الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE DR. YAHIA FARES DE MEDEA

FACULTE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE
Département du Génie Électrique
Et de l'Informatique

Mémoire de Fin d'Études

Présenté pour l'obtention du Diplôme
De Master en génie électrique

Option : Automatique Des Systèmes

THEME

Implémentation Sur DSPACE De La Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone

Proposé et dirigé par,
Dr. Halim TLEMCANI
Dr. Nourddine HENINI
Préparé et présenté par,
M . Sofiane TAOUICHE
M . Fethi KEBAILI

Année Universtaire 2014 - 2015

Dédicaces

Merci ALLAH de m'avoir donné la capacité d'écrire et de réfléchir, la force d'y croire, la patience d'aller jusqu'au bout du rêve et le bonheur de lever mes mains vers le ciel et de dire "Ya Rahman"

Je dédie ce modeste travail à celle qui m'a donné la vie, le symbole de tendresse, qui s'est sacrifiée pour mon bonheur et ma réussite, ...

A ma mère

A mon père, qui a veillé tout au long de ma vie à m'encourager, à Me donner l'aide.

A mes sœurs

Que ALLAH les gardes et les protège.

A tout les travailleurs de la polyclinique de OUZERA

A mes amis, en particulier mon frère ***adnan et sofiane***

A tous ceux qui me sont chères.

A tous ceux qui m'aiment.

A tous ceux que j'aime.

Je dédie ce modeste travail.

Kebaili fethi

Remerciements

Nous tenons tout d'abord à remercier ***ALLAH*** *le tout Puissant et miséricordieux, qui nous a donné la force et la Patience d'accomplir ce Modeste travail.*

En second lieu, nous tenons à remercier tout le corps Enseignant qui a contribué à notre formation, plus Particulièrement notre encadreur ***Dr.HENINI et Dr.Telmçani*** *pour son aide et les Précieux conseils qu'il a bien voulu nous donner.*

الملخص:

لقد تمكنا من خلال هدا العمل من دراسة طريقة التحم السلمي لمحرك لا تزامني بواسطة معالج الاشارة DSPACE.واخترنا كطريقة التحكم التحكم السلمي.بدانا الدراسة التجريبية بانجاز بطاقة الاستطاعة التي تحتوي مموج ثلاثي الطور دو مستويين .ثم قمنا بانجاز بطاقة التوصيل بين المعالج الرقمي و بطاقة الاستطاعة.التطور البرمجي يهدف الي دمج خوارزمية تعديل النبضة الشعاعة باستعمال برنامج *Control Desk* .

الكلمات المفتاحية : محرك لا تزامني. مموج لا تزامني .معالج الاشارة. خوارزمية تعديل النبضة الشعاعية

Résumé :

L'objectif de ce mémoire est l'étude et l'implémentation sur DSPACE pour un moteur asynchrone triphasé. La commande utilisée est une commande traingulo-sinusoïdal. Nous avons commencé l'implémentation hardware de notre système par la réalisation de la carte de puissance (onduleur triphasé à deux niveaux) , puis une carte d'interface et d'adaptation entre le DSPACE et la carte de puissance. L'implémentation software consiste à implémenter l'algorithme MLI sur le DSPACE en utilisant *Control Desk* .Par la suite, on développe les différentes étapes de l'algorithme proposé que on a implémenté.

Mots clés : Moteur asynchrone, Onduleur triphasé, DSPAACE, commande traingulo-sinusoïdale, Algorithme MLI.

Abstract

The objective of this thesis is the study and implementation on DSPACE for a three-phase asynchronous motor. The command used is a sine traingulo order. We started the hardware implementation of our system through the realization of the power board (three-phase two-level inverter) and an interface card and adaptation between DSPACE and the power board. The software implementation is to implement the algorithm on the PMW DSPACE using Control Desk .By subsequently; it develops the various stages of the proposed algorithm that has been implemented.

Key words : too-level . PMW

Sommaire

TABLE DE MATIERE

LISTE DES FIGURES…….. I

LISTE DES ACRONYMES……. II

INTRODUCTION GENERALE…… III

CHAPITRE I : Modélisation de la machne asynchrone et son alimentation

I.1.Introduction……. 1

I.2.description et modélisation de la machine asynchrone …….. 1

I.2.1.*description de la machine asynchrone* ……..……... 1

I.2.2.*Modélisation de la machine asynchrone* ……... 2

I.2.2.a hypothèse simplificatrice ……..…... 2

I.2.3..*modèle de la machine asynchrone* 2

I.2.4.*mise en équation*…….. …… 3

I.2.4.1 équation électrique de la machine……. 3

I.2.4.2.*équation magnétique* ……. 4

I.2.4.3.*équation mécanique* ……..……. 5

I.3 transformation de Park……. …… 6

I.3.1 équation électrique …… 7

I.3.2 *équation magnétique* ……. 7

I. 3.3 expression de la puissance et de couple électromagnétique …….. 8

I. 3.3.1 la puissance mécanique…… …….. 8

I.3.3.2 couple électromagnétique…….. 8

I.4 choix de référentiel …… 8

I.4.1referentiel lié au stator …… 9

I.5 mise sous forme d'équation différentielle ……..…… 9

I.5.1 équation mécanique ……..…… 10

I.6 modélisation de la machine asynchrone en courant ……. 10

I.6.1 équation électrique ……..……. 10

I.6.2 équation mécanique ……..……. 10

I.6.3 équation magnétique ……..…… 11

I.7 modélisation de l'onduleur ……..…….. 11

Sommaire

I.7.1 les tension dans les phase de la MAS …… 11

I.7.2 commande en courant de l'onduleur de tension…….. 13

I.7.2.1 la technique de commande par hystérésis……..…….…. 13

I.7.2.2 la modulation de largeur d'impulsion…… 14

I.7.2.2.a la technique MLI taingulo-sinusoïdal …… 15

I.8 onduleur de tension MLI ……..……... 16

I.9 La technique MLI vectorielle ……. 16

I.10 conclusion……..... 17

Chapitre II : la commande vectorielle a flux rotorique orienté

II.1 introduction ……..…….. 18

II.2 contrôle a flux orienté …….……... 18

II.2.1 principe ……..……. 18

II.2.2 technique de la commande vectorielle direct……..…… 19

II.2.3 technique de la commande vectorielle indirect ……... 20

II.2.4 Comparaison entre les deux techniques ……... 20

II.3 structure de la commande indirecte à flux orienté (IRFOC)……. 21

II.3.1 mise en équation de la commande IRFOC…… 21

II.3.2 expression du couple électromagnétique ……. 23

II.3.4 découplage ……. 23

II.3.4.1 découplage par compensation …… 24

II.3.5 la régulation…… 25

II.3.5.1 conception des régulateurs ……... 25

II.3.5.1.1 action proportionnel ……. 25

II.3.5.1.2 action intégrale ……. 25

II.3.6 calcul des régulateurs …… 25

II.3.6.1 régulateur de vitesse ……... 26

II.3.6.2 régulateur de courant …… …. 26

II.4. La simulation sous matlab……..……..…… 27

II.5 Les résultats de simulation……. 29

II.6. conclusion ……..…… 31

Sommaire

CHAPITR III : PRESENTATION DE DSPACE ET LES RESULTATS EXPEMENTAUX

III.1.Introduction…….. 32

III.2. Présentation de la carte dSPACE…….…….. 32

III.2.1 .*Dispositifs d'entrée /Sortie*…….. 33

III.2.2. *Emplacement de la carte* …… 33

III.2.3.*Panneau de Connexion CP1103 et d'indicateurs LED CLP1103*……. 33

III.2.3.1. *CP 1103 (Panneau de connexions)*…….. 34

III.2.3.2. *CLP 1103 (Panneau d'indicateur LED)*…….. 35

III.2.4. *Exemples d'applications typiques de la DS1103*……... 35

III.2.5. *Avantages de carte dSPACE*…….. 36

III.3. DifférentesMéthodes de programmation temps réel de la carte DS1103…… 37

III.3.1. *ControlDesk*…… 37

III.3.2. *Programmation manuelle de la carte DSPACE par langage C*…… 38

III.3.2.1. *Compilateurs C de dSPACE* …… 38

III.3.2.2 .*Compilateur Microtec PPC pour Processeur Motorola PowerPC*…….. 38

III.3.2.3. *Compilateur C TMS320C3x/C4x pour processeur Slave DSP*……. 38

III.3.3 .*Utilisation du logiciel SIMULINK de MATLAB*…….. 39

III.3.3.1. *Interface dSPACE sur MATLAB*……... 39

III.3.3.2. *Présentation des interfaces dSPACE*…… 39

III.3.3.2.1.*MATLAB/SIMULINK/dSPACE*…… 40

III.3.3.3 *Utilisation Du Module Real Time Interface (RTI)*……. 40

III.3.3.4. *Bibliothèque d'applications RTI1103*……... 41

III.3.3. *Avantages de SIMULINK par rapport à la programmation*……. 41

III.4.Validation expérimentale…….. 42

III.5 conclusion……... 44

Sommaire

LISTE DES FIGURES

Chapitre I

Figure I.1: Machine asynchrone triphasée..... …..... 1

Figure II.2 : Définition des enroulemenst de la machine simple statores …… 4

Figure I.3 : Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espaceélectrique …… 8

Figure I.4 : Représentation de l'onduleur à deux niveaux alimentant une machine asynchrone ……..… 11

Figure I.5 : Signaux dans une commande par hystérésis…… 13

Figure I.6 : Schéma fonctionnel de la commande par hystérésis triphasée. …… 14

Figure I.7 : principe de la génération d'une MLI triangulo-sinusoïdale triphasée …. 15

Figure I.8 : Formes d'ondes des commandes et des tensions de sorties en triphasé……..... 16

Figure I.9 Diagramme du principe de la modulation SVM…….. 17

Chapitre II

Figure II.1 : Analogie entre la machine à courant continu et la machine Asynchrone …….. 18

Figure II.2: Schéma de principe de l'IRFOC …….. 21

Figure II.3. Représentation de l'orientation du repère (d,q) …….. 22

Figure II.4: les nouvelles commandes obtenues …….. 24

Figure II.5. Reconstitution des tensions vsd et vsq ……..... 24

Figure II.6 Représentation de la commande par PI …… 25

Figure II.7 : Schéma en boucle fermée d'un régulateur de vitesse. …….. 26

Figure II.8: Boucle de régulation du courant Id ……..... 26

Figure (II.9) La simulation globale…….. 27

Figure (II. 10) le couple résistant dans notre simulation ……... ….. 28

Figure (II.11) le courant dans la phase a……..... 29

Figure (II.12) le courant dans la phase C…… 29

Figure (II.13) le courant dans la phase b……. 30

Figure (II. 15) les Courant statorique Ids et Iqs dans le repère du stator ……... 30

Figure (II. 16) la vitesse de rotation ……. 31

*Figure II.17 : orientation de flux sur l'axe D……

Sommaire

Figure II.18 : orientation du flux sur l'axe Q…… 31

Chapitre III

Figure III.1: Schéma synoptique de la carte DSPACE DS1103……..... 33

Figure III.2: Emplacement de la carte DSPACE DS1103…… 34

Figure III.3: Panneau de connexions CP1103…….. 35

Figure III.4: Panneau d'indicateurs LED CLP1103…… 35

Figure III.5: Fenêtre du logiciel Control Desk……..... 37

Figure III.6: schéma de principe de la commande DOWN1103……... 38

Figure III.7: Développement d'une application temps réel sous MATLAB…… 40

Figure III.8: Bibliothèque RTI1103 représentant les outils d'acquisition de dSPACE DS1103…… 41

Figure III.9: la tension de sortie à MLI vectorielle sur l'oscilloscope…….. 42

Figure III.10 : la vitesse de la machine asynchrone …….. 42

Figure III.11 : le couple …….. 43

Figure III.12 : courant de phase ……... 43

Figure III.13 : Flux rototique …….. 44

Liste Des Acronymes

FOC : *Commande Vectorielle à Flux Orienté*
IRFOC*: Commande Vectorielle Indirecte à Flux Rotorique Orienté*
MAS : *Machine Asynchrone*
MRAS : *Système Adaptatif à Modèle de Référence*
MCC : *Machine a Courant Continue*
PI : *régulateur proportionnel intégrale*
SMC : *commande par mode glissant*
[Lss] : *matrice des inductances propres et mutuelles entre phases statoriques*
[Lrr] : *matrice des inductances propres et mutuelles entre phases rotoriques*
[Lmsr] *: matrice des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques*
Lms : *inductance mutuelle entre enroulements statoriques*
Lmr : *inductance mutuelle entre enroulements rotoriques*
Lm : *maximum de l'inductance mutuelle entre phase statorique et rotorique*
Ls : *Inductance cyclique statorique*
Lr : *Inductance cyclique rotorique*
Lm : *Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor*

ω_s, ω, ω_{sl} *: pulsations statorique, rotorique, et de glissement*
Ω *:* *la vitesse mécanique* ($\omega = p\,\Omega$)
θ_s, θ, θ_{sl} *: angles électriques statorique, rotorique, et du glissement*
i ***:*** *vecteur d'espace et conjugué*
X : *grandeur complexe*
dq *: axes correspondants au référentiel lié au champ tournant*
xd, xq *: composantes des vecteurs dans le repère dq*
αβ *: axes correspondant au référentiel lié au stator*
α β ***x, x*** *: composantes des vecteurs dans le repère* αβ
Φ *:* *flux total*
V : *tension*
i : *courant*
Q *: puissance réactive*

Rs, Rr *: résistances d'enroulements statorique et rotorique par phase*
Ce *: couple électromagnétique*
C_r *: couple résistant*
J *: moment d'inertie*
P *: nombre de paires de pôles*

Introduction Générale

Les applications industrielles des entraînements à vitesse variable exigent des performances de plus en importantes ainsi qu'une fiabilité maximale et un coût minimum.

Il va sans dire historiquement, que la machine à courant continue a été reine dans le domaine de la variation de la vitesse et son emploi est largement répandu même de nos jours. Cependant, elle ne peut servir dans les domaines de grandes puissances, ni aux milieux corrosifs. Enfin le système ballais collecteur nécessite un entretien permanent.

D'autres dispositifs ingénieux ont conduit au développement du moteur asynchrone à rotor bobiné comme le réglage rhéostatique de vitesse mais avec ses limites de plage de variation.

L'utilisation de la machine asynchrone est en pleine expansion grâces aux avantages qu'elles offrent sur les autres types de machines électriques le faible coût, la masse réduite la robustesse et la simplicité de construction.

L'association de la machine asynchrone –convertisseur statique est à leur actuelle, la plus utilisée dans les applications industrielles où la variation de la vitesse, une haut précision de régulation et hautes performances en couple sont requises.

Malheureusement, la machine asynchrone présente un inconvénient majeur, sa structure dynamique est fortement non linéaire à cause de l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux ce qui complique sa commande.

Il existe plusieurs techniques de commandes appliquées sur les machines asynchrones classique, parmi ces techniques on site la commande par modes glissants, adaptative, par retour d'état, par logique floue et la commande vectorielle.

La commande vectorielle permet d'envisager un découplage entre le couple et le flux de la machine, et d'aboutir à un control comparable à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée.

Pour régler la vitesse de la machine indépendamment de la charge appliquée on fait appel à des régulateurs classiques de type PI. Les performances de ce dernier restent souvent limitées en raison de la complexité réelle du système à commander (non linéarité, variation des paramètres…)

Dans notre cas nous nous intéressons à la commande vectorielle de la MAS par un onduleur de tension MLI. En effet le travail présenté dans ce mémoire, consiste à étudier par simulation la commande de la vitesse d'un moteur asynchrone à cage alimenté en tension.

INTRODUCTION GENERALE

Notre mémoire est organisé en trois chapitres :

Le premier est consacré à la présentation du la machine asynchrone triphasé et son principe de fonctionnement sa modélisation ainsi qu'à sa représentation dans le repère (d, q)L'onduleurs de tension à leur tour sont étudiés, et leurs modélisation,

Le deuxième chapitre décrit brièvement le principe de la technique de la commande vectorielle à flux orienté avec une simulation sur logiciel MATLAB/Simulink de la commande d'une machine asynchrone.

Le dernier chapitre est consacré à une description et Présentation de la carte dSPACE , est exposé l'aspect logiciel et l'algorithme global implanté sur la carte dSPACE, et l'implémentation sur la carte coté software et l'implémentation hardware ,et la présentation des résultats pratiques. A la fin, une conclusion générale, clôt le mémoire.

Chapitre I

Modélisation De La Machine Asynchrone

Et Son Alimentation

Chapitre II

La Commande

Vectorielle a Flux Rotorique

Orienté

Chapitre III

Présentation De La Carte DSPACE 1103

Et Les Résultats Expérimentaux

Conclusion

Générale

Annexe

Bibliographie

Introduction

Générale

Liste

Des Figures

Liste Des Acronymes

I.1. Introduction :

Le comportement électrique et dynamique d'un système quelconque ne peut être étudié que s'il est possible de le définir par un modèle mathématique, c'est ce qu'on appelle modélisation, il est donc évident que cette étape de modélisation est un passage indispensable pour concevoir des systèmes de commande performants. [1]. [6]

Nous avons choisi de présenter la modélisation des machines asynchrones triphasées en vue de leur commande.

Ce premier chapitre est consacré à l'étude des machines asynchrone. La première partie étant réservée à la modélisation. Le modèle triphasé, à l'aide de la transformation de PARK, est ramené à un modèle biphasé équivalent. Ce dernier peut être exprimé dans divers référentiels et selon l'objectif de commande on optera pour l'un ou l'autre. Deux types de modèles sont déduit l'un pour une commande en tension et l'autre pour une commande en courant. Les variables d'état, sont choisies en fonction des objectifs de commande.

I.2.Description et modélisation De la machine asynchrone :

I.2.1. Description de la machine asynchrone :

Un moteur asynchrone se présente sous la forme d'un carter entourant le circuit magnétique statorique, qui accueille dans des encoches l'enroulement statorique triphasé. A l'intérieure de se circuit magnétique, qui se présente comme un cylindre creux, tourne le circuit magnétique rotorique. Le rotor peut être à cage d'écureuil, ou bobiné. Le circuit magnétique rotorique est traversé par l'arbre qui repose sur des paliers montés dans les flasques fixés au carter. [6]. [7]

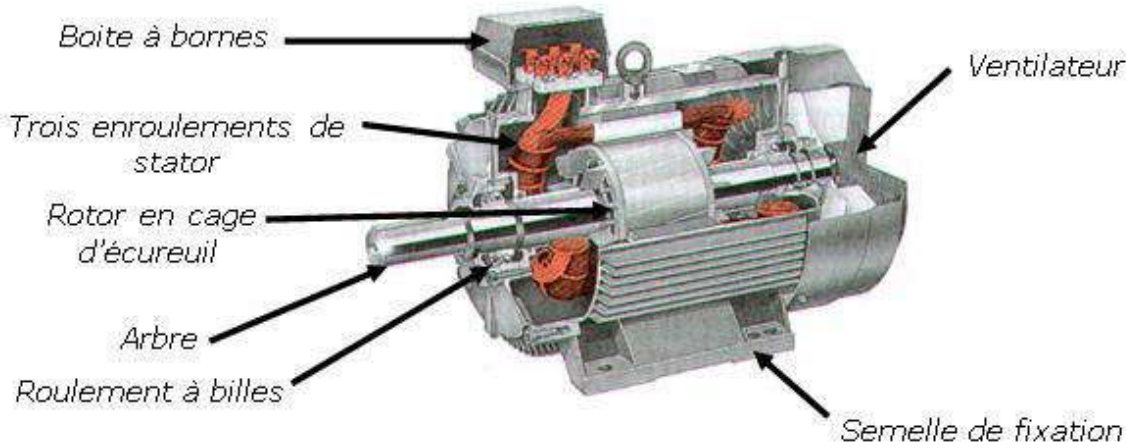


Figure (I .1) – Machine asynchrone triphasée

I.2.2.Modélisation du moteur asynchrone :

I.2.2.a Hypothèses simplificatrices :

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses :

- La parfaite symétrie de la machine;
- L'absence de saturation et des pertes dans le circuit magnétique (l'hystérésis et le courant de FOUCAULT sont négligeables);
- La répartition sinusoïdale, le long de l'entrefer supposé constant, des champs magnétiques de chaque bobinage;
- Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température du fonctionnement et on néglige également l'effet de peau;
- L'alimentation est réalisée par un système de tensions triphasées symétriques;
- La cage est assimilée à un bobinage triphasé en court-circuit de même nombre;
- La densité du courant peut être considérée comme uniforme dans la section des conducteurs élémentaires;

Ainsi, parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer :

- L'additivité de flux;
- La constance des inductances propres;
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statiques et rotorique en fonction de l'angle entre leurs axes magnétiques.

