

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

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

جامعة سعد دحلب البليدة
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Projet de Fin d'Études

présenté par :

SENNADJ Mohamed Abdelraouf

&

KARA Ahmed

pour l'obtention du diplôme de master en Électronique option système de vision et robotique

Thème

Implémentation de la commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone triphasé sur circuit FPGA

Proposé par : Mr NESBA Ali et Mr BRADAI Rafik

Année Universitaire 2011-2012

DEDICACE

SENNADJ Mohamed Abdelraouf

Je dédie ce modeste travaille :

A ma mère

A mon père

A mes chères frères : Younes et Abdelsalam

A mes oncles et mes tontes

A mes cousins et cousines paternels et maternels

A mes deux amis intimes Abdelmadjid et Nesreldin

A mes amis

Saeed, Ahmed, Waheed, Abdelaziz, Hamada, Walid etMohamed.

Et à tous mes amis

KARA Ahmed.

Je dédie ce modeste travail :

A ma mère.

A mon père.

A mon frère e mest Soeures : Feres, Lobna, Fela, Basma.

A ma tante et ces enfants : Yosra, Abd Almelek et Nour Elhoda.

A ma grande famille.

A tous mes amis.

Remerciements

Remerciements à dieu le tout puissant pour la volonté, la santé et la patience et qui nous a
Aidé a réalisé ce modeste travail.

Nous tenons à remercier notre promoteur Mr Ali NESBA et Co-promoteur Mr Rafik BRADAI
D'avoir accepté de nous encadrer et pour le suivi continuels tous le long de la réalisation de
ce Mémoire et qui n'ont pas cessé de nous donner ses conseils et ses remarques.

Nos remerciements vont aussi au président de jury et aux membres de jurys examinateurs
Qui nous font l'honneur de participer au jugement de ce travail.

Et en fin nous remercions l'ensemble collègues de notre promos d'Electronique 2012 et
Nos amis et toutes personnes ayant participé de prés ou de loin à la réalisation de ce travail.

Résumé : L'objectif de présent travail est l'implémentation software de la commande directe du couple d'une machine asynchrone triphasée sur un circuit FPGA en utilisant le System generator de Xilinx. Le mode de fonctionnement et la rapidité inhérente ont permis aux circuits FPGA d'être une alternative innovante par rapport aux processeurs de contrôle conventionnels (DSP / microprocesseur). En plus, la possibilité de programmer ces circuits via une interface graphique telle que Matlab Simulink fournit la simplicité et la souplesse de conception, de simulation et de vérification des applications sur ces circuit. En effet, au cours de ce travail, toutes les étapes utiles pour implémenter la commande directe du couple d'une machine asynchrone sur la cible FPGA, en vue une simulation dynamique sera présentée.

Mots clés : FPGA ; Machine asynchrone.

Abstract: The objective of this work is the software implementation of the direct torque control of three-phase Asynchronous Motor on the FPGA circuit (Field programmable Gate array) using System generator from Xilinx. The modes of operation and speed inherent in FPGAs have to be an innovative alternative compared to conventional control processors (DSP / microprocessor). In addition, the ability to program these circuits via a graphical interface such as Matlab Simulink provides the simplicity and flexibility of design, simulation and verification applications on the circuit. In did, we will represent all steps taken to implement the direct torque control of Asynchronous Motor on the FPGA, for a dynamic simulation will be represented.

Keywords: Field Programmable Gate Arrays; Asynchronous Motor.

ملخص : الهدف من هذا العمل هو إدماج التحكم المباشر في عزم الآلة الغير متزامنة من طراز ثلاث مراحل في دارة FPGA باستخدام برنامج XILINX SYSTEME GENERATOR في الواقع طريقة عمل دارة FPGA والسرعة الكامنة فيها يمكن ان يكون بديلا مبتكرا للمعالجات التقليدية. بالإضافة إلى ذلك القدرة على برمجة هذه الدارات عبر واجهة قابلة للرسم Matlab/ Simulink يقدم البساطة والمرونة في تصميم التطبيقات، والمحاكاة والتحقق على دارة. محتوى هذا العمل يمثل جميع الخطوات المتبعة التي اتخذت لتنفيذ التحكم المباشر في عزم الآلة الغير متزامنة على دارة FPGA باستخدام ا لمحاكاة الديناميكية.

كلمات مفتاحيه: الآلة الغير متزامنة، FPGA.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE	01
------------------------------------	----

CHAPITRE1 : modélisation de la machine asynchrone

1.1	Introduction.....	04
1.2	Constitution de la Machine Asynchrone.....	04
1.2.1	Le stator.....	05
1.2.2	Le rotor	06
1.3	Principe de fonctionnement de la MAS.....	06
1.4	Modèle dynamique de la Machine Asynchrone.....	07
1.4.1	Hypothèses simplificatrices.....	07
1.4.2	Mise en équation.....	08
	<i>A. Equations électriques</i>	08
	<i>B. Equations magnétiques</i>	09
	<i>C. Equations mécaniques</i>	09
1.5	Modèle diphasé de la machine asynchrone.....	10
1.5.1	Transformation triphasé "a b c" — diphasé " $\alpha \beta$ ".....	11
	<i>A. Transformation de Clark</i>	12
	<i>B. Transformation de Concordia</i>	12
1.5.2	Application de transformation $\alpha \beta$ sur la machine asynchrone.....	13
	<i>A. Equations électriques</i>	13
	<i>B. Equations magnétiques</i>	13
	<i>C. Equations mécaniques</i>	13
1.6	Choix du Référentiel.....	14
1.6.1	Référentiel lié au stator.....	14
1.6.2	Référentiel lié au rotor.....	15
1.6.3	Référentiel lié champ tournant.....	15
1.7	Modèle d'état de la Machine asynchrone dans le repère $\alpha \beta$	16
1.8	Modélisation de l'onduleur de tension.....	18
1.9	Résultat de simulation.....	21
1.10	Conclusion.....	23

CHAPITRE2 : Principe de la commande directe du couple

2.1	Introduction.....	25
2.1.1	Commande scalaire.....	26
2.1.2	Commande vectorielle (FOC).....	27
2.1.3	Commande directe de couple (DTC).....	28
	<i>A. Caractéristiques générales d'une commande directe de couple</i>	29
	<i>B. Avantages de la commande directe de couple</i>	29
	<i>C. Inconvénients de la commande directe de couple</i>	30
2.2	Principes généraux de la commande directe du couple.....	31
2.2.1	Fonctionnement avec un onduleur de tension à deux niveaux.....	31
2.2.2	Caractéristiques dynamiques des grandeurs à contrôler (flux, couple).....	32

A. <i>Comportement dynamique du flux statorique</i>	32
B. <i>Variation du couple électromagnétique</i>	35
2.3 <i>strategie du commande direct du couple</i>	36
2.3.1 <i>Estimation du flux statorique</i>	38
2.3.2 <i>Estimation du couple électromécanique</i>	41
2.4 <i>Elaboration du vecteur de commande</i>	41
2.4.1 <i>Elaboration du contrôleur de flux</i>	41
2.4.2 <i>Elaboration du contrôleur de couple électromagnétique</i>	42
A. <i>Correcteurs à deux niveaux</i>	42
B. <i>correcteurs à trois niveaux</i>	43
C. <i>Effet de des paramètres de réglage de système de contrôle</i>	45
D. <i>Effet de la bande à hystérésis du correcteur de flux</i>	45
E. <i>Effet de la bande à hystérésis du correcteur de couple</i>	45
2.5 <i>Table de sélection des vecteurs tension de l'onduleur</i>	46
2.5.1 <i>Tables de commutation pour les correcteurs à hystérésis à trois niveaux ;..</i>	46
2.6 <i>Structure générale du contrôle directe du couple</i>	46
2.7 <i>Simulation du tableau (2.1) de la commande DTC</i>	47
2.8 <i>Interprétation des résultats</i>	48
2.9 <i>Les résultants de simulation</i>	48
2.10 <i>Conclusion</i>	50

CHAPITRE3 : Les circuits logiques programmables

3.1 <i>Introduction</i>	52
3.2 <i>L'apport des FPGA à la commande des machines électriques</i>	52
3.3 <i>La structure matérielle de couplage (FPGA/MACHINE)</i>	54
3.4 <i>Les circuits programmables</i>	55
3.4.1 <i>Les circuits de type DSP/ Microprocesseur</i>	56
3.4.2 <i>Les circuits de type spécialisé ASIC</i>	56
3.4.3 <i>Les circuits de type FPGA</i>	56
3.5 <i>Les circuits logiques programmable</i>	56
3.5.1 <i>Les différentes familles des circuits logiques programmables</i>	58
A. <i>Les P.A.L.</i>	58
B. <i>Les P.A.L. effaçables (E.P.L.D.)</i>	58
C. <i>Les G.A.L.</i>	59
D. <i>Les C.P.L.D.</i>	59
E. <i>Les F.P.G.A.</i>	59
3.6 <i>Les circuits FPGA</i>	60
3.6.1 <i>Définition</i>	60
3.6.2 <i>Architecture interne des circuits FPGA</i>	62
3.6.3 <i>Avantages et inconvénients des circuits FPGA</i>	64
3.6.4 <i>Fabricants et parts du marché des FPGA</i>	64
3.6.5 <i>Domaines d'application</i>	64
3.6.6 <i>Description des composants FPGA</i>	65
A. <i>Les blocs logiques configurables (CLB)</i>	66
B. <i>Les blocs d'entrée/ sortie</i>	67
C. <i>Réseau d'interconnexion programmable</i>	67
3.6.7 <i>Nomenclature des circuits FPGA</i>	68
3.7 <i>Technologies de programmation des FPGA</i>	68
3.7.1 <i>Technologie à base de RAM (XILINX et ALTERA)</i>	69

3.7.2	Technologie à base d'EEPROM ou FLASH (LATTICE et ACTEL).....	69
3.7.3	Technologie à base d'Anti-Fusibles (ACTEL).....	69
3.8	Configuration et reconfiguration des FPGA.....	70
3.9	Implémentation des circuits logiques dans les FPGA.....	70
3.10	Programmation des circuits FPGA.....	71
3.11	Utilité du VHDL.....	71
3.11.1	Synthèse.....	72
3.11.2	Mapping.....	72
3.11.3	Placement et routage.....	72
3.11.4	Configuration.....	73
3.11.5	Approche de conception.....	73
3.12	Logiciel de développement.....	73
3.13	Conclusion.....	73

CHAPITRE4 : Synthèse, Vérification et Implémentation de la DTC sur FPGA

4.1	Introduction.....	75
4.2	Principe de la Co-simulation.....	76
4.3	Environnement de développement Matlab Simulink-XSG.....	77
4.3.1	Le XSG sa définition et ces différentes taches.....	77
4.3.1	Outils de conception par le XSG.....	78
4.3.3	La communication entre les blocs SIMULINK et les blocs XSG.....	78
4.3.4	Les Avantages et les inconvénients d'un XSG.....	81
4.3.5	Les principaux blocs utilisés pour l'implémentation de la commande DTC d'une machine asynchrone.....	81
4.4	Implémentation de la commande DTC avec l'outil XSG.....	82
4.4.1	Implémentation du bloc secteur.....	82
4.4.2	Implémentation du comparateur à hystérésis (2 et 3 niveaux).....	83
4.4.3	Implémentation de la table de commutation.....	85
4.4.4	Implémentation de la transformation de PARK.....	85
4.4.5	Implémentation de l'intégrateur.....	86
4.5	Les résultats de la simulation.....	87
4.6	Interprétation des résultats.....	91
4.7	Conclusion.....	91

