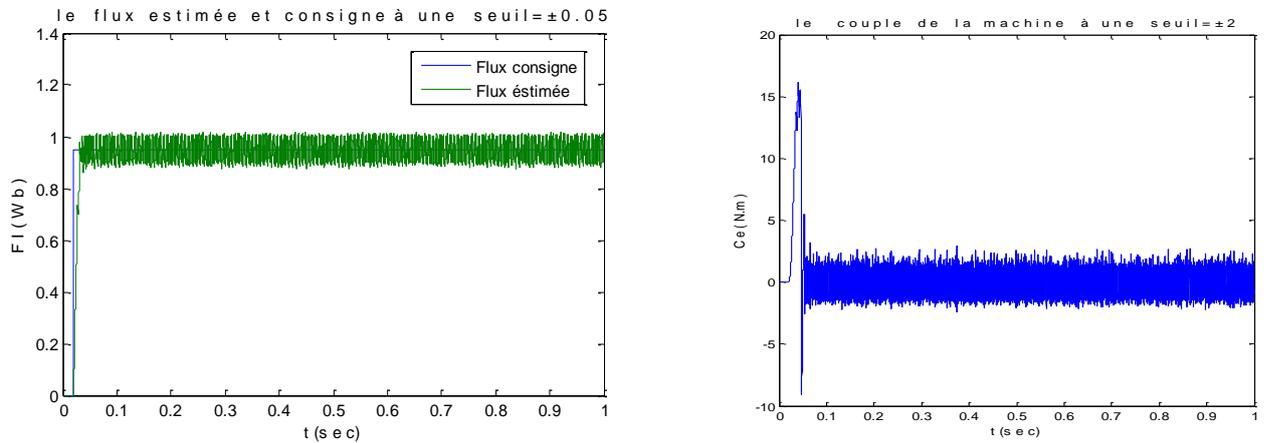


Figure3.13. l'influence des seuils appliqué au flux et couple à une seuil = ± 0.05 et ± 2 respectivement.

Nous remarquons que plus l'intervalle de l'hystérésis de couple augmente plus rapproche de la valeur moyenne. Il faut donc en déduire un compromis entre les oscillations et la valeur moyenne à atteindre par rapport à la consigne. Par contre les oscillations et les valeurs moyennes du flux augmentent avec la taille de l'intervalle.

Nous effectuons des tests successifs en jouant sur la taille des intervalles de l'hystérésis pour obtenir une allure optimale du couple et du flux.

Alors on va prendre différentes valeurs de la période d'échantillonnage T_s et présent le graphe de la vitesse mesure de moteur asynchrone.

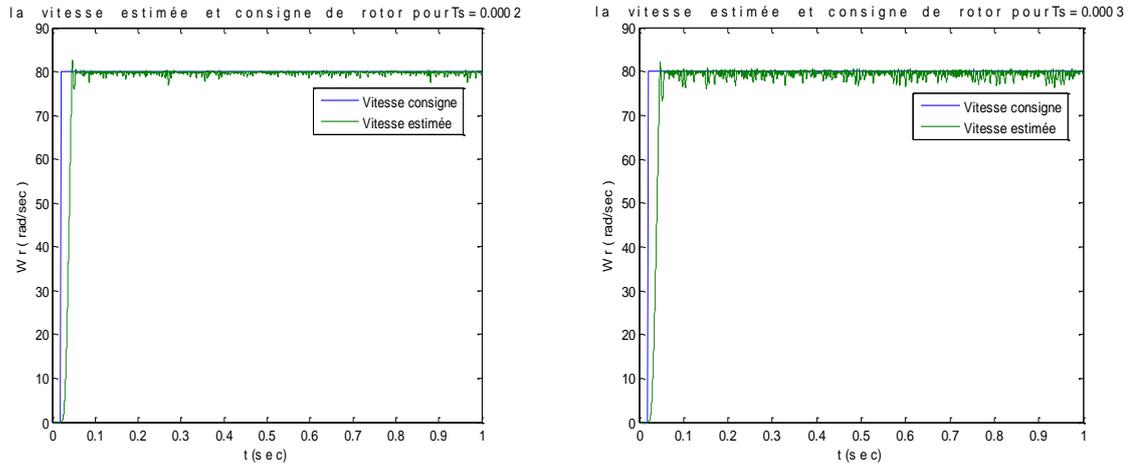


Figure 3.14. la vitesse avec deux périodes d'échantillonnages différent.

On remarque que les ondulations au niveau de la partie permanent soient augmentées avec l'augmentation de la valeur de la période d'échantillonnage.

3.4 Conclusion

Ce rapport constitue une approche théorique de la DTC, ainsi qu'une vérification par des simulations sous Matlab. Nous avons pu étudier alors, la robustesse de cette commande et évaluer l'influence de la variation de certains paramétrés. Il est important de bien connaître certains paramétrés du système étudié, de plus pour estimer le couple, flux et la vitesse on a besoin de connaître la valeur de résistance statorique comme paramètre électrique.

Pour diminuer la valeur des ondulations au niveau de couple et flux il faut jouer sur la valeur de seuil de chaque paramètre. La période d'échantillonnage doit être bien choisir pour améliorer la précision des résultats obtenu.

4.1 Introduction

La commande d'un moteur Asynchrone (MAS) via la carte de développement *eZdspF2812* nécessite la mise en œuvre sous l'environnement *Code Composer Studio* (CCS) du programme d'estimation et la réalisation des circuits constitue le banc d'essai expérimental. Dans ce chapitre, nous présentons une description sur la carte *eZdspF2812* et l'outil de développement CCS, considérons la réalisation des cartes électrique : Alimentation, Acquisitions les tensions et courants, Mise en forme, Convertisseur Numérique Analogique (DAC). Plus l'utilisation du convertisseur Analogique Numérique (unité ADC) et capteur de vitesse et le sens de rotation par l'unité QEP (Quadrature Encoder Pulse) du la carte *eZdspF2812*. A la fin le représentant de nous résulta de notre estimateur (Estimateur flux couple d'un Moteur Asynchrone).

4.2 Banc d'essai

Le banc d'essai que nous avons réalisé autour de la carte de développement *eZdspF2812* est constitué des éléments suivants (Figure 4.1) :



Figure 4.1. Vue sur le banc d'essai.

- Le kit de développement *eZdspF2812*.
- Un micro-ordinateur qui contient l'outil de développement *Code Composer Studio* (CCS).

- Un Moteur Asynchrone (MAS).
- Les cartes électroniques : Alimentation, Mise en Forme, DAC, Cartes d' Acquisitions courants Tension.

(La Figure 4.2), illustre le schéma synoptique du dispositif expérimental réalisé.

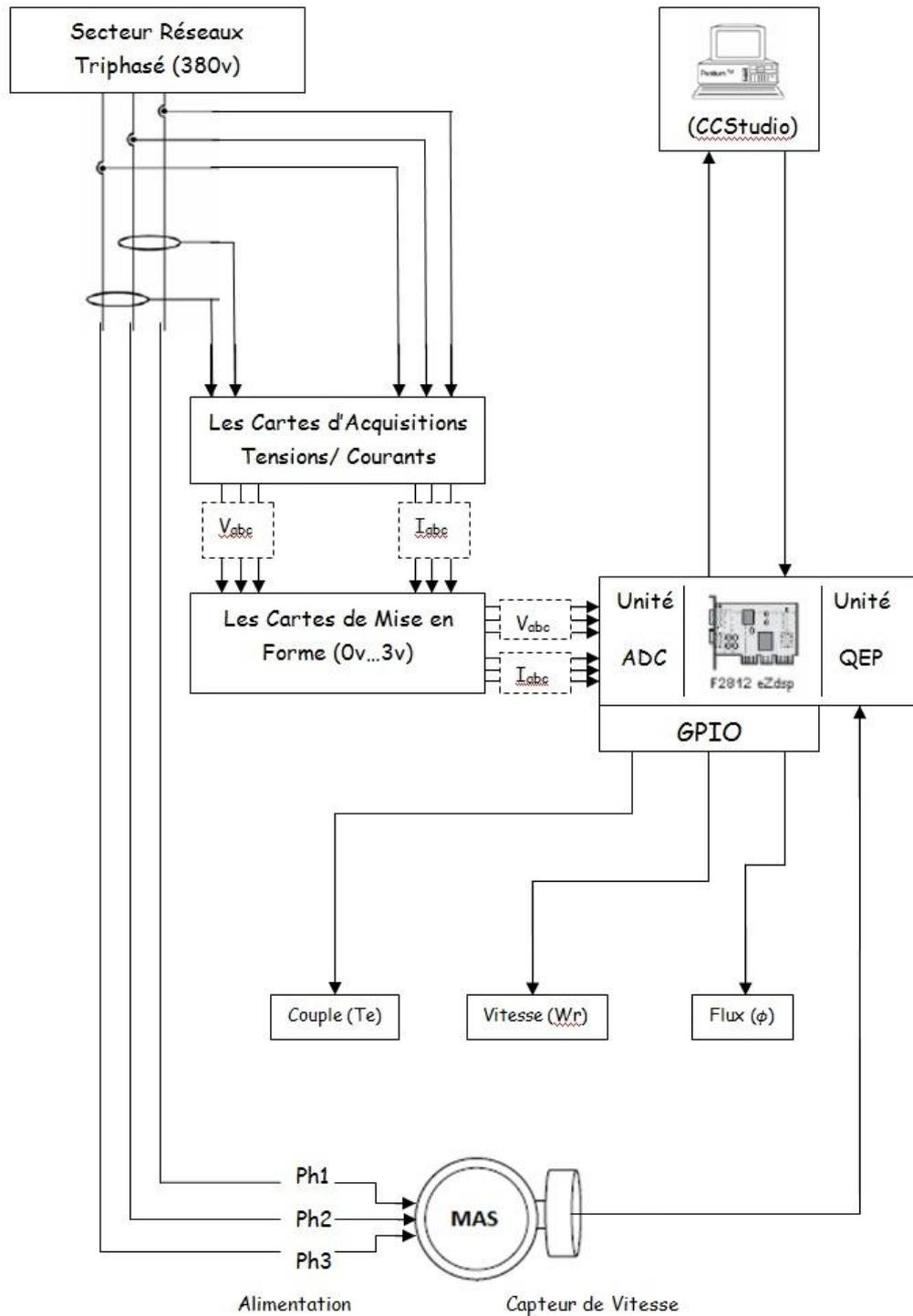


Figure 4.2. Schéma synoptique du dispositif expérimental.

4.3 Description des éléments du banc d'essai

4.3.1 Le kit de développement *eZdsp 2812*

Le kit de développement *eZdsp F2812, DSP* est une solution qui nous permet d'évaluer nos programmes mis en œuvre pour accomplir une tâche spécifique (commande d'un moteur par exemple). Elle incorpore comme processeur le DSP *TMS320F2812*, et contient toutes les extensions qui permettent le dialogue entre le processeur et son entourage (moteurs, capteurs, cartes électroniques, ...etc.). Toutes les opérations se font à travers d'un micro-ordinateur en utilisant l'outil de développement Code Composer Studio fourni avec le kit. La (Figure 4.3) montre la carte *eZdsp F2812*

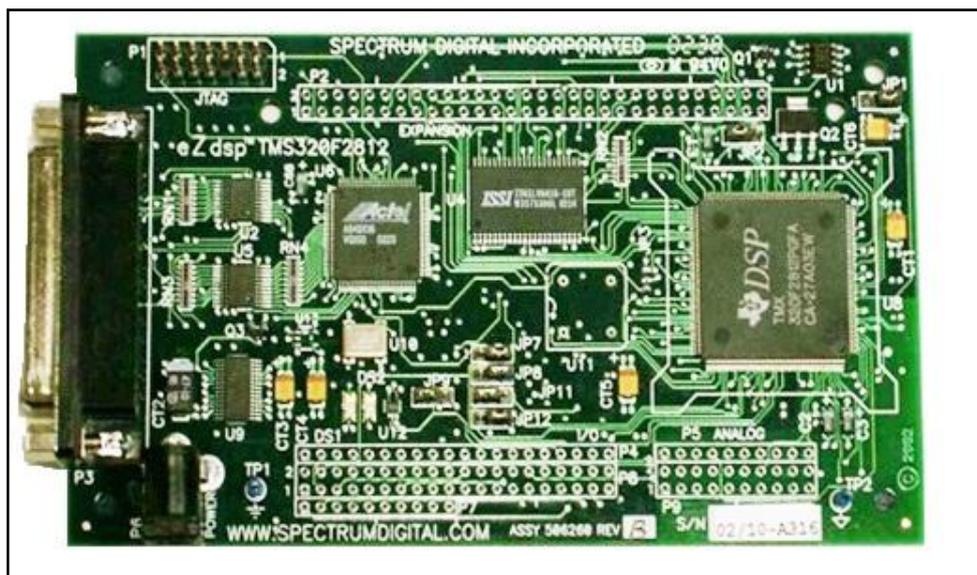


Figure 4.3. Montre la carte *eZdsp F2812*.

Les caractéristiques principales de la carte *eZdsp F2812* sont :

- *TMS320F2812* DSP opérant à 150 MHz, comme processeur.
- 128K words Flash ROM.
- 64K words on-chip-board RAM
- IEEE 1149.1 controller JTAG.
- Alimentation de 5V.
- Expansion de connection.
- IEEE 1149.Q JTAG emulator.

a DSP TMS320F2812 :

Le DSP *TMS320F2812* de Texas Instrument est un processeur destiné à l'implémentation des algorithmes liés à la commande des machines. Son architecture, de type HARVARD, est spécialement conçue pour la commande des moteurs électriques (machine à courant continu, à courant alternatif et les moteurs pas à pas).

Le TMS320F2812 est un DSP à virgule fixe cadencé à 150 MHz soit 6.67 ns par cycle, son cœur fonctionne à 32 bits, il contient une mémoire flash de 128 K mots intégrée en lui, Avec des Périphériques. La Figure 4.4 montre le schéma bloc fonctionnel du processeur TMS320F2812.