I.2.3.Modèle de la machine :

La représentation schématique de la machine asynchrone dans le repère (abc) comme la **figure (I.1)**

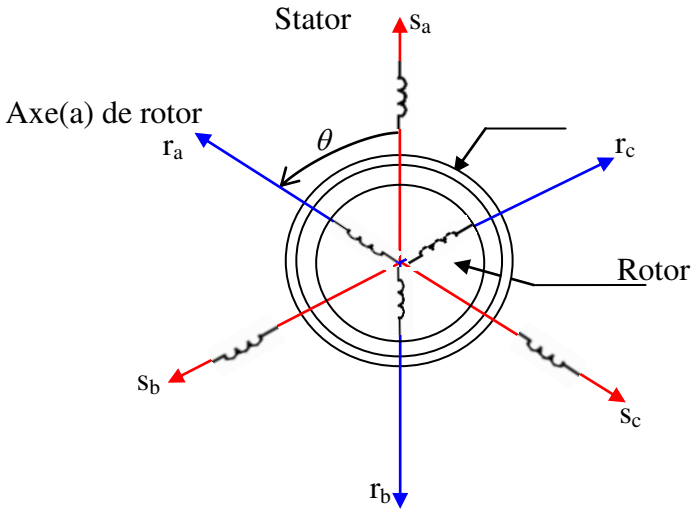


Figure (I.2) - Définition des enroulements de la machine simple stators

I.2.4.Mise en équations :

Dans le cadre de ces hypothèses et pour une machine équilibrée, et couplé en étoile, les équations de la machine asynchrone sont:

I.2.4.1- Equations électriques de la machine :

Les équations de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques sont données par :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s i_{sa} + \dfrac{d}{dt}\Phi_{sa} \\ V_{sb} = R_s i_{sb} + \dfrac{d}{dt}\Phi_{sb} \\ V_{sc} = R_s i_{sc} + \dfrac{d}{dt}\Phi_{sc} \end{cases} \quad \textbf{(I.1)}$$

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r i_{ra} + \dfrac{d}{dt}\Phi_{ra} \\ V_{rb} = R_r i_{rb} + \dfrac{d}{dt}\Phi_{rb} \\ V_{rc} = R_r i_{rc} + \dfrac{d}{dt}\Phi_{rc} \end{cases} \quad \textbf{(I.2)}$$

Les équations **(I.1)** et **(I.2)** se présentent naturellement sous forme matricielle:
Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad \textbf{(I.3)}$$

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{sabc}]$$

Pour le rotor :

$$[0] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{rabc}] \quad \textbf{(I.4)}$$

On pose :

$$R_{sa} = R_{sb} = R_{sc} = R_s$$

$$R_{ra} = R_{rb} = R_{rc} = R_r$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad ; \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

R_s : Résistance d'une phase statorique.
R_r:Résistance d'une phase rotorique.

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}$$

V_S : Matrice de tension de stator

$$[I_s] = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \quad ; \quad [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix}$$

I_s : Matrice de courant de stator
I_r : Matrice de courant de rotor

$$[\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad ; \quad [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}$$

$[\Phi_s]$: Matrice de flux de stator
$[\Phi_r]$: Matrice de flux de rotor.

I.2.4.2.Equations magnétiques :

Les équations des flux en fonction des courants s'obtiennent à partir de la matrice des inductances, qui comporte 36 coefficients non nuls, dont la moitié dépend du temps par l'intermédiaire de l'angle électrique θ,

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & l_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & l_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \qquad \textbf{(I.5)}$$

Tel que :

l_s : L'inductance propre d'une phase statorique ;
l_r : L'inductance propre d'une phase rotorique ;
M_s : L'inductance mutuelle entre phase statorique ;
M_r : L'inductance mutuelle entre phase rotorique.

Avec :

$$M_1 = M_{sr}\cos(\theta)$$

$$M_2 = M_{sr}\cos(\theta - \frac{2\pi}{3})$$

$$M_3 = M_{sr}\cos(\theta + \frac{2\pi}{3})$$

Où :

M_{sr}: c'est la valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une Phase rotorique.

- La matrice d'inductance fait apparaître quatre sous matrices d'inductances :
- L'écriture matricielle qui résume les équations des flux statiques et rotoriques

$$\begin{bmatrix}\Phi_s \\ \Phi_r\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}[L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r]\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_s \\ i_r\end{bmatrix} \qquad \textbf{(I.6)}$$

Avec:

- $[L_s]$: La matrice des inductances statoriques :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \qquad \textbf{(I.7)}$$

- $[L_r]$: La matrice des inductances rotoriques :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \qquad \textbf{(I.8)}$$

- $[M_{sr}]$: La matrice des inductances mutuelles stator rotor.
- $[M_{sr}]$: La matrice des inductances mutuelles rotor stator.

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr}\begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta+\frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta-\frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta-\frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta+\frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta+\frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta-\frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \qquad \textbf{(I.7)}$$

I.2.4.3.Equation mécanique :

L'équation mécanique est donnée par l'équation :

$$J\frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\cdot\Omega \qquad \textbf{(I.8)}$$

Le couple est donné par l'expression suivante issue de considérations sur la conversion électromécanique de l'énergie,

$$C_{em} = P[i_s]^t \frac{d}{d\theta}([M_{sr}][i_r]) \qquad \textbf{(I.9)}$$

Les équations précédentes fait apparaître des difficultés pour la résolution puisque:

- L'ordre du système est élevé.
- La matrice d'inductance est en fonction du temps.

On cherche donc une transformation qui réduit l'ordre du système et élimine cette dépendance vis-à-vis du temps.

I.3.Transformation de PARK :

Les équations précédentes permettent la modélisation de la machine dans le plan "abc". Vu la complexité de ces équations non linéaires et multi-variables, il est très difficile d'en tirer des stratégies de commande. Pour cette raison, on fait appel à la transformation de PARK qui consiste à imaginer de remplacer le rotor tournant par un rotor fictif équivalent fixe (d, q)

A condition de conserver la force magnétomotrice et la puissance instantanée. [1]. [7]

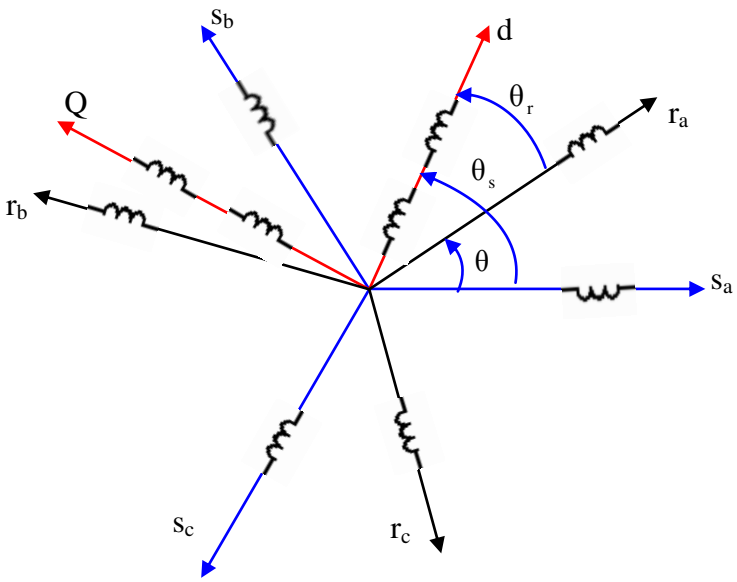


Figure (I.3) - Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique

Pour transformer un système triphasé [a,b,c] en un système biphasé [d,q] avec une composante homopolaire comme indique dans l'équation suivante :

$$X_{dq} = [p(\theta)]X_{abc}$$

Tel que:

X: peut être: la tension, le courant ou le flux;

$[P(\theta)]$: est la matrice de la transformation de Park définie par :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \textbf{(I.10)}$$

$[P(\theta)]^{-1}$: Est la matrice inverse de Park définie par :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \textbf{(I.11)}$$

Avec:

L'angle θ correspond à la position du repère choisi pour la transformation.

- $\theta = \theta_s$ pour le stator (angle entre s_a et Od).
- $\theta = \theta_r$ Pour le rotor (angle entre r_a et Od).

- La composante homopolaire est de valeur nulle, si on considère que le système [abc] est équilibré et symétrique (pas de perturbation).

Dans ces conditions les équations électriques, magnétiques et mécaniques deviennent :

I.3.1.Equations électriques :

En application la transformation de PARK sur les équations électriques et en admettant que le rotor étant en court-circuit il en résulte :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt}\Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{sq} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt}\Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{ds} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt}\Phi_{rd} - (\omega_s - \omega)\,\Phi \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt}\Phi_{rq} - (\omega_s - \omega)\,\Phi_{dr} \end{cases} \quad \textbf{(I.12)}$$

Avec:

$$(\omega_s - \omega) = \omega_r ;$$

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

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} ;$$

$$(\omega_s - \omega) = \frac{d\theta}{dt} = P\Omega$$

I.3.2 Equations magnétiques :

L'application de la transformation de Park sur l'équation **(I.3)** donne:

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad \textbf{(I.13)}$$

$$\begin{cases}\Phi_{md} = M\left(I_{sd} + I_{rd}\right) \\ \Phi_{mq} = M\left(I_{sq} + I_{rq}\right)\end{cases} \quad \textbf{(I.14)}$$

Le nombre des paramètres électromagnétiques est réduit, tel que:

$L_s = l_s - M_s$: Inductance cyclique statorique;
$L_r = l_r - M_r$: Inductance cyclique rotorique;
M : Inductance mutuelle cyclique entre rotor stator.

I.3.3. Expressions de la puissance et du couple électromagnétique :

I.3.3.1. La puissance mécanique :

$$P_m = V_{sa}i_{sa} + V_{sb}i_{sb} + V_{sc}i_{sc} = V_{sd}i_{sd} + V_{sq}i_{sq} \quad \textbf{(I.15)}$$

$$P_m = \left[r_s i_{sd} + \frac{d}{dt}\Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{sd}\right] i_{sd} + \left[r_s i_{sq} + \frac{d}{dt}\Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{sq}\right] i_{sq} \quad \textbf{(I.16)}$$

$$P_m = \underbrace{\left\{r_s i_{sd}^2 + r_s i_{sq}^2\right\}}_{1} + \underbrace{\left\{\frac{d}{dt}\Phi_{sd} i_{sd} + \frac{d}{dt}\Phi_{sq} i_{sq}\right\}}_{2} + \underbrace{\left\{\omega_s\left(\Phi_{sq} i_{sd} - \Phi_{sq} i_{sd}\right)\right\}}_{3} \quad \textbf{(I.17)}$$

1: représente les pertes par effet joules.
2: représente la puissance électromagnétique.
3: représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique.

I.3.3.2. Couple électromagnétique :

On a :

$$P_m = C_{em}\Omega = \omega_s\left(\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}\right) \quad \textbf{(I.18)}$$

Avec :

$$\omega = P\Omega$$

$$C_{em} = \frac{\omega}{\Omega}\omega_s\left(\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}\right) = P\left(\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}\right) \quad \textbf{(I.19)}$$

$$\Rightarrow C_{em} = P\left(\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}\right)$$

I.4- Choix de référentiel :

Le choix de l'orientation du repère d'axe (d, q), se fait selon l'objectif de l'application tel que :

1. Référentiel lié au stator : $\omega s = \frac{d(\theta_s)}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega$.

2. Référentiel fixé par rapport au rotor : $\omega_r = \frac{d(\theta_r)}{dt} = \omega \Rightarrow \frac{d\theta}{dt} = \omega$.

3. Référentiel fixé par rapport aux champs tournant :

$$\omega = \frac{d(\theta_s)}{dt} = \omega_s \Rightarrow \omega = \omega_s - \omega_r$$

Avec:

ω : Vitesse angulaire.

I.4.1 - Référentiel lié au stator :

Dans notre étude, nous avons opté pour un repère immobile par rapport au stator. C'est le référentiel le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il possède des tensions et des courants réelles et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif.
Il se traduit par les conditions :

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

Et:

$$\frac{d\theta_r}{dt} = -\omega \ .$$

I.5- Mise sous forme d'Equations différentielles :

Le comportement des circuits électromagnétiques de la machine asynchrone est décrit par un système d'équations différentielles non linéaires.
Le modèle de la machine asynchrone est donné sous forme matricielle suivante:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \omega s & -Rs & 0 \\ -\omega s & 0 & 0 & -Rs \\ \frac{1}{\sigma.Ls.Tr} & \frac{\omega r}{\sigma.Ls} & -\frac{1}{\sigma}\left(\frac{1}{Tr}+\frac{1}{Ts}\right) & \omega \\ -\frac{\omega r}{\sigma.Ls} & \frac{1}{\sigma.Ls.Tr} & -\omega & -\frac{1}{\sigma}\left(\frac{1}{Tr}+\frac{1}{Ts}\right) \end{bmatrix}; \qquad \textbf{(I.20)}$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix} \qquad \textbf{(I.21)}$$

$$X = \begin{bmatrix} \Phi_{ds} & \Phi_{qs} & i_{ds} & i_{qs} \end{bmatrix}^T \ ; \ U = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix}. \qquad \textbf{(I.22)}$$

Avec:

$$\dot{X} = \frac{d}{dt}X; \quad \dot{X} = AX + BU \qquad \textbf{(I.23)}$$

$T_r = \frac{L_r}{r_r}$: La constante de temps rotorique;

$T_s = \frac{L_s}{r_s}$: La constante de temps statorique;

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$: Coefficient de dispersion.

I.5.1.Equation mécanique :

Nous reprenant ci-dessous l'équation du couple électromagnétique dans le plan (d, q), issue de modèle idéalisé de la machine asynchrone.

$$C_{em} = P\left[\Phi_{ds} i_{qs} - \Phi_{qs} i_{ds}\right] \quad \textbf{(I.24)}$$

$$J\frac{d}{dt}\Omega = C_{em} - C_r - f\Omega \quad \textbf{(I.25)}$$

Avec :

$$\omega = P\Omega$$

I.6. Modélisation de la machine alimentée en courant :

I.6 .1. Description :

Pour une machine asynchrone triphasée alimentée en courant, les courants statoriques (ids, iqs) et la vitesse de glissement (ω) sont considérées comme variable de commande, le couple résistant (Cr) comme perturbation. Nous choisissons le référentiel lié au champ tournant. [7][24]

Le modèle de la machine asynchrone triphasée alimentée en courant est représenté par les équations **(I.13), (I.24), (I.25),** en supposant : vdr=0. vqr=0.

I.6 .2. Equations électriques :

Un système quelconque peut être décrit par différents variables d'état. Pour une machine asynchrone alimentée en courant, nous pouvons choisir (Φ_{dr}, Φ_{qr}), (idr, iqr) ou (Φ_{ds}, Φ_{qs}) Comme variable d'état et Ω_r comme sortie du système.

$$\frac{d}{dt}\cdot\begin{bmatrix}\Phi_{dr}\\ \Phi_{qr}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\frac{-1}{T_r} & \omega\\ -\omega & \frac{-1}{T_r}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Phi_{dr}\\ \Phi_{qr}\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}\frac{L_m}{T_r}\\ \frac{L_m}{T_r}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}ids\\ iqs\end{bmatrix} \quad \textbf{(I.26)}$$

I.6 .3 . Equations mécanique :

$$\begin{cases} C_e = \frac{p\cdot L_m}{L_r}\cdot(\Phi_{dr}\cdot iqs - \Phi_{qr}\cdot ids) \\ j\cdot\frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - kf\cdot\Omega_r \end{cases} \quad \textbf{(I.27)}$$

Nous pouvons aussi choisir les flux statoriques et la vitesse mécanique (Φ_{ds}, Φ_{qs}) comme variables d'état, après arrangement des équations **(I.15), (I.16), (I.17), (I.19), (I.27)** et **(I.29)** nous obtenons les équations suivantes :

I.6.4.Equations magnétiques :

$$\begin{cases} C_e = p \cdot (\Phi_{ds} \cdot iqs - \Phi_{qs} \cdot ids) \\ j \cdot \dfrac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - kf \cdot \Omega_r \end{cases} \qquad \textbf{(I.29)}$$

I.7. Modélisation de l'onduleur :

L'onduleur est un convertisseur statique permettant, à partir d'un signal continu, d'imposer un signal alternatif à fréquence et amplitude variables. Il joue un rôle très important dans la commande des machines, particulièrement la machine asynchrone. La **figure (I.4)** illustre le schéma structurel d'un onduleur triphasé à deux niveaux alimentant le stator d'une machine Asynchrone. [24]. [7]

Le montage onduleur est constitué de six interrupteurs bidirectionnels, chaque interrupteur est constitué d'un transistor et une diode de récupération montés en tête-bêche
Figure (I.4).

Les couples d'interrupteurs $(K_{11}, K_{12}), (K_{21}, K_{22}), (K_{31}, K_{32})$ sont commandés d'une manière complémentaire, pour assurer la continuité des courants dans les phases statoriques de la machine, et pour éviter de court-circuiter la source.

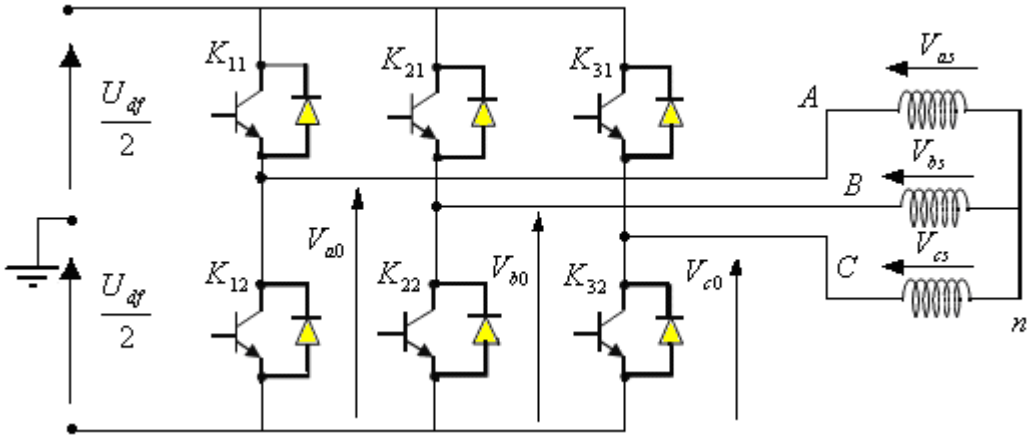


Figure (I.4) - Représentation de l'onduleur à deux niveaux alimentant une machine asynchrone**.**

I.7.1. Les tensions dans les phases de la MAS :

Pour simplifier l'étude, on suppose que la commutation des l'interrupteurs est instantanée et on néglige les chutes de tension aux bornes des interrupteurs.

Les tensions composées sont données par :

$$\begin{Bmatrix} V_{AB} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{BC} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{CA} = V_{co} - V_{ao} \end{Bmatrix} \quad \textbf{(I.30)}$$

V_{ao}, V_{bo}, V_{co} Et sont les tensions de sortie de l'onduleur par rapport à la référence 'o'.
Les tensions des phases sont données par :

$$\begin{Bmatrix} V_{ac} = V_{ao} - V_{no} \\ V_{bs} = V_{bo} - V_{no} \\ V_{cs} = V_{co} - V_{no} \end{Bmatrix} \quad \textbf{(I.31)}$$

V_{no} : *est la tension de neutre de la ch* arg*e par rapport au po* int "*o* "

On a :

$$V_{as} + V_{bs} + V_{cs} = 0$$

Donc on tire :

$$V_{no} = \frac{1}{3}\left(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}\right) \quad \textbf{(I.32)}$$

En remplaçant **(I.31)** dans **(I.30)** on obtient :

$$\begin{Bmatrix} V_{as} = \frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bs} = \frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cs} = \frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \end{Bmatrix} \quad \textbf{(I.33)}$$

La forme matricielle :

$$\left(V\right)_s = \left(T\right) * \left(V_0\right) \quad \textbf{(I.34)}$$

Avec

$$\left(T\right) = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix}, \left(V_s\right) = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} et \left(V_0\right) = \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} = \frac{U_{df}}{2} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad \textbf{(I.35)}$$

Ou S_1, S_2, S_3 représentent respectivement les états logiques des interrupteurs k11, k21 et k31.

I.7.2. Commande en courant de l'onduleur de tension :

Un onduleur de tension ayant un contrôleur de courant, fourni une dynamique élevée pour la commande de la machine à courant alternatif. Parce que le courant se relie directement au développement du couple et du flux de la machine .Cependant, la structure de la commande comporte des boucles internes de courant et les performances du système d'entraînement dépendent en grande partie de la stratégie de contrôle du courant utilisée.

Le contrôleur de courant doit satisfaire des nécessités, en particulier, contrôle instantané de forme d'onde du courant et haut exactitude de poursuite. [7]
Parmi plusieurs stratégies de contrôle de courant, on choisit la commande par hystérésis.