<u>CONCLUSION GENERALE</u>	92
-----------------------------------	----

<u>ANNEXE</u>	93
----------------------	----

BIBLIOGRAPHIE

Liste des figures

<u>Figure</u>	<u>Notation</u>	<u>Page</u>
Figure (1. 1)	moteur asynchrone	04
Figure (1. 2)	Constitution de MAS	05
Figure (1. 3)	Représentation schématique d'une MAS triphasée	08
Figure (1. 4)	Transformation $\alpha \beta$	11
Figure (1. 5)	Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux	18
Figure (1. 6)	schéma bloc de simulation d'une machine asynchrone	21
Figure (1. 7)	Simulation d'un démarrage directe de la MAS à vide avec MLI et en Couple=10 Nm et t=1s	22
Figure (2. 1)	Schéma classique de commande scalaire	26
Figure (2. 2)	Structure générale du contrôle direct à flux rotorique orienté	28
Figure (2. 3)	Synoptique de la commande DTC classique 2-niveaux	29
Figure (2. 4)	onduleur en pont et sa charge	31
Figure (2. 5)	Représentation vectorielle de l'onduleur de tension	32
Figure (2. 6)	evolution du flux de stator dans le plan(α,β)	34
Figure (2. 7)	comportement du flux de stator pour différents vecteurs tension V_s	34
Figure (2. 8)	choix de vecteur tension	38
Figure (2. 9)	observateur perpendiculaire non linéaire de flux	40
Figure (2. 10)	Correcteur de flux à hystérésis et sélection des Vecteurs tensions correspondants	42
Figure (2. 11)	correcteur à trois niveaux	43
Figure (2. 12)	Contrôle du couple électromagnétique à l'aide d'un correcteur à hystérésis à trois niveaux	44
Figure (2. 13)	Les deux limites de la trajectoire d'extrémité du flux	45
Figure (2. 14)	structure générale du contrôle directe du couple	47
Figure (2. 15)	Résultats de simulation tableau (2.1)	49
Figure (2. 16)	trajectoire de flux statorique	50
Figure (3. 1)	Structure de couplage FPGA/Moteur triphasé	55
Figure (3. 2)	STRUCTURE de base d'un PLD	57
Figure (3. 3)	PLD programmé	57
Figure (3. 4)	Structure de base d'un PAL	58
Figure (3. 5)	Structure générale d'un CPLD	59
Figure (3. 6)	Résumé graphique des circuits logiques programmables	60

Figure (3. 7)	la carte FPGA Spartan 3XC3 S400-PQ208	60
Figure (3. 8)	Structure général d'un FPGA	61
Figure (3. 9)	Bloc logique d'un FPGA	61
Figure (3. 10)	Principe de travail d'un LUT	62
Figure (3. 11)	Architecture interne d'un FPGA	63
Figure (3. 12)	liste des fabricants des circuits FPGA	64
Figure (3. 13)	description de l'architecture générique d'un FPGA	65
Figure (3. 14)	Vue globale d'un FPGA	66
Figure (3. 15)	Structure d'une cellule logique	66
Figure (3. 16)	Cellule I/O (IOB) de la famille X4000	67
Figure (3. 17)	le réseau d'interconnexion	68
Figure (3. 18)	la technologie SRAM	69
Figure (3. 19)	la technologie FLASH	69
Figure (3. 20)	la technologie d'Anti-Fusible	69
Figure (3. 21)	reprogrammabilité sur site d'un FPGA	70
Figure (4. 1)	Représentation le principe de Co-simulation matérielle/logicielle	77
Figure (4. 2)	Les trois bibliothèques de XSG	78
Figure (4. 3)	propriétés d'un bloc XSG Gateway In	79
Figure (4. 4)	propriétés d'un bloc XSG Gateway Out	80
Figure (4. 5)	les principaux blocs utilisés pour l'implémentation de la commande DTC	82
Figure (4. 6)	bloc secteur implémenté avec l'outil XSG	83
Figure (4. 7)	comparateur à hystérésis implémenté (2 niveaux) avec l'outil XSG	84
Figure (4. 8)	comparateur à hystérésis (3 niveaux)implémenté avec l'outil XSG	84
Figure (4. 9)	la table de commutation implanté à avec l'outil XSG	85
Figure (4. 10)	Transformation de PARK avec l'outil XSG	85
Figure (4. 11)	calcul de Φ_{ds} avec l'outil XSG	86
Figure (4. 12)	calcul de Φ_{qs} avec l'outil XSG	86
Figure (4. 13)	résultat de simulation de l'allure du module de flux avec SIMULINK	87
Figure (4. 14)	résultat de simulation de l'allure du module de flux avec XSG	87
Figure (4. 15)	résultat de simulation de l'allure du couple avec SIMULINK	88

Figure (4. 16)	résultat de simulation de l'allure du couple avec XSG	88
Figure (4. 17)	résultat de simulation de l'allure du vitesse avec SIMULINK	89
Figure (4. 18)	résultat de simulation de l'allure du vitesse avec XSG	89
Figure (4. 19)	résultat de simulation de l'allure des flux avec SIMULINK	90
Figure (4. 20)	résultat de simulation de l'allure des flux avec SIMULINK	90

Liste des tables

<u>Tableau</u>	<u>Notation</u>	<u>Page</u>
Tableau 2.1	Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis À trois niveaux (avec les vecteurs tensions nuls)	46
Tableau 3.1	Table des avantages et inconvénients des circuits FPGA	64
Tableau 4.1	Avantages et inconvénients d'un XSG	81

Listes des acronymes et abréviations

<u>symbole</u>	<u>Notation</u>
MAS	Machine Asynchrone.
DTC	commande direct du couple
XSG	XILINX SYSTEM GENERATOR.
FPGA	Field Programmable Gate Array.
VHDL	Very High Speed Integrated Circuit.
a, b, c	Indices correspondants aux trois phases rotorique
A, B, C	Indices correspondants aux trois phases statorique
α, β	Axes du référentiel fixe par rapport au stator
d, q	Axes du référentiel fixe par rapport au champ tournant
s	Indice du stator.
r	Indice du rotor.
V, I, Φ	Tension, courant et flux respectivement
V_{as}, V_{bs}, V_{cs}	Composantes du vecteur tension statorique
I_{as}, I_{bs}, I_{cs}	Composantes du vecteur courant statorique
Φ_{as}, Φ_{bs}, Φ_{cs}	Composantes du vecteur flux statorique
R_r, R_s	Résistance par phase rotorique et par phase statorique.
L_r, L_s	Inductance par phase rotorique et par phase statorique.
V_{ar}, V_{br}	Composantes du vecteur tension rotorique dans l'axe (α, β)
V_{as}, V_{bs}	Composantes du vecteur tension statorique dans l'axe (α, β)
I_{ar}, I_{br}	Composantes du vecteur courant rotorique dans l'axe (α, β)
I_{as}, I_{bs}	Composantes du vecteur courant statorique dans l'axe (α, β)
Φ_{ar}, Φ_{br}	Composantes du flux rotorique dans l'axe (α, β)
Φ_{as}, Φ_{bs}	Composantes du flux statorique dans l'axe (α, β)
T_r, T_s	Constantes du temps statorique et rotorique
Ω	Vitesse mécanique du rotor
Ω_s	Vitesse mécanique du champ tournant
ω_r	Vitesse électrique angulaire du Rotor
ω_g	Vitesse angulaire du glissement
Ω_s	Vitesse angulaire du champ statorique
P	Nombre de paires de pôles
K_f	Coefficient du frottement

J	Moment d'inertie.
f	Fréquence.
Cr	Couple résistant (de charge).
Cem	Couple électromagnétique
Lm	Inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique
Mr	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques
MS	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques
lr, Is	Inductance propre d'un enroulement rotorique et statorique
msr	Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle stator-rotor
θ	Ecart angulaire entre les axes des phases de même indice au stator et au rotor
σ	Coefficient de dispersion total
S	Opérateur de Laplace
(*) ou (Ref)	une valeur de référence.
(^A) ou (est)	une valeur estimée
[C23]	Matrice de CLARK
[T23]	Matrice de CONCORDIA
[P(0)]	Matrice de PARK
[T]	une matrice assurant le passage continu- alternatif

CHAPITRE 1

Modélisation de la Machine asynchrone en régime linéaire

- 1.1 : Introduction*
- 1.2 : Constitution de la MAS*
- 1.3 : Principe de fonctionnement de la MAS*
- 1.4 : Modèle dynamique de la MAS*
- 1.5 : Modèle diphasé de la MAS*
- 1.6 : Choix du Référentiel*
- 1.7 : Modèle d'état de la MAS*
- 1.8 : Modélisation de l'Onduleur de tension*
- 1.9 : La simulation*
- 1.10 : conclusion*

1.1 Introduction :

La machine asynchrone présente l'avantage d'être robuste, peu coûteuse et de construction simple. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor

Ce chapitre est constitué de trois parties : la première nous avons pris comme départ un rappel sur le modèle mathématique de la machine asynchrone triphasé en machine biphasé équivalente, après un choix convenable du référentiel, on déduit le modèle d'état de la machine asynchrone.

Dans la deuxième partie modéliser de L'alimentation de la machine (l'onduleur).Il s'agit d'un onduleur de tension commandé en tension

En troisième partie, nous présenterons les résultats de simulation pour un essai avec charge nominal après un démarrage a vide [1].



Figure (1. 1): moteur asynchrone

1.2 Constitution de la Machine Asynchrone :

La Machine Asynchrone est constituée des principaux éléments suivants :

- Stator (partie fixe) constitué de disques en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
- Rotor (partie tournante) constitué de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement injecté.

- Organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles [2].

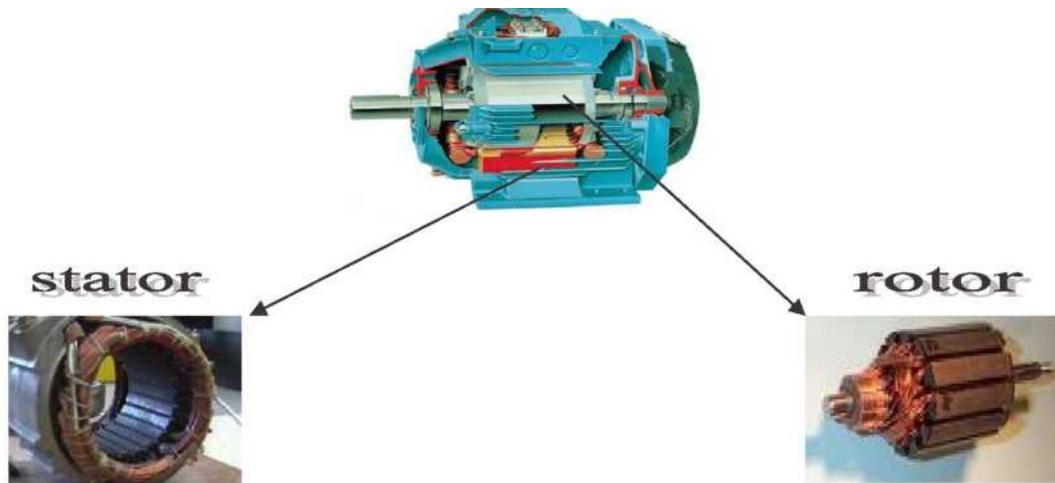


Figure (1.2) : Constitution de MAS

1.2.1 Le stator :

Le stator de la Machine Asynchrone est constitué de tôles d'acier dans lesquelles sont placés les bobinages statoriques. Ces tôles sont habituellement recouvertes de vernis pour limiter l'effet des courants de Foucault. Au final, elles sont assemblées les unes aux autres à l'aide de boulons ou de soudures pour former le circuit magnétique statorique.