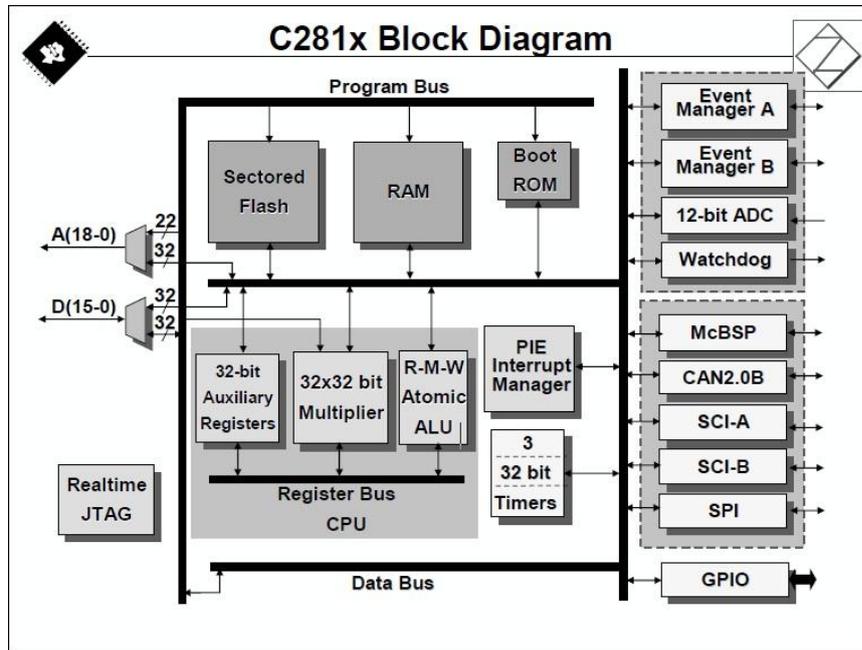


Figure 4.4. Bloc fonctionnel du TMS320F2812.

b 32-Bit CPU-Horloges (Timers)

Il existe trois horloges CPU identiques dans le TMS320F2812, nommées Cpu-Timer 0, 1 et 2. Chaque horloge a un registre de 32 bits, et a une période réglable en utilisant un Prescalaire de 16 bits. Cela veut dire que la période de l'horloge est égale à la période du CPU multipliée par le Prescalaire. Cette horloge compte d'une manière descendante, et si le compteur devient nul, une interruption sera générée, et le registre va être chargé automatiquement par une valeur 32 bits. Le CPU-Timer 2 est consacré uniquement pour les applications en temps réels et le CPU-Timer 1 pour des fonctionnalités internes du processeur. Le troisième est à usage général.

c Les horloges des périphériques

Les horloges de chaque périphérique peuvent être activées ou désactivées afin de réduire la consommation du courant lorsqu'un périphérique n'est pas en cours d'utilisation. Pour les ports série, les gestionnaires d'événements EV, les CAP's et QEP leurs horloges peuvent être obtenues à partir de l'horloge du CPU, et à l'aide des pré-diviseurs (diviseurs de 16 bits), ils peuvent avoir la période désirée.

d Chien de Garde (Watchdog)

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

e Entrées et sorties à usage général GPIO (General - Purpose Input/Output)

Ce sont des entrées-sorties multiplexées, il existe dans le TMS320F2812 56 pins de ce type. Chaque pin a sa fonction (ou signal de périphérique) spécifique. Si une fonction n'est pas utilisée, le pin associée à cette fonction peut être utilisée pour d'autre chose, par exemple on peut la configurer comme entrée ou même comme une sorties.

Tous les E/S numériques sont regroupées dans les «ports», appelé GPIOA, 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, qui ne toutes les fonctions pourraient être reliés à des broches dédiées de l'emballage du dispositif à n'importe quel moment. La solution est la multiplexage. Cela signifie, une broche physique unique de l'appareil peut être utilisé pour 2 (parfois 3) des fonctions différentes et il est au programmeur de décider dont la fonction est sélectionné. La diapositive suivante montre les options disponibles:

C28x GPIO Pin Assignment		
GPIO A	GPIO B	GPIO D
GPIOA0 / PWM1	GPIOB0 / PWM7	GPIOD0 / T1CTRIP_PDPINTA
GPIOA1 / PWM2	GPIOB1 / PWM8	GPIOD1 / T2CTRIP7_EVASOC
GPIOA2 / PWM3	GPIOB2 / PWM9	GPIOD5 / T3CTRIP_PDPINTB
GPIOA3 / PWM4	GPIOB3 / PWM10	GPIOD6 / T4CTRIP7_EVBSOC
GPIOA4 / PWM5	GPIOB4 / PWM11	
GPIOA5 / PWM6	GPIOB5 / PWM12	GPIO E
GPIOA6 / T1PWM_T1CMP	GPIOB6 / T3PWM_T3CMP	GPIOE0 / XINT1_XBIO
GPIOA7 / T2PWM_T2CMP	GPIOB7 / T4PWM_T4CMP	GPIOE1 / XINT2_ADCSOC
GPIOA8 / CAP1_QEP1	GPIOB8 / CAP4_QEP3	GPIOE2 / XNMI_XINT13
GPIOA9 / CAP2_QEP2	GPIOB9 / CAP5_QEP4	
GPIOA10 / CAP3_QEP11	GPIOB10 / CAP6_QEP12	
GPIOA11 / TDIRA	GPIOB11 / TDIRB	
GPIOA12 / TCLKINA	GPIOB12 / TCLKINB	
GPIOA13 / C1TRIP	GPIOB13 / C4TRIP	
GPIOA14 / C2TRIP	GPIOB14 / C5TRIP	
GPIOA15 / C3TRIP	GPIOB15 / C6TRIP	
GPIO F	GPIO G	
GPIOF0 / SPISIMOA	GPIOG4 / SCITXDB	
GPIOF1 / SPISOMIA	GPIOG5 / SCIRXDB	
GPIOF2 / SPICLKA		
GPIOF3 / SPISTEA		
GPIOF4 / SCITXDA		
GPIOF5 / SCIRXDA		
GPIOF6 / CANTXA		
GPIOF7 / CANRXA		
GPIOF8 / MCLKXA		
GPIOF9 / MCLKRA		
GPIOF10 / MFSXA		
GPIOF11 / MFSRA		
GPIOF12 / MDXA		
GPIOF13 / MDRA		
GPIOF14 / XF		

Note: GPIO are pin functions at reset

GPIO A, B, D, E include Input Qualification feature

Figure 4.5. Affectation des pins GPIO.

- **GPxMUX Registres :**

Ce registre ayons deux types de fonctionnement soit on configurant comme E/S ou comme périphérique, cette configuration impose comme suivant :

GpioMuxRegs.GPAMUX.all=0x0; //le registre configurée E/S.

GpioMuxRegs.GPAMUX.all=0x1; //le registre configurée périphérique.

Si on configure ce registre comme un E/S, le fonctionnement périphérique doit être désactivé automatiquement.

Address	Register	Name
70C0h	GPAMUX	GPIO A Mux Control Register
70C1h	GPADIR	GPIO A Direction Control Register
70C2h	GPAQUAL	GPIO A Input Qualification Control Register
70C4h	GPBMUX	GPIO B Mux Control Register
70C5h	GPBDIR	GPIO B Direction Control Register
70C6h	GPBQUAL	GPIO B Input Qualification Control Register
70CCh	GPDMUX	GPIO D Mux Control Register
70CDh	GPDDIR	GPIO D Direction Control Register
70CEh	GPDQUAL	GPIO D Input Qualification Control Register
70D0h	GPEMUX	GPIO E Mux Control Register
70D1h	GPEDIR	GPIO E Direction Control Register
70D2h	GPEQUAL	GPIO E Input Qualification Control Register
70D4h	GPFMUX	GPIO F Mux Control Register
70D5h	GPFDIR	GPIO F Direction Control Register
70D8h	GPGMUX	GPIO G Mux Control Register
70D9h	GPGDIR	GPIO G Direction Control Register

Figure 4.6. Les registres GPIOxMUX/DIR de l'unité ADC.

- **Registres GPxDIR :**

Chaque port d'E/S dispose d'un registre de commande de direction. Le registre contrôle la direction si le correspondant broche E/S est configuré comme une entrée ou une sortie. À réinitialiser tous les GP broches E/S sont configurées en entrées.

Si GPxDIR.bit = 0, alors l'axe est configuré comme une entrée.

Si GPxDIR.bit = 1, alors l'axe est configuré comme une sortie.

Le reste, la valeur par défaut pour tous les GPxMUX et GPxDIR bits de registre est égale à 0. Que est, à réinitialiser tous les ports d'E / S sont configurés comme des broches d'entrée. Avant de changer la direction de l'orifice de l'entrée à la sortie en utilisant le bit de registre GPxDIR, l' niveau actuel de l'axe est réfléchié dans le registre GPxDAT. Le GPxDAT registre est décrit plus loin dans cette section. Lorsque la direction de l'orifice

est changé d'entrée à la sortie, la valeur déjà dans le registre est utilisé GPxDAT pour déterminer l'état de la broche. Par exemple, si un axe a une pullup interne, puis, après réinitialiser le pullup serait forcé le bit de registre GPxDAT à 1 afin de refléter l'état actuel de la broche. Quand la direction des changements de port d'une entrée à une sortie du 1 déjà dans le GPxDAT registre force la broche au même niveau. De cette manière, la tige peut être commutée entre entrée et sortie sans anicroche. Inscrivez-vous Aperçu des fonctions.

- **Registres GPxDAT :**

Chaque port d'E/S dispose d'un registre de données. Le registre de données est un registre R/W qui reflète l'état actuel de l'entrée E/S du signal après la qualification. L'écriture dans le registre définit l'état correspondant de tout signal d'E/S qui est configuré comme une de sortie.

Si GPxDAT.bit = 0, et la broche est une sortie, puis retirez la broche à faible.

Si GPxDAT.bit = 1, et la broche est une sortie, puis retirez la broche de haute.

Lors de l'utilisation du registre GPxDAT pour modifier le niveau d'un axe de sortie, on convient d'être prudent à ne pas accidentellement changer le niveau d'un autre axe. Pour Par exemple, si tu veux changer le niveau de GPIOA0 en écrivant à l'GPADAT bit du registre 0, en utilisant une lecture-modification-écriture d'instruction. Le problème peut se produire si un autre port d'E / S d'un signal modifie le niveau entre l'écriture et la lecture stade de l'instruction. Si cela se produit, le niveau du signal qui a changé est remplacé par la valeur originale lue pendant la phase de lecture de l'instruction. Vous pouvez éviter ce scénario en utilisant le GPXSET, GPXCLEAR, et GPXTOGGLE registres lieu.

C28x GPIO Data Registers		
Address	Register	Name
70E0h	GPADAT	GPIO A Data Register
70E1h	GPASET	GPIO A Set Register
70E2h	GPACLEAR	GPIO A Clear Register
70E3h	GPATOGGLE	GPIO A Toggle Register
70E4h	GPBDAT	GPIO B Data Register
70E5h	GPBSET	GPIO B Set Register
70E6h	GPBCLEAR	GPIO B Clear Register
70E7h	GPBTOGGLE	GPIO B Toggle Register
70ECh	GPDDAT	GPIO D Data Register
70EDh	GPDSET	GPIO D Set Register
70EEh	GPDCLEAR	GPIO D Clear Register
70EFh	GPDTOGGLE	GPIO D Toggle Register
70F0h	GPEDAT	GPIO E Data Register
70F1h	GPESET	GPIO E Set Register
70F2h	GPECLEAR	GPIO E Clear Register
70F3h	GPETOGGLE	GPIO E Toggle Register
70F4h	GPFDAT	GPIO F Data Register
70F5h	GPFSET	GPIO F Set Register
70F6h	GPF CLEAR	GPIO F Clear Register
70F7h	GPF TOGGLE	GPIO F Toggle Register
70F8h	GPGDAT	GPIO G Data Register
70F9h	GPGSET	GPIO G Set Register
70FAh	GPG CLEAR	GPIO G Clear Register
70FBh	GPG TOGGLE	GPIO G Toggle Register

Figure 4.7. Les registres GPIOxDAT de l'unité ADC.

- **Registres GPxSET :**

Chaque port d'E/S dispose d'un ensemble de registres. Les registres sont fixés en écriture seule registres que relire 0. Si la broche correspondante est configurée comme une sortie puis écriture d'un 1 à ce bit dans le registre série va tirer la broche correspondante haute. La rédaction d'un 0 à un peu n'a pas d'effet.

Si GPxSET.bit = 0, ignoré.

Si GPxSET.bit = 1, et la broche est une sortie, puis retirez la broche de haute.

- **Registres GPxCLEAR :**

Chaque port d'E/S dispose d'un registre clair. Les registres clairs sont en écriture seule registres qui lisent retour 0. Si la broche correspondante est configuré comme une sortie, puis en écrivant un 1 à ce bit dans le registre clair tirera la broche correspondante bas. La rédaction d'un 0 à un peu n'a pas d'effet.

Si GPxCLEAR.bit = 0, ignoré.

Si GPxCLEAR.bit = 1, et la broche est une sortie, puis retirez la broche à faible.

- **Registres GPxTOGGLE :**

Chaque port d'E/S dispose d'un registre à bascule. Les registres à bascule sont en écriture seule registres qui lisent retour 0. Si la broche correspondante est configuré comme une sortie, puis en écrivant un 1 à ce bit dans le registre bascule va tirer la broche correspondante dans la direction opposée. Autrement dit, si la broche de sortie est faible, écrit un 1 au bit correspondant dans le registre bascule va tirer la haute tige. De même, si la broche de sortie est élevée, écriture d'un 1 sur le bit correspondant dans le registre à bascule va tirez sur le bas broches. La rédaction d'un 0 à un peu n'a pas d'effet.

Si GPxTOGGLE.bit = 0, ignoré.