I.7.2.1 La technique de commande par hystérésis :

La commande par hystérésis ou en fourchette de courant est une technique très simple À implanter, elle s'intéresse directement au contrôle du courant. Le schéma représenté en **Figure(I.5)** donne le principe de cette commande en monophasé :

- si le courant mesuré i est Inférieur à la référence $_{ref}$ i augmenté d'une fourchette : delta. La tension de sortie est forcée à Sa valeur maximale pour que le courant croisse le plus vite possible.
- S'il est supérieur à cette même référence diminuée de la fourchette, alors la tension de sortie est forcée à sa valeur minimale pour que le courant décroisse le plus vite possible [MIR], [TAM06], [DAI]. [24]

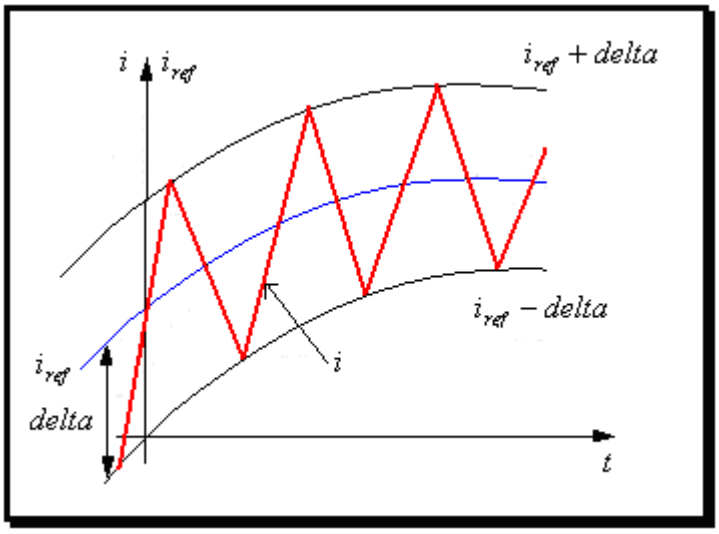


Figure (I.5) - Signaux dans une commande par hystérésis.

Traditionnellement le régulateur est réalisé en utilisant des techniques analogiques.
Les valeurs des courants sont mesurées directement à partir de trois capteurs de courant (au minimum deux) [WAN04].

En triphasé, la même procédure qu'en monophasé est suivie. La **figure (I.5)** donne le schéma fonctionnel de la commande par hystérésis en triphasé.

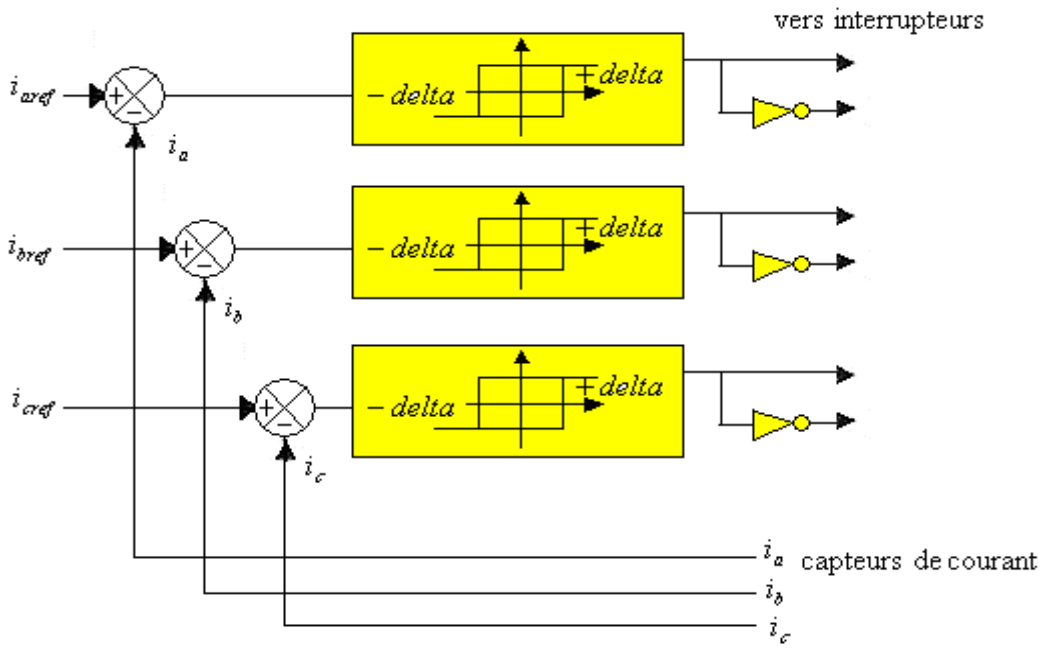


Figure (I.6) - Schéma fonctionnel de la commande par hystérésis triphasée**.**

Le contrôle de courant par hystérésis est la technique la plus utilisée dans les systèmes d'entraînement à haute vitesse, à cause de la simplicité de sa mise en œuvre, sa robustesse, l'exactitude en poursuite du courant de référence et une dynamique extrêmement bonne. Cependant, ce contrôleur a les inconvénients suivants:

La fréquence de commutation dépend en grande partie des paramètres de la machine. Elle n'est pas connue et par conséquent les harmoniques de la tension deviennent aléatoires.

Dans un contrôleur de courant par hystérésis le courant instantané est maintenu dans une bande de tolérance, mais dans le système à neutre isolé comme le cas des entraînements réglés, la somme des courants de phase est nulle, ce qui signifie qu'à tout instant seul deux courants de phase peuvent être commandés indépendamment, et par conséquent un des trois régulateurs est redondant à un instant donné.

I.7.2.2 Modulation de Largeur d'Impulsion

Le principe général consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau Commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs, Générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance).
Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux :

1- Le premier, appelé signal de référence, représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.
2- Le second, appelé signal de la porteuse, définit la cadence de la commutation des Interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence par rapport au Signal de référence.
3- L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs [3].

La commande *MLI* est caractérisée par les deux paramètres suivants : [27]

1- L'indice de modulation "*m*" égal au rapport de la fréquence de modulation sur la

Fréquence de référence ($m = \frac{f_p}{f}$)

2 - Le coefficient de réglage en tension "*r*" égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation ($r = \frac{V_m}{V_{pm}}$)

I.7.2.2.a La technique MLI triangulo-sinusoïdale

La simplicité d'implémentation de cette technique par des moyens analogiques lui a permis d'être la plus utilisée jusqu'à l'apparition récente des microprocesseurs qui a rendu possible l'implémentation d'autres techniques numériques compétitives donnant ainsi un large choix.

Le principe de cette technique consiste à comparer un signal triangulaire $V_p(t)$ d'amplitude fixe appelé porteuse à un signal $V_{ref}(t)$ d'amplitude et fréquence variable appelé référence ou modulante **(figure I .7).** L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs.

Le signal de référence représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Quant à la porteuse, elle définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur, c'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence. [7]

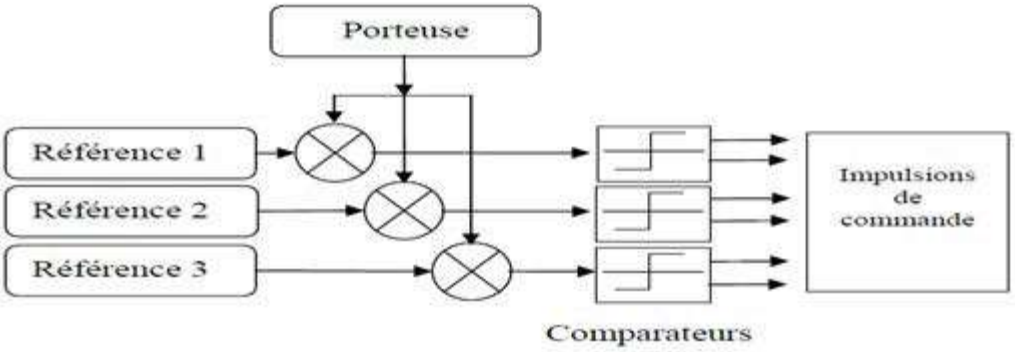


Figure (I. 7) – Principe de la génération d'une MLI triangulo-sinusoïdale triphasée

La technique MLI est caractérisée par deux paramètres :

1– L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence de la porteuse f_p f_p à celle de la référence f_{ref} .

$$m = \frac{f_p}{f_{ref}}$$

2– Le coefficient de réglage r, égal au rapport de l'amplitude de référence $\hat{v}_{ref}$ à celle de la porteuse $\hat{v}_p$.

$$r = \frac{\hat{v}_{ref}}{\hat{v}_p}$$

La modulation est dite synchrone si m est entier, elle est dite asynchrone dans l'autre cas. En modulation synchrone, si le maximum de la référence correspond à un pic de la porteuse, on dit que le calage est optimal et la tension alternative bénéficie d'une double symétrie par rapport au quart et au milieu de la période.
La **figure (1.8)** illustre la forme d'onde des commandes des interrupteurs et les tensions de la sortie

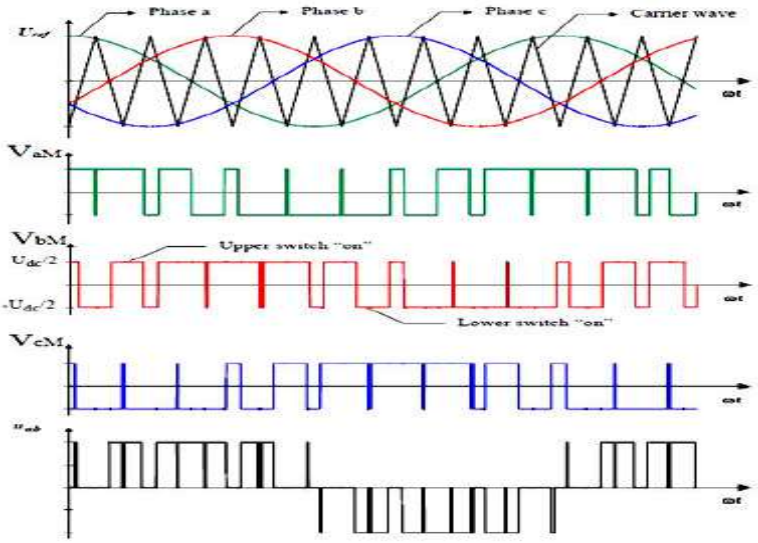


Figure (I .8) – Formes d'ondes des commandes et des tensions de sorties en triphasé

I.8. Onduleur de Tension à *MLI*

Plusieurs types de *MLI* se présentent pratiquement, dont on peut citer: [2]

1- Les modulations *sinus-triangle* effectuant la comparaison d'un signal de référence Sinusoïdal à une porteuse en général triangulaire.

2- Les modulations *précalculées* pour lesquelles les angles de commutation sont calculés Hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre de la tension, et donner une Certaine onde fondamentale.

3- Les modulations *post calculées* appelées encore *MLI* régulières symétriques ou *MLI* Vectorielles dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.

On présentera dans ce qui suit la première stratégie qui est la plus utilisée, et la troisième technique qui est dédiée entre autres à la DTC à laquelle on s'intéresse.

I.9. La technique MLI vectorielle

Actuellement, les stratégies de commandes numériques sont appliqués dans les systèmes pour cette raison les techniques de modulation numériques sont également disponibles.
La technique de modulation vectorielle est une technique numérique pour laquelle l'objectif est de générer une onde PWM (Pulse Width Modulation) de tension V(t) à la sortie de l'onduleur dont la valeur moyenne sur chaque période de découpage T_d est égale à celle de la tension de référence V_{ref} (t) sur cette période. Ceci est effectué à chaque période d'échantillonnage en sélectionnant les états appropriés des interrupteurs parmi la table d'excitation de l'onduleur à 2 niveaux et en déterminant la durée d'application de chacun des

états. La sélection des états et la détermination des durées sont basées sur la transformation triphasée (abc) -biphasé (α, β) [7].

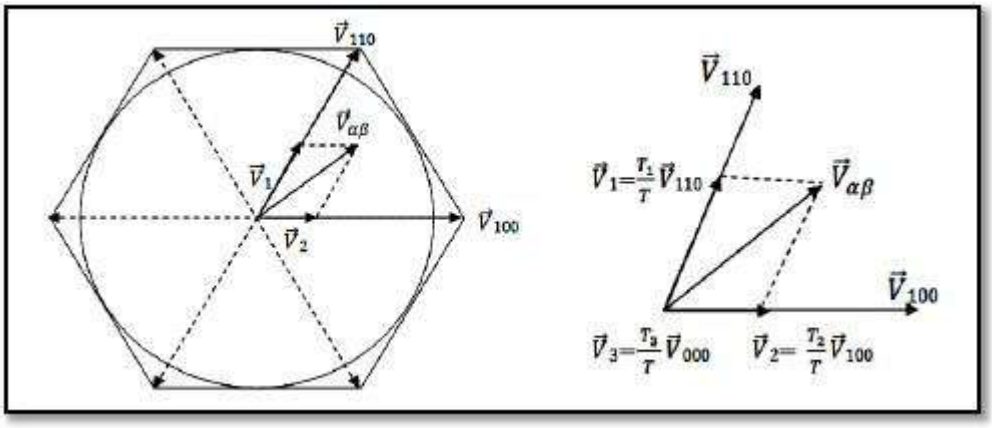


Figure (I.9) Diagramme du principe de la modulation SVM

I.10 Conclusion :

Dans ce premier chapitre, nous avons commencé par une description générale du moteur asynchrone ensuite nous avons abordé sa modélisation avec les différents modèle dynamiques. La transformation de Park est introduite pour simplifier le modèle de la machine et analyser ses comportements en régime transitoire. En suite on a fais la modélisation de l'onduleur de tension à deux niveau et sa commande en courant.

Dans le deuxième chapitre, sera consacré à la commande vectorielle à flux orienté.

hII.1. Introduction

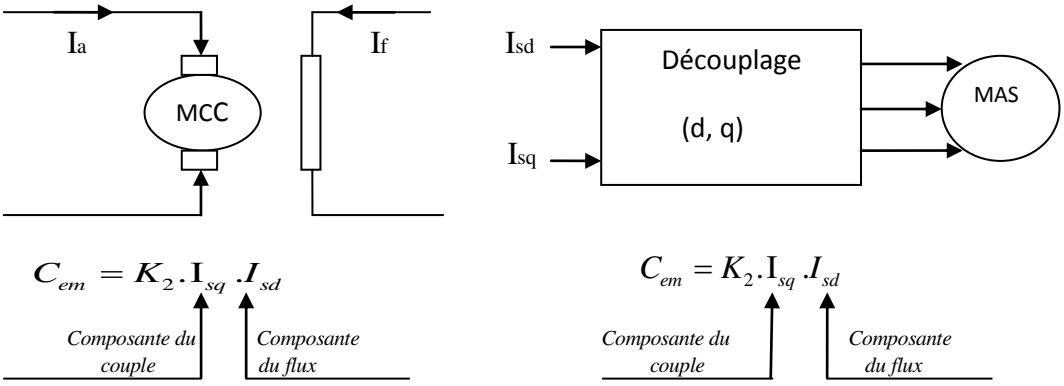
Pour que le moteur asynchrone soit utilisable dans des régimes de vitesse variable, il doit être commandé par un processus externe qui permette d'ajuster au mieux la tension d'alimentation de manière à répondre aux variations de consigne de vitesse et de couple de charge. **[15] [16] [17]**

Les principes de la commande vectorielle à flux orienté ont été élaborés, des 1972, par **F, Balachke [18]** .Historiquement il s'agit de la première méthode de contrôle vectoriel développée pour les machines alternatives et notamment synchrones **[19] [20]** .Puis les principes de la commande ont été adaptés à la machine asynchrone. Cette méthode basée sur le contrôle de l'état magnétique et du couple de la machine est aujourd'hui la méthode la plus utilisée dans l'industrie, que ce soit dans les domaines de la traction ferroviaire, de la machine outil ou de la robotique **[22]**. Ce type de contrôle est réalisé dans le réferentiel tournant. **[21]**

L'objectif du contrôle vectoriel à flux orienté, FOC (Field Oriented Control) en anglais est d'aboutir à un modèle simple de la machine asynchrone qui rend compte de la commande séparée de la grandeur Flux Φ et de la grandeur Courant I.

Il s'agira donc de retrouver la quadrature entre I et Φ, naturellement découplés pour une machine à courant continu (courant d'excitation producteur de flux, et courant d'induit producteur de couple).

La méthode du flux orienté consiste à choisir un système d'axes (*d, q*), repère tournant biphasé orienté sur (Flux rotorique) ou Φ_r (Flux statorique) Φ_s et un type de commande qui permet de découpler le couple et le flux **figure(II.1).**



Figure(II.1) Analogie entre la machine à courant continu et la machine asynchrone.

II.2. contrôle vectoriel à flux orienté

II.2.1. Principe

Dans une commande vectorielle du moteur asynchrone, le but est d'obtenir un couple électromagnétique proportionnel à la composante en quadrature du courant statorique *Isq* (à flux constant) et de pouvoir commander le flux en agissant sur la composante directe de ce courant *Isd*. Ceci permet de commander ce type de machines de façon analogue à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée.

Dans une machine à courant continu à excitation séparée, le couple est donné par la Relation :

$$C_{em} = K_1 . \mathrm{I}_a . I_f \qquad \textbf{(II.1)}$$

Où

- I_a, est le courant d'induit,
- I_f est le courant inducteur ,
- K_1 est une constante.

Si on oriente le flux Φ_r dans la machine asynchrone sur l'axe *d*, le système **(II.10)** nous permet d'exprimer v_{sd} et v_{sq} Φ_r et ω_s *avec :* $\Phi_{dr} = 0.8$ *et* $\overset{\circ}{\Phi}_{rq} = 0$

$$\left(S + \frac{1}{T_r} \right) par \left(S + \frac{K_{iF}}{K_{pF}} \right)$$

$$\frac{K_{iF}}{K_{pF}} = \frac{1}{T_r} \qquad \textbf{(II.2)}$$

Et l'expression de couple **(II.1)** devient :

$$C_{em} = p \frac{M_{sr}}{L_r} \left(\Phi_{rd} . \mathrm{I}_{sq} \right) \qquad \textbf{(II.3)}$$

On voit alors que :

1. la composante I_{sd} détermine seule l'amplitude de Φ_r .
2. la composante I_{sq} détermine seule l'amplitude du couple lorsque Φ_r maintenu constant.

On peut constater que la machine asynchrone apparaît dans ce cas comme une machine à courant continu avec *Isd* jouant le rôle du courant d'excitation I_f *et* I_{sq} jouant le rôle du courant d'induit I_a.

Il y a alors un contrôle indépendant de l'état magnétique et du couple de la machine**.**

II.2.2. technique de la commande vectorielle directe

La détermination du flux, notamment le flux rotorique qui n'est pas directement accessible, est assurée à partir des capteurs de flux à effet Hall ou magnétiques disposés à l'intérieur de la machine, effectuent une mesure de la composante directe et transversale du flux dans la machine. Ces capteurs nécessitent d'être installés à l'intérieur de la machine ce qui entraîne une augmentation du volume de celle-ci. De plus, la tension de sortie de ces capteurs à effet Hall dérive avec la température et nécessite un prétraitement mathématique plus ou moins compliqué, pour extraire l'information sur le flux capté surtout aux basses vitesses. Finalement, Ces capteurs sont notoirement sensibles aux chocs mécaniques, notamment si la machine est utilisée dans un environnement dur ou inaccessible

II.2.3. Technique de la commande vectorielle indirecte :

La méthode indirecte est basée sur l'estimation de la position du flux à partir du modèle de la machine. L'équation **(II.3)** appelée la relation angulaire d'autopilotage, assure à tout instant que la vitesse ω_s du référentiel d'axe *d, q* soit effectivement celle du champ tournant,
L'intégration de cette équation fournit la position du flux équation **(II.6).**

$\omega_s = p\Omega + \omega_{rREF}$

ω_{rREF} : représente la valeur de la vitesse relative du repère, estimée dans les conditions de l'orientation choisie pour le référentiel ; soit :

$$\omega_{rREF} = \frac{M_{sr}}{T_r \Phi_r} I_{sq} \qquad \textbf{(II.4)}$$

Si on admet la parfaite régulation du flux, alors Φ_{rd} peut être remplacé par sa référence Φ_{rdREF} dans l'estimation de **(II.4)**. Dans ces conditions, l'objectif est atteint et le courant *Isq* devient unique grandeur de réglage du couple.

Au démarrage de la machine, le flux Φ_{rd} est nul, donc l'équation **(II.4)** n'est pas exploitable telle quelle, nous utiliserons, pour l'implantation, l'équation suivante :

$$\Phi_{rREF} = \frac{M_{sr}}{T_r \left(\Phi_r + \varepsilon\right)} I_{sq} \qquad \textbf{(II.5)}$$

Avec :

$\varepsilon = 0.01$

$$\theta_s = \frac{1}{S} \omega_s \qquad \textbf{(II.6)}$$

Le système d'équation **(I.1)** permet d'estimer le flux Φ_r :

$$\Phi_r = \frac{M_{sr}}{1 + T_r s} I_{sd} \qquad \textbf{(II.7)}$$

La méthode d'orientation indirecte du flux rotorique souffre de l'effet de la variation des paramètres de la machine (notamment la constante du temps rotorique) sur la réponse dynamique du système. Cette variation résulte en une perte de découplage et en des erreurs stationnaires sur les sorties couple et flux de la machine comparativement à leurs consignes.