Une fois l'assemblage terminé, les enroulements statoriques sont placés dans les encoches prévues à cet effet. Ces enroulements insérés peuvent être imbriqués, ondulés ou encore concentriques. L'enroulement concentrique est très souvent utilisé lorsque le bobinage de la Machine Asynchrone est effectué mécaniquement. Pour les grosses machines, les enroulements sont faits de méplats de cuivre de différentes sections insérés directement dans les encoches. L'isolation entre les enroulements électriques et les tôles d'acier s'effectue à l'aide de matériaux isolants qui peuvent être de différents types suivant l'utilisation de la Machine Asynchrone.

Le stator d'une machine asynchrone est aussi pourvu d'une boîte à bornes à laquelle est reliée l'alimentation électrique [1].

1.2.2 Le rotor :

Tout comme le stator, le circuit magnétique rotorique est constitué de tôles d'acier qui sont, en général, de même origine que celles utilisées pour la construction du stator. Les rotors des Machines Asynchrones peuvent être de deux types : bobinés ou à cages d'écureuil. Les rotors bobinés sont construits de la même manière que les stators ; les phases rotoriques sont alors disponibles grâce à un système de bagues balais positionné sur l'arbre de la machine.

En ce qui concerne les rotors à cage d'écureuil, les enroulements sont constitués de barres de cuivre pour les gros moteurs ou d'aluminium pour les petits. Ces Barres sont court-circuitées à chaque extrémité par deux anneaux dits court circuit [2].

1.3 Principe de fonctionnement de la MAS:

Le principe de fonctionnement du moteur asynchrone est basé sur l'induction des courants dans le bobinage du rotor par un champ tournant dans l'entrefer dû à la circulation des courants polyphasés dans le stator. Ce champ tournant va créer un couple moteur qui s'exerce sur les conducteurs des courants induits, Il provoque ainsi le démarrage et la rotation du rotor dans le même sens que le champ tournant.

En fonctionnement normal, le rotor de la machine asynchrone tourne à la vitesse Ω exprimée en radians par seconde, et la force magnétomotrice produite par les courants statoriques tourne à la vitesse de synchronisme Ω_s exprimée en radians par seconde, mais la vitesse Ω_r est généralement inférieure à Ω_s où:

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (1.1)$$

L'interaction électromagnétique des deux parties d'une machine asynchrone n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant (Ω_s) diffère de celle du rotor (Ω) c'est-à-dire lorsque $\Omega_s \neq \Omega$. On dit que le rotor glisse par rapport au champ tournant ce glissement « g » va dépendre de la charge [3].

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \quad (1.2)$$

1.4 Modèle dynamique de la Machine Asynchrone:

Un modèle dynamique de la MAS, faisant l'objet de commande, doit être connu pour comprendre et élaborer la commande DTC, on peut dire que le modèle dynamique de la MAS doit être une bonne approximation du modèle réel ; de plus, il doit contenir tous les effets dynamiques importants rencontrés durant les régimes permanent et transitoire, et il doit être valable pour n'importe quel changement au niveau de l'alimentation de l'onduleur tel que les tensions ou les courants.

Un tel modèle peut être obtenu au moyen de la théorie des deux axes des machines électriques. Pour ce faire, il est indispensable de poser certaines hypothèses qui ont pour but de faciliter la mise en équations des circuits électriques de la machine [2].

1.4.1 Hypothèses simplificatrices:

La machine asynchrone, avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre, est très complexe. Pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, il est alors nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices [4].

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligeable.
- On néglige la saturation du circuit magnétique et son hystérésis ce qui entraîne un champ magnétique sinusoïdal, ainsi que les pertes par courants de Foucault (circuit parfaitement feuilleté).
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau (densité de courant uniforme dans la section des conducteurs).
- On ne considère que la première harmonique d'espace créée par chacune des phases des deux armatures.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer:

- L'additive des flux.
- La constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

Ainsi, nous pouvons schématiser la MAS comme la montre la **figure (1.3)**. Elle est munie de six enroulements :

- Le stator est formé de trois enroulements fixes décalés dans l'espace de 120° et traversés par trois courants variables.
- Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques décalés dans l'espace de 120°.

Ces enroulements sont court-circuités et la tension à leurs bornes est nulle.

Nous posons θ l'angle électrique entre la phase A statorique est la phase a rotorique.

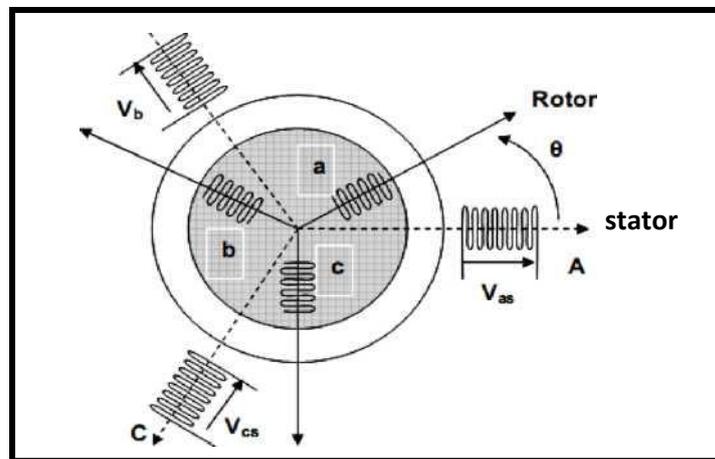


Figure (1.3): Représentation schématique d'une MAS triphasée

1.4.2 Mise en équation:

A .Equations électriques:

En appliquant la loi de Faraday à chaque enroulement de la machine représentée par la **figure (1.3)** on peut écrire:

$$[V_s] = R_s [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad \text{au stator} \quad (1.3)$$

$$[V_r] = R_r [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad \text{au rotor}$$

Avec :

$$[V_s] = [V_A \quad V_B \quad V_C]^T, \quad [I_s] = [I_A \quad I_B \quad I_C]^T, \quad [\Phi_s] = [\Phi_A \quad \Phi_B \quad \Phi_C]^T,$$

$$[V_r] = [V_a \quad V_b \quad V_c]^T, \quad [I_r] = [I_a \quad I_b \quad I_c]^T, \quad [\Phi_r] = [\Phi_a \quad \Phi_b \quad \Phi_c]^T,$$

Les matrices des résistances statorique et rotorique de la MAS sont données par:

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

B. Equations magnétiques:

Les hypothèses que nous avons présentées conduisent à des relations entre les flux et les courants, elles sont exprimées sous forme matricielle comme suit:

$$[\Phi_s] = [L_s] [I_s] + [M_{sr}] [I_r] \quad (1.4)$$

$$[\Phi_r] = [L_r] [I_r] + [M_{sr}] [I_s]$$

Les matrices des inductances s'écrivent:

$$[L_s] = \begin{bmatrix} I_s & M_s & M_s \\ M_s & I_s & M_s \\ M_s & M_s & I_s \end{bmatrix} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} I_r & M_r & M_r \\ M_r & I_r & M_r \\ M_r & M_r & I_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

On obtient finalement le modèle triphasé sous forme développée:

$$[V_s] = R_s [I_s] + [L_s] \frac{d}{dt} [I_s] + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}] [I_r] \} \quad (1.5)$$

$$[V_r] = R_r [I_r] + [L_r] \frac{d}{dt} [I_r] + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}] [I_s] \}$$

C. Equations mécaniques:

L'étude des caractéristiques dynamiques de la machine asynchrone fait introduire des variations non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux, f_{em}) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse).

L'équation mécanique de la machine est donnée par celle du couple obtenue par dérivation de la Co-énergie.

$$C_{em} = \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix}^T \left\{ \frac{\partial}{\partial \theta} \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{rs} & L_r \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

Les sous matrices $[L_s]$ et $[L_r]$ contiennent des termes constants, seules les matrices $[M_{rs}]$ et $[M_{sr}]$ dépendent de l'angle θ la relation devient:

$$C_{em} = [I_s] \left\{ \frac{\partial}{\partial \theta} [M_{sr}] \right\} [I_r]^T \quad (1.7)$$

Pour compléter le modèle on ajoute l'équation mécanique déduite à partir du théorème des moments:

$$J \frac{d\Omega}{dt} + K_f \Omega = C_{em} - C_r \quad (1.8)$$

Nous aboutirons ainsi à un système d'équations différentielles non linéaire et une expression du couple dont certains coefficients font intervenir des fonctions sinusoïdales dues au mouvement de rotation du rotor, d'où la complexité de la résolution analytique

L'étude analytique du comportement du système est relativement laborieuse, vu le grand nombre de variables, on utilise pour cela la transformation de $abc - \alpha \beta$ qui nous permet de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants tout en conservant sa puissance.

1.5 Modèle diphasé de la machine asynchrone:

Pour résoudre le problème posé par la dépendance des inductances mutuelle de l'angle de rotation, une grande simplification peut être obtenue par transformation du système d'équations précédent tout en gardant le principe de la conservation de la puissance

De ce fait, on substitue un enroulement triphasé statorique ou rotorique par un enroulement biphasé équivalent, Cela conduira à l'usage de la transformation $\alpha \beta$ [5].

1.5.1 Transformation triphasé "a b c" — diphasé "α β" :

Pour chaque ensemble de grandeurs (statoriques et rotoriques), on applique la transformation "α β". Pour simplifier les équations, et par conséquent le modèle, les repères de la transformation "α β". Des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotoriques doivent coïncider.

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{23} \quad T_{23}} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix}$$

Avec : \mathbf{X} : tension, courant ou flux

Principe de transformation a β

Le but de l'utilisation de cette transformation c'est de passer d'un système triphasé abc vers un système diphasé $\alpha \beta$. Il existe principalement deux transformations : Clarke et Concordia [6].

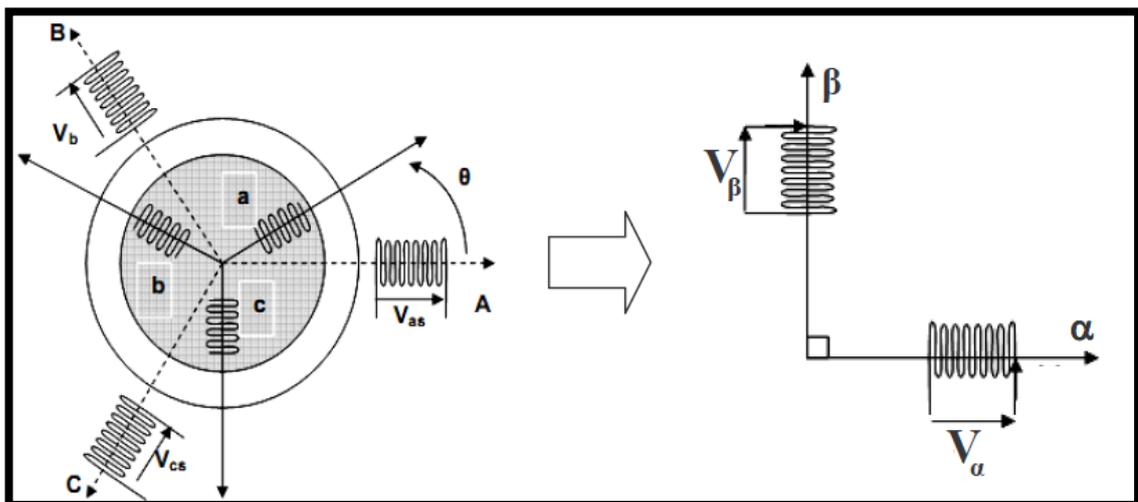


Figure (1 . 4): Transformation α β

A. Transformation de Clark :

Le transformation de Clark conserve l'amplitude des grandeur mais pas la puissance ni le couple. On doit pour cela multiplier par un coefficient de $\frac{2}{3}$. [6]

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = [C_{23}] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

La fonction inverse s'écrite :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [C_{23}^{-1}] \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

B. Transformation de Concordia :

La transformation de concordai conserve la puissance mais pas l'amplitude [6].