Si GPxTOGGLE.bit = 1, et la broche est une sortie.

f CAN (Enhanced Controller Expansion)

Ce ci est la version améliorée du périphérique CAN. Il supporte 32 boîtes aux lettres, d'horodatage (timestamping) des messages, et il est compatible avec CAN2.00B.

g Port série multi canal tamponné McBSP (Multichannel Buffered Serial Port)

Le McBSP est utilisé pour se connecter à des lignes E1/T1, utilisées généralement pour les applications des modems à haute résolution ou des qualités audio stéréo DAC.

Les McBSP reçoivent et transmettent les informations par le biais des registres de 16-niveau FIFO. Cela réduit considérablement les frais pour le service de ce périphérique.

h Port d'Interface Série SPI (Serial Port Interface)

Le SPI a une vitesse élevée, les ports série synchrones E/S de longueur 16bits permet d'échanger des données (16bits) à l'intérieur comme à l'extérieur de l'appareil.

Normalement le SPI est utilisé pour les communications entre DSP et les périphériques, tels que les registres à décalage, les pilotes d'affichage, et ADC's. Les communications Multi-device sont soutenues par l'opération Maître/Esclave SPI.

Sur F2812, les ports prennent en charge un niveau de 16, ils reçoivent et transmettent les informations par biais des registres FIFO, cela permet de réduire les services fonctionnels généraux.

Interface de communication série (Serial Communication Interface) :

Le SCI est un port série asynchrone bifilaire, et aussi appelé UART. Sur F2812 le port supporte un niveau de 16, il reçoit et transmet les informations sur des registres FIFO pour réduire les frais généraux du service.

i - Convertisseur Analogique Numérique ADC (Analog-to-Digital Converter)

Le module ADC du eZdspF2812 contient en tout 16 canaux de conversion avec leurs registres respectifs, configurables comme deux groupes indépendants de huit, deux unités échantillonneur-bloqueur (Sample-and-hold) pour chacun des deux groupes, et un seul module de conversion analogique/numérique. Deux séquenceurs existent pour nous permettre d'automatiser une série de conversions ou pour effectuer la conversion d'un canal plusieurs fois (over sampling). Le temps de conversion minimal d'un canal est de l'ordre de 200 ns ou 60 ns pour le cas d'une conversion en pipeline.

- **Description de l'unité ADC :**

Avant d'entrer dans les détails comment programmer l'interne ADC, nous résumons quelques détails du module ADC. Il a été dit que la résolution numérique où le nombre converti est de 12 bits. En supposant une plage de tension d'entrée de 0V à 3V nous obtenons une résolution de voltage $3.0V/4095 = 0.732mV$ par bit.

Nous avons deux unités de S&H, qui peuvent être utilisées en parallèle (échantillonnage simultané), chaque échantillonneur bloqueur est relié à 8 lignes d'entrée multiplexées. Le séquenceur automatique est capable de convertir automatiquement jusqu'à 16 signaux d'entrée, chaque auto séquenceur met une mesure dans son registre résultat (RESULT0 ... RESULT15) le meilleur temps d'échantillonnage est de 80ns par échantillon.

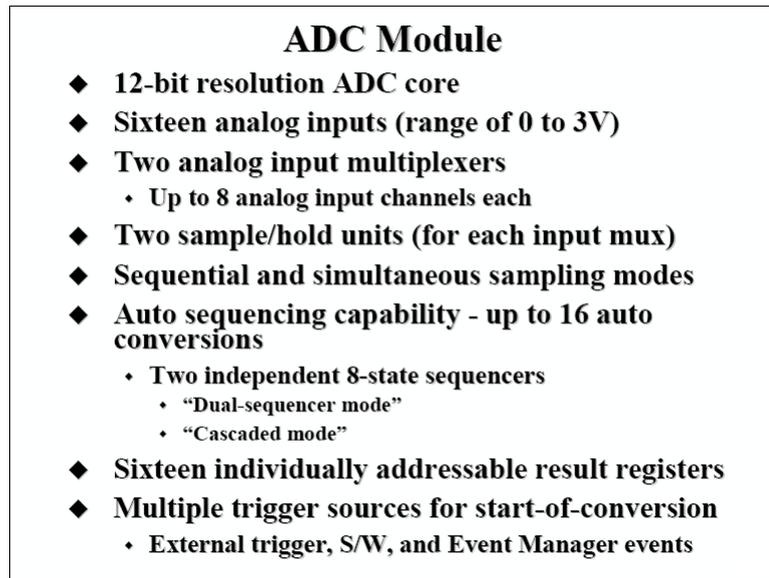


Figure 4.8. Module ADC.

Un début d’une séquence de conversion peut être initié à partir de quatre sources :

- Par programme : il suffit de définir un bit de départ à 1.
- Par un signal externe “ADC_SOC”.
- Par un événement (Periode, Compare, Underflow) de EVA.
- Par un événement (Periode, Compare, Underflow) de EVAB.

Le schéma d’exploitation pour ADC en mode cascade. 1 seule auto séquenceur qui contrôle le débit de conversion. Avant que nous puissions commencer une conversion, nous devons mettre en plus le nombre de conversion dans le registre “MAX_CON1” est les lignes d’entrées qui devraient être converties “CHELxx”. Les résultats sont stocker individuellement dans les registres résultat “RESULT0 ... RESULT15”.

Nous pouvons choisir entre deux options supplémentaire : (simultanées) et (séquentiel) échantillonnage. Dans le premier cas, S&H sont utilisé en parallèle. Deux lignes d’entrée avec le code d’entrée (par exemple ADCINA3 et ADCINB3) sont convertis en même temps. Dans le mode séquentiel les lignes d’entrées peut être connecté l’un des autos séquenceur.

Pour déclencher une séquence de conversion par programme (software) en modifier un bit particulier ou encore il ya 3 autre option de démarrage par matériel. Particulièrement utile est la sortie câble d’un événement programmé, ce qui conduit à l’instant d’échantillonnage plus précis. C’est une nécessité pour un fonctionnement correct du traitement numérique du signal. Pas besoin de déclencher une interruption, et nous pouvons utiliser l’interruption de l’ADC après la fin de la séquence (ou pour certain application à la fin du chaque séquence) a fin de lire bloc registre de résultat (RESULTxx).

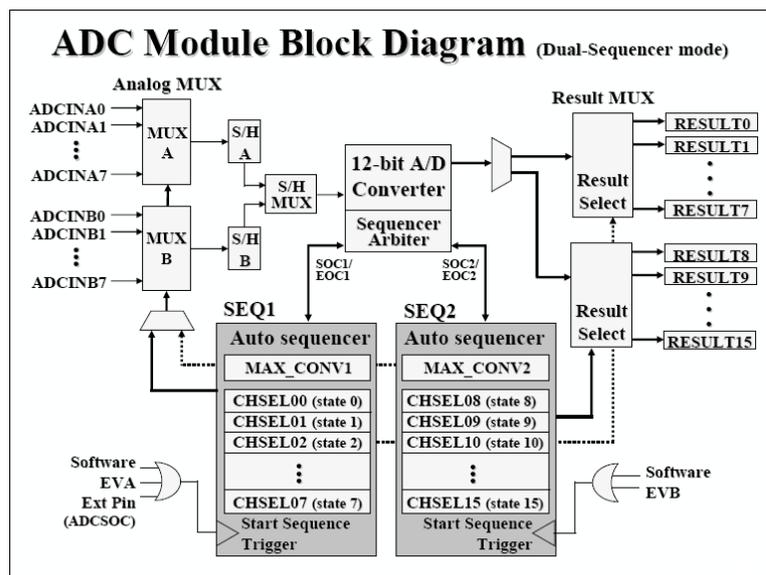


Figure 4.9. Schéma block du module ADC en mode Séquencer double.

La deuxième mode de fonctionnement de l'ADC (Mode séquencer double) l'auto séquenceur sera divisé en deux machine d'état (SEQ1 et SEQ2) ce mode utilise EVA en tant que déclencheur de matériel pour SEQ1 et EVB pour SEQ2. Pour codé les canaux d'entrées pour les états des deux séquenceurs nous somme libre de choisir n'importe quelle des 16 entrées pour l'un des 2*8 états. RESULT0 à RESULT7 couvrir les valeurs de SEQ1 et RESULT8 à RESULT15 le faire pour SEQ2. En raison de ce mode est d'avoir deux indépendant de l'ADC, d'éclanche par leur propre unité de temporisation GP Timer1 et 2 pour SEQ1 et GP Timer3 et 4 pour SEQ2. Dans le cas d'un démarrage simultané de SEQ1 et SEQ2 l'arbitre séquence prendre soin de cette situation, dans ce cas SEQ1 a une priorité plus élevée, le début sera retardé après la fin de SEQ1.

- **Les registres de l'unité ADC :**

Register	Address	Description
ADCTRL1	0x007100	ADC Control Register 1
ADCTRL2	0x007101	ADC Control Register 2
ADCMAXCONV	0x007102	ADC Maximum Conversion Channels Register
ADCCHSELSEQ1	0x007103	ADC Channel Select Sequencing Control Register 1
ADCCHSELSEQ2	0x007104	ADC Channel Select Sequencing Control Register 2
ADCCHSELSEQ3	0x007105	ADC Channel Select Sequencing Control Register 3
ADCCHSELSEQ4	0x007106	ADC Channel Select Sequencing Control Register 4
ADCASEQSR	0x007107	ADC Auto sequence Status Register
ADCRESULT0	0x007108	ADC Conversion Result Buffer Register 0
ADCRESULT1	0x007109	ADC Conversion Result Buffer Register 1
ADCRESULT2	0x00710A	ADC Conversion Result Buffer Register 2
:	:	:
ADCRESULT14	0x007116	ADC Conversion Result Buffer Register 14
ADCRESULT15	0x007117	ADC Conversion Result Buffer Register 15
ADCTRL3	0x007118	ADC Control Register 3
ADCST	0x007119	ADC Status and Flag Register

Figure 4.10. Les registres de l'unité ADC.

Trois registre de contrôle "ADCTRL1 à 3" sont utilisé pour mettre en place l'une des conditions d'exploitation différant unité de ADC et "ADCST" porte sur l'état actuel du ADC.

j Gestionnaire de d'événements (Event Manager)

Il existe deux modules identiques EV dans le 2812 noté EVA pour le premier et EVB pour le deuxième. Ces modules contiennent plusieurs fonctions et composants qui sont dédiés spécialement pour le contrôle des moteurs. La figure 3 montre le bloc fonctionnel du gestionnaire d'événement.

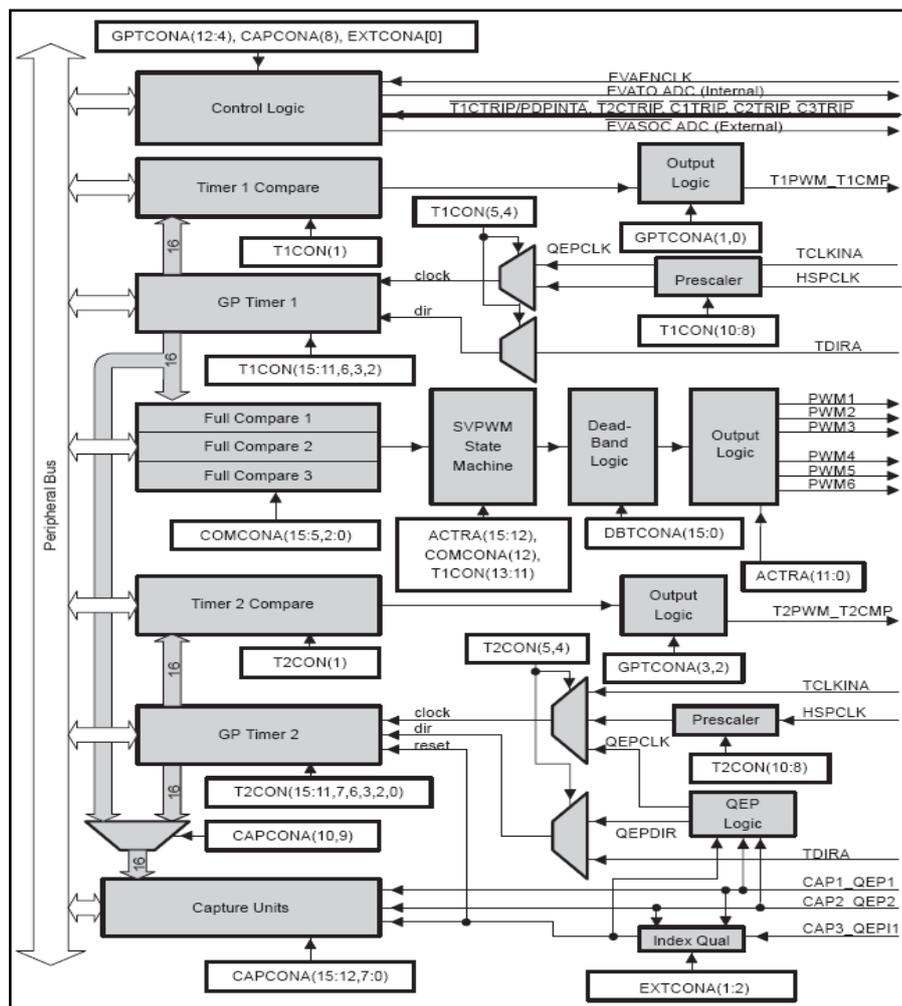


Figure 4.11. Bloc fonctionnel du gestionnaire d'événements du TMS320F2812.