II.2.4. Comparaison entre les techniques directe et indirecte de la commande vectorielle :

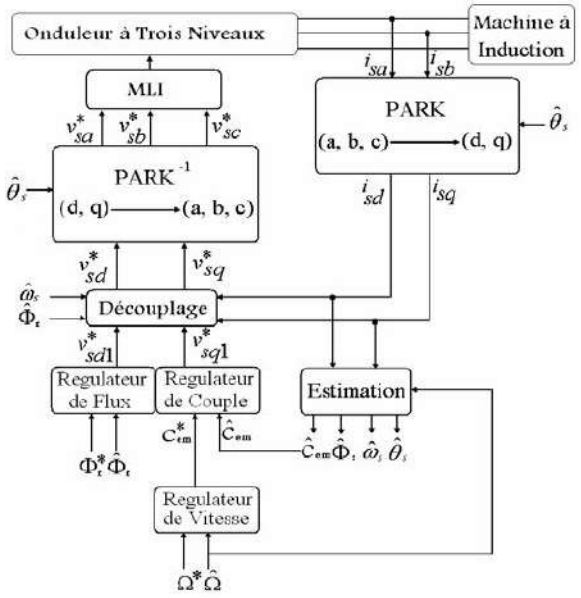
L'application de la commande vectorielle dans le contrôle de la machine asynchrone est proposé selon deux formules : directe et indirecte. Dans la première formule, un capteur est installé dans la machine pour déterminer le module et la position du flux à orienter, pour les utiliser dans le calcul des tensions à imposer sur la machine. Dans la deuxième, la position du flux est estimée en fonction des paramètres de la machine, cette estimation nous donne l'avantage de contrôler le processus sans capteur du flux. Le problème dans cette méthode

indirecte est étalé dans la variation des paramètres de la machine en fonction de la température (variation des résistances et de la constante du temps) et de la saturation de la machine (variation des inductances). Pour tenir en compte cette variation, des circuits de correction additionnels doivent être implantés dans le processus du contrôle. Alors que, la commande directe, insensible à ces variations, nécessite l'installation des capteurs, avec leurs circuits de traitement et de filtrage, sensibles aux harmoniques et vibration de la machine au cours du fonctionnement. En plus, la modification de la géométrie de la machine est indispensable pour implanter ces capteurs.

II.3. Structure de la commande indirecte à flux rotorique orienté (IRFOC) :

A partir d'une référence de flux et d'une référence de vitesse, le régulateur à orientation du flux calcule les deux consignes de tension v_{sd}^{*}, v_{sq}^{*} à imposer à la machine. Ces consignes sont exprimées dans le repère *dq* et doivent, avant d'être appliquées à l'onduleur MLI à imposition de tension, être converties en grandeurs de phase (a, b et c). Pour ce faire, nous avons besoin d'opérer la transformation de PARK permettant de retrouver les trois consignes de tension $v_{sd}^{*}, v_{sq}^{*}, v_{sc}^{*}$. Ce sont ces dernières qui conduiront l'onduleur à MLI.

Un sommateur algébrique peut réaliser la loi d'autopilotage $\left(\omega_s = p\Omega + \omega_{rREF}\right)$ et l'intégration de la vitesse ω_s ainsi obtenue donne l'angle de calage θ_s



Figure(II.2) Schéma de principe de l'IRFOC

II.3.1. Mise en équation de la commande *IRFOC*

Rappelons que dans un repère lié au champ tournant, les équations des tensions statoriques et rotoriques de la *MAS* sont les suivantes:

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s.i_{sd} + \dfrac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \Phi_{sq} \\ v_{sq} = R_s.i_{sq} + \dfrac{d\Phi_{sq}}{dt} + \Phi_{s\psi_{sd}} \end{cases}$$

$$\begin{cases} 0 = R_r.i_{rd} + \dfrac{d\Phi_{rd}}{dt} - \omega_{sl} \Phi_{rq} \\ 0 = R_r.i_{rq} + \dfrac{d\Phi_{rq}}{dt} + \omega_{sl} \Phi_{rd} \end{cases} \quad \textbf{(II.8)}$$

La mise en œuvre de la commande vectorielle à flux rotorique orienté est basée sur l'orientation du repère tournant d'axes *dq*, tel que l'axe *d* soit confondu avec la direction de Φ_r **figure(II.3)**

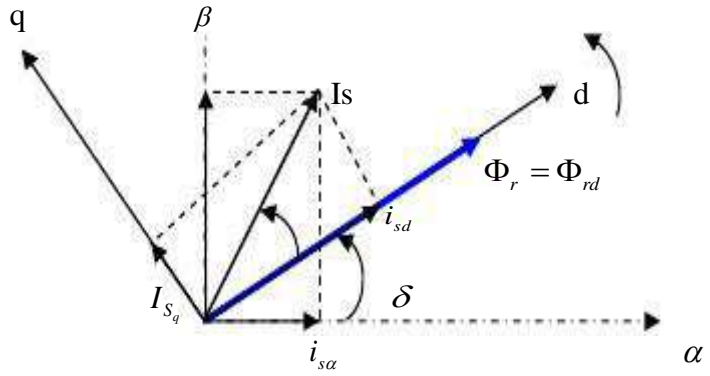


Figure (II.3) Représentation de l'orientation du repère (d,q)

L'orientation du flux magnétique selon l'axe direct conduit à l'annulation de sa composante en quadrature, on a alors:

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = \Phi_r \\ \Phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad \textbf{(II.9)}$$

Les équations des tensions rotoriques deviennent :

$$\begin{cases} 0 = R_r.i_{rd} + \dfrac{d\Phi_{rd}}{dt} \\ 0 = R_r.i_{rq} + \omega_{sl} \Phi_{rd} \end{cases} \quad \textbf{(II.10)}$$

Celles des flux:

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s \sigma.i_{sd} + \dfrac{L_m}{L_r} \Phi_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s \sigma.i_{sq} \end{cases} \quad \textbf{(II.12)}$$

Nous obtenons donc les composantes des tensions statoriques :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \dfrac{di_{sd}}{dt} + \dfrac{L_m}{L_r} \dfrac{d\Phi_{rd}}{dt} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \dfrac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} \end{cases} \quad \textbf{(II.13)}$$

II.3.2.Expression du couple électromagnétique :

Il découle de l'expression du couple électromagnétique **(I.17)** la nouvelle relation suivante:

$$C_e = K_t \Phi_{rd} i_{sq} \qquad \textbf{(II.13)}$$

Notons que la vitesse donnée par l'expression dans **(I.14)** reste inchangée.
Il devient tout à fait claire qu'en fixant la valeur de Φ_{rd} à une valeur de référence Φ_{rd}^{*} le couple ne dépendra que du courant statorique i_{sq} (comme dans le cas d'une *MCC* à excitation séparée), qui est le but de la commande vectorielle. Les équations de la machine sont résumées dans **(II.14)** *:*

$$\begin{cases} \left\{ v_{sd} = \left(R_s + \dfrac{R_r L_m^2}{L_m^2} \right) i_{sd} + L_s \sigma \dfrac{di_{sd}}{dt} - \omega_s L_s \sigma i_{sq} - \dfrac{R_r L_m}{L_m^2} \Phi_{rd} \right. \\ \left\{ v_{sq} = \left(R_s + \dfrac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sq} + L_s \sigma \dfrac{di_{sq}}{dt} - \omega_s L_s \sigma i_{sd} - \omega \dfrac{di_{sq}}{L_r} \Phi_{rd} \right. \\ \omega_s = p\Omega + \dfrac{L_m}{T_r} \dfrac{i_{sq}}{\Phi_{rd}} \\ C_r \dfrac{d\Phi_{rd}}{dt} + \Phi_{rd} = L_m i_{sd} \\ C_e = K_t \Phi_{rd} i_{sq} \\ J \dfrac{d\Omega}{dt} = T_e - T_L - f_v \Omega \end{cases} \qquad \textbf{(II.14)}$$

Finalement l'écriture en équation différentielles déduite de **(I-20)**, (en reconnaissant Φ_{rd} =0), conduit au système suivant:

$$\begin{cases} \dfrac{di_{sd}}{dt} = -\dfrac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \dfrac{R_s L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \dfrac{1}{\sigma L_s} \left(\dfrac{R_s L_m^2}{L_r^2} \right) \Phi_{rd} + \dfrac{1}{\sigma L_s} v_{sd} \\ \dfrac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \dfrac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \dfrac{R_s L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sq} - \dfrac{1}{\sigma L_s} \left(\dfrac{L_m}{L_r} \right) \omega \Phi_{rd} + \dfrac{1}{\sigma L_s} v_{sq} \\ \dfrac{d\Phi_{rd}}{dt} = \dfrac{R_r L_m^2}{L_r^2} i_{sd} - \dfrac{R_r}{L_r} \Phi_{rd} \\ J \dfrac{d\Omega}{dt} = C_e - C_L - f_v \Omega \end{cases} \qquad \textbf{(II.15)}$$

On remarque dans ces équations, que v_{sd} et v_{sq} dépendent à la fois des courants des deux axes choisis comme variables d'états i_{sd} et i_{sq} donc ils influent sur le flux et le couple. Il est donc indispensable de procéder au découplage des termes couplés.

II.3.4. Découplage :

Différentes techniques de découplage existent : découplage par retour d'état, découplage statique ou découplage par compensation, que nous allons présenter maintenant. **[8] [9]**

II.3.4.1 Découplage par compensation :

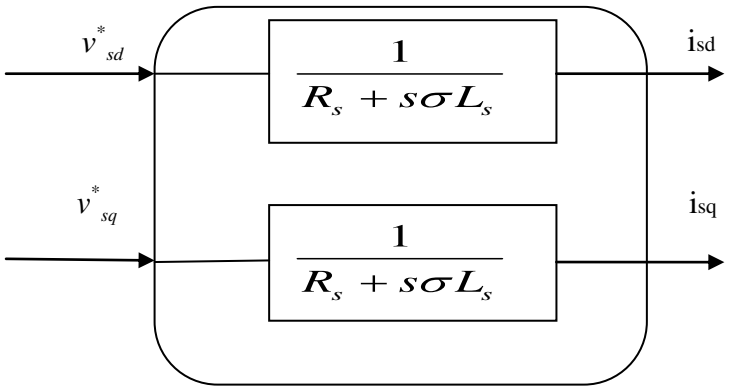
La compensation a pour but de découpler les axes *d* et *q*. Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine, et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs. En considérant une dynamique longue du flux en basse vitesse $\left(\frac{d\Phi_{rd}}{dt}=0\right)$ par rapport aux courants **[10]**, alors les équations de tensions **(II-13)** sont réécrites.
en introduisant l'opérateur de *Laplace s* de la manière suivante:

$$\begin{cases} v_{sd} = (R_s + s\sigma L_s) i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \\ v_{sq} = (R_s + s\sigma L_s) i_{sq} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \Phi_r + \omega_s \sigma L_s i_{sd} \end{cases} \quad \textbf{(II.16)}$$

Les nouvelles variables de commande v^*_{sd} , v^*_{sq} s'écrivent alors comme suit :

$$\begin{cases} v^*_{sd} = (R_s + s\sigma L_s) i_{sd} = v_{sd} + \omega_s \sigma L_s i_{sq} = v_{sd} - e_{sd} \\ v^*_{sq} = (R_s + s\sigma L_s) i_{sq} = v_{sq} - \left(\omega_s \frac{L_m}{L_r} \Phi_r + \omega_s \sigma L_s i_{sd} \right) = v_{sq} - e_{sq} \end{cases} \quad \textbf{(II.17)}$$

Avec : * désignant la variable de commande ou de référence
Ainsi donc les actions sur les axes *d* et *q* sont donc découplées comme représentés dans le schéma de la **figure (II.4)**



Figure(II.4) Les nouvelles commandes obtenues

Les tensions v_{sd} et v_{sq} sont alors reconstituées à partir des tensions v_{sd} et v_{sq} **(figure II.5)** :

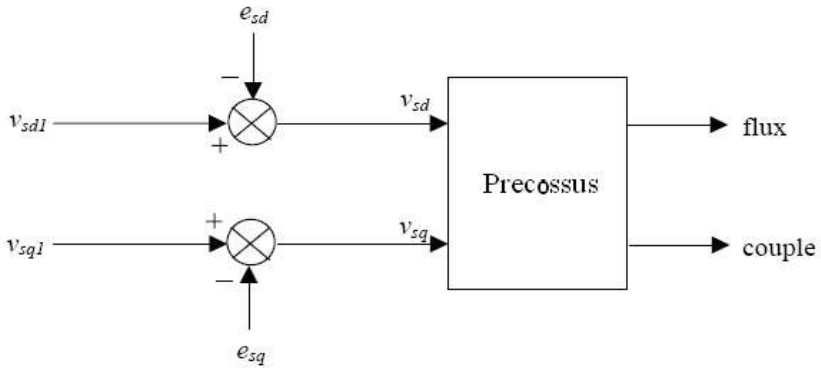


Figure (II.5) Reconstitution des tensions vsd et vsq

II.3.5. La Régulation :

Les régulateurs ont, d'une part, la tâche de stabiliser le circuit de réglage, et d'autre part, ils viennent pour assurer une meilleure précision et un temps de réponse meilleur. Les régulateurs standards de type *PI* ou *PID* sont les plus utilisés dans le domaine des réglages industriels **[23].**

II.3.5.1. Conception des Régulateurs :

Soit $Y^*(t)$ le signal à poursuivre, et Y(t) le signal de sortie du système à contrôler **[24].**

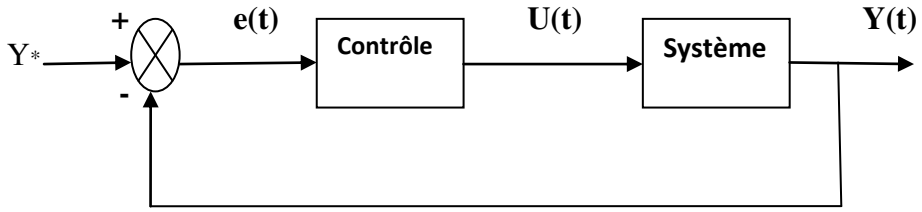


Figure (II.6) Représentation de la commande par *PI.*

La loi de commande est :

$$U(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt$$

II.3.5.1.1. Action Proportionnelle (Kp) :

1 - Si *Kp* est grand, la correction est rapide. Le risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît.
2 -Si *Kp* est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations.

II.3.5.1.2. Action Intégrale (Ki) :

L'action intégrale régit lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne.

Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste, l'action U (t) augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

II.3.6. Les gains du régulateur :

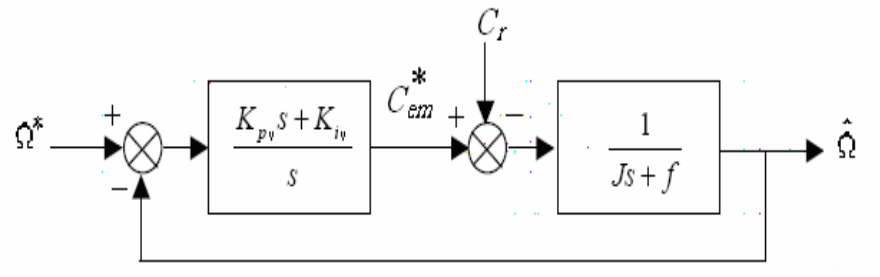
Les régulateurs à action proportionnelle-intégrale *PI* sont très répandus dans le domaine de la commande des machines électriques, l'action du régulateur proportionnelle *P* assure la rapidité de la réponse dynamique, et l'action du régulateur intégral élimine l'erreur statique en régime permanent.

Dans notre commande il y a trois régulateurs *PI*, un pour la régulation de la vitesse et deux pour les courants i_{sd} et i_{sq}. Notons qu'une structure *IP* a été utilisée dans la boucle de régulation de la vitesse, elle est parfois bien meilleure que celle à régulateur *PI* classique **[11]**. Les détails des calculs.

II.3.6.1.Régulateur de vitesse :

Nous avons :

$$\hat{\Omega} = \frac{1}{Js + F}\left(C_{em}^{*} - C_{r}\right). \qquad \textbf{(II.18)}$$



Figure(II.7) Schéma en boucle fermée d'un régulateur de vitesse.

L'équation caractéristique du système en boucle fermée est :

$$S^2 + \frac{\left(K_{pv} + F\right)}{J}S + \frac{K_{iv}}{J}. \quad \text{Donc} \quad K_{pc} = 2J\xi\omega_n - F \qquad K_{iv} = \omega_n^2 J \qquad \textbf{(II.19)}$$

II.3.6.4. Régulateur des Courants :

Les paramètres des régulateurs sont choisis de telle manière que le zéro introduit par chacun d'eux soit compensé par la dynamique du courant **figure (II.8) [12], [14].**

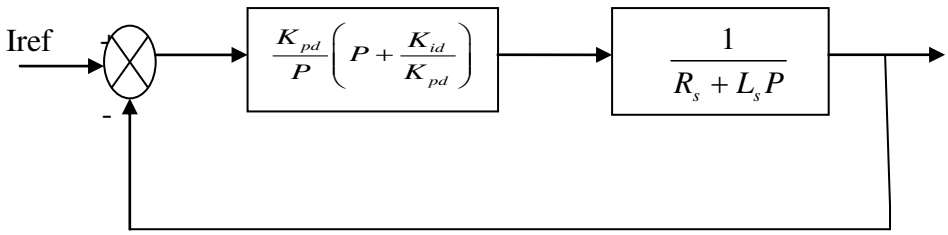


Figure (II.8) Boucle de régulation du courant *Id*.

On retrouve la même boucle de régulation pour le courant *Iq*.
La dynamique du moteur relative à la partie électrique est égale à :

$$G_d(p) = \frac{1}{R_s + L_s P} = \frac{1}{R_s}\frac{1}{1 + T_d P} \qquad \textbf{(II.20)}$$

Avec :

$$T_d = \frac{L_s}{R_s}$$

T_d : est la constante de temps électrique relative à l'axe *d*.

Cependan00t, pour déterminer les constantes du correcteur, on dégage la fonction de transfert en boucle ouvert :

$$G_{0d}(p)=\frac{K_{ip}}{P}\left(1+\frac{K_{pd}}{K_{id}}P\right)\frac{1}{R_s}\frac{1}{1+T_dP} \qquad \textbf{(II.21)}$$

En plaçant le zéro du correcteur de façon à compenser le pôle du système en boucle ouverte,

$$T_d=\frac{K_{pd}}{K_{id}} \qquad \textbf{(II.22)}$$

Ce qui ramène les fonctions de transfert des courants en boucle fermée aux expressions suivantes:

$$G_{fd}(p)=\frac{I_d}{I_{dref}}=\frac{G_{0d}}{1+G_{0d}}=\frac{1}{1+\frac{R_s}{K_{id}}P}=\frac{1}{1+\tau_dP} \qquad \textbf{(II.23)}$$

En choisissant $(\tau_d=T_d)$,

Donc:
$$k_{id}=\frac{R_s}{T_d}=\frac{R_s^2}{L_s} \qquad \textbf{(II.24)}$$

D'où :
$$K_{pd}=K_{id}.\mathrm{T}_d \qquad \textbf{(II.25)}$$

II.4 La simulation sous matlab

Dans cette partie, nous allons présenter la simulation qui nous avons fait et les résultats expérimentaux obtenus pour une commande vectorielle,.

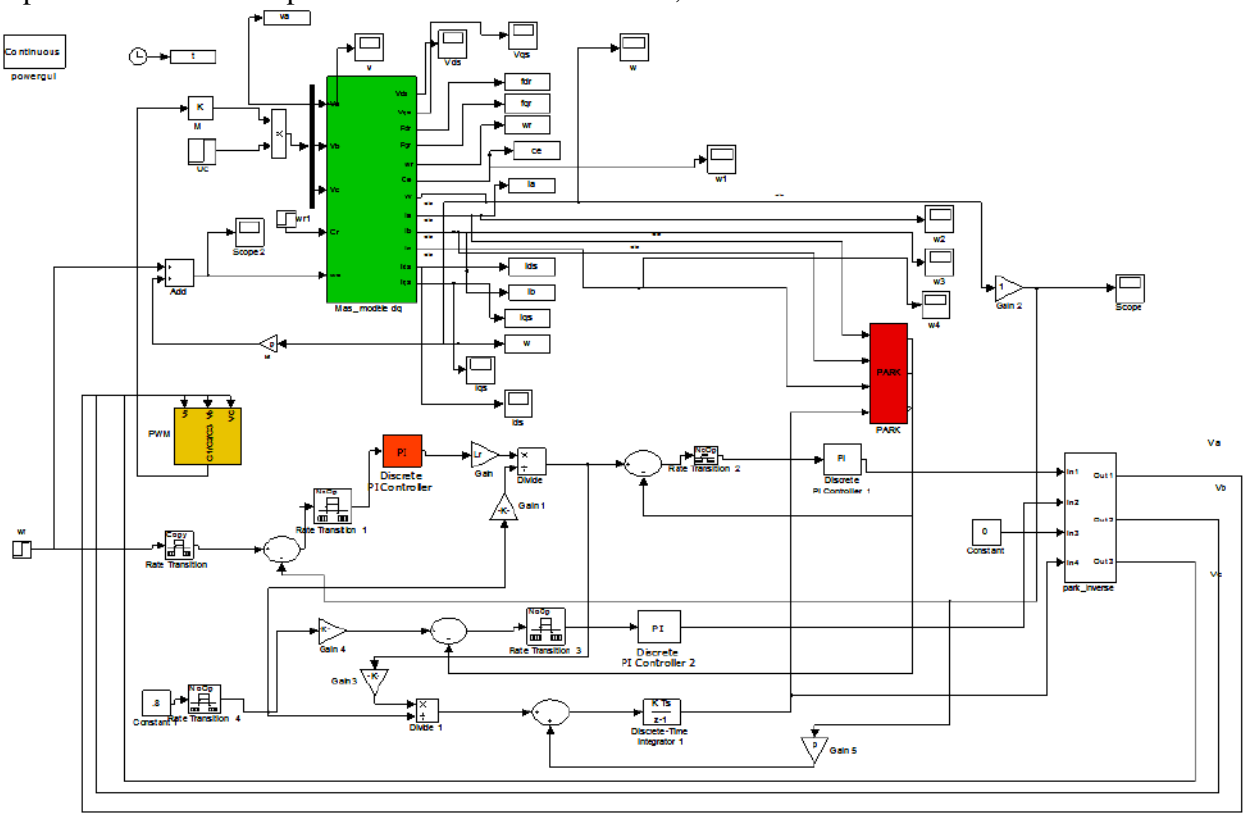


Figure (II.9) La simulation globale

On a donc 3 régulateurs dans ce schéma :

1- Le régulateur de vitesse :

Il prend en entrée la vitesse de référence et la vitesse mesurée. Il agit sur le couple (c'est-à-dire que sa sortie est le couple de référence) pour réguler la vitesse.