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = [T_{23}] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

La fonction inverse s'écrite :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [T_{23}^{-1}] \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

1.5.2 Application de transformation $\alpha \beta$ sur la machine asynchrone :

L'application de la transformation de a . « CONCORDIA » aux modèles matriciels électrique et magnétique permet d'obtenir les équations suivantes:

A. *Equations électriques :*

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \end{cases} \quad \text{au stator} \quad (1.14)$$

$$\begin{cases} V_{r\alpha} = R_r I_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} + \omega_r \Phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = R_r I_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} - \omega_r \Phi_{r\alpha} \end{cases} \quad \text{au rotor} \quad (1.15)$$

B. *Equations magnétiques:*

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = L_s I_{s\alpha} + L_m I_{r\alpha} \\ \Phi_{s\beta} = L_s I_{s\beta} + L_m I_{r\beta} \end{cases} \quad \text{au stator} \quad (1.16)$$

$$\begin{cases} \Phi_{r\alpha} = L_r I_{r\alpha} + L_m I_{s\alpha} \\ \Phi_{r\beta} = L_r I_{r\beta} + L_m I_{s\beta} \end{cases} \quad \text{au rotor} \quad (1.17)$$

C. *Equations mécaniques:*

Le couple développe par la machine est donne par:

$$C_{em} = P(\Phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (1.18)$$

L'équation mécanique de la machines asynchrone a P paire pôle est donnée par:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - Kf \Omega \quad \text{avec} \quad \Omega = \frac{\omega_r}{P} \quad (1.19)$$

Ln substitution l'expression du couple en déduit l'équation mécanique suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = [P(\Phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} I_{s\alpha})] - C_r - Kf \Omega \quad (1.20)$$

En substituant les flux par leur expressions dans les équations des tensions, on aura la forme matricielle suivante:

$$(1.21)$$

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & 0 & L_m \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & R_s + L_s \frac{d}{dt} & 0 & L_m \frac{d}{dt} \\ L_m \frac{d}{dt} & -\omega_r & R_r + L_r \frac{d}{dt} & -\omega_r L_m \\ -\omega_r & L_m \frac{d}{dt} & -\omega_r L_m & R_r + L_r \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{bmatrix}$$

1.6 Choix du Référentiel:

De manière générale, les équations des tensions et des flux de la MAS, écrites dans le plan d q sont les suivantes. Le schéma des axes est représenté à l'annexe III

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \frac{d\theta_s}{dx} \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} - \frac{d\theta_s}{dx} \Phi_{sd} \\ 0 = R_r \cdot I_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \frac{d\theta_s}{dx} \Phi_{sq} \\ 0 = R_r \cdot I_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} - \frac{d\theta_s}{dx} \Phi_{sd} \end{cases} \quad (1.22)$$

Cependant, nous pouvons simplifier ces équations encore en choisissant un référentiel particulier pour dq. En effet, trois types de référentiels peuvent être envisagés, à savoir (annexe II) [1].

1.6.1 Référentiel lié au stator : Ce référentiel est immobile par rapport au stator, il est caractérisé par:

$$\frac{d\theta_s}{dx} = 0 \quad \frac{d\theta_s}{dx} = -\omega_r$$

Les équations de la MAS lié au stator prennent la forme suivante:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} \\ V_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} \\ 0 = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} + \omega_r \Phi_{sq} \\ 0 = R_s \cdot I_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} - \omega_r \Phi_{sd} \end{cases} \quad (1.23)$$

1.6.2 Référentiel lié au rotor : Ce référentiel est immobile par rapport au rotor, il est caractérisé par :

$$\frac{d\theta_s}{dx} = \omega \quad \frac{d\theta_s}{dx} = 0$$

Les équations de la MAS lié au rotor prennent la forme suivante:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega \cdot \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega \cdot \Phi_{sd} \\ 0 = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} \\ 0 = R_s \cdot I_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} \end{cases} \quad (1.24)$$

Ce référentiel peut être intéressant dans les problèmes de régimes transitoires où la vitesse de rotation est considérée comme constante (annexe I) [1].

1.6.3 Référentiel lié champ tournant : Il est caractérisé par:

$$\frac{d\theta_s}{dx} = \omega_s \quad \frac{d\theta_s}{dx} = \omega_s - \omega_r = \omega_g$$

Les équations de la MAS lié champ tournant prennent la forme suivante:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \cdot \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \cdot \Phi_{sd} \\ 0 = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_g \cdot \Phi_{sq} \\ 0 = R_s \cdot I_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_g \cdot \Phi_{sd} \end{cases} \quad (1.25)$$

L'avantage d'utiliser ce Référentiel est avoir des grandeurs constantes en régime permanent, il est alors plus facile de faire la régulation de ces grandeurs [1]

1.7 Modèle d'état de la Machine asynchrone dans le repère $\alpha \beta$:

Il est nécessaire de représenter le modèle non linéaire de la machine asynchrone sous forme d'équations d'état. .

En utilisant les expressions (I.14), (I.15) et (I.16) et (I.17) et (I.20) et après arrangement, nous aurons le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} I_{s\alpha} = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \left[\frac{L_r}{L_m} V_{s\alpha} - V_{r\alpha} - \frac{R_s L_r - R_r L_s}{L_m} I_{s\alpha} - \omega_r \left(\frac{L_s L_r}{L_m} - L_m \right) I_{s\beta} + \frac{R_r}{L_m} \Phi_{s\alpha} + \omega_r \frac{R_r}{L_m} \Phi_{s\beta} \right] \\ \frac{d}{dt} I_{s\beta} = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \left[\frac{L_r}{L_m} V_{s\beta} - V_{r\beta} + \omega_r \left(\frac{L_s L_r}{L_m} - L_m \right) I_{s\alpha} - \frac{R_s L_r - R_r L_s}{L_m} I_{s\beta} - \omega_r \frac{R_r}{L_m} \Phi_{s\alpha} + \frac{R_r}{L_m} \Phi_{s\beta} \right] \\ \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} = V_{s\alpha} - R_s \cdot I_{s\alpha} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} = V_{s\beta} - R_s \cdot I_{s\beta} \\ \frac{d}{dt} \omega_r = \frac{P^2}{j} (\Phi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}) - \frac{P}{j} \cdot C_r - \frac{Kf}{j} \cdot \omega_r \end{cases}$$

Ou:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad T_s = \frac{L_s}{R_s}$$

On cherche à obtenir système d'équations écrit sous forme d'état .Notre représentation sera du type :

$$\begin{aligned} [\dot{X}] &= [A][X] + [B][U] \\ [Y] &= [C][X] + [D][U] \end{aligned}$$

[X] : Vecteur d'état "Les flux, $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$ les courants $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ et la vitesse Ω "

[U] : Vecteur de commande: $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$.

[Y] : Vecteur de sortie : $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$.

[A] : Matrice fondamentale qui caractérise le système.

[B] : Matrice d'application de la commande.

[C] : Matrice de sortie (matrice d'observation).

[D] : Matrice de transmission directe.

D'où la représentation d'état du système:

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{s\alpha} \\ \dot{I}_{s\beta} \\ \dot{\Phi}_{s\alpha} \\ \dot{\Phi}_{s\beta} \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \end{bmatrix} + [B] \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

L'équation mécanique de la MAS donne par :

$$\dot{\omega}_r = \left[\frac{P^2}{j} (\Phi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}) \right] - \frac{P}{j} \cdot C_r - \frac{Kf}{j} \cdot \omega_r$$

Tel que :

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{-1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) & -\omega_r & \frac{1}{\sigma L_s T_r} & \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \\ \omega_r & \frac{-1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) & \frac{-\omega_r}{\sigma L_s} & \frac{1}{\sigma L_s T_r} \\ -R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

Et

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.27)$$

1.8 Modélisation de l'onduleur de tension :

Pour modéliser l'onduleur de tension, Fig. (1.5), on considère son alimentation comme une source parfaite, constituée de deux générateurs de f.é.m égale à $E/2$ connectés à un point noté n_0 [8].

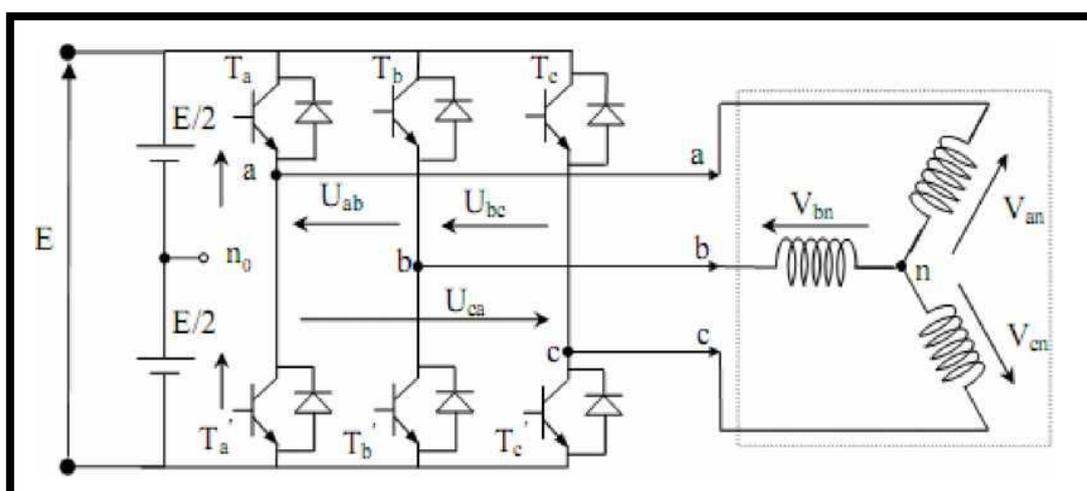


Figure (I. 5) : Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux

La machine a été modélisée à partir des tensions simples notées V_{an} , V_{bn} et V_{cn} . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_i et T_i' les Transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

- * Si $S_i = 1$, T_i est passant et T_i' est ouvert.
- * Si $S_i = 0$, T_i est ouvert et T_i' est passant.

Avec $i = a, b, c$.

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{aligned} V_{ab} &= V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} &= V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} &= V_{co} - V_{ao} \end{aligned} \quad (1.28)$$

- Où « o » : point milieu fictif à l'entrée continu (voir Figure I. 4).
- V_{ao} , V_{bo} , V_{co} : sont les tensions d'entrée à l'onduleur.