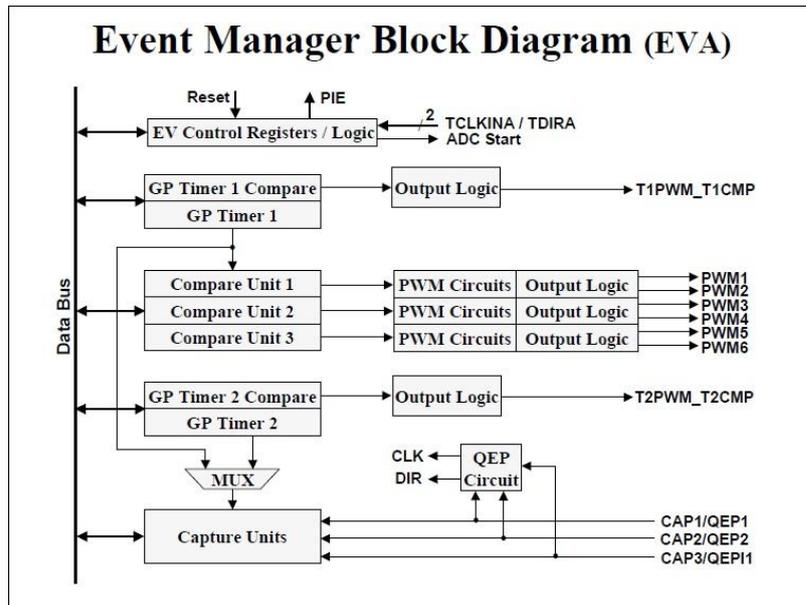


Figure 4.12. Schéma Block Event Manager.

Le gestionnaire d'événements contient plusieurs fonctionnalités, les plus utilisés sont :

- **Horloges à usage général (general-purpose (GP) timers):**

Chaque gestionnaire d'événements contient deux horloges de 16 bits notées GP Timer1 et GP Timer2. Ils peuvent fonctionner indépendamment l'une de l'autre ou d'une manière synchrone. Chaque horloge a son propre registre de comparaison pour la génération des PWM. Ces deux horloges sont aussi la source pour tous les autres composants dans le gestionnaire d'événements, telle que l'unité de capture, correspond :

- Un Timer de 16 bits, up/down-counter TxCNT.
- Un Timer de 16 bits, Timer Compare TxCMPR.
- Un Timer de 16 bits, Timer Période TxPR.
- Un Timer de 16 bits, Timer Control TxCON.
- Une direction sélectionnable pour pin d'entrée.

GP Timer Registers		
Register	Address	Description
EVA	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
	T2CON	0x007408 Timer 2 Control Register
EVB	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
	T4CON	0x007508 Timer 4 Control Register
EXTCONA 0x007409 / EXTCONB 0x007509 ;Extension Control Register		

Figure 4.13. Les Registre de GP Timer.

- **Unité de comparaison (Full-Compare Units) :**

Il existe trois unités de comparaison dans chaque EV. Ils utilisent GP Timer1 comme base temporelle et génèrent six sorties (6 PWM).

Avec la présence d'un module de zone morte programmable, on peut introduire une zone morte dans chacune de ces sorties. L'état de chaque sortie peut être configuré d'une façon complètement indépendante des autres sorties.

Compare Unit Registers		
Register	Address	Description
EVA	COMCONA	0x007411 Compare Control Register A
	ACTRA	0x007413 Compare Action Control Register A
	DBTCONA	0x007415 Dead-Band Timer Control Register A
	CMPR1	0x007417 Compare Register 1
	CMPR2	0x007418 Compare Register 2
	CMPR3	0x007419 Compare Register 3
EVB	COMCONB	0x007511 Compare Control Register B
	ACTRB	0x007513 Compare Action Control Register B
	DBTCONB	0x007515 Dead-Band Timer Control Register B
	CMPR4	0x007517 Compare Register 4
	CMPR5	0x007518 Compare Register 5
	CMPR6	0x007519 Compare Register 6
EXTCONA 0x007409 / EXTCONB 0x007509 ;Extension Control Register		

Figure 4.14. Les Registre de Full Compar.

- **Génération des signaux PWM :**

Chaque EV peut générer 8 signaux PWM simultanément. Trois paires indépendantes (six sorties) par les trois unités de comparaison (avec possibilité d'introduction de zone morte) et deux autres sorties indépendantes à l'aide des deux registres de comparaison des deux GP Timer. La figure suivante illustre le processus de génération des signaux PWM.

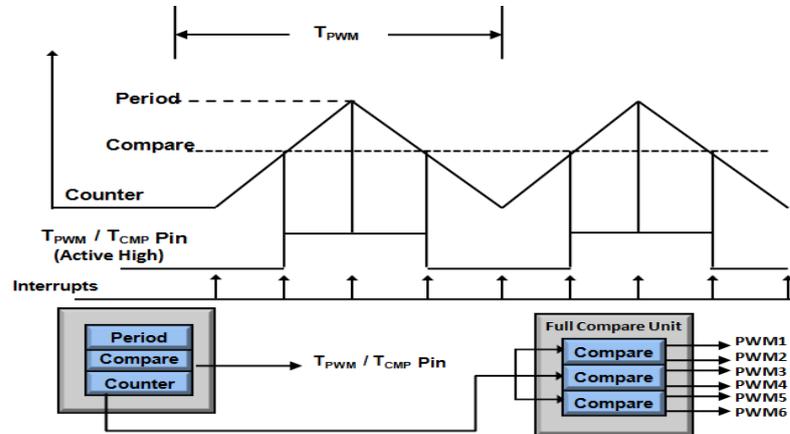


Figure 4.15. Génération d'un signal PWM.

- **Unité de capture :**

Ces unités ont le rôle de détecter les différents événements ou transitions dans un signal donné (figure 5), lors d'une détection, la valeur du GP Timer associé avec l'unité de capture sera copiée dans un registre FIFO à deux niveaux.

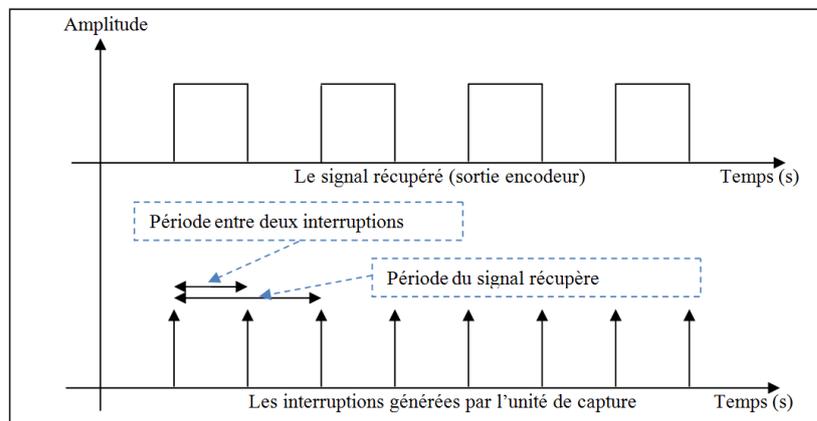


Figure 4.16. Illustrative du fonctionnement de l'unité de capture.

- **Unité QEP (Quadrature Encoder Pulse) :**

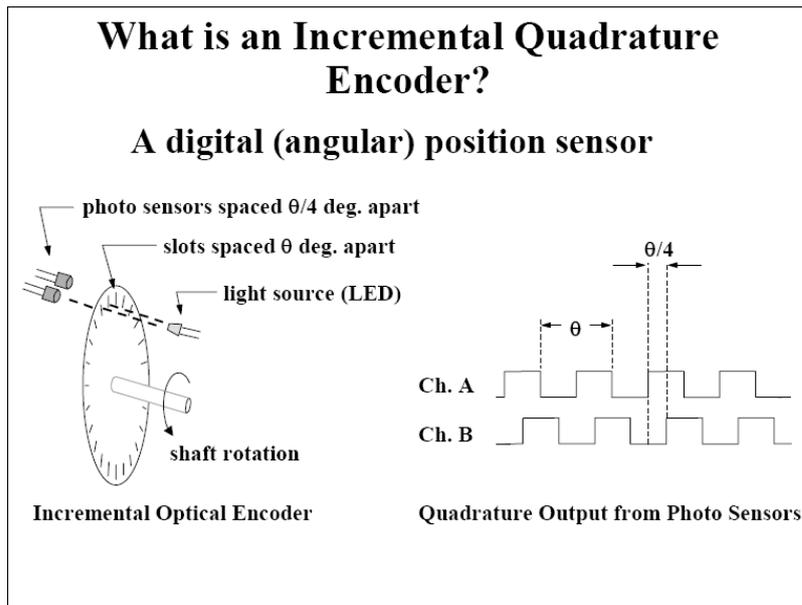


Figure 4.17. Schéma illustre le fonctionnement d'un encodeur incrémental.

L'unité QEP est normalement utilisée pour connaître la position et la vitesse d'un moteur à partir des informations provenant d'un circuit encodeur monté sur l'axe de rotation du moteur.

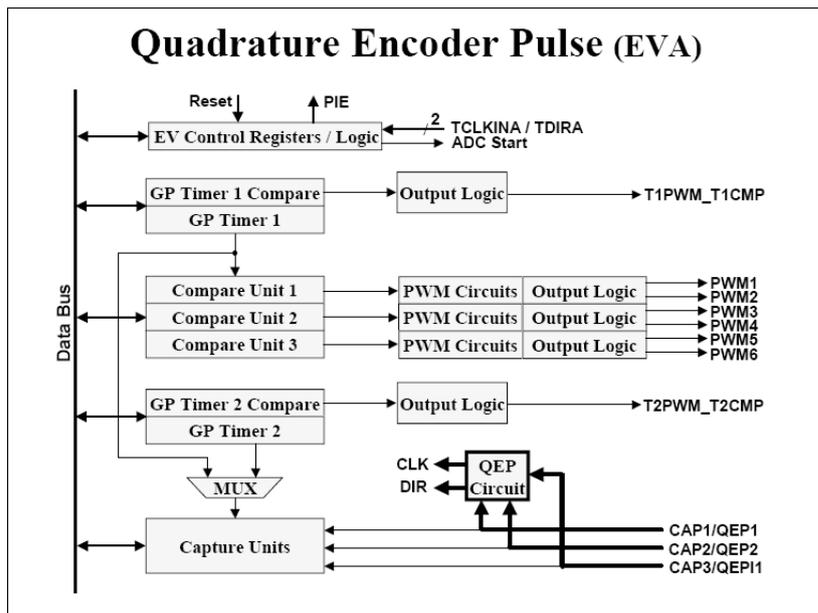


Figure 4.18. Localisation de l'unité QEP dans EVA.

La relation de temps entre le canal A et B conduit à une machine à quatre états. Selon la séquence d'états et de la vitesse de l'alternance, le Timer Unit QEP est décrémentée ou incrémenté. En lisant et en comparant cette information à un intervalle fixe, nous pouvons obtenir la vitesse et/ou la position.

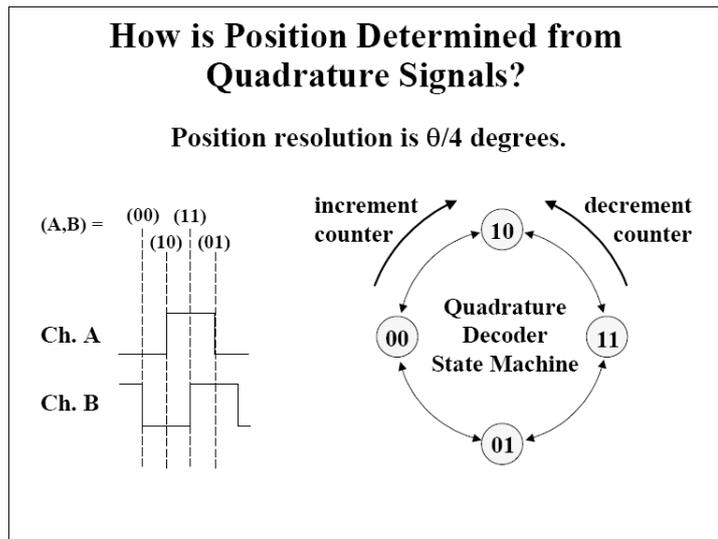


Figure 4.19. Schéma illustre le principe pour déterminer le sens de rotation.

4.3.2 Les cartes électroniques réalisées

a Alimentation :

Il y a des composants électronique qui nécessite une alimentation ($+V_{cc}, -V_{cc}$) comme notre cas nous avons des ampli-op ($+V_{cc} = +5v, -V_{cc} = GND$), des capteurs de tension, capteur de courant ($+V_{cc} = +12v, -V_{cc} = -12v$) et une carte de conversion Numérique Analogique (DAC). C'est pour ca qu'avons réalisé une Alimentation qui délivre à ca sortie les tensions souhaité ($+12v, -12v, +5v$ et GND).

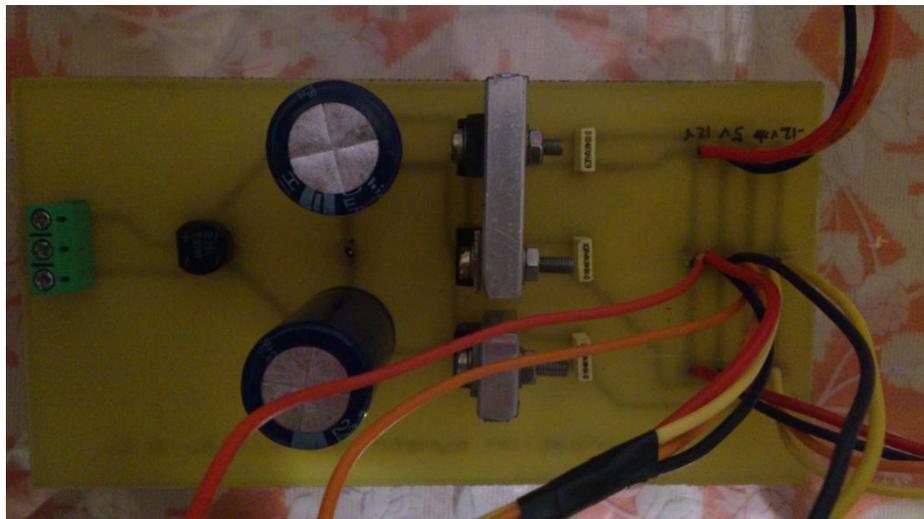


Figure 4.20. Carte d'alimentation.