2- Le régulateur de courant i_{qs} :

Il prend en entrée le courant i_{qs}^* de référence et sa mesure. Il agit sur la tension de référence v_{qs}^* pour ajuster le courant i_{qs}. Si l'on regarde de plus près le schéma, on remarque qu'il y a un coefficient entre le couple de référence et le courant de référence i_{qs}^*. Ce coefficient tient compte de la valeur du flux (voir la formule du couple) mais également un facteur 2/3 qui dépend de la transformation triphasé – biphasé choisie. La présence de ce facteur 2/3 est due au choix de la transformation Clarke dans ce schéma.

3 - Le régulateur de courant i_{ds} :

Il prend en entrée le courant i_{ds}^* de référence et sa mesure. Il agit sur la tension de référence v_{ds}^*. Réguler ce courant à une valeur constante, c'est garantir un flux rotorique constant car :

$$\phi_r = \frac{M}{1 + P\tau_r} i_{ds}$$

avec $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$

la constante de temps rotorique et P la variable de la transformé de Laplace.

On voit alors qu'en régime permanent $\phi_r = M\, i_{ds}$.

Il reste à examiner deux parties importantes :

4 - Les transformations directes et inverses:

L'une permet, à partir des tensions biphasés (v_{ds}^* , v_{qs}^*) dans le repère dq, de calculer les tensions triphasées v_{as}^*, v_{bs}^*, v_{cs}^* à imposer à la machine via l'onduleur à MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion). La deuxième transformation calcule, à partir des trois courants de ligne de la machine, les courants biphasés (i_{ds} , i_{qs}) dans le repère dq qu'il faut réguler.

Ces deux transformations nécessitent le calcul de l'angle θ_s.

5 - Le calcul de l'angle de la transformation de Park θ_s :

Ce bloc utilise la vitesse mesurée et la "pulsation de glissement ω_r . Dans le cadre de l'IRFO,

la pulsation de glissement se calcule par $\omega_r = \frac{i_{qs}}{\tau_r i_{ds}}$

on utilisant référence au lieu des mesures

Ainsi le calcul de l'angle des transformations directes et inverses peut se faire en sommant la pulsation de glissement avec la vitesse électrique, ce qui donne la pulsation statorique puis en intégrant cette dernière, on obtient θ_s :

$$\theta_s = \int \omega_s dt = \int (p\Omega + \frac{i_{qs}^*}{\tau_r i_{ds}^*}) dt$$

On obtient ainsi le schéma général à implanter sur une commande numérique

II.4.1 Les résultats de simulations

La machine tourne en régulation de vitesse.la vitesse suit avec une accélération maximale fixée par la limitation en sortie du régulateur de vitesse.

Le courant i_{qs} suit parfaitement sa référence i_{qs}^* durant tout l'essai.**fig(II.15)**

Une fois que la vitesse atteint la consigne, le régulateur de vitesse ne demande qu'un faible courant i_{qs}^* de manière à lutter uniquement contre les frottements..

Le contrôle vectoriel est introduit afin de pouvoir commander la machine asynchrone avec le maximum de dynamique. Il repose sur un modèle en régime transitoire. Il permet un réglage précis du couple de la machine et même d'assurer du couple à vitesse nulle

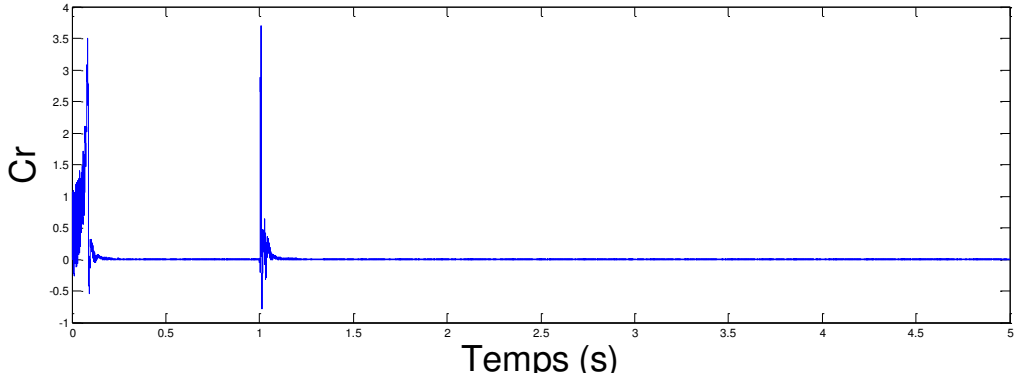


Figure (II. 10) le couple résistant dans notre simulation

Les figure (II.11)(II.12)et (II.13) représente le courants de phase

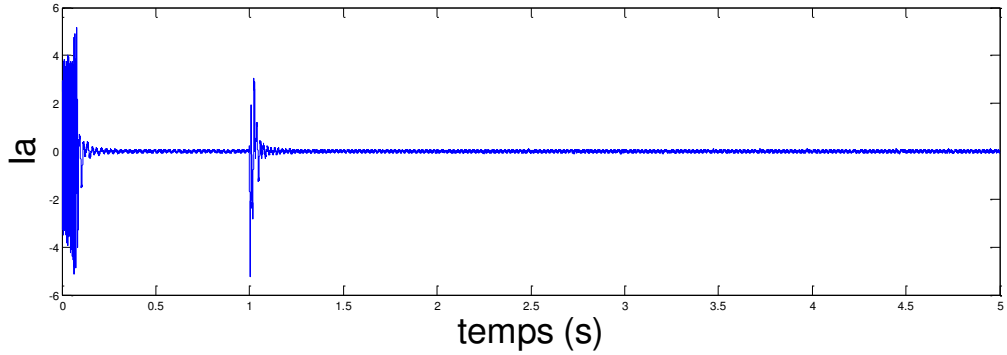


Figure (II.11) le courant dans la phase a

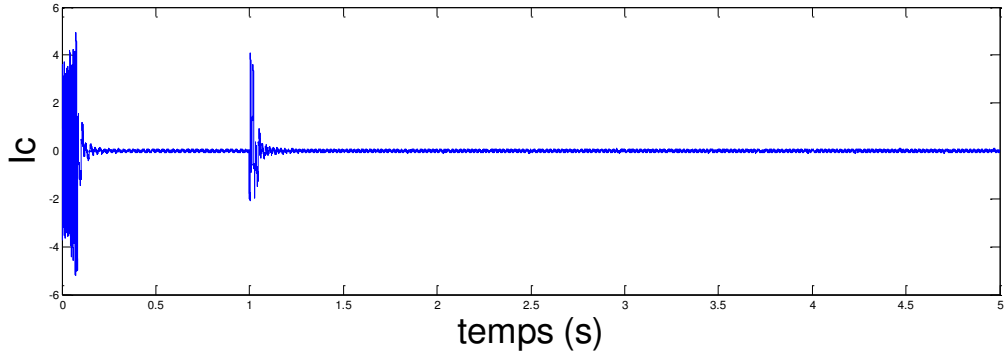


Figure (II.12) le courant dans la phase C

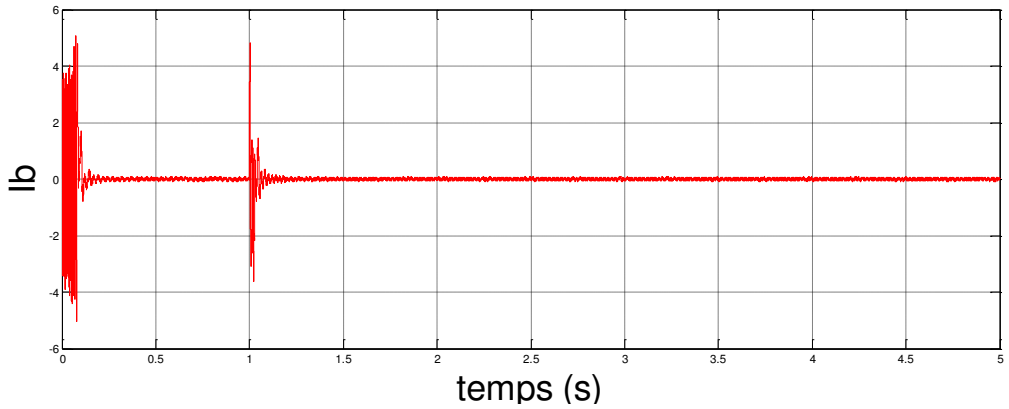


Figure (II.13) le courant dans la phase B

Le couple est représenté par le courant $i_{qs.}$ Au début, la machine est en accélération maximale $i_{qs.}$ puis quand elle atteint la vitesse de palier, le régulateur de vitesse diminue la consigne de courant. Ensuite, lorsque le régulateur veut freiner la machine, il passe le moteur en accélération négative à i_{qs} égale moins de la valeur précédent puis diminue afin que le positionnement se fasse sans dépassement.

On voit également que le courant i_{ds} reste constant et égal à sa valeur de référence durant l'inversion de vitesse ce qui prouve l'efficacité du contrôle vectoriel **fig(II.15)**

La figure (II.15) représente les courant statoriques dans le repère D et le repère Q

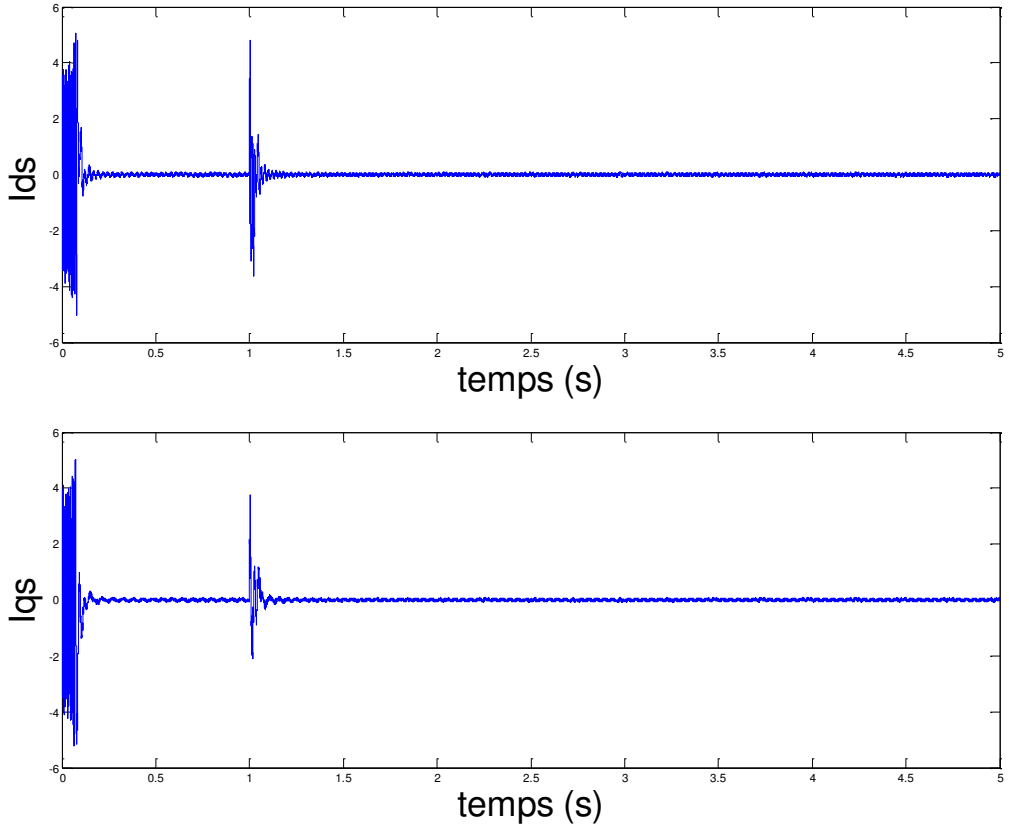


Figure (II. 15) les Courant statorique I_{ds} et I_{qs} dans le repère du stator

La figure (II.16) représente la vitesse de rotation de la machine asynchrone

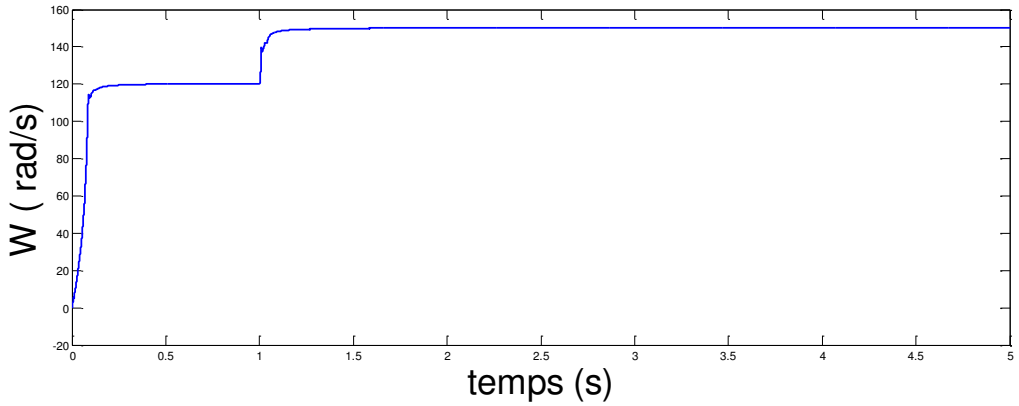


Figure (II. 16) la vitesse de rotation

Les figures (II.17) et (II.18) exprime l'orientation de flux sur les deux axes 'D'et'Q'

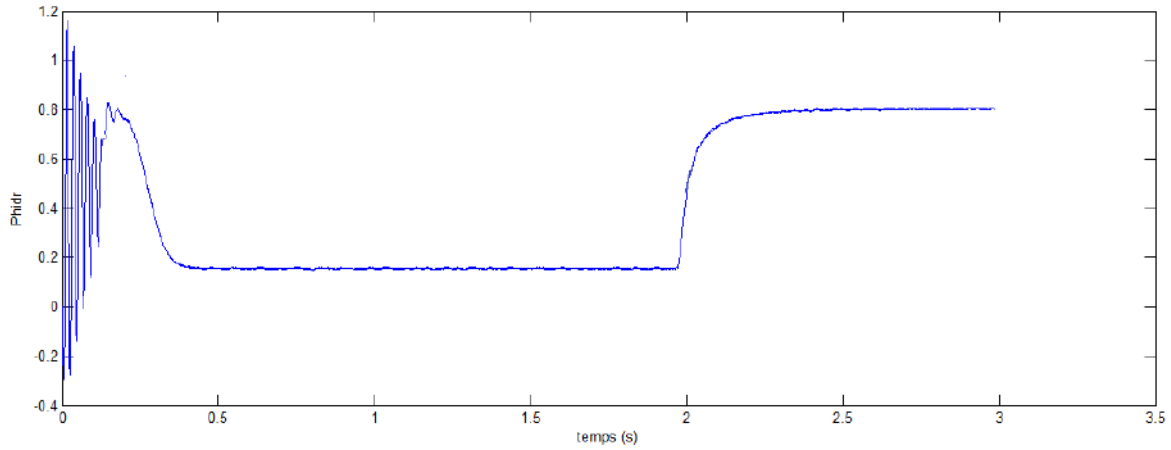


Figure (II.17) le flux orienté sur l'axe D

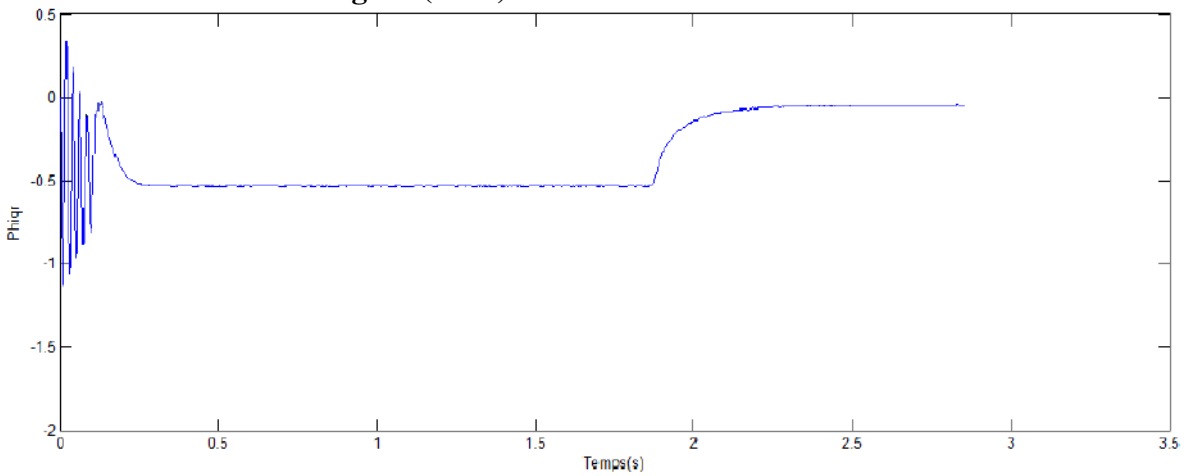


Figure (II.18) le flux orienté sur l'axe Q

II.5. Conclusion :

Les résultats de simulation ont permis de montrer le principe de découplage existant dans la commande vectorielle indirecte, le rejet de perturbation au niveau de vitesse est acceptable, par utilisation d'un régulateur *IP*. Le découplage persiste toujours, ce qui montre la robustesse de la commande *IRFOC* face aux variations de la vitesse. L'utilisation de la technique *STPWM* pour l'onduleur a présenté ses limites au niveau des ondulations des courants et du couple.

III.1.Introduction

Depuis plus 15ans dSPACE est le leader mondial des outils et solutions pour développer les logiciels d`unités de contrôle électroniques et de systèmes de contrôles mécatronique, les domaines d`application se trouvent principalement dans l`industrie automobile mais aussi dans le domaine de la commande des moteurs électriques, dans l`avionique ou dans l`automatisation industrielle.
Ce chapitre en divisé en deux parties principales :

La première est consacrée à la présentation de la carte dSPACE que nous avons utilisé dans notre application ; tandis que la deuxième est une validation expérimentale des résultats théoriques obtenus dans le chapitre II.

III.2. Présentation de la carte dSPACE

La carte dSPACE 1103 est une carte très performante comportant plusieurs processeurs et dispose de nombreuses entrées et sorties analogiques ou numériques ainsi que des encodeurs incrémentaux pour la commande en temps réel des systèmes. Chaque processeur possède son compilateur C approprié (un pour PPC Motorola, un pour Slave DSP de Texas Instruments et un autre pour le Slave de SIEMENS). La carte dispose aussi d'une barrette de mémoire RAM indépendante et qui peut être augmentée .Cette carte peut être insérée au bus ISA de la carte mère d'un ordinateur [21].

- ***PPC*** : La carte d'acquisition DS1103 est un système basé sur le processeur Maître (Master) Motorola 604e PPC (400MHZ clock), qui représente l'unité de traitement principale.

- ***Unités d'Entrée/Sortie*** **:** Un ensemble de périphériques abord fréquemment utilisé dans des systèmes de commande numérique a été ajouté au PPC. Aussi bien que les convertisseurs A/D et D/A, les ports numériques d'E/S, l'interface série, PPC a aussi la commande des encodeurs incrémentaux, qui permettent le développement des contrôleurs avancés pour des robots jusqu'à six joints.

- ***Le sous ensemble DSP*** **:** (Digital Signal Processing) est un processeur esclave (Slave) basé sur Texas Instruments TMS320F240 DSP, est particulièrement conçu pour la commande PWM. Parmi autres, les possibilités d'Entrée/Sortie, le DSP fournit la génération triphasée de PWM faisant un sous ensemble utile pour le contrôle et le guidage d'applications.

- ***Le sous ensemble CAN*** **:** Un autre sous-ensemble, basé sur le microcontrôleur de Siemens 80C164 (MC), est employé pour les connections entre les différents ADC.

- ***Master PPC, Slave DSP, Slave MC*** **:** Le PPC a accès au DSP et aux sous ensembles des CAN. Parlé en termes de communication d'inter processeur, le PPC est le maître, tandis que les DSP et le CAN MC sont des esclaves. La (**figure III.1)** donne une vue d'ensemble des unités fonctionnelles du tableau de contrôle de DS1103 PPC.