Pour une MAS présentant un neutre et alimentée par un onduleur on peut écrire les tensions comme suit :

$$\begin{aligned} V_{ao} &= V_{an} - V_{no} \\ V_{bo} &= V_{bn} - V_{no} \\ V_{co} &= V_{cn} - V_{no} \end{aligned} \quad (1.29)$$

Avec :

- V_{an} , V_{bn} , V_{cn} : sont les tensions de phase.
- V_{no} : la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice

« o ». Pour un système équilibré $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$, il vient [8] :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (1.30)$$

En remplaçant (I.30) dans le système (I.29) on obtient :

$$\begin{aligned} V_{an} &= \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} &= -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} &= -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \end{aligned} \quad (1.31)$$

Avec Si l'état des interrupteurs supposés parfaits :

$$V_{cn} = S_i E - \frac{E}{2} \quad \text{avec} \quad i = a, b, c.$$

$$\begin{cases} S_i = 1 & V_{io} = \frac{E}{2} \\ S_i = 0 & V_{io} = -\frac{E}{2} \end{cases}$$

Il vient alors :

$$\begin{cases} V_{ano} = (S_a - 0,5)E \\ V_{bno} = (S_b - 0,5)E \\ V_{cno} = (S_c - 0,5)E \end{cases} \quad (1.32)$$

En remplaçant (I.31) dans (I.32), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}E \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (1.33)$$

Si V_{ao} , V_{bo} , V_{co} sont les tensions d'entrée de l'onduleur (valeurs continues), alors V_{an} , V_{bn} , V_{cn} sont les tensions de sortie de cet onduleur (valeurs alternatives), par conséquent l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice [T] assurant le passage continu- alternatif, [8].

$$[T] = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (1.34)$$

1.9 Résultat de simulation:

Dans cette partie on présentera la simulation numérique d'une machine asynchrone triphasée alimentée directement par le réseau triphasé 230/400 V et de fréquence 50HZ. La **figure (1-6)** représente le schéma bloc de simulation d'une machine asynchrone, ce schéma élaborer à partir des équations suivantes:

- L'équation d'état.
- L'équation du couple électromagnétique
- L'équation du mouvement.

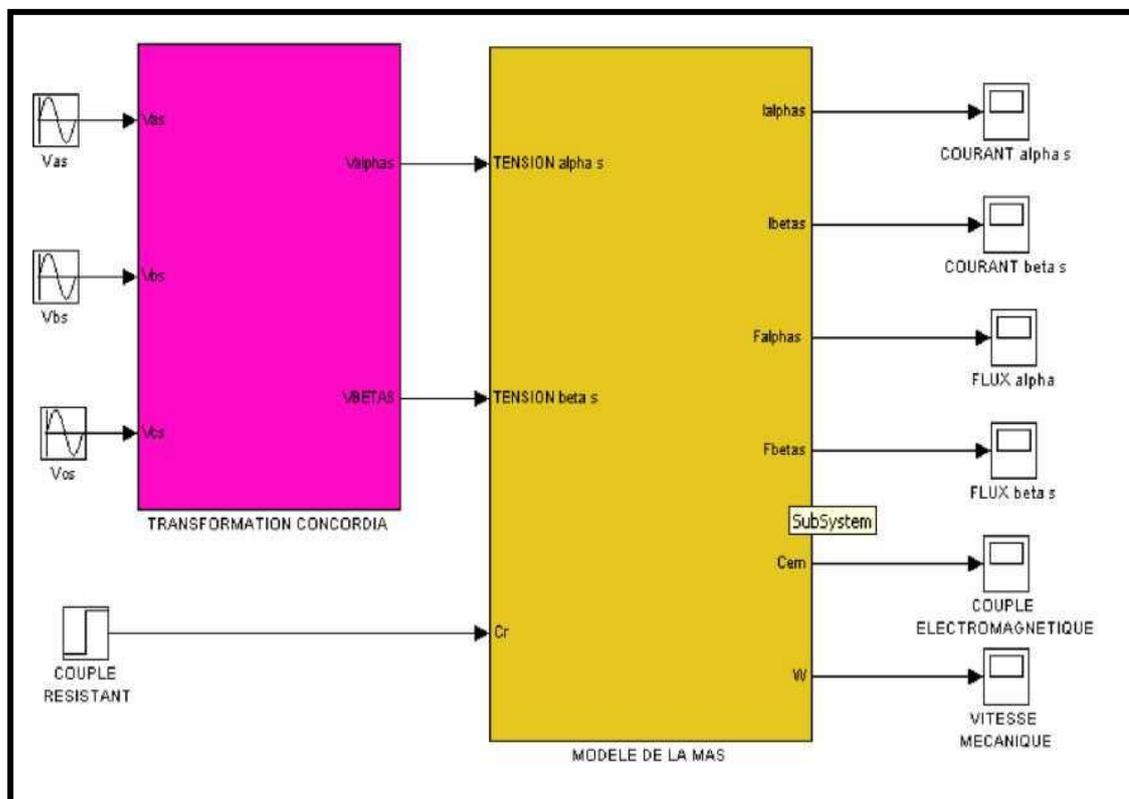


Figure (1. 6) : schéma bloc de simulation d'une machine asynchrone

Cette étude se traduit par l'analyse de l'évolution du courant statorique, et flux statorique. La vitesse mécanique, le couple électromagnétique. La machine sera soumise à partir de l'instant $t=1s$ à une charge nominale de 10N.m après un démarrage à vide Les résultats de simulation sont représentés par la **figure (1.7)**

Les paramètres de la machine sont donnés en Annexe II.

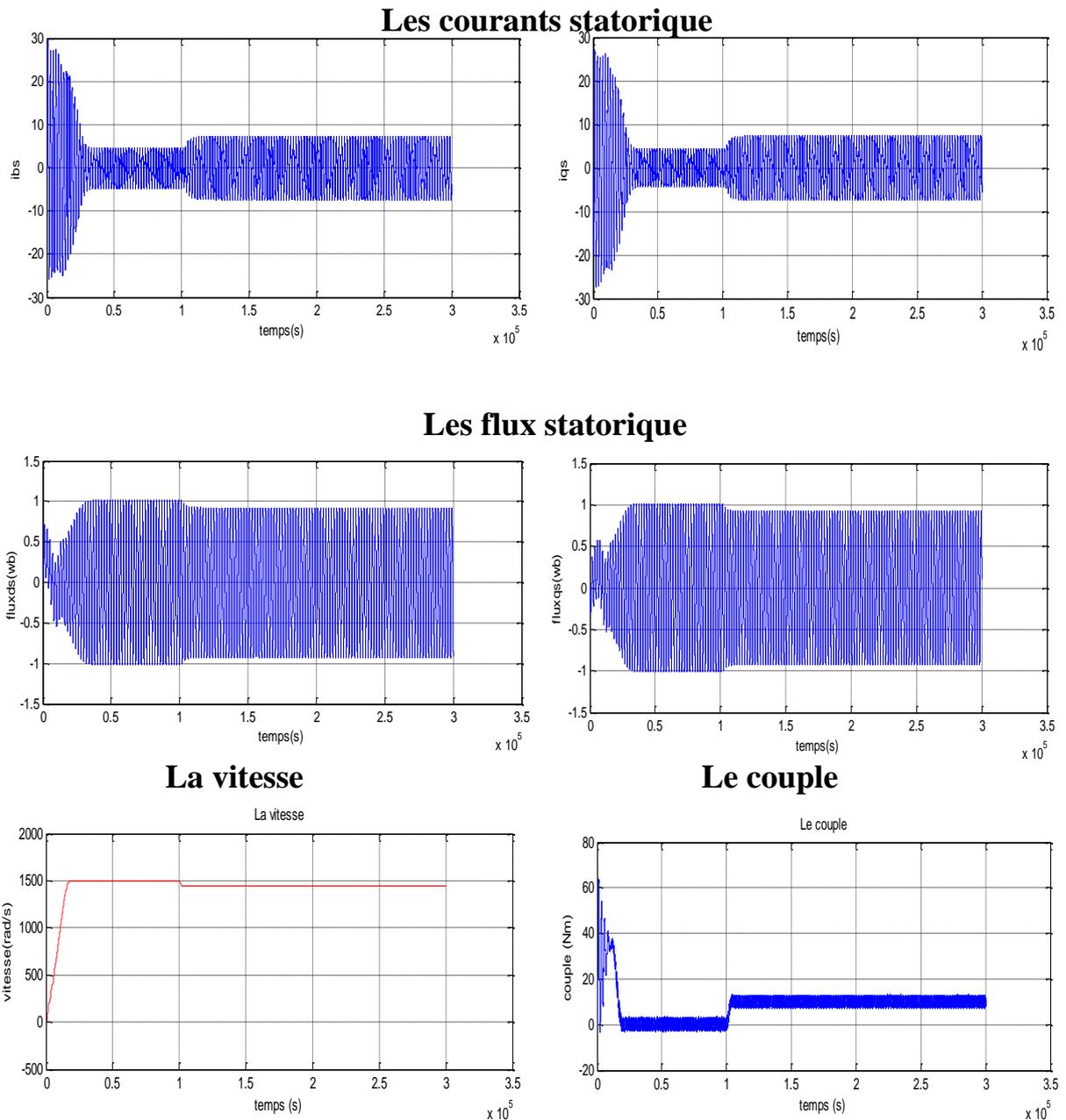


Figure (1. 7) : Simulation d'un démarrage direct de la MAS à vide avec MLI et en Couple=10 Nm et $t=1s$

Interprétation des courbes:

Les courbes de la **figure (1.7)** représentent les résultats de simulation de la MAS pour un démarrage à vide. La vitesse en régime permanent se stabilise à une valeur proche de la vitesse du synchronisme ($=157\text{rad/s}$) après 0.25 s du démarrage, avec moteur de deux paires de pôles.

On a une perturbation du couple ($C_r=10\text{N.m}$) est appliquée à l'arbre du moteur à l'instant ($t=1\text{s}$) et les résultats de simulation sont regroupés dans la **figure (1.7)**. On constate que cette introduction de la charge a provoqué une diminution de la vitesse de rotation, et une augmentation du courant du stator. Et le couple électromagnétique augmente pour compenser cette valeur. Avant de se stabiliser à la valeur du couple résistant, Les courants statoriques évoluant selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.

1.10 Conclusion :

Dans ce chapitre, le modèle de la machine asynchrone en passant du système réel triphasé au système diphasé linéaire de la transformation de concordia, Les résultats obtenus lors d'un démarrage à vide puis une l'application d'une charge atteste la validité du modèle présenté,

Dans le chapitre suivant, on présentera les concepts de base de la commande directe du couple « DTC » utilisée pour le contrôle de la machine asynchrone.

CHAPITRE 3

Les circuits logiques programmables FPGA

3.1 : Introduction

3.2 : L'apport des FPGA à la commande des machines électriques

3.3 : La structure matérielle de couplage (FPGA/MACHINE)

3.4 : Les circuits programmables

3.5 : Les circuits logiques programmables

3.6 : Les circuits FPGA

3.7 : Technologies de programmation des FPGA

3.8 : Configuration et reconfiguration des FPGA

3.9 : Implémentation des circuits logiques dans les FPGA

3.10 : Programmation des circuits FPGA

3.11 : Utilité du VHDL

3.12 : Logiciel de développement

3.13 : Conclusion

3.1 Introduction :

L'histoire des circuits intégrés a commencé après l'invention du transistor en 1947. relativement, l'apparition du premier circuit intégré est au cours des années 1958 et 1959 grâce à Jack Kilby qui a intégré sur un substrat de silicium plusieurs éléments électroniques (transistor, résistance, capacité). juste après en 1965, un des fondateurs de la compagnie INTEL nommé Gordon Moore a fait une étude qui a lui permis de prédire que le taux de d'intégration des transistors dans ces circuits double tous les deux ans. ce constat reste vérifiée sur les circuits FPGA qui n'ont pas échappé jusqu'au début des années 80 et même à une époque plus récente, la conception d'un système sur puce (SOC) n'était accessible qu'aux firmes et sociétés spécialisées parce que ces derniers demandent divers efforts et compétences. par conséquent des couts élevés et cette technologie est inaccessible au grand public[26].

Aujourd'hui, l'avènement de dernières générations de FPGA a permis de mettre la technologie SOC à la portée d'un public nettement plus large à cause que les FPGA ont un prix raisonnable. Le rôle des FPGA est d'intégrer des circuits logiques complexes ces circuits sont reconfigurés partiellement ou entièrement suivant l'application.