***b* Carte d'acquisition Tension/Courant**

Pour concrétiser un estimateur de couple et flux d'un moteur asynchrone (MAS) à partir des tensions et courant nous somme besoin de ces derniers. Donc il faut réaliser des cartes d'acquisition de courant et tension pour chaque phase.

***c* Carte de mise en forme**

La carte de développement eZdspF2812 travaille avec des signaux d'entrées dans une plage $[0v \dots 3.3v]$ c'est pour ca que nous avons réalisé des carte de mise en forme dans le but que ce soit amplifier ou atténué le signal désirée (Tension, courant et vitesse) pour les faires entrée dans cette plage $[0v \dots 3.3v]$.

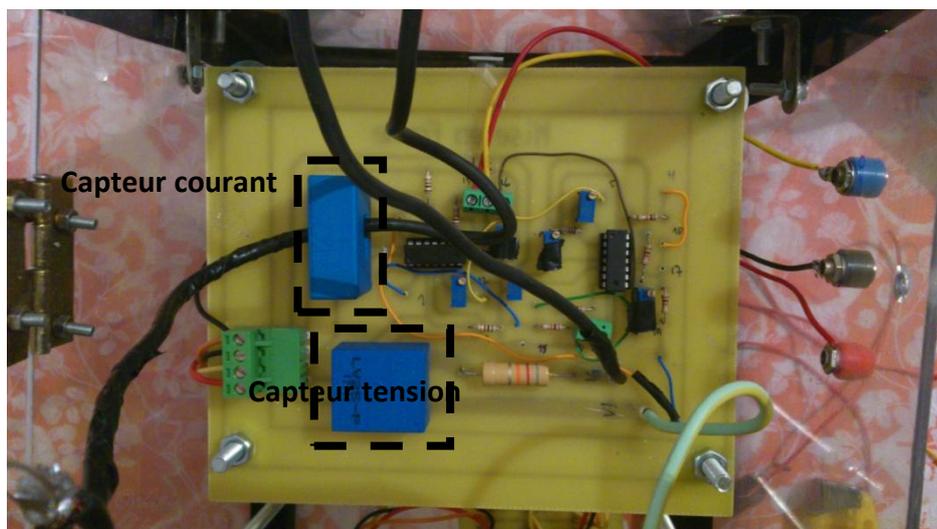


Figure 4.21. Carte d'acquisition.

***d* Carte de conversion Numérique Analogique**

Tous les signaux de sortie du DSP sont des signaux numérique est donc le but de faire visualiser nous résultats expérimental (sur un oscilloscope) nous avons réalisé un convertisseur Numérique Analogique (DAC).

4.3.3 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 4.19) montre la fenêtre de l'outil de développement CCS.

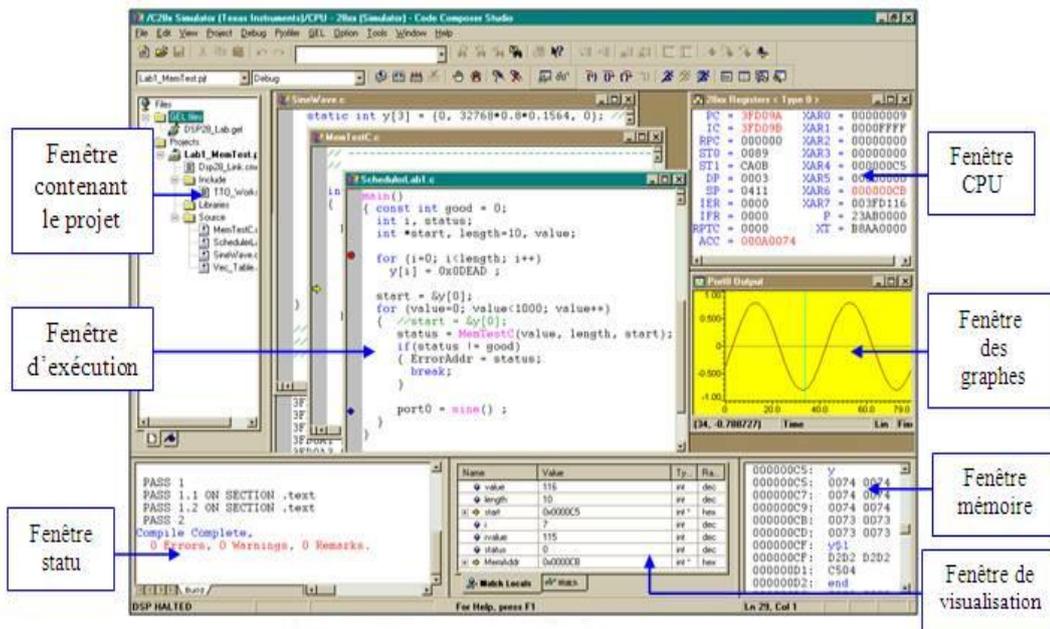


Figure 4.22. Environnement de développement CCS.

4.3.4 Processus de programmation

Le jeu d'instructions constitue le complément indispensable au fonctionnement du DSP. Tous les modules de l'algorithme de commande sont écrits en langage C. Ils sont compilés pour générer le code machine correspondant au processeur. Ce code est ensuite lié avec les codes nécessaires à la configuration matérielle du DSP et à la configuration des communications avec l'extérieur. A ce stade, le programme est converti en code directement exécutable par le DSP. Ce code est ensuite testé et débogué. Le programme est ainsi exécuté instruction par instruction, ce qui permet la visualisation des différentes variables et leur localisation dans les deux mémoires et les registres internes. La démarche de développement est illustrée par le schéma de la Figure 4.20.

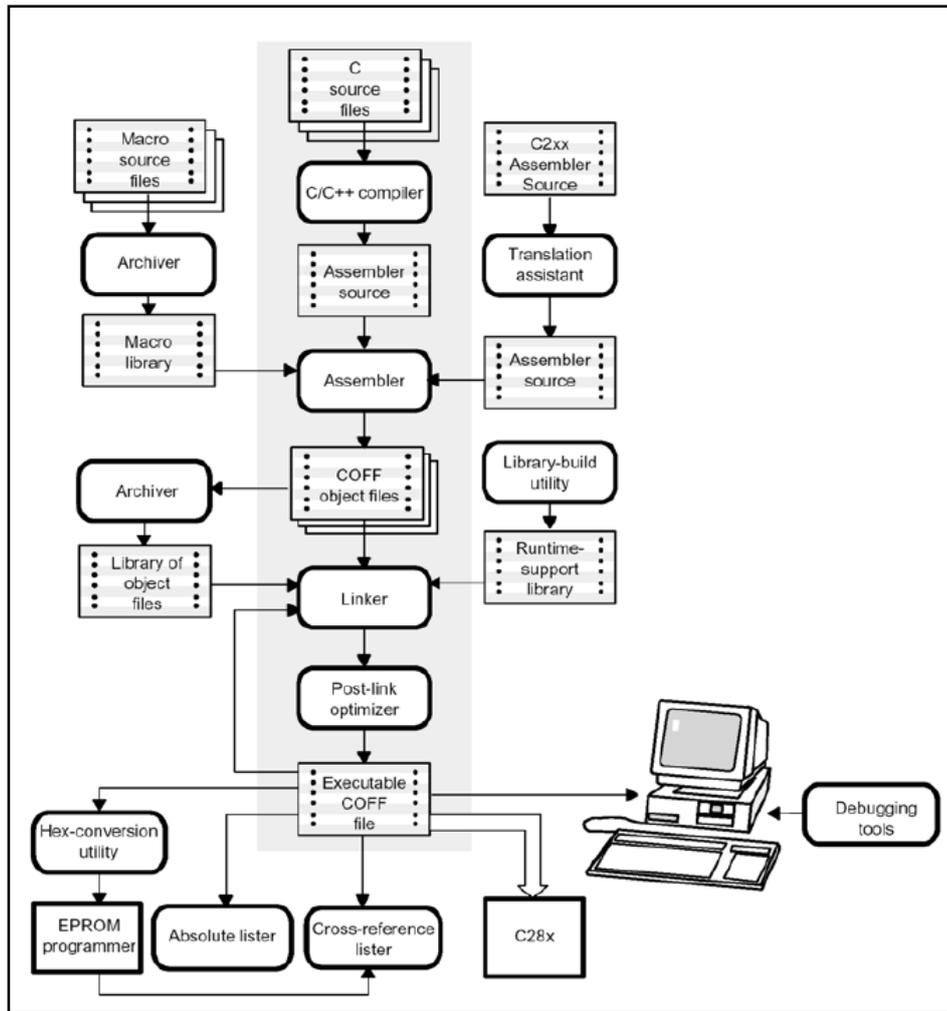


Figure 4.23. Démarche de développement.

4.4 Implémentation et essai

4.4.1 Acquisition des courants et Tension

Afin d'implémenter un estimateur sur la carte eZdspF2812, nous avons besoin de faire l'acquisition des 3 courants et 3 tension et de plus de les faire convertir en Numérique pour qu'on puisse les utiliser, la carte DSP et douter d'une unité ADC de 16 entrée.

Le signal récupérer des cartes d'acquisition vent être transmise à la carte DSP plus précisément à l'unité ADC est ces dernier vent être passé sur un échantillonneur bloquer (S/H), en suite sur un convertisseur Analogique Numérique et chaque séquence produit va être enregistré sur un registre particulier (RESULT).

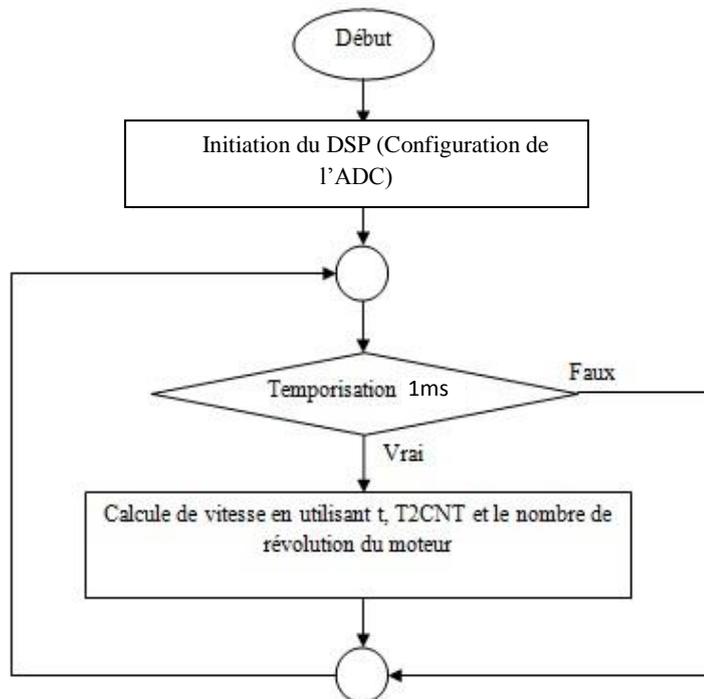


Figure 4.23. Organigramme l'acquisition des tensions et les courants du secteur avec l'unité ADC.

4.4.2 Acquisition de la vitesse

La mesure de la vitesse des machines tournant ce fait par plusieurs méthodes, parmi ces méthodes encodeur incrémental, qui permet de mesuré la vitesse, connaître le sens et même plus la position.

Le gestionnaire d'événement est équipé d'une unité QEP (Quadrature Encoded Pulse), qu'elle va capter les deux signaux générer par l'encodeur incrémental deux Canaux avec une fréquence variable et un déphasage fixe de quart de période (90°)

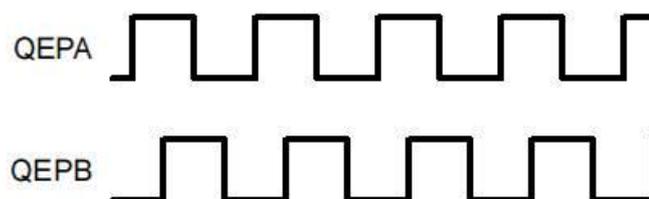


Figure 4.24. Les séquences d'impulsion QEP.

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, en utilisant une fonction implémenté dans le DSP on peut déterminer la vitesse et la direction et même la position de la machine.

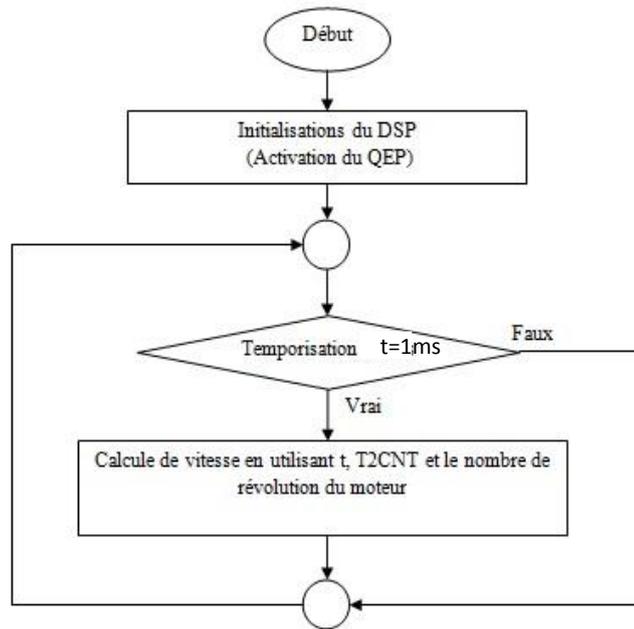


Figure 4.26. Organigramme pour la mesure de la vitesse et connaître le sens avec l'unité QEP.

4.5 résultats de l'implémentation.