- ***Unités fonctionnelles du tableau de contrôle de DS1103 PPC***

  - ADC Analog/Digital Converters
  - MC CAN Microcontroller 80C164

- CAP Capture
- DAC Digital/Analog Converters
- DPMEM Dual-Ported Memory
- DSP Digital Signal Processor TMS320F240
- PPC Power PC 604e Processor
- PWM Pulse Width
- Modulation

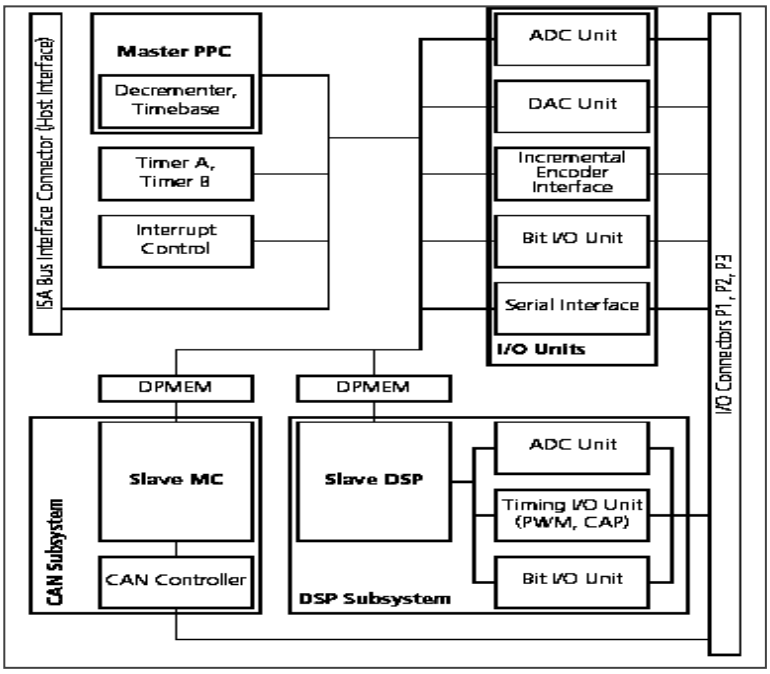


Figure III.1: *Schéma synoptique de la carte DSPACE DS1103*

III.2.1 *.Dispositifs d'entrée /Sortie*

La Conversion A/D

• 4 convertisseurs A/D parallèles, multiplexés en 4 voies chacun, avec une résolution de 16-bit, et un temps d'échantillonnage de 4 µs.

• 4 convertisseurs A/D avec 1 voie d'entrée pour chacun, avec une résolution de 12 bit et un temps d'échantillonnage de 800 ns.

Slave DSP ADC:

• 2 convertisseurs A/D parallèles, multiplexés sur 8 voies chacun, avec une résolution de 10-bit et un temps d'échantillonnage 6 µs.

Entrée/Sortie Numérique:

• 32-bit input/output, avec possibilité de configuration bit-wise.

• 19-bit input/output, avec possibilité de configuration bit-wise.

D/A Conversion:

• 2 convertisseurs D/A avec 4 voies chacun et une résolution de 14-bit.

Interface d'Encodeurs Incrémentaux:

• 1 voie analogique avec compteur 22/38-bit.

• 1 voie numérique avec compteur 16/24/32-bit.

• 5 voies numériques avec compteur 24-bit.

Contrôleur d'Interruptions E/S Série :

• Interface UART standard, pouvant être configurée alternativement en mode RS-232 ou RS- 422 mode.

III.2.2. *Emplacement de la carte*

La carte d'acquisition est directement enfichable au Slot ISA d'un Auto-Box, il faut aussi prévoir 3 braquets libres pour le triple connecteur (P1, P2, P3). Voir la **figure(III.2)**



Figure III.2: *Emplacement de la carte DSPACE DS1103*

III.2.3.*Panneau de Connexion CP1103 et d'indicateurs LED CLP1103*

Le panneau de connexion CP1103 fournit les raccordements faciles à utiliser entre le tableau de contrôle de DS1103 PPC et les dispositifs à relier à eux. Le connecteur et le panneau CLP1103 de LED fournit en plus une rangée de LED indiquant les états des signaux numériques connectés au panneau d'acquisition. [Voir figure III.3 et figure III.4] :

III.2.3.1. *CP 1103 (Panneau de connexions)*

Le panneau de connexion CP1103 fournit les raccordements faciles à utiliser entre le tableau de contrôle de DS1103 PPC et les dispositifs reliés à lui. Des dispositifs peuvent être individuellement reliés, débranchés ou échangés sans soudure (liaison physique).Ceci simplifie la construction du système examinant et dépannant.



Figure III.3: *Panneau de connexions CP1103*

III.2.3.2. *CLP 1103 (Panneau d'indicateur LED) :*

Le connecteur et le panneau CLP1103 de LED fournissent en plus une rangée de LED indiquant les états des signaux numériques. Les Signaux actifs de niveaux bas ne sont pas indiqués sur le panneau plan. Les LED ne montrent pas le statut actif du signal mais montrent le niveau de TTL à la place (TTL haute la LED est allumée; TTL basse la LED est éteinte). Le CLP1103 est équipé de 92 LED qui indiquent les états des signaux numériques. Pour les signaux par accroissement de sonde, il y a des amortisseurs avec de véritables entrées différentielles. La puissance exigée pour courir la LED est prise de la tension d'alimentation (VCC) du DS1103.

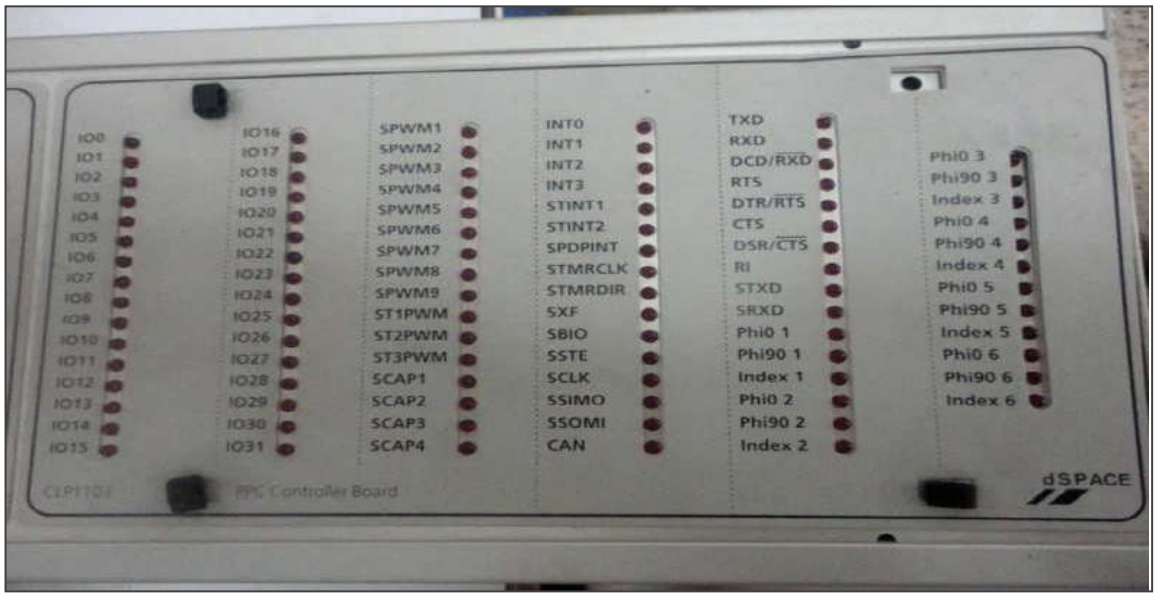


Figure III.4: *Panneau d'indicateurs LED CLP1103*

III.2.4. *Exemples d'applications typiques de la DS1103*

Les systèmes dSPACE sont utilisés partout où des systèmes de contrôle mécatronique rapides sont conçus et testés. Dans ces pages, vous verrez comment optimiser notre processus de développement avec dSPACE et quelques exemples de clients qui l'ont déjà fait avec

succès.Un développement permanent d'unités de contrôle en ingénierie automobile avec fonction de prototypage de fonctions, implémentation sur calculateurs et test de calculateurs.

Développement de régulateur pour applications mécatroniques dans le domaine de la technique des entraînements, de l'aéronautique et de l'espace ainsi que la robotique.

Les 9000 systèmes et plus installés dans le monde entier parlent d'eux- mêmes, tout comme notre liste de clients de A comme Audi à Z comme ZF.
Les produits polyvalents de dSPACE sont utilisés dans de nombreux domaines *d'application très divers telle que:*

- Télécommunications.
- Son.
- Vidéo.
- Instrumentation (analyseurs de spectres, générateurs de fonctions, analyse des signaux et desimages biologiques, radar et sonar).
- Systèmes de commande (commande de moteurs électriques, synthèse des correcteurs de servomécanisme, équipement automobile).

Les exemples suivants montrent l'ampleur de leur succès.
DSPACE Prototyper:

- TRW Auto motive: Développement de systèmes de freinage brake-by wire
- Daimler Chrysler: Développement de suspension active
- Université de Paderborn: Développement d'un entraînement magnétique pour véhicules sur rails.

Target Link:

- Cars Volvo: Chaîne d'outils à base de modèles
- Nord-Micro: Régulation de la pression dans la cabine d'avion

DSPACE Simulator:

- Audi: Simulation de la chaîne cinématique complète Opel: Test d'unités de contrôle de L'habitacle Siemens: Test d'une régulation pour turbines à gaz

III.2.5. *Avantages de carte dSPACE*

Tous les systèmes à base de DSP bénéficient des avantages suivants :
Souplesse de la programmation :

Un DSP est avant tout un processeur exécutant un programme de traitement du signal. Ceci signifie que le système bénéficie donc d'une grande souplesse de développement. De plus, les fonctions de traitement numérique peuvent évoluer en fonction des mises à jour des programmes, et cela pendant toute la durée de vie du produit incluant le système. Ainsi, modifier par exemple tel ou tel paramètre d'un filtre numérique ne nécessite pas un changement matériel.

Implémentation d'algorithmes adaptatifs :

Une autre qualité issue de la souplesse des programmes. Il est possible d'adapter une fonction de traitement numérique en temps réel suivant certains critères d'évolutions du signal (exemple : les filtres adaptatifs). Des possibilités propres au système de traitement numérique du signal. Certaines fonctions de traitement du signal sont difficiles à implanter en analogique, voire irréalisables. (Exemple un filtre numérique à réponse impulsionnelle finie et infinie)

Stabilité :

En analogique, les composants sont toujours plus ou moins soumis à des variations de leurs caractéristiques en fonction de la température, de la tension d'alimentation, du vieillissement, etc. Une étude sérieuse doit tenir compte de ces phénomènes, ce qui complique et augmente le temps de développement. Ces inconvénient existent pas en numérique.
Répétitivité, reproductibilité :

Les valeurs des composants analogiques sont définies avec une marge de précision plus ou moins grande. Dans ces conditions, aucun montage analogique n'est strictement reproductible à l'identique, il existe toujours des différences qu'il convient de maintenir dans des limites acceptables. Un programme réalisant un traitement numérique est par contre parfaitement reproductible [22].

III.3. Différentes Méthodes de programmation temps réel de la carte DS1103

Pour programmer la DS1103, nous pouvons utiliser différentes méthodes, seulement il faut respecter certains paramètres pour empêcher les difficultés d'utilisation de ce prototype. Il faut, donc, d'abord se familiariser avec l'environnement de contrôle de la carte dSPACE, apprendre à maîtriser convenablement le logiciel de la carte appelé « CONTROLDESK » (**figure III.5)**, apprendre à configurer et manipuler les différents outils d'acquisition, de commande et de traitement comme les compilateurs C, l'environnement SIMULINK de MATLAB ou aussi les scripts du langage PYTHON.

III.3.1. *ControlDesk*

C'est une interface graphique permettant une interactivité simple avec la structure de commande. Il permet la visualisation, le stockage et le traitement en temps réel des grandeurs Physiques mesurées (opérations mathématiques entre signaux, extraction d'harmonique calcul de la valeur efficace etc.). Il permet aussi le démarrage, l'arrêt d'un programme ou le Changement des paramètres de la commande (consignes, paramètres de contrôle etc.).La figure : (III.5.) présente l exemple de commande des interrupteurs sur ControlDesk.

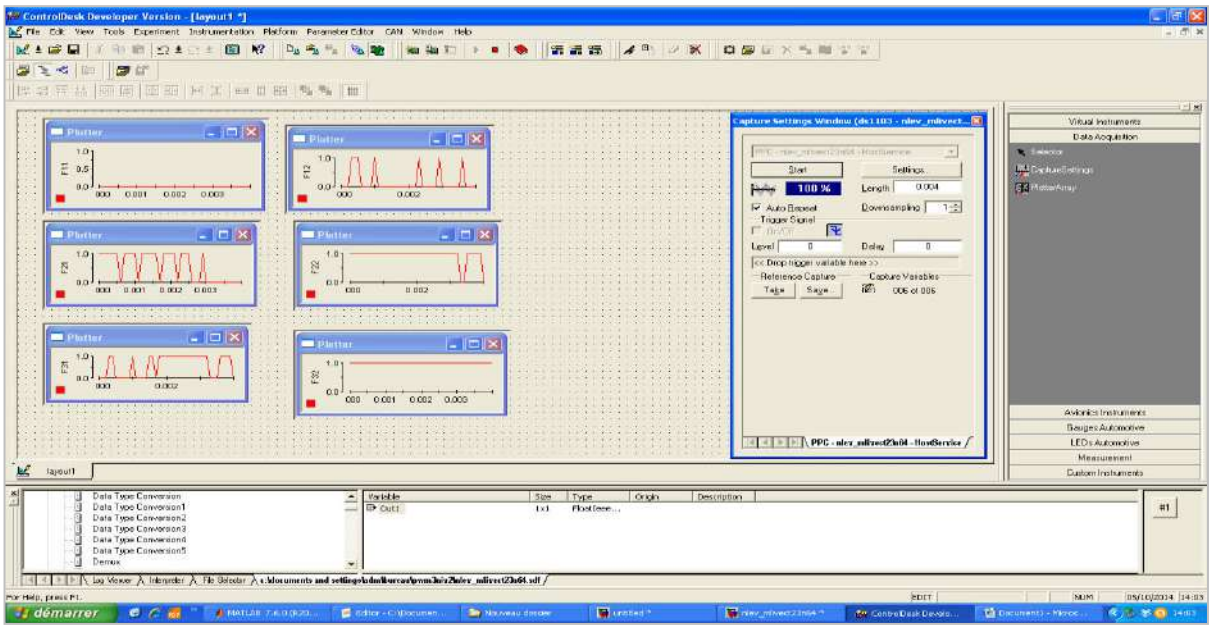


Figure III.5: *Fenêtre du logiciel Control Desk*

III.3.2. *Programmation manuelle de la carte DSPACE par langage C*

Cette méthode est fréquemment employée par les utilisateurs expérimentés tel que les informaticiens, elle est aussi adoptée lorsqu'on n'utilise pas trop de fonctions mathématiques comme le traitement du signal sinon la taille du programme risquerait d'être trop longue d'où la programmation manuelle devient encombrante et perdant beaucoup de temps.

III.3.2.1. *Compilateurs C de dSPACE*

Pour pouvoir compiler et exécuter un programme en C pour l'environnement dSPACE DS1103, deux compilateurs sont disponibles :

III.3.2.2 .*Compilateur Microtec PPC pour Processeur Motorola PowerPC*

Ce compilateur permet de compiler un programme en langage C utilisant le Processeur MOTOROLA PPC de dSPACE sous l'interpréteur de commandes MSDOS, alors une liste d'instructions et de procédures permettant d'accéder directement aux entrées /sorties de la Carte d'acquisition est livrée avec documentation de la dSPACE .Ces fonctions utilisent des Bibliothèques et des librairies spéciales puisque le programme en C doit être d'abord traduit en langage machine c'est-à-dire en assembleur en employant les instructions du processeur MOTOROLA PowerPC 604e.

La commande DOWN1103 qui se trouve dans le répertoire \DSPACE\EXE compile, exécute, génère et charge le programme en .C, puis lance l'expérimentation ou la simulation en temps réel selon le schéma de principe suivant **(figure III.6):**

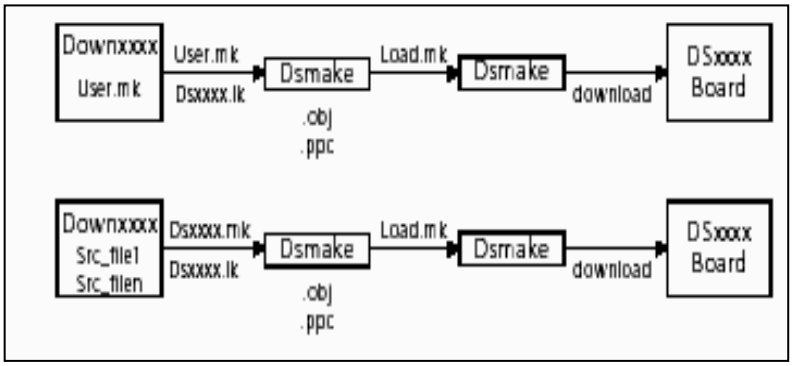


Figure III.6*: schéma de principe de la commande DOWN1103.*

III.3.2.3. *Compilateur C TMS320C3x/C4x pour processeur Slave DSP (Digital Signal Processor) Texas Instruments*

De la même façon que la précédente, on utilise ce compilateur qui approprié au deuxième processeur de traitements numériques de Texas Instruments, ce processeur est destiné au contrôle des entrées /sorties Numériques (Digital Input/Output) et à cet effet, une autre librairie est livrée avec la documentation de la dSPACE pour l'utilisation des fonctions sous Processeur DSP Texas Instruments.

III.3.3 .*Utilisation du logiciel SIMULINK de MATLAB*

dSPACE emploie différents logiciels externes, à part les compilateurs vus précédemment, le logiciel MATLAB est un logiciel de simulation très performant .Nous pouvons par exemple, lancer une acquisition de signaux ou encore le contrôle d'un robot mais aussi associe r différentes opérations de traitement du signal se trouvant dans la bibliothèque « SIGNAL PROCESSING TOOLBOX » de SIMULINK pour le filtrage du signal en temps réel.

III.3.3.1. *Interface dSPACE sur MATLAB*

MATLAB est une plate-forme pour les calculs, les analyses et la visualisation numérique de MATHWORKS. MATLAB peut être étendu à souhaiter avec de nombreuses boîtes à outils ainsi que des outils tels que SIMULINK et STATEFLOW.

SIMULINK est un environnement interactif pour la modélisation et la simulation off line avec des schémas blocs faciles à utiliser. Avec STATEFLOW, vous pouvez également intégrer des diagrammes d'état dans SIMULINK.

Le Real Time Workshop et le STATEFLOW Coder génèrent automatiquement un Code C à partir des schémas blocs SIMULINK et des systèmes STATEFLOW. Ensemble avec L'Interface Temps Réel dSPACE, ces outils fournissent une transition sans couture de votre Schéma bloc à votre système temps réel DSPACE.