Ce chapitre présent le contexte de ce projet en commençant par une présentation des circuits logiques programmables en particulier le circuit FPGA, leur structure interne, leurs domaines d'application et leurs avantages.

3.2 L'apport des FPGA à la commande des machines électriques

Sous l'impulsion de progrès rapide et extraordinaire du numérique ; l'amélioration de la qualité et des performances a toujours été une préoccupation constante chez les concepteurs de circuits numériques et c'est dans ce contexte que nous exploitons les FPGA afin de faire une contribution à l'amélioration de la commande des machines en temps réel. Les contraintes majeures pour la commande des machines sont la satisfaction du compromis rapidité /précision d'une part et un taux de calculs élevé d'autre part. Une

approche efficace pour résoudre ce genre de problème est aujourd'hui disponible et concrétiser par ces circuits logiques FPGA. L'introduction des FPGA est un remède à la complexité des algorithmes de commande ainsi qu'à la vitesse de traitement.

Le FPGA assure toute la partie algorithmique de la commande grâce à ces caractéristiques notamment le parallélisme de traitement. Parmi les caractéristiques de ce circuit que le contrôle des machines électriques peut se bénéficier réside : la possibilité d'implanter des fonctions avancées irréalisables dans le domaine analogique, aucun impact des perturbations externes sur les algorithmes, la réalisation de systèmes sûrs et efficaces avec précision, la reprogrammabilité sur site sans changer de composant ni câblage et un encombrement minimal où tous les algorithmes de contrôles sont intégrés sur une puce de quelques millimètres carrés. L'ensemble de ces caractéristiques est un acquis pour la commande des moteurs par une optimisation du rendement des convertisseurs statiques.

Finalement l'apport des FPGA sur la commande des machines peut être résumé dans les quelques points suivant :

- Les FPGA sont des solutions numériques qui permettent d'approcher les avantages de l'analogique et de garder au même temps les avantages du numérique avec l'implantation d'algorithmes complexes, un temps de calcul réduit à quelques microsecondes et une bonne précision.
- Eviter l'inconvénient majeur des solutions analogiques classique qui réside dans l'influence des variations paramétriques engendré par la sensibilité aux perturbations externes comme la chaleur.
- Pas d'entretien qui nécessite du temps et des pertes d'ordres économique à l'inverse des solutions analogiques.

Implémentation de fonctionnalités supplémentaires qui ne sont pas réalisable en continu.

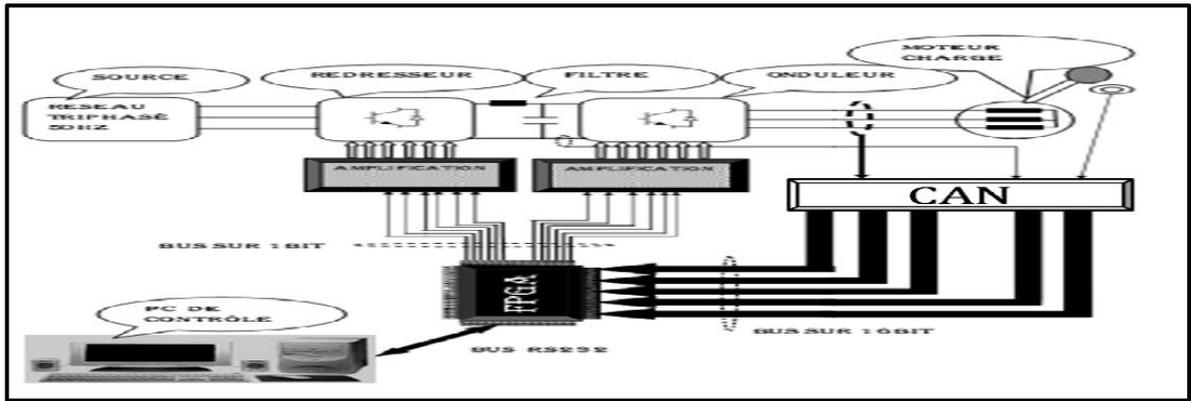
- L'intégration sur une seule puce de plusieurs algorithmes de contrôle grâce à la configuration dynamique avec une grande flexibilité pour un changement de la structure de contrôle
- La possibilité de réduire fortement les délais de développement et de commercialisation

- Augmentation de la bande passante vis à vis des autres solutions numériques comme les DSP et microcontrôleurs ou microprocesseur traditionnels.
- L'utilisation des FPGA dans le contrôle des machines ne nécessite pas d'espace ce qui est équivalent à un encombrement minimale car c'est une technologie embarquée hautement intégrée avec une consommation d'énergie ultra-basse.

Avant l'apparition des FPGA qui sont disponibles aujourd'hui, les méthodes classiques utilisées avec DSP' et microcontrôleur, permettent l'obtention d'un temps de cycle moyen proche de 100 (us) ce qui est équivalent à une fréquence de commutation aux alentours de 1-5 kHz. Avec l'introduction des FPGA à des prix raisonnables, la fréquence de commutation est devenue aux alentours de 10-15 (KHz) et aujourd'hui d'ordre de 50(KHz). Il est même possible d'obtenir des fréquences aussi élevées que 100 (KHz) mais malheureusement les limites des dispositifs d'électronique de puissance sont atteintes sachons que l'énergie dissipée dans ces convertisseurs est proportionnelle à la fréquence de commutation ce qui représente une contrainte très pesante [26].

3.3 La structure matérielle de couplage (FPGA/MACHINE)

La recherche dans le domaine de conception des circuits numériques de commande pour les systèmes automatisés en temps réel est difficile, car elle nécessite non seulement une parfaite maîtrise des technologies employés mais aussi une très bonne connaissance des caractéristiques d'application et de la nature de son environnement . la structure général de couplage FPGA/Moteur est schématisée dans la figure suivante :



Figure(3.1) :Structure de couplage FPGA/Moteur triphasé

L'élément microélectronique FPGA agit comme le cerveau du système. Il reçoit des données, il les traite et prend des décisions. Donc, comme on le voit sur la figure précédente, le FPGA va permettre de cadencer les interrupteurs des convertisseurs statistiques.

3.4 Les circuits programmables

La plupart des circuits numériques programmables sont issues de l'architecture <<Von-Neumann>>. Ensuite une autre architecture qui vient pour améliorer la cadence de calcul ou le facteur du temps d'exécution est importante. Cette architecture est appelée <<Harvard >>. Le besoin de composants très rapides a orienté les chercheurs à développer une autre solution différente aux autres architectures.

Cette solution réside dans le mode de programmation qui est devenu architectural à logique câblée au contraire des deux premières architectures où la programmation est séquentielle.

Il existe deux solutions qui sont :

Une solution logicielle : c'est une solution programmable de type <<processeur >>, la programmation dans cette solution est dépendante des composants et le traitement est séquentiel (DSP, Microprocesseur....)

Une solution matérielle : c'est une solution programmable de type <<logique >>, la programmation dans cette solution est architectural avec un langage de description HDL et le traitement est parallèle.

Les caractéristiques de ces circuits sont :

3.4.1 Les circuits de type DSP/ Microprocesseur

- Un rapport performance/ cout faible.
- Le temps de conception est très petit.
- Une grande souplesse d'utilisation.

3.4.2 Les circuits de type spécialisé ASIC

- Très performants.
- un cycle de conception long.
- Une architecture figée.

3.4.3 Les circuits de type FPGA

- Des performants proches des ASIC.
- Un cycle de conception long.
- Une architecture modifiable.

3.5 Les circuits logiques programmables [28]

Un circuit programmable est un assemblage d'opérateurs logiques combinatoires et de bascules dans lequel la fonction réalisée n'est pas fixée lors de la fabrication. Il contient potentiellement la possibilité de réaliser toute une classe de fonction, plus ou moins large suivant son architecture. La programmation du circuit consiste à définir une fonction parmi toutes celles qui sont potentiellement réalisables. Comme dans toute réalisation en logique câblée, une fonction logique est définie par les interconnexions entre des opérateurs combinatoires et des bascules, et par les équations d'opérateurs combinatoires. Ce qui est programmable dans un circuit concerne donc les interconnexions et l'opérateur combinatoire.

La réalisation d'un circuit avec la logique programmable, utilisera moins de composants puisque ceux-ci réalisent directement les fonctions logiques désirées. Un circuit ayant moins de composants sera habituellement moins coûteux à concevoir, réaliser et distribuer. La réduction du nombre de composants électroniques tend aussi à augmenter la fiabilité des circuits et à réduire la consommation énergétique.

La plupart des PLDs suivent la structure suivante :

- Un ensemble d'opérateurs « ET » sur lesquels viennent se connecter les variables d'entrée leurs compléments;
- Un ensemble d'opérateurs « OU » sur lesquels les sorties des opérateurs « ET » sont connectées;
- Une éventuelle structure de sortie (portes inverseuses, logique 3 états, registres...).

Les deux premiers ensembles forment chacun ce qu'on appelle une matrice. Les interconnexions de ces matrices doivent être programmables. C'est la raison pour laquelle elles sont assurées par des fusibles qui sont « grillés » lors de la programmation. Lorsqu'un PLD est vierge, toutes les connexions sont assurées. On peut remarquer que la représentation d'une telle structure est complexe alors que le nombre de portes intégrées est peu important. Les constructeurs ont donc très rapidement adoptés un autre type de représentation rendant les schémas beaucoup plus lisibles. On remarquera que la norme adoptée est américaine.

Les figures suivantes indiquent la structure de base d'un PLD :

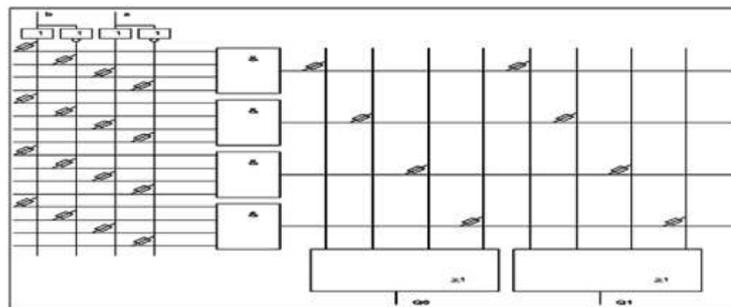


Figure (3.2) : STRUCTURE de base d'un PLD

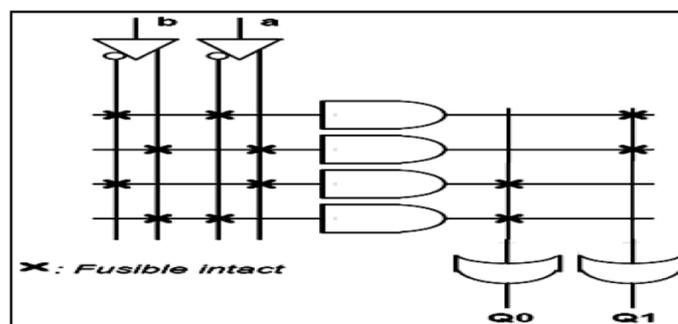


Figure (3.3) : PLD programmé

Selon le caractère programmable des matrices AND et OR, on distingue des différents types des circuits logiques programmables:

- PROM (Programmable Read-Only Memory): la matrice AND est fixe et la matrice OR est programmable;
- PAL (Programmable Array Logic): matrice AND programmable suivie d'une matrice OR fixe;
- PLA (Programmable Logic Array): les deux matrices sont programmables.

3.5.1 Les différentes familles des circuits logiques programmables [28]

Il existe plusieurs familles de PLD qui sont différenciées par leur structure interne, la plus ancienne et la plus connue est la famille des P.A.L.