Notre programme de l'estimateur implémenté on peut le résumée dans l'organigramme suivant :

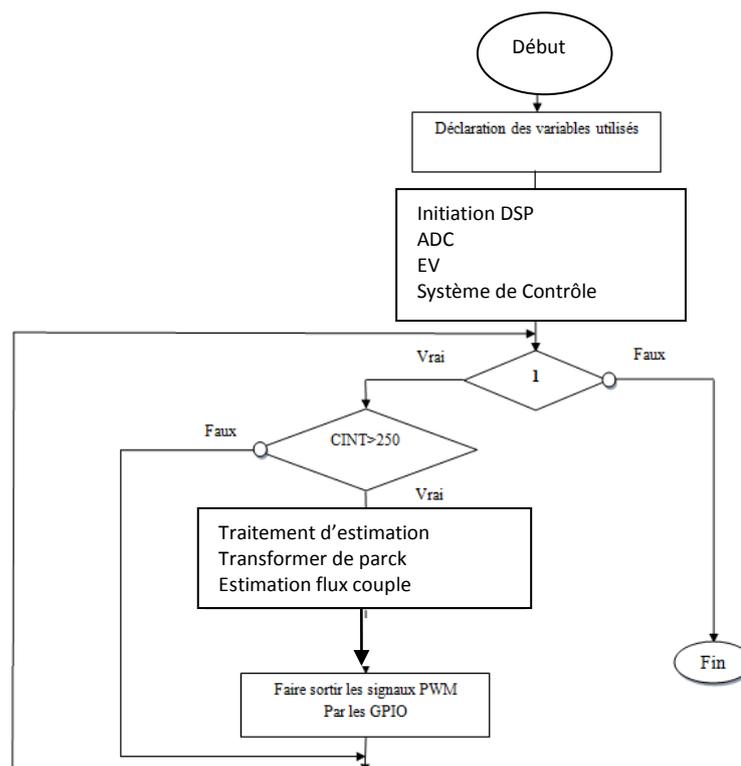


Figure 4.27. L'algorithme de la réalisation de l'estimateur.

4.5.1 Initiation du DSP

En premier lieu il faut initier le DSP par l'activation des unités utilisé et la désactivation des unités non utilisables.

Dans notre cas nous avons activées le gestionnaire d'événement (EVA), unité ADC, unité QEP.

a La configuration de gestionnaire d'événement

Dans cette étape on doit faire la configuration de GP Timer1 pour crée l'événement de début de conversion de ADC et le GPTimer2 pour l'unité le QEP pour la mesure de la vitesse. Et de plus on doit choisir aussi la fréquence de l'incrémentation des Timers.

b 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.

c 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 luit passer par le module PLL (multiplicateur de fréquence), la fréquence a la sortie de PLL qu'on a choisi c'est 150MHZ. Puis on doit configurer la fréquence HSPCLK, on obtient à la fin une horloge de 75MHZ.

d La précision de la fréquence

On sait que le Timer nous fournir une interruption chaque fois qu'il atteindre la valeur période, d'autre part le Timer1 incrément avec une fréquence HSPCKL (High-speed clock) égale a 75Mhz, la valeur période qu'on choisir c'est 150, on a fait un conteur d'interruption CINT, pour obtenir une période d'échantillonnage a 1 Mili seconde.

$$\frac{75000000/2}{150} \rightarrow 1 \text{ interruption}$$

$$1Khz \rightarrow 150 \text{ interruptions}$$

Donc notre programme il doit êtres exécuté chaque fois que le compteur CINT compte 150 interruptions.

4.5.2 Résultats

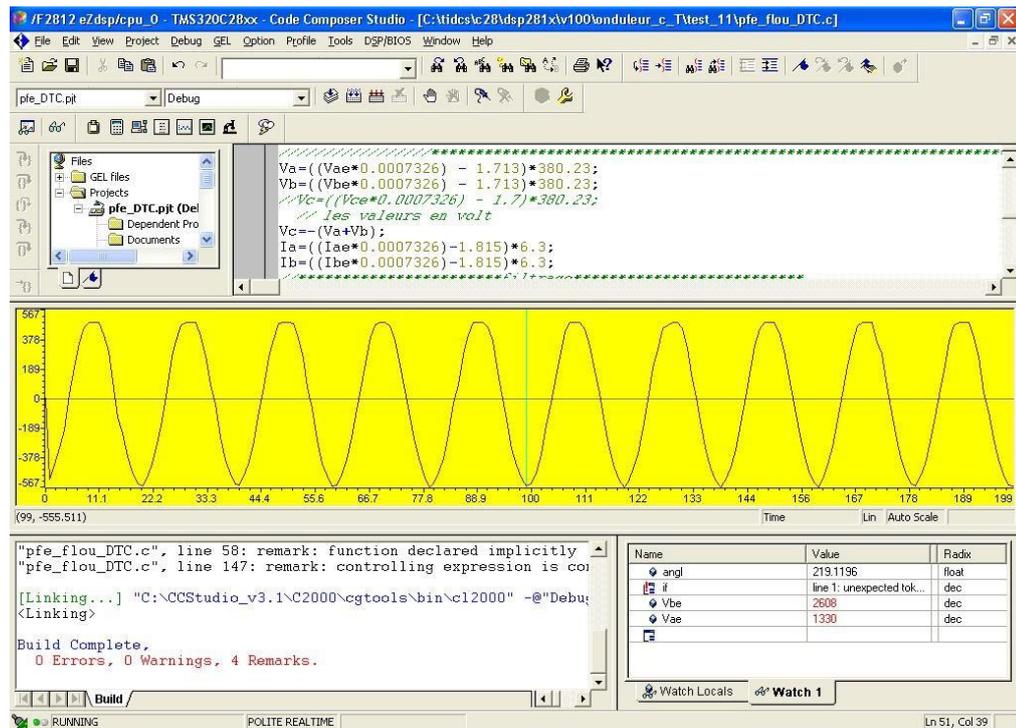


Figure 4.28. La forme de la tension Va acquise.

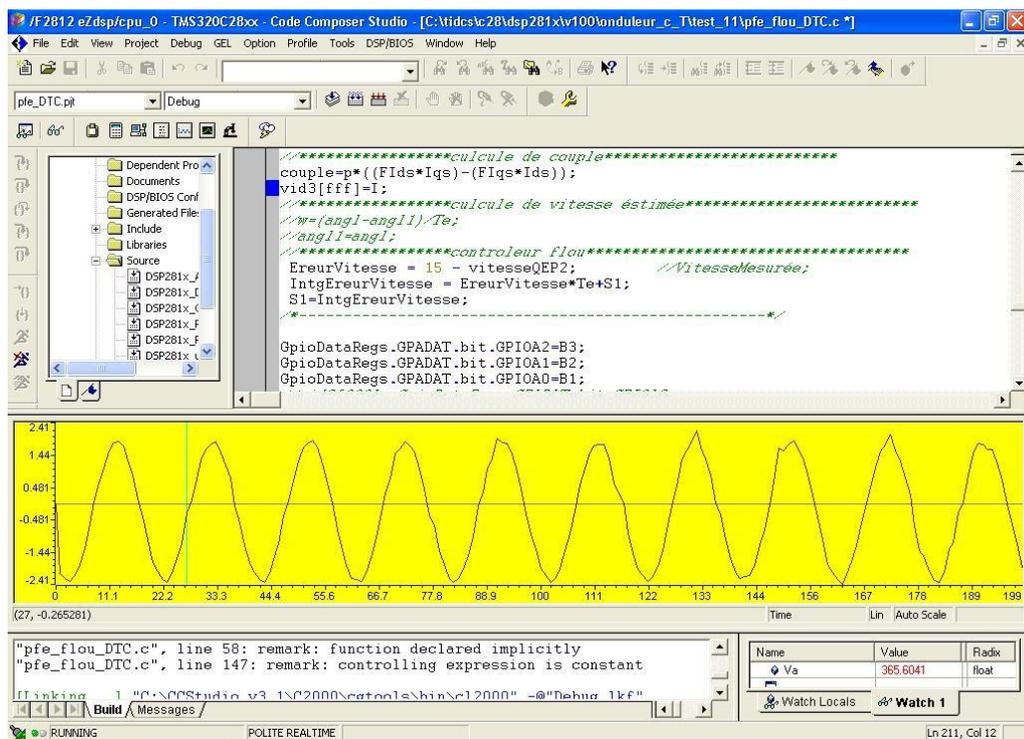


Figure 4.29. La forme de la courant Ia acquise.

Comme nous avons remarqué, les signaux des courants et des tensions acquis sont réusites sinusoïdaux, avec leurs valeurs réel.

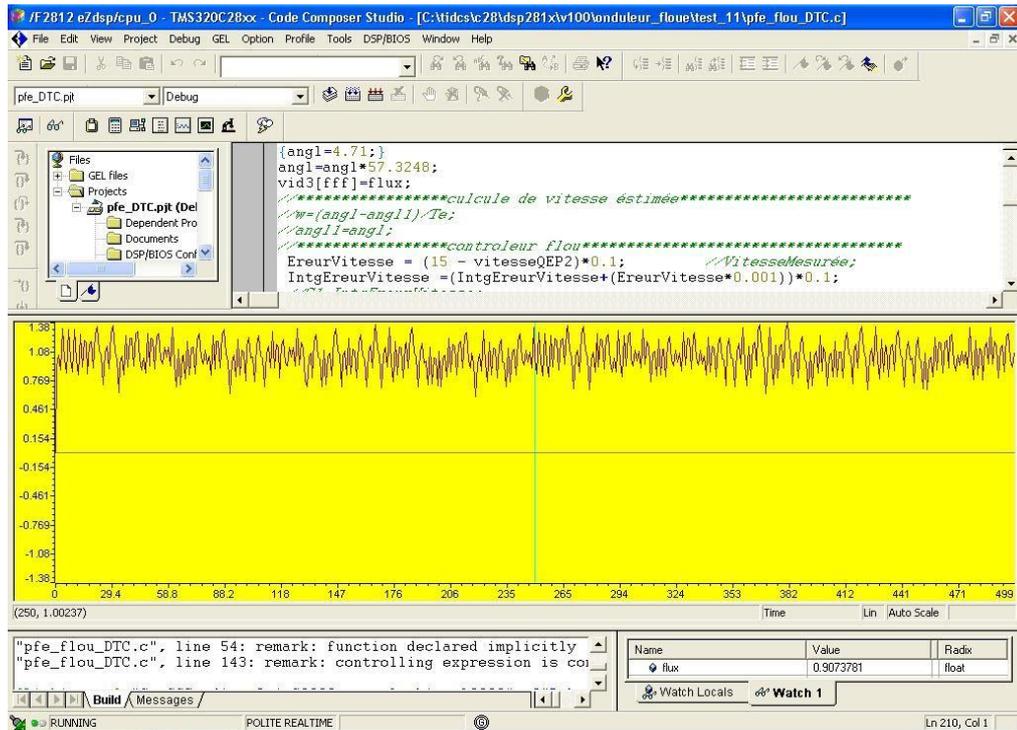


Figure 4.30. La forme de flux estimer a partir du l'algorithme.

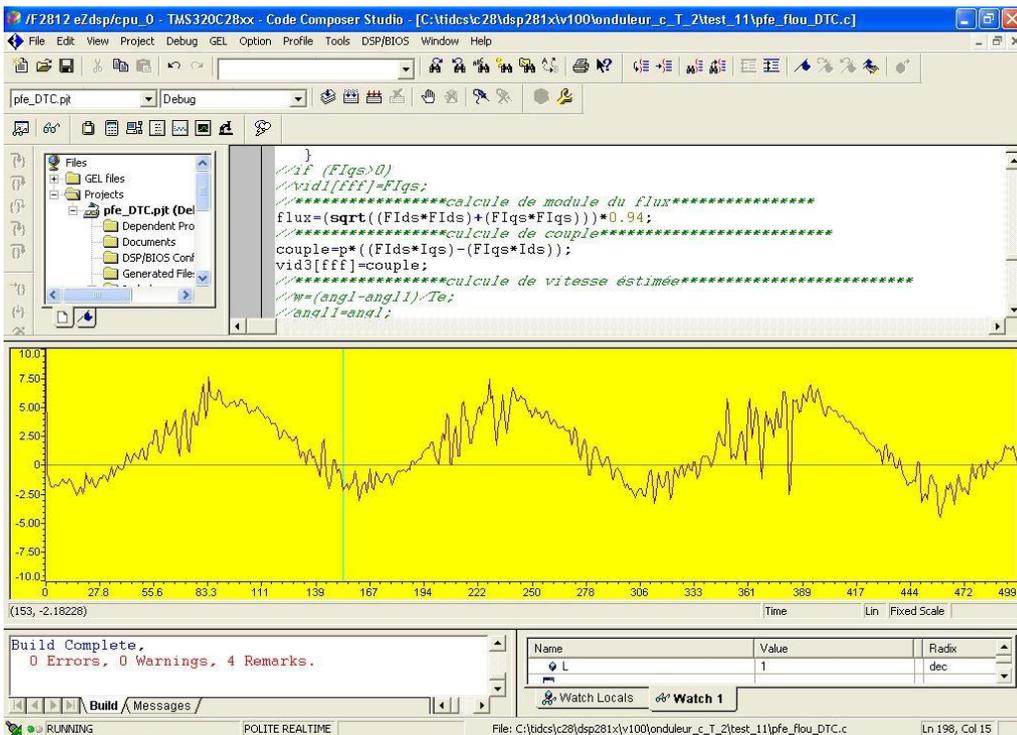


Figure 4.31. La forme de couple estimer a partir du l'algorithme.