III.3.3.2. *Présentation des interfaces DSPACE*

Les interfaces développées par DSPACE permettent une implantation rapide des schémas SIMULINK sur processeur DSP INSTRUMENTS. Le module DSPACE Real Time Interface (RTI) assure la compilation et le transfert du code généré par Real Time Workshop (RTW) de SIMULINK dans l'environnement temps réel **(figure III.7).**

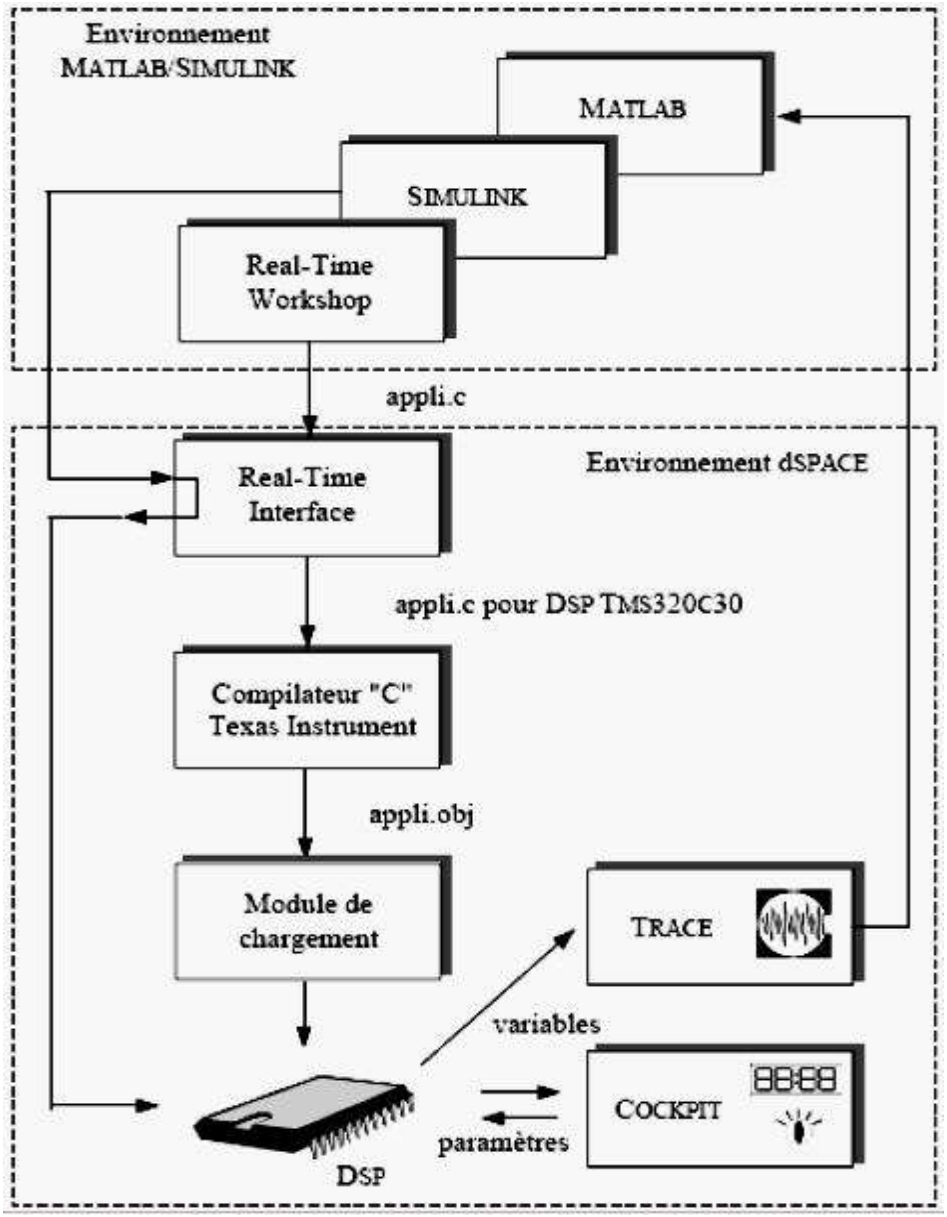


Figure III.7: *Développement d'une application temps réel sous MATLAB*

III.3.3.2.1.*MATLAB/SIMULINK/dSPACE.*

Le module cockpit permet de superviser l'exécution du programme implanté dans le DSP. Il est possible de visualiser ou modifier en temps réel toutes les variables mémoire de la carte mère DS 1103. Le module TRACE permet d'afficher les courbes d'évolution de ces variables. Il est possible d'exporter les fichiers de points au format binaire MATLAB pour une exploitation ultérieure.

III.3.3.3 Utilisation Du Module Real Time Interface (RTI)

Des bibliothèques de modèles d'entrées/sorties sous forme de blocs SIMULINK pour chacune des cartes dSPACE sont fournies avec l'interface RTI. Ces blocs sont donc utilisés lors de l'adaptation du schéma de simulation à l'environnement temps réel dSPACE.

III.3.3.4. *Bibliothèque d'applications RTI1103*

En tapant rti1103 dans l'interpréteur de MATLAB on aura la bibliothèque suivante pour la création de modèles sous SIMULINK **figure III.8.**

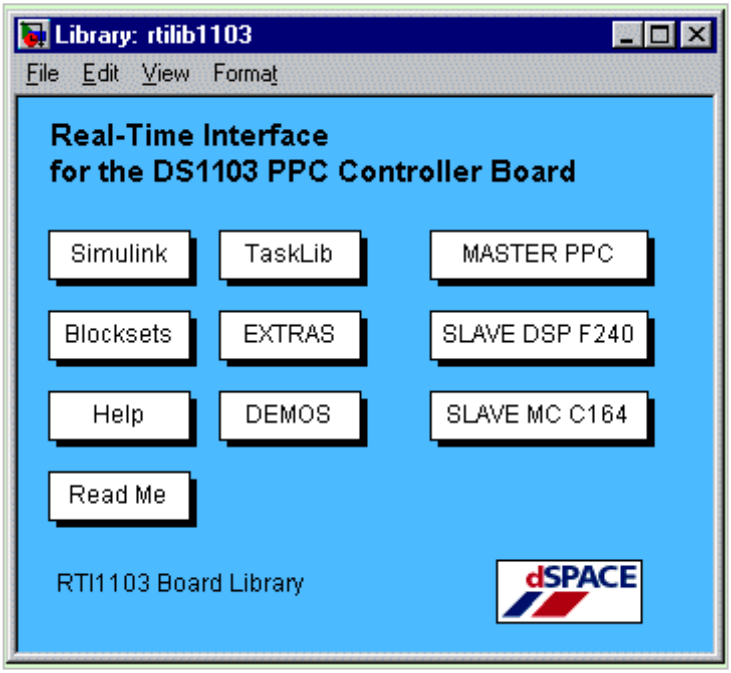


Figure III.8: *Bibliothèque RTI1103 représentant les outils d'acquisition De dSPACE DS1103*

Comme nous le voyons, il y a différentes bibliothèques et chaque bloc représente une série de composants contenant en variété de programmes MATLAB qui, après BUILD seront traduits en langage C pour être ensuite compilés et exécutés puis chargés et liés au processeur temps- réel de la carte DS1103, que ce soit le processeur MASTER PPC de Motorola, le Slave DSP de Texas Instruments ou bien l'autre processeur Slave de SIEMENS.

Dans toute notre expérimentation, nous avons utilisé uniquement un seul Processeur de la carte DS1103 qui est le MASTER PowerPC Motorola puisqu'il nous suffit largement.

Donc la bibliothèque d'applications implémentée à cet effet est la rtilib1103 « MASTER PPC » de la figure précédente [21].

III.3.3. *Avantages de SIMULINK par rapport à la programmation*

Manuelle en langage C

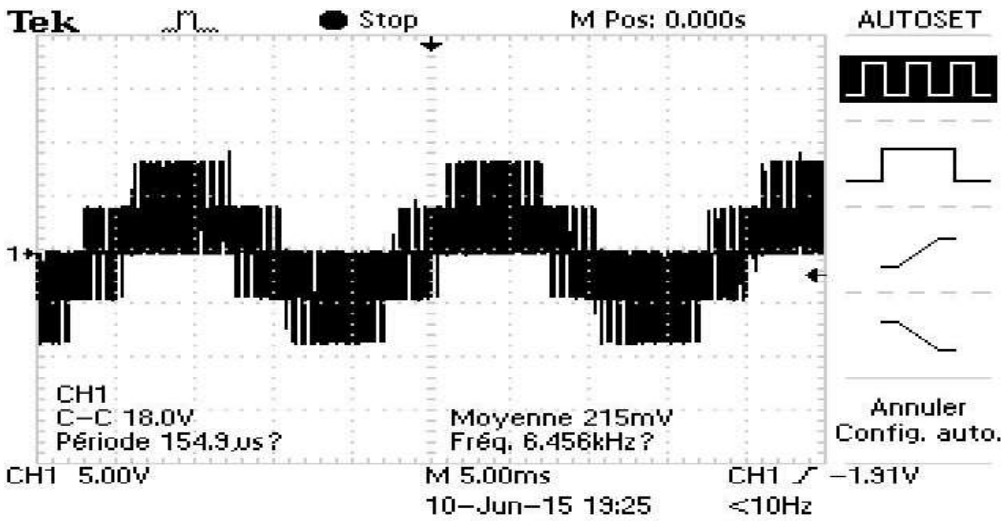
Pour le prototypage de fonctions sous MATLAB il est très facile de créer des modèles sous SIMULINK puisque ce logiciel génère tous les fichiers qu'on a besoin pendant la simulation de façon automatique. Cela se fait par l'intermédiaire de la fonction BUILD MODEL (Ctrl B) traduisant le modèle depuis l'extension *.MDL vers les codes en ***.C** et les bibliothèques # include en *.H tout en utilisant une autre toolbox (boite à outils) nommée REAL TIMEWORKSHOP de SIMULINK.

L'autre avantage est d'implémenter un grand nombre de fonctions et d'outils en un temps minimisé ce qui est plus pratique que la programmation manuelle en langage C.

III.4.Validation expérimentale

Après avoir présenté la modélisation et la commande de l'onduleur à deux niveaux, nous Présentons, dans ce qui suit, le banc d'essai réalisé pour tester et valider quelques résultats Théoriques obtenus par simulation numérique.

Cette **figure (III.9)** représente la tension obtenue dans la sortie a MLI triangulo-sinusoïdale sur l'oscilloscope



Figure(III.9) la tension de sortie à MLI triangulo-sinusoïdale sur l'oscilloscope

La figure (III.10) représente la vitesse de la machine en fonction du temps

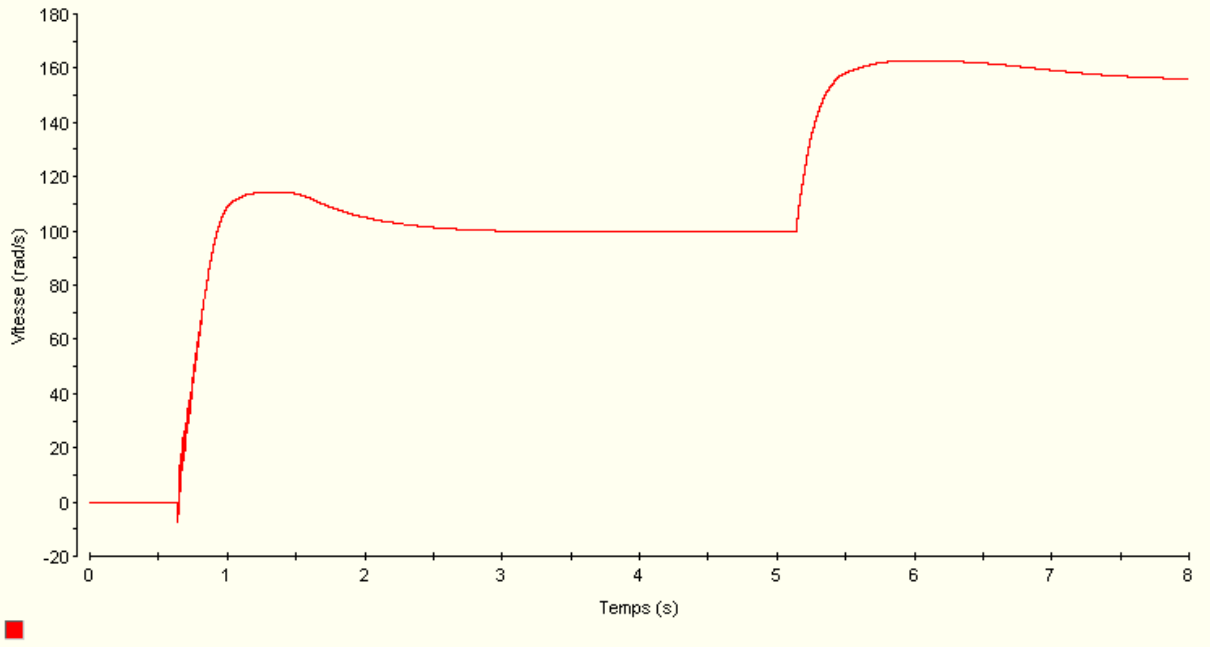


Figure (III.10) la vitesse de la machine asynchrone

La figure (III.11) c'est une présentation du couple

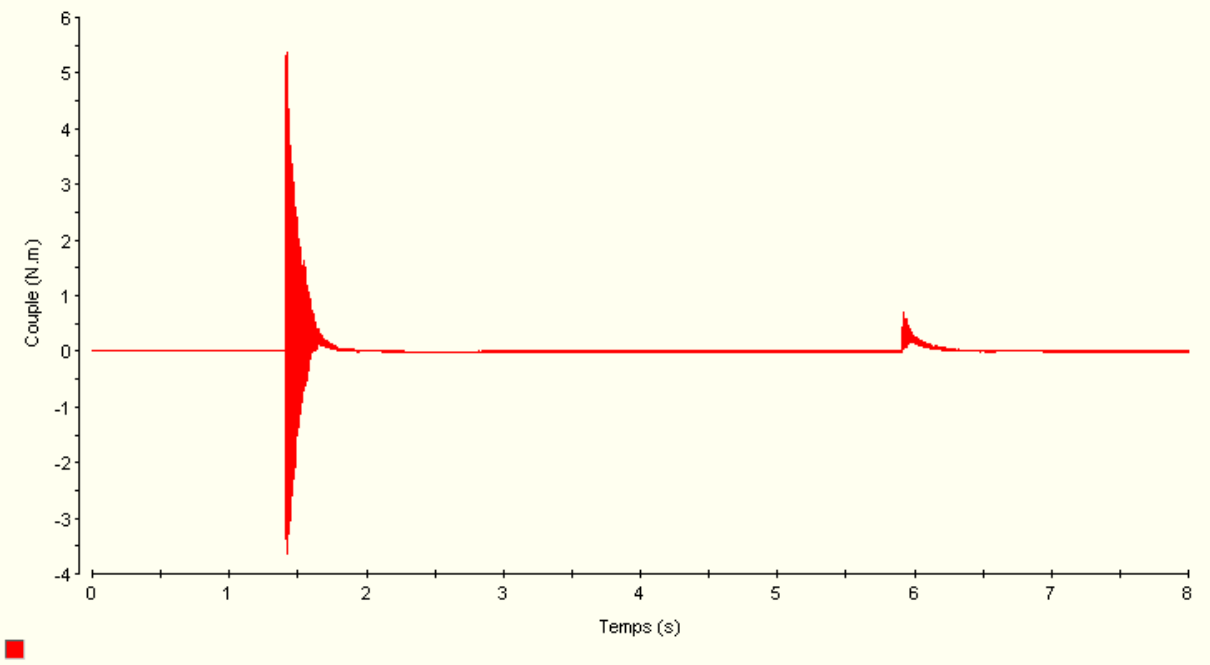


Figure (III.11) le couple trouver

Sur les **Figures(III.11- III.12-III.13)** nous présentons les résultats expérimentaux concernant le courant de phase et le flux rotorique par rapport le repère (d et q)

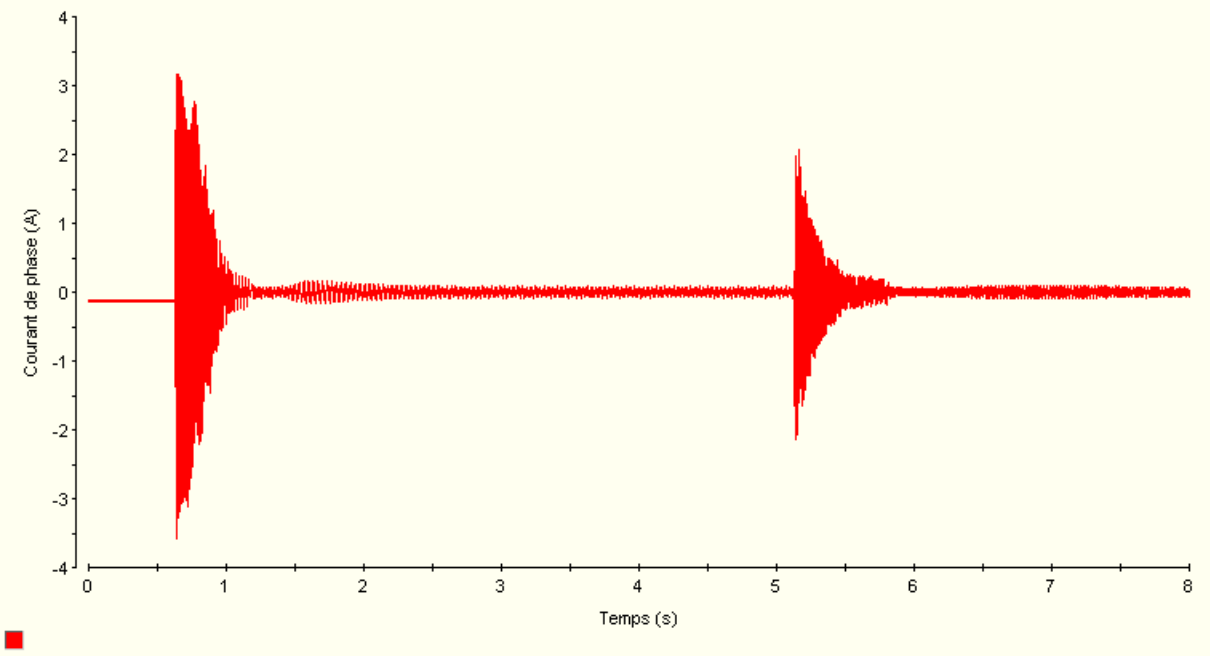


Figure (III.12) : le courant de phase

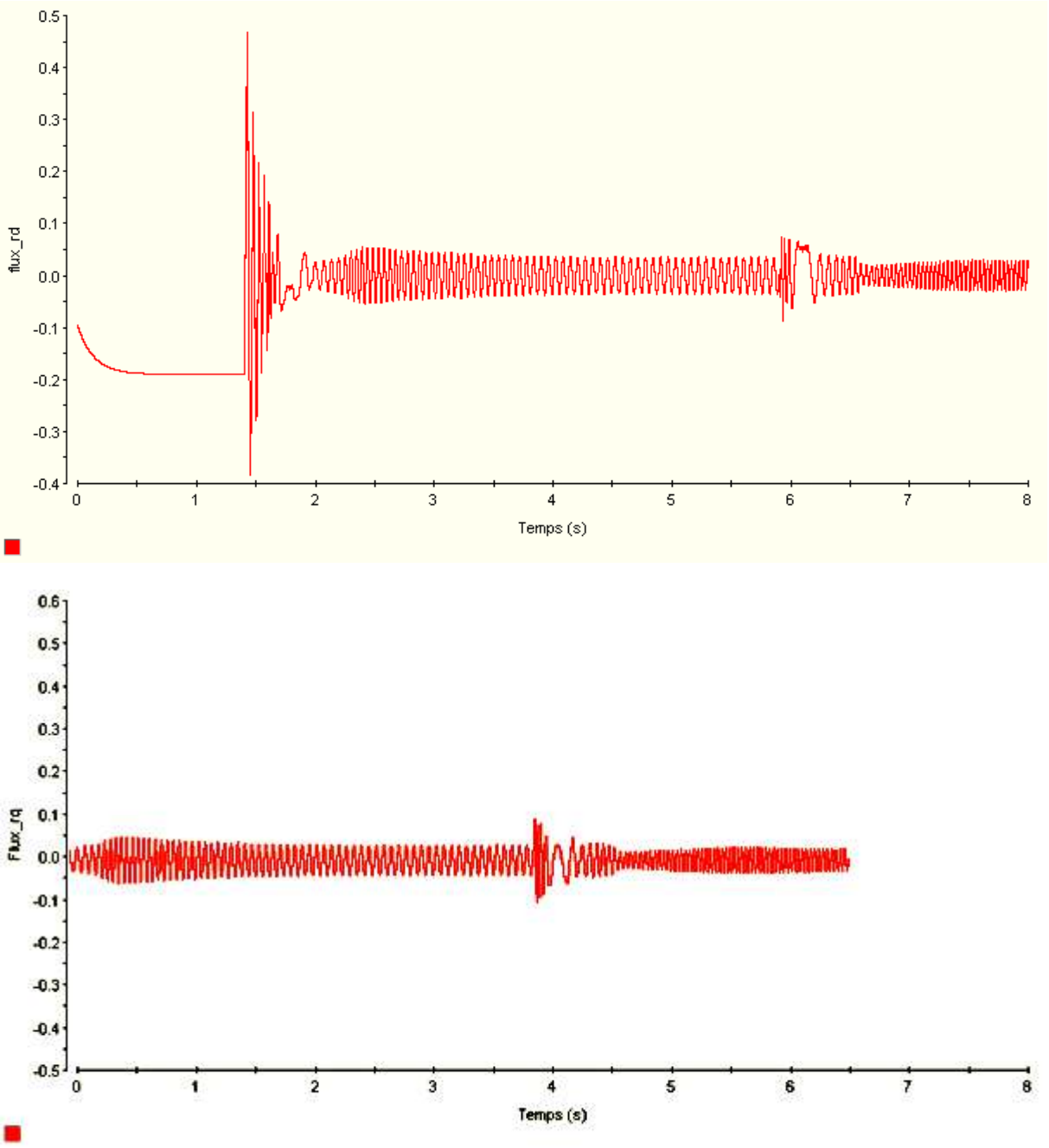


Figure (III.13) : les flux rotorque

III.5. Conclusion

Dans ce chapitre on a entamé la partie test expérimental de l'onduleur deux niveaux, pour cela nous avons utilisé une carte DSPACE 1103 pour générer les signaux de commande. Après les tests faits, on constate que les résultats expérimentaux se rassemblent avec les résultats de simulation.

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire est consacré à la conduite de la machine asynchrone à cage alimentée par onduleurs de tension.

Afin d'aborder ce travail, Nous avons établi en premier lieu la modélisation de la MAS puis l'association de cette dernière avec onduleur de tension commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion MLI à savoir la commande triangulo-sinusoidale.

Nous avons présenté le modèle de la machine asynchrone pour montrer que ce modèle est compliqué. Comprend des non linéarités et un fort taux de couplage afin de renduire cette complexité on a utilisé la transformation de PARK. À cet effet nous avons traité le cas de la commande en tension.