A. Les P.A.L.

Signifie (Programmable Array Logic), c'est à dire réseau logique Programmable. Ce sont les premiers circuits programmables à être utilisés pour réaliser des fonctions logiques. Ils possèdent des matrices « ET » programmables et des matrices « OU » fixes. La programmation de ces circuits s'effectue par destruction de fusibles. Une fois programmée on ne peut plus les effacer. La structure de base de ce PLD est présentée par le schéma suivant:

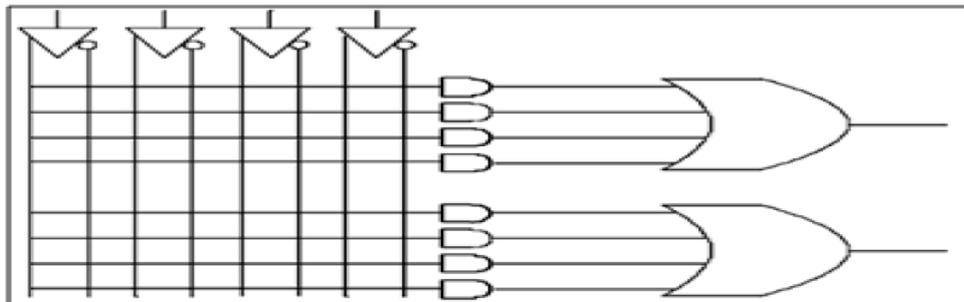


Figure (3.4) : Structure de base d'un PAL

A partir de cette structure de base il va être possible de réaliser de nombreuses fonctions logiques. La programmation consiste à détruire les fusibles pour obtenir les fonctions désirées.

B. Les P.A.L. effaçables (E.P.L.D.)

Les E.P.L.D. ce qui signifie(Erasable Programmable Logic Device), c'est à dire circuit logique programmable et effaçable. Ils peuvent être effacés par Ultraviolet ou électriquement. Ils sont encore appelés P.A.L. CMOS.

C. Les G.A.L.

Les G.A.L. Ce qui signifie (Generic Array Logic) ou encore réseau logique générique. Leur fonctionnement est identique aux P.A.L. CMOS, ils sont programmables et effaçables électriquement.

D. Les C.P.L.D.

Les C.P.L.D. Ce qui signifie (Complex Programmable Logic Device), Ces circuits sont composés de plusieurs P.A.L.s élémentaires reliés entre-eux par une zone d'interconnexion.

Grâce à cette architecture, ils permettent d'atteindre des vitesses de fonctionnement élevées (plusieurs centaines de MHz).

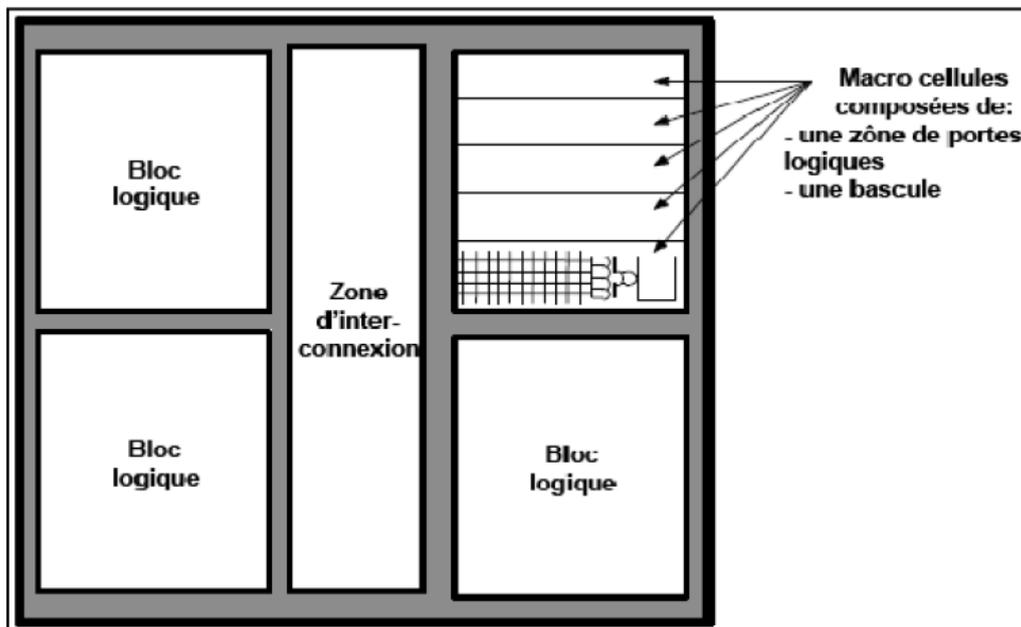


Figure (3.5) : Structure générale d'un CPLD

E. Les F.P.G.A

(Field Programmable Gate Array) ou réseau de portes programmable par l'utilisateur. C'est un ensemble de blocs logiques élémentaires que l'utilisateur peut interconnecter pour réaliser les fonctions logiques de son choix. On distingue deux types:

-FPGA à anti-fusible: programmables électriquement par l'utilisateur, non effaçables.

-FPGA à SRAM: ou encore LCA (Logic Cell Array) introduit en 1985 par XILINX à base des cellules SRAM pour configurer les connexions entre les blocs logiques.

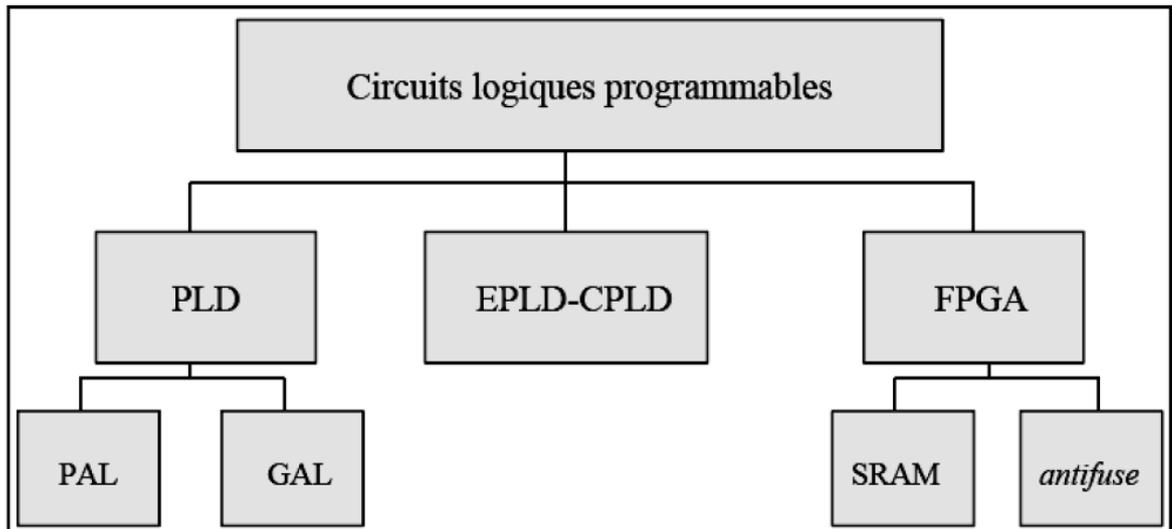
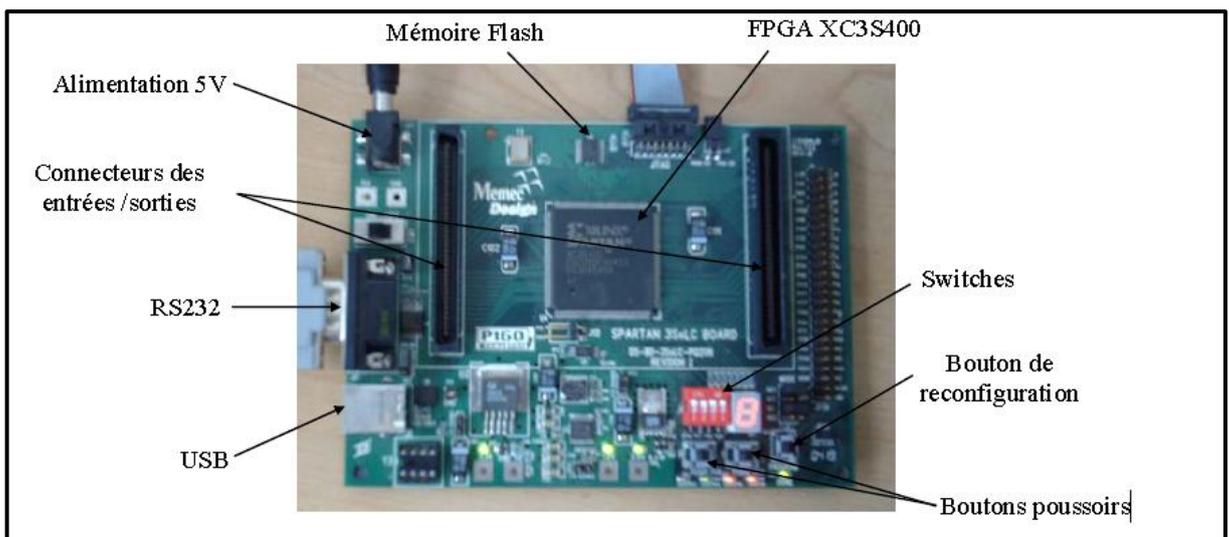


Figure (3.6) : Résumé graphique des circuits logiques programmables

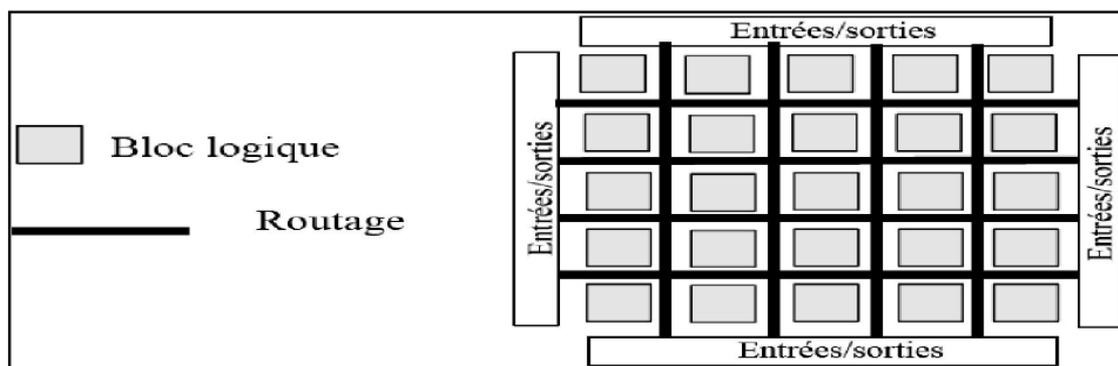
3.6 Les circuits FPGA



Figure(3.7) : la carte FPGA Spartan 3XC3 S400-PQ208

3.6.1 Définition

Un FPGA (Field Programmable Gate Array) se compose d'une matrice de blocs logiques entourée de blocs d'entrée-sortie programmables, et l'ensemble étant relié par un réseau d'interconnexions programmables (routage), la figure suivante illustre son structure générale.



Figure(3.8) : Structure général d'un FPGA

- La structure du bloc logique change selon le fabricant, la famille, etc.

Aujourd'hui, la structure la plus utilisée est basée sur une look-up-table (RAM) pour implémenter une fonction combinatoire plus une bascule D.