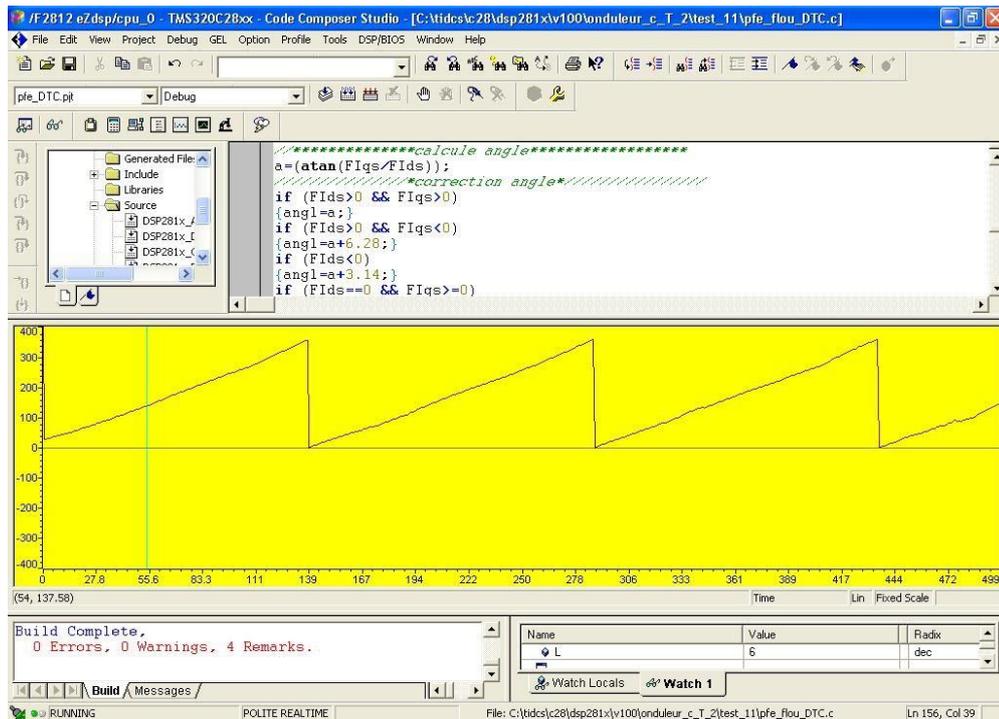


Figure 4.32. La forme de la localisation en degré a partir du l’algorithme.

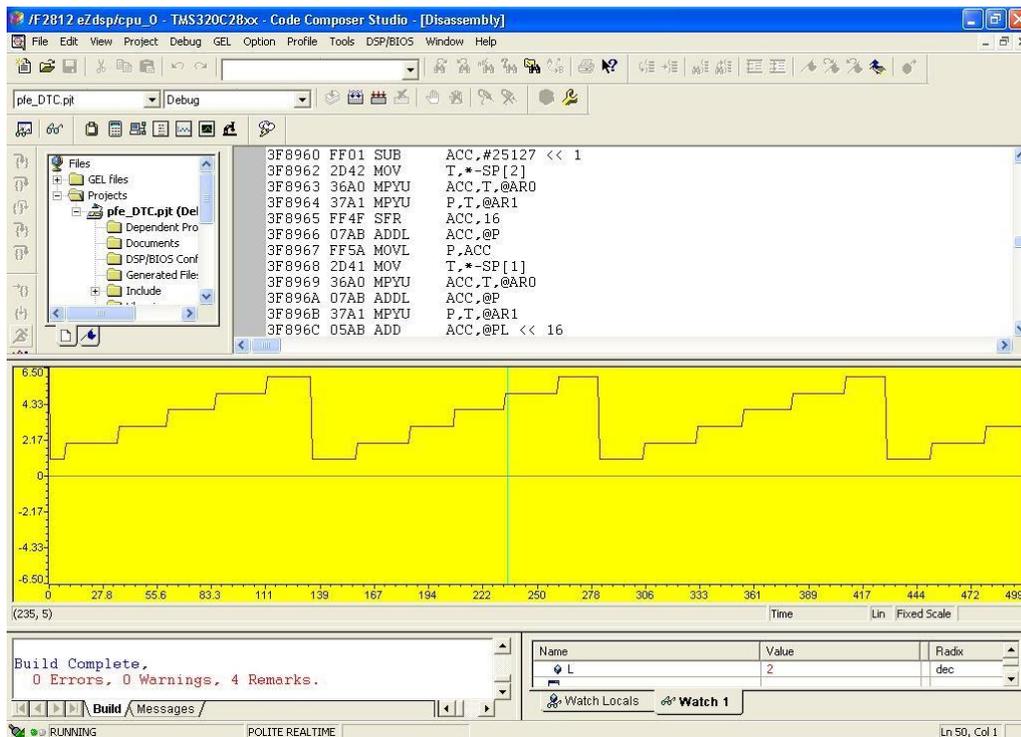


Figure 4.33. La forme de la localisation secteur a partir du l’algorithme.

Il existe six secteurs correspondant a la variation d’angle qui calculer a partir des valeur de flux.

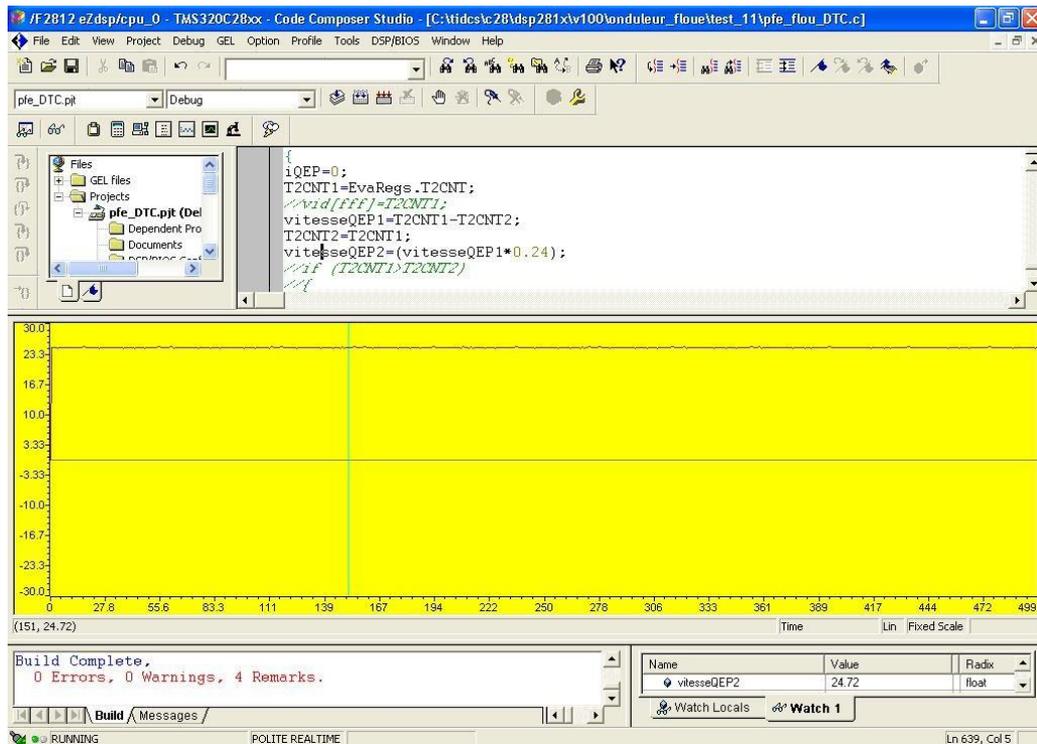


Figure 4.34. Acquisition de la vitesse.

4.6 Conclusion

D'après les résultats expérimentaux obtenus, nous pouvons dire que l'algorithme de l'estimateur implémenté dans le *TMS320F2812* est fonctionné d'une manière assez satisfaisante. En conclure aussi que pour une implémentation d'estimateur flux et couple de la commande DTC sous DSP on n'a pas besoins d'utilisé des capteurs ni de couple, ni de flux et ni de la vitesse, mais juste une bonne acquisition des courants et des tensions avec un réseau encore équilibrés pour assurer les performances de nous besoins. Nous devons noter que les périphériques dont la carte de développement eZdspF2812 dispose nous ont beaucoup facilité la tâche d'implémentation et de réalisation des algorithmes de commande développés.

Conclusion générale

L'ensemble de notre travail porte sur le thème de la vitesse variable des machines asynchrone. A l'origine de l'étude que nous avons présentée l'idée fondamentale était d'analyser, valider et voir la performance d'un estimateur DTC.

Les avantages de moteur asynchrone sont représenté par la robustesse, la simplicité de construction et l'excellence rendement. Ce qui nous donne la main pour rechercher une bonne performance.

La commande directe du couple basée sur la régulation séparée du flux statorique et du couple, consiste à imposer les ordres de commande de l'onduleur de façons direct. Ce type de commande n'ait pas besoin d'un capteur de la vitesse pour assurer la résolution de la machine.

Pour l'implémentation sous DSP nous avons tombé dans le problème de signale bruité à l'acquisition des signaux du courants car ces dernier sont plus petites, comme premier pas, on a imposé un algorithme qui réalise un filtre passe bas numérique de première ordre pour éliminer les perturbations sur les amplitudes des signaux appliquées sur les courants, cette idée améliore la forme des courants, puis on a proposé de blinder les capteurs des courants et toutes les files des signaux de puissance. Les courants rendent mieux que les précédents, ce qui conclure que le type des capteurs de courant utilisé est très sensible au bruit.

L'ensemble de nos réflexions et de nos études, nous avons conduire à présent les perspectives de ce travail, amélioration les performances de couple et de flux par l'utilisation de la technologie intelligente et un filtre de Kalman.

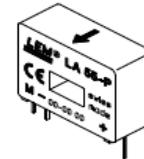
Fichier technique de capteur de courant :



Current Transducer LA 55-P

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).

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



Electrical data				
I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	50	A	
I_F	Primary current, measuring range	0 .. ± 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 $\pm 12 \text{ V}$	@ $\pm 50 \text{ A}_{max}$ @ $\pm 70 \text{ A}_{max}$	10 100 60 95 Ω
		with $\pm 15 \text{ V}$	@ $\pm 50 \text{ A}_{max}$ @ $\pm 70 \text{ A}_{max}$	50 160 135 155 Ω 50 90 135 ²⁾ 135 ²⁾ Ω
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	

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.

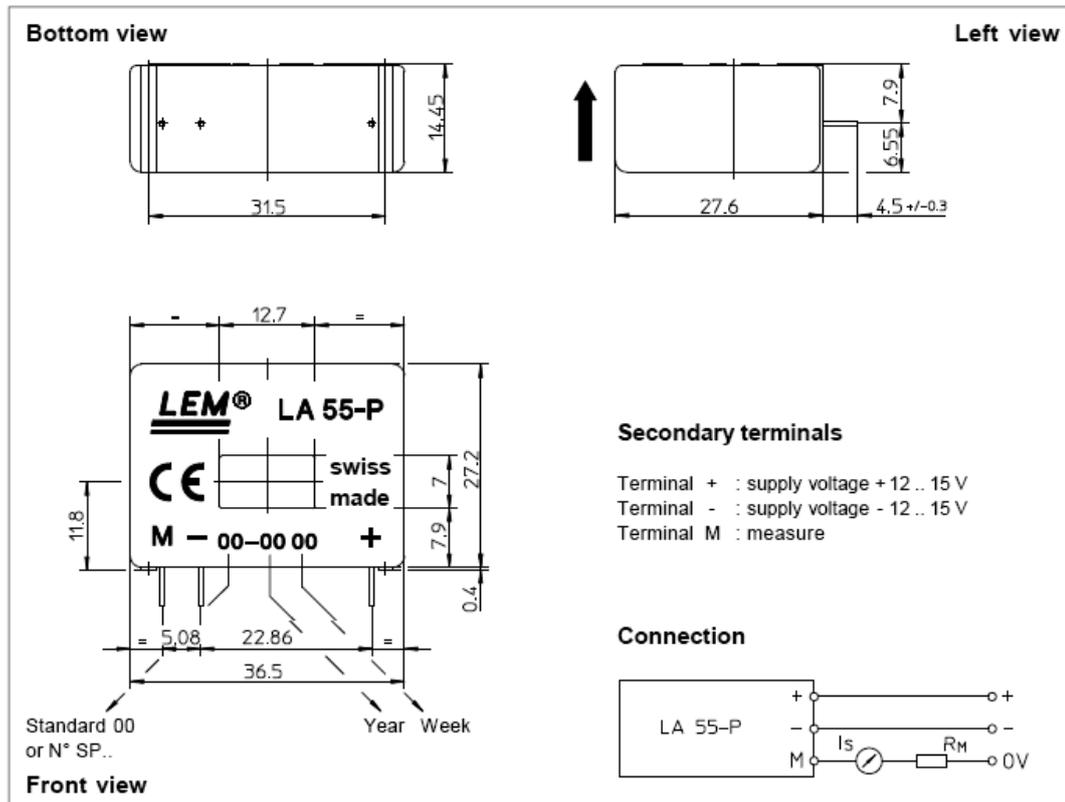
Accuracy - Dynamic performance data			
X	Accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	@ $\pm 15 \text{ V} (\pm 5 \%)$	± 0.65 %
		@ $\pm 12 \dots 15 \text{ V} (\pm 5 \%)$	± 0.90 %
ϵ_L	Linearity		< 0.15 %
I_O	Offset current @ $I_F = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	Max
I_{OM}	Residual current ³⁾ @ $I_F = 0$, after an overload of $3 \times I_{PN}$		± 0.2 mA
I_{OT}	Thermal drift of I_O	$0^\circ\text{C} \dots +70^\circ\text{C}$	± 0.1 ± 0.5 mA
		$-25^\circ\text{C} \dots +85^\circ\text{C}$	± 0.1 ± 0.6 mA
t_{ra}	Reaction time @ 10 % of I_{Pmax}		< 500 ns
t_r	Response time @ 90 % of I_{Pmax}		< 1 μs
di/dt	di/dt accurately followed		> 200 A/ μs
f	Frequency bandwidth (-1 dB)		DC .. 200 kHz

General data			
T_A	Ambient operating temperature		$-25 \dots +85$ $^\circ\text{C}$
T_S	Ambient storage temperature		$-40 \dots +90$ $^\circ\text{C}$
R_S	Secondary coil resistance @	$T_A = 70^\circ\text{C}$	80 Ω
		$T_A = 85^\circ\text{C}$	85 Ω
m	Mass Standards ⁴⁾		18 g
			EN 50178

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

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
- 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.