Nous nous sommes aussi intéressée a la commande vectorielle, méthode répandue dans les publication internationales qui l'avantage de découplé le couple et le flux et permet de ramener la structure de la machine asynchrone a une structure similaire d une machine a courant continue a exictance séparé. Nous avans présenté la méthode directe dans e cas de l'orientation du flux rotorique

Les résultats obtenus montrent le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique. Ceci nous a conduits à introduire une commande découplant. Il s'agit de la commande par orientation du flux rotorique. Deux méthodes directe et indirecte sont évoquées pour la commande en vitesse à l'aide des régulateurs classiques de type PI.
Les résultats de simulation montrent de bonnes performances dynamiques. Néanmoins, le régulateur PI est sensible à la variation de la constante du temps rotorique.

La commande vectorielle de la MAS utilisant un réglage classique (régulateurs PI) nécessite une parfaite connaissance du modèle du système à régler. Cette approche conduit à des lois de commande dont les performances sont fortement liées à la fidélité du modèle

dynamique utilisé pour décrire le comportement du système. Des erreurs de modélisation ou des variations paramétriques du système peuvent détériorer les performances de réglage puisqu'elles contribuent directement au calcul de la commande.

Suggestions et perspectives :

Au terme de ce travail, on estime qu'il est intéressant de poursuivre cette étude par :

- Application de la commande par la logique floue ;
- Le contrôle de la MAS sans capteur de vitesse ;

ANNEXE

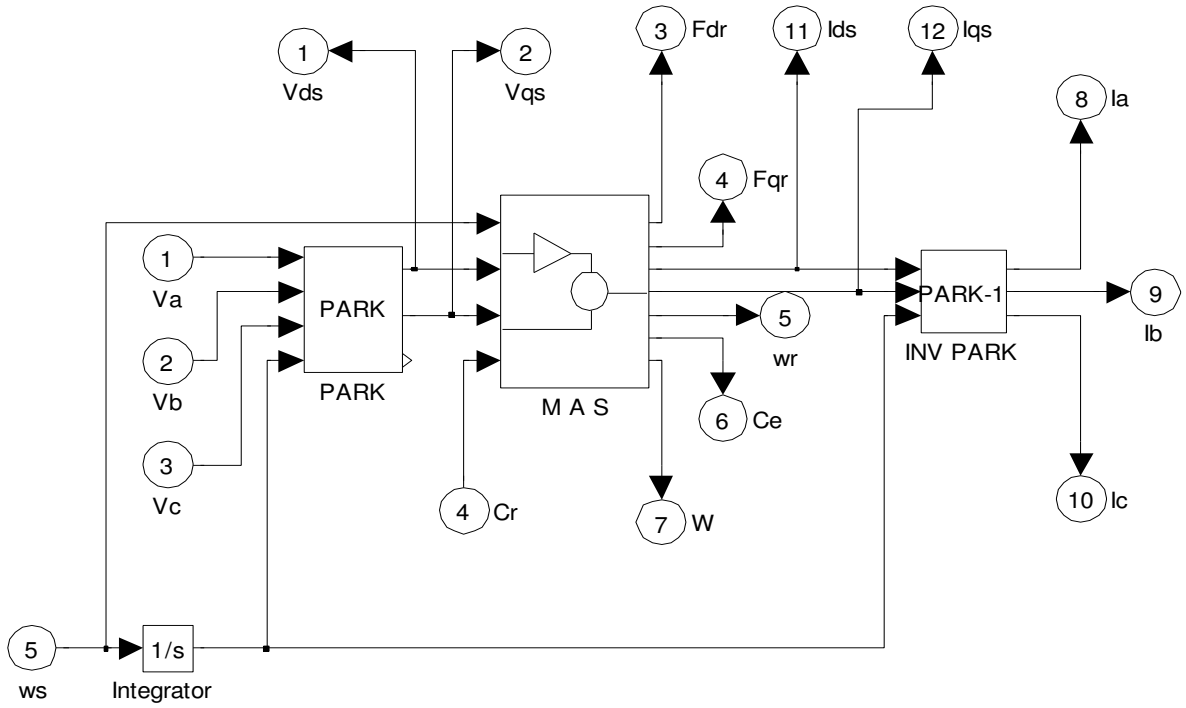
Annexe

Les paramètres de la machine asynchrone étudiée

Nous donnons les paramètres de la machine qui a été testé expérimentalement et que nous avons utilisée dans nos simulations.

- **Puissance nominale** **P=1.5 Kw**
- **Courant nominale** **I_n=3.64A**
- **Tension nominale** **V_n=220A**
- **Nombre de paire de pôles** **P=2.**
- **La vitesse nominale** $\Omega_n = 148\,\text{rad/s}$
- **Résistance d'enrolement statorique** **Rs=4.85** Ω
- **Résistance rotorique** **Rr=3.805** Ω **.**
- **Inductance d'enrolement statorique** **Ls=0.274.H**
- **Inductance rotorique** **Lr=0.274.H**
- **Inductance mutuelle** **M=0.258.H**
- **Moment d'inertie** **J=0.031.Kg.m^2**
- **Coefficient de frottement**
  Kf=0.08.Nms/rd
- **Rendement** $\eta_n = 0.78$
- **Fréquence nominale** **F=50Hz**

Les Structure des principaux blocs de Simulation – MAS



Schema bloc de la machine asynchrone avec la transformation de park inv et trasformation de park

ANNEXE

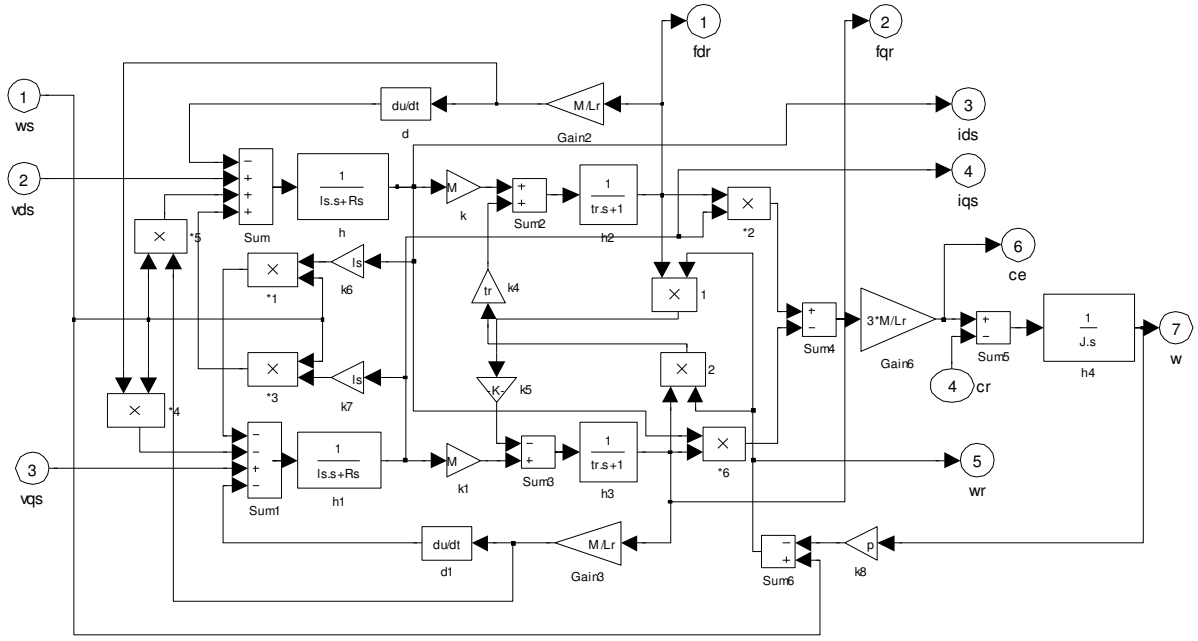


Schéma bloc de la machine asynchrone

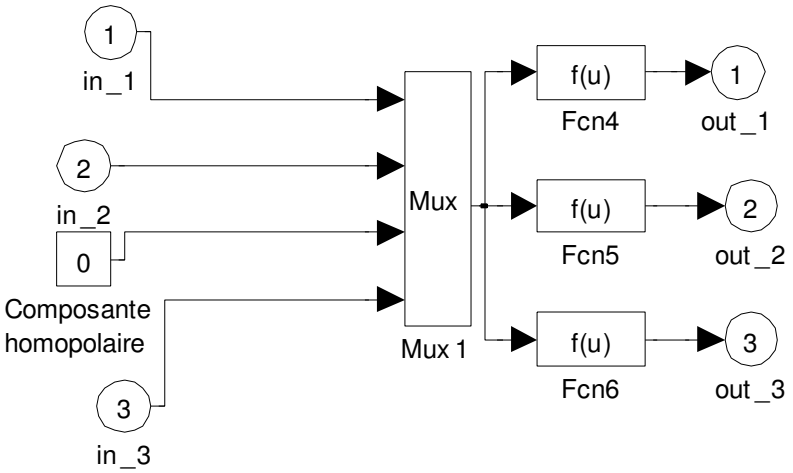


Schéma bloc de la transformé de Park inverse

ANNEXE

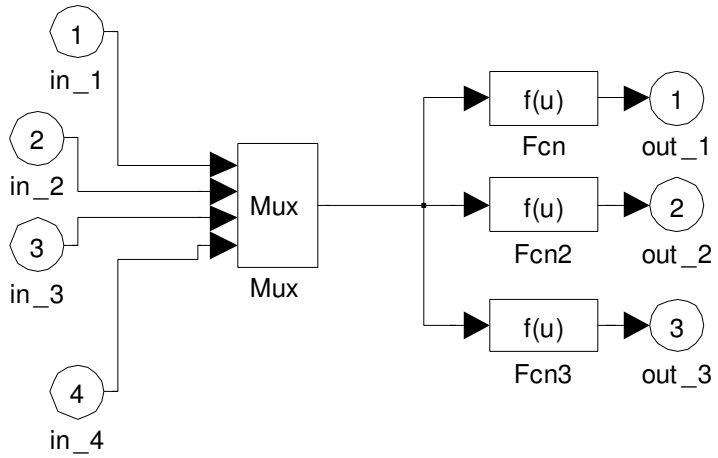


Schéma bloc de la transformé de Park

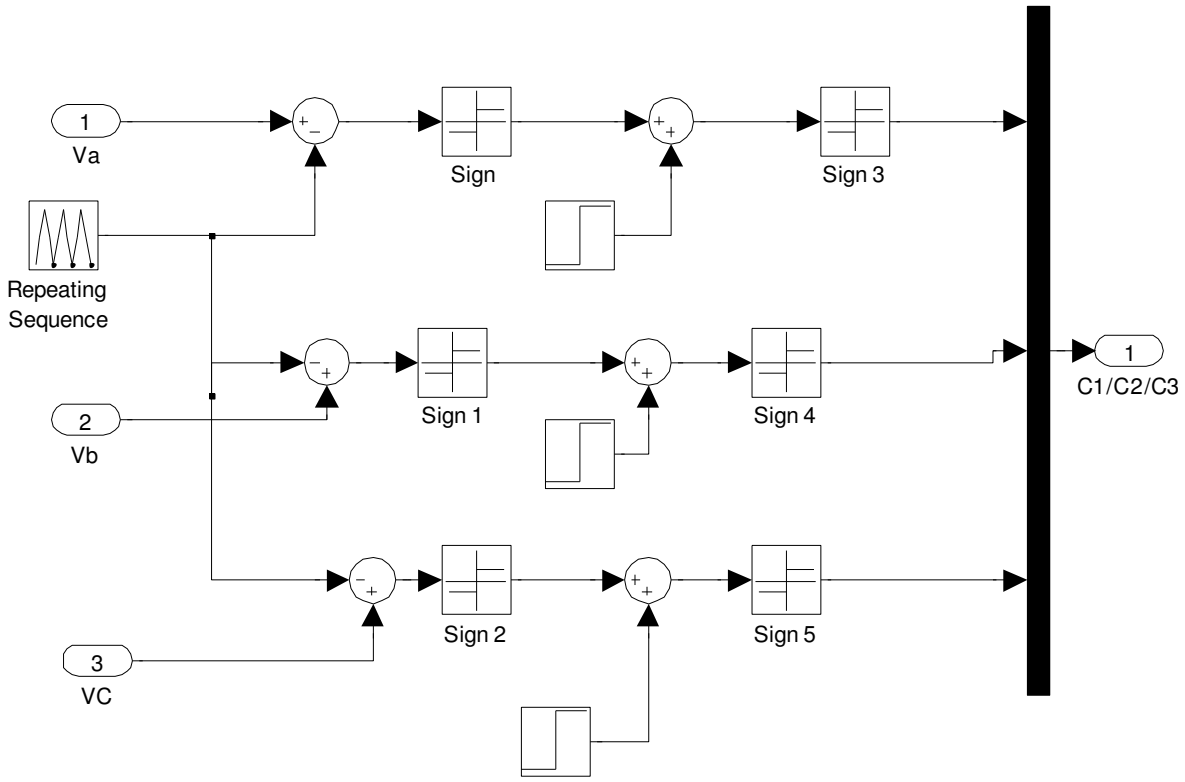
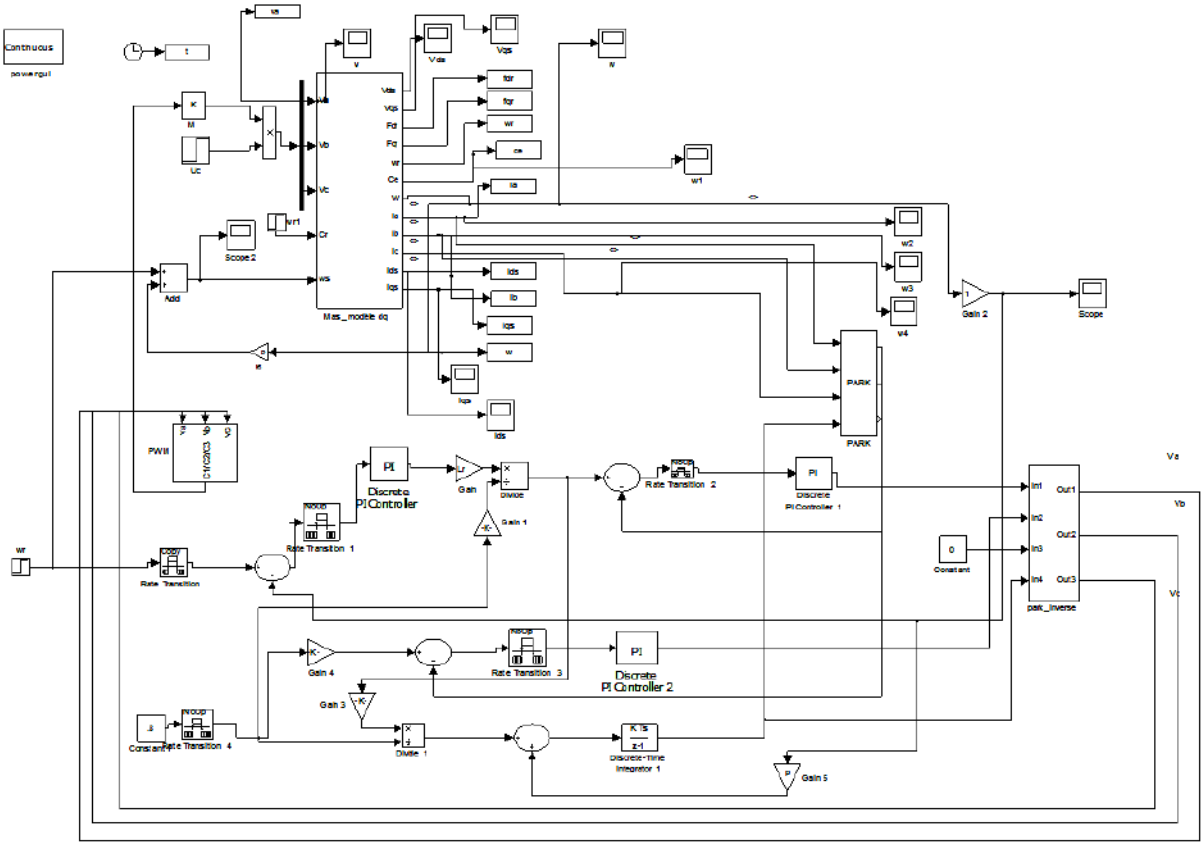


Schéma bloc du MLI (PMW)

ANNEXE



Simulation global

Bibliographies

[1] Smail Bachir "Contribution Au Diagnostic De La Machine Asynchrone Par Estimation Paramétrique", Thèse de Doctorat, Université de Poitiers 2002.

[2] Rosendo Peña Eguiluz "Commande algorithmique d'un système mono-onduleur bimachine asynchrone destiné à la traction ferroviaire", These Doctorat De l'INPT Toulouse 2002

[3] **D. Lahouel**," Commande Non Linéaire Adaptative D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents", Thèse de magistère, Université de Batna, 2009.

[4] S. BUSO et P. MATTAVELLI. «*Digital Control in Power Electronics*». First Edition by Morgan & Claypool. United States of America. Copyright © 2006.

[5] Marcin Żelechowski "Space Vector Modulated-Direct Torque Controlled (DTC-SVM) inverter- Fed Induction Motor Drive", Thése de Doctorat, Faculty of Electrical Engineering Warsaw – Pologne, 2005.

[6] J. Chatelain "Machine électriques", tome I, Edition Dunod 1983, ISBN 2-04-015620-8

[7] E.M.BERKOUK, « Contribution à la conduite des Machines Asynchrones Monophasées et Triphasées Alimentées par des Convertisseurs Directs et Indirects. Application aux Gradateurs et Onduleurs Multiniveaux », Thèse de Doctorat, 1995, PARIS.

[8] A. M. Trzynadlowski " Control of Induction Motors", Edition Academic Press 2001, 0-12-701510-8.

[9] S. Khojet El Khil "Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA) ",

[10] Mihai Comanescu
"Flux and Speed Estimation Techniques for Sensorless Control of Induction Motors ", Thèse de Doctorat Université de l'état d'Ohio USA 2005.

[11] Dariusz L. Sobczuk"Application of ANN for Control of PWM Inverter Fed Induction Motor Drives", Ph.D. Thesis, University of Technology Faculty of Electrical Engineering Warsaw 1999.

Bibliographies

[12] D. Lahouel," Commande Non Linéaire Adaptative D'une Machine Synchrone à Aimants
Permanents", Thèse de magistère, Université de Batna, 2009.

[13] A. Aoufi," Utilisation d'observateurs à modes glissants pour le contrôle direct de couple et le contrôle vectoriel d'une machine asynchrone à cage", Thèse de magistère, Université de Biskra, 2011.

[14] M. Larbi, S. Hassaine, B. Mazzari," Commande par modèle interne avec observateur d'une machine synchrone à aimants permanents", Acta Electrotechnica, volume 50, nombre 2, 2009.

[15] CHAOUCH S. Commande vectorielle robuste d'une machine a induction sans capteur de vitesse. Thèse de doctorat de l'université de Batna, Déc. 2005.

[16] CRUZ C. JAIME J. RIVAS R. Induction motor space vector control using adaptive reference model direct and indirect methods. Industrial Electronics, Proceedings IEEE International Symposium, vol.1, pp. 300 – 305, 2000.

[17] FAQIR A. Commande a structure variable d'un entraînement a machine asynchrone soumis a un environnement mécanique variable, thèse de doctorat de l'Université de Picardie Jules Verne, France, Déc. 2003.

[18] BLASCHKE. F. The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating field machines, Siemens Rev., vol. 34, pp. 217–220, May 1972.

[19] GRELET G. CLERC G. Actionneurs électriques, principes modèles commande, Editions Eyrolles, 491 p., 1997.

[20] JEON S.H., OH. K.K. CHOI J.Y. Flux observer with online tuning of stator and rotor resistances for induction motors. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, N° 3, June 2002.

[21] TOUFOUTI R. Contribution a la commande directe du couple de la machine asynchrone, Thèse de doctorat de l'Université Mentouri de Constantine, Constantine, Algérie, 2008.

Bibliographies

[22] WAI R.J. LEE J.D. LIN K.M. Robust decoupled control of direct field-oriented induction motor drive industrial electronics. IEEE Transactions on vol. 52, N° 3, pp. 837 – 854, June 2005.

[23] BENSLIMANE T. Caractérisation précise des défauts d'un variateur de vitesse, Thèse de doctorat de l'Université de Boumerdès, 2009.

[24] PETER-CONTESSE L. Variateur de vitesse industriel pour moteur asynchrone de forte puissance: Modulation vectorielle pour un onduleur à trois niveaux de tension, observationpar filtrage de Kalman, Contrôle sans capteur de vitesse, thèse de doctorat de l'INP Toulouse, Nov. 1996.

[25] SOFIANE MOULOUD, MOHAMED-REDHA SKENDER, « Réalisation et commande en temps réel d'un convertisseur multicellulaire série », Mémoire de Master, UYFM 2011.

[26] A/AZIZ KHELOUI, MAROUANI KHOTIR, « Implémentation sur carte DSP de la commande Directe du couple d'une machine asynchrone », PFE Ingénieur EMP, 2002.

[27] L. Benalia," Commande en tension des moteurs à induction double alimentes ", Thèse de doctorat, Université de Batna, 2010.