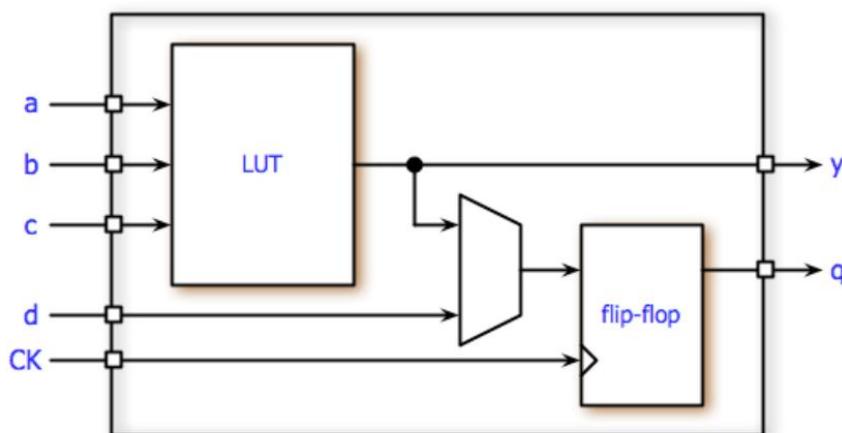


Figure (3.9) : Bloc logique d'un FPGA

La fonction de la LUT est de stocker la table de vérité de la fonction combinatoire à implémenter dans la cellule.

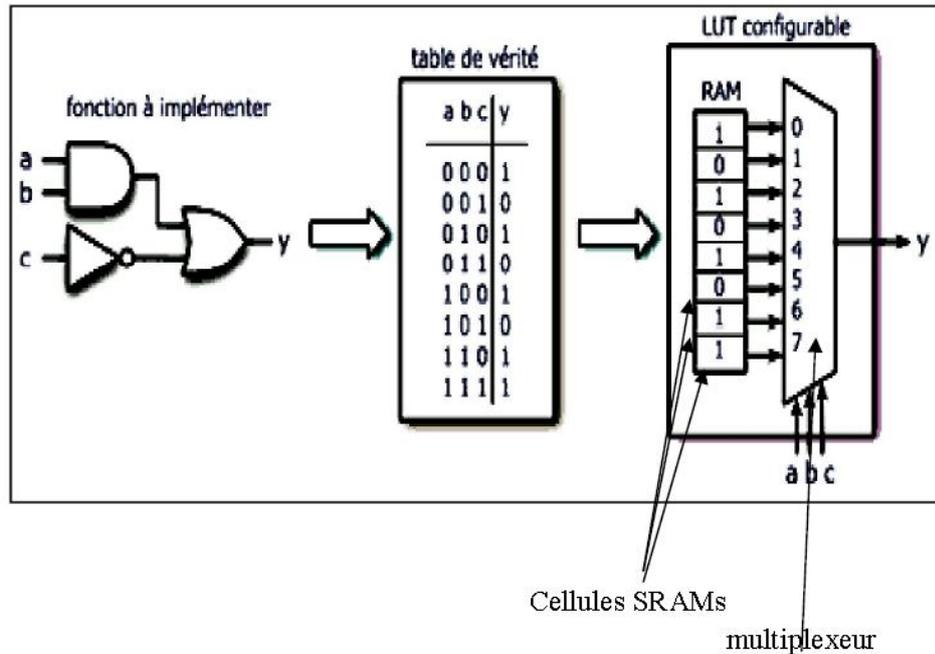


Figure (3.10) : Principe de travail d'un LUT

Les circuits FPGA offrent une surface d'implémentation matérielle importante pouvant s'étendre sur des millions de porte logiques programmables et s'exécutant à des fréquences de fonctionnement atteindre 420MHZ.

La différence entre un FPGA et un CPLD réside dans la maîtrise du temps de propagation dans les couches logiques du circuit. Ce temps est prédictif dans les CPLD car les chemins parcourus par les signaux sont connus alors que dans les FPGA ce temps dépend de l'algorithme et de la distance entre les macro-cellules interconnectées, un FPGA permet d'atteindre un niveau d'intégration plus élevé que celui d'un CPLD.

3.6.2 Architecture interne des circuits FPGA

On appelle les FPGA parfois LCA (LOGIC cell ARRAY) réseau de cellules logiques. Pour implémenter un système dans un FPGA il est indispensable de bien connaître sa structure interne et ses limites du point de vue performances. Les composants logiques programmables sont des circuits composés de nombreuses cellules logiques élémentaires librement assemblables. Celles-ci sont connectées par programmation afin de réaliser les fonctions numériques désirées. Un FPGA est un circuit intégré avec une structure adaptable par l'utilisateur et composée d'un réseau de cellules élémentaires ou d'éléments logiques programmables CLB et IOB répartis régulièrement et reliés entre eux grâce à des

connexions qui forment une matrice de routage programmable. Puisque tous les éléments sont programmables, le FPGA peut émuler et réaliser n'importe quel circuit à condition que celui-ci n'épuise pas les ressources logiques et de routage du FPGA [26].

L'ensemble des systèmes reconfigurables FPGA est subdivisé en trois catégories :

- ❖ Des systèmes reconfigurables nommés **grain fin**
- ❖ Des systèmes reconfigurables nommés **grain moyen**
- ❖ Des systèmes reconfigurables nommés **grain large**

Chaque fabricant de FPGA donne une architecture interne différente à une autre et même entre les différentes gammes du même constructeur mais n'empêche que leurs ressemblances peuvent être rassemblées dans le schéma représentatif de la figure suivante :

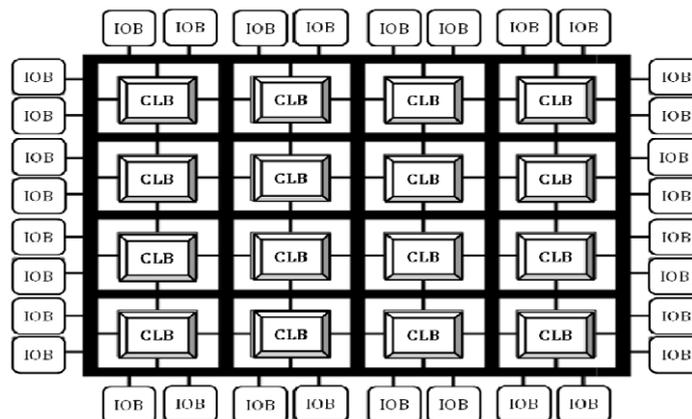


Figure (3.11) : Architecture interne d'un FPGA

3.6.3 Avantages et inconvénients des circuits FPGA

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> - Technologie facile à maîtriser. - Temps de développement réduit. - Reconfigurable. - Idéal pour le prototypage. - Coût peu élevé. - Parallélisme de traitement. - la Flexibilité et la possibilité de réduire fortement les délais de développement et commercialisation. - La reconfiguration parfois en temps réel 	<ul style="list-style-type: none"> - Performance non optimisées. - Temps de réponse long par rapport ASIC.

Table 3.1 : Table des avantages et inconvénients des circuits FPGA

3.6.4 Fabricants et parts du marché des FPGA

• Principaux fabricants :

- Xilinx
- Altera
- Actel (flash)
- LATTICE
- ATMEL
- LUCENT
- CYPRESS

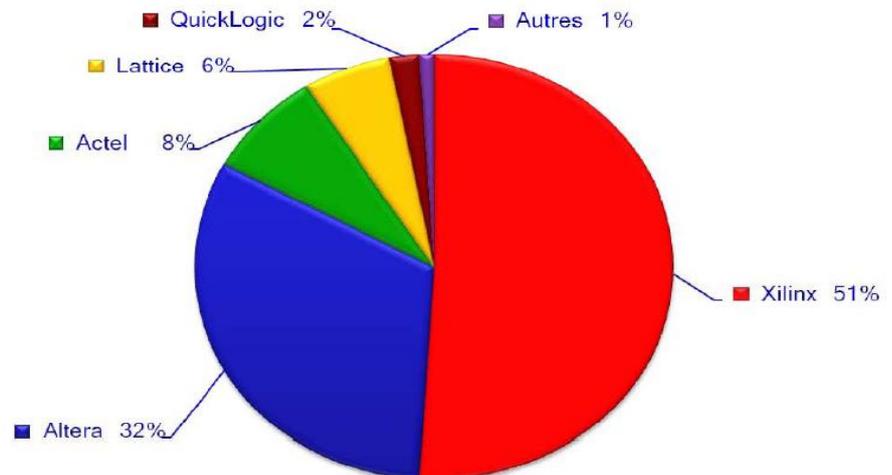


Figure (3.12) : liste des fabricants des circuits FPGA

3.6.5 Domaines d'application

Les FPGA sont utilisés dans les domaines de contrôle numérique et de plus en plus utilisées pour intégrer des architectures numériques complexes. Depuis leur apparition en 1984, ils sont les plus populaires en implémentation des circuits numériques grâce à leur

faible cout et leur fiabilité. La clé maitresse de leur réussite est l'aspect de programmation de ces derniers parmi ces applications nous citons :

Informatique : périphériques spécialisés

Machine industrielle : contrôleur pour machine

Télécommunications : traitement d'image, filtrage

Instrumentation : équipement médical, prototypage transport : contrôle d'avions et métros

Militaire : radar, communication protégée, la détection et la surveillance.

3.6.6 Description des composants FPGA [27]

Les FPGA sont des composants VLSI (Very Large Scale Intégration).Ils sont programmables par l'utilisateur et essentiellement constituées de trois parties :

- Des blocs d'entrée/ sortie configurables.
- Une matrice de blocs logique configurable CLB (Configuration Logic Bloc).
- Un réseau d'interconnexion programmable.

Les deux figures suivantes présentent une vue simplifiée de la surface d'un FPGA sur lesquels on peut trouver les cellules d'entrée/ sortie, les blocs CLB et la matrice de routage.

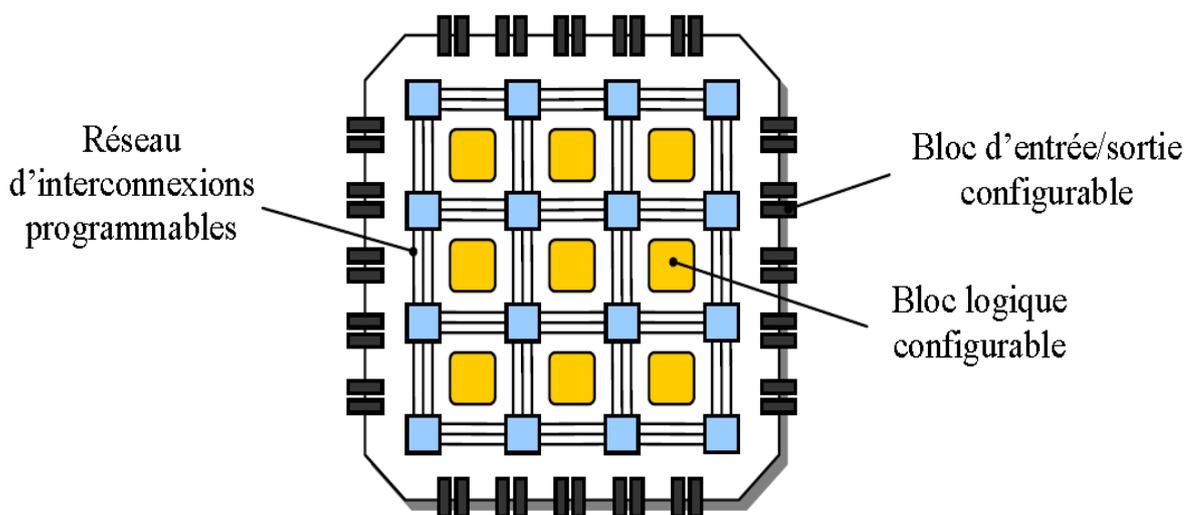


Figure (3.13) : description de l'architecture générique d'un FPGA