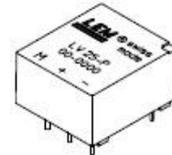
Voltage Transducer LV 25-P

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_p	Primary current, measuring range	0 .. ± 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	Ω
	with $\pm 15 \text{ V}$	@ $\pm 10 \text{ mA}_{max}$	100	350	Ω
	@ $\pm 14 \text{ mA}_{max}$	100	190	Ω	
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 ¹⁾ , 50 Hz, 1 mn	2.5	kV		

Accuracy - Dynamic performance data

X_G	Overall Accuracy @ I_{FN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	@ $\pm 12 \dots 15 \text{ V}$	± 0.9	%	
		@ $\pm 15 \text{ V} (\pm 5 \%)$	± 0.8	%	
ϵ_L	Linearity		< 0.2	%	
I_o	Offset current @ $I_p = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	Max	mA	
I_{OT}	Thermal drift of I_o	0 $^\circ\text{C}$.. + 25 $^\circ\text{C}$	± 0.06	± 0.25	mA
		+ 25 $^\circ\text{C}$.. + 70 $^\circ\text{C}$	± 0.10	± 0.35	mA
t_r	Response time ²⁾ @ 90 % of V_{pmax}		40	μs	

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	Ω
R_s	Secondary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	110	Ω
m	Mass	22	g
	Standards ³⁾	EN 50178	

Notes : ¹⁾ Between primary and secondary
²⁾ $R_1 = 25 \text{ k}\Omega$ (L/R constant, produced by the resistance and inductance of the primary circuit)
³⁾ 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_1 , which is selected by the user and installed in series with the primary circuit of the transducer.

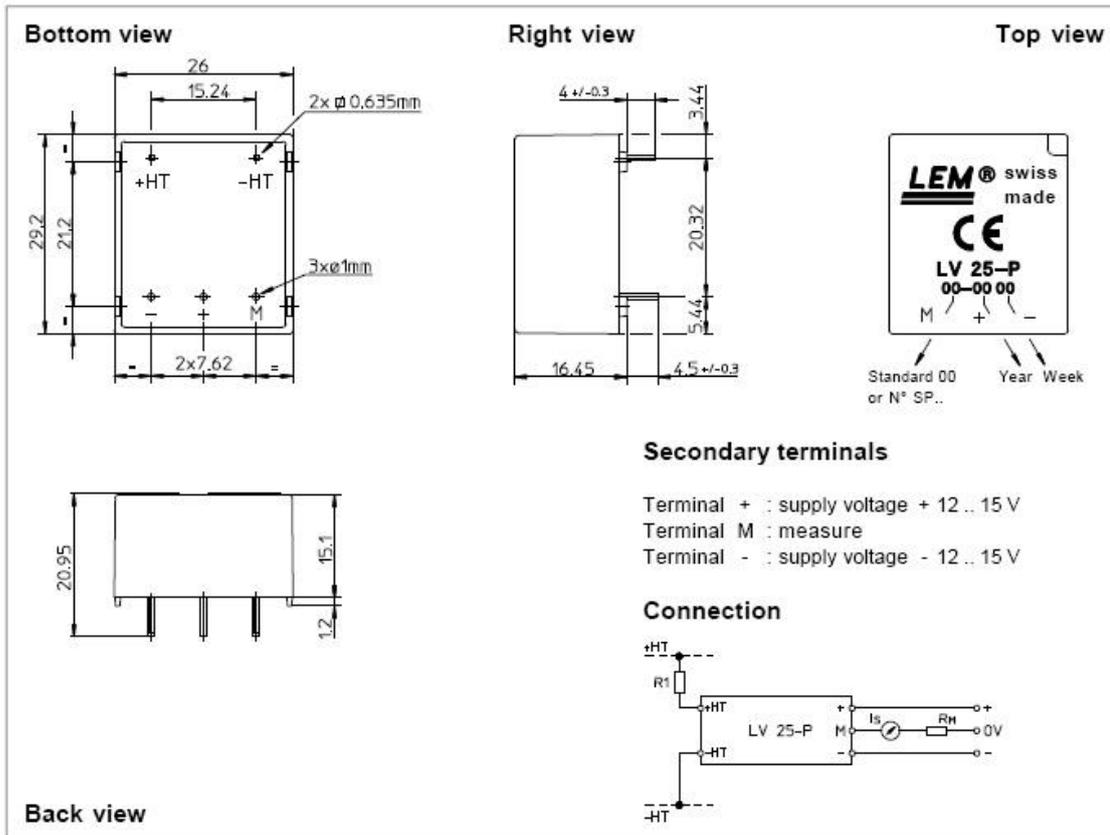
Advantages

- 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



Mechanical characteristics

- General tolerance ± 0.2 mm
- Fastening & connection of primary 2 pins
0.635 x 0.635 mm
- Fastening & connection of secondary 3 pins $\varnothing 1$ 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 $V_{pn} = 250$ V

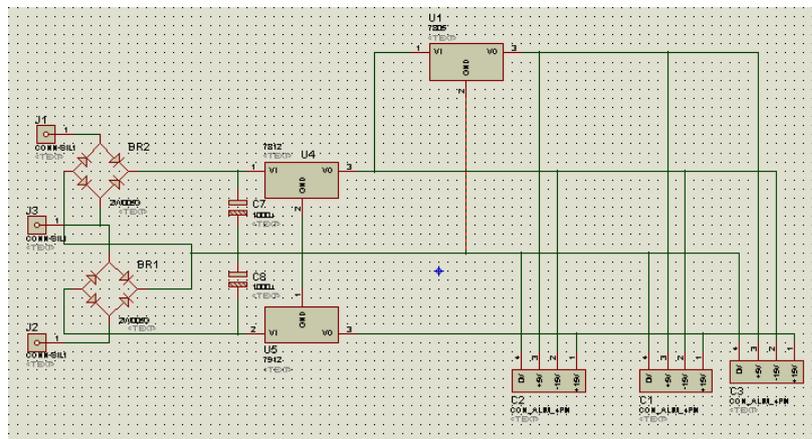
a) $R_1 = 25$ k Ω /2.5 W, $I_p = 10$ mA	Accuracy = ± 0.8 % of V_{pn} (@ $T_A = +25^\circ\text{C}$)
b) $R_1 = 50$ k Ω /1.25 W, $I_p = 5$ mA	Accuracy = ± 1.6 % of V_{pn} (@ $T_A = +25^\circ\text{C}$)

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.

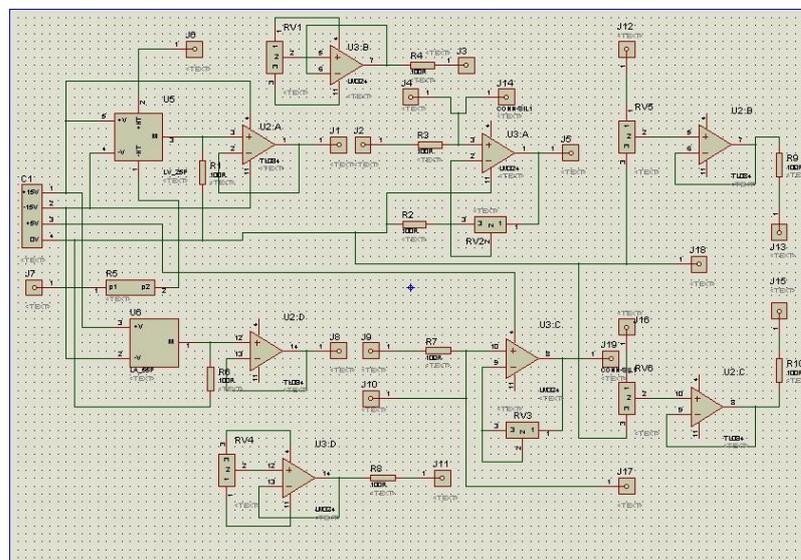
Fichier technique de capteur de courant :

Schéma Electrique :

Alimentation :

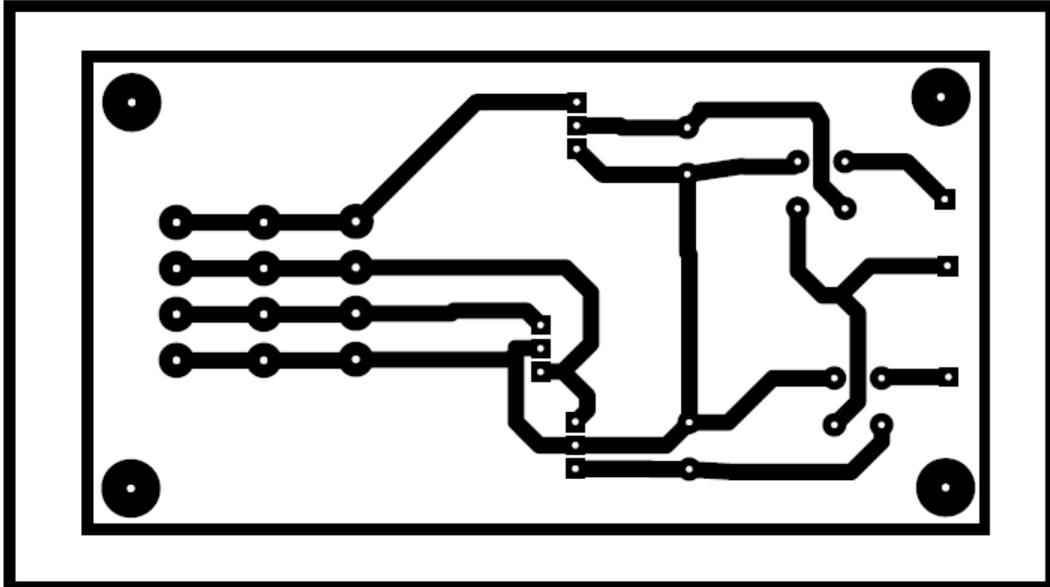


Mise en forme de tension et courant :

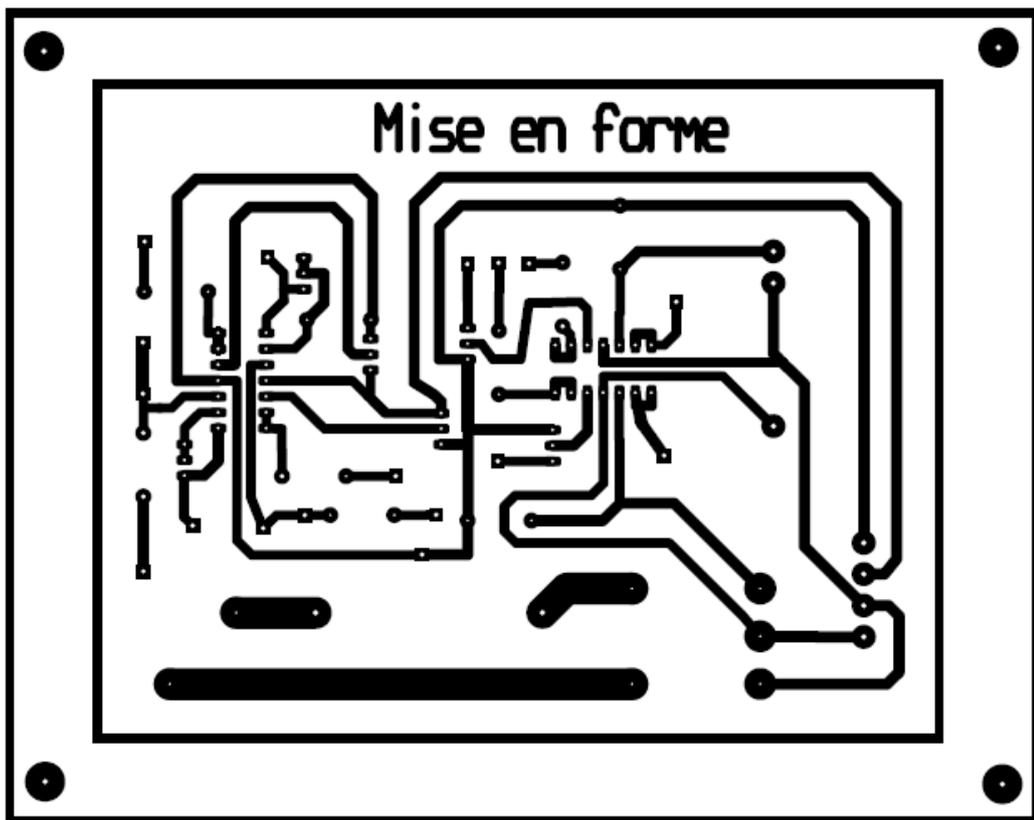


Circuit électrique :

Alimentation :



Mise en forme de tension et courant :



Bibliographie

- [1] Canudas de Wit, Carlos : 'Commandes des Moteurs Asynchrone. Volume 1-Modilisation, Contrôle vectoriel et DTC', Hermés Science Publication (Paris), 2000.
- [2] Boumediène Alloula : 'Modélisation & Commande Vectorielle d'un Système Multi-Moteurs', Centre Universitaire de Bechar (Algérie), 2006.
- [3] Sadreddine Sarry : 'Etude et simulation d'une Commande Direct de Couple pour L'entraînement Electrique d'une Machine Asynchrone', Ecole de Technologie Supérieur Université du Quebec, 2006.
- [4] Carlos de Almeida Martins : 'Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée Par Convertisseur Multi-Niveau à Fréquence Imposé', Institut National de Toulouse, 2000.
- [5] A.Elbacha, M.T.Lamchich, M.cherkaoui : 'Contrôle Directe de Couple d'une Machine Asynchrone Système de Régulation de Vitesse Avec Anti-Amballement', Ecole Mohammedia des ingénieurs (Maroc).
- [6] Jean Chatelain : 'Traité d'électricité. Volume 10-Machine électrique', Presses Polytechnique romandes, 1983-1989.
- [7] Zahir Ait Ouali : 'Application des FPGA à la commande d'un moteur asynchrone', Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou (Algérie).
- [8] J-P.Caron, J-P.Hantier : 'Modélisation et commande de la machine asynchrone', Technip, 1995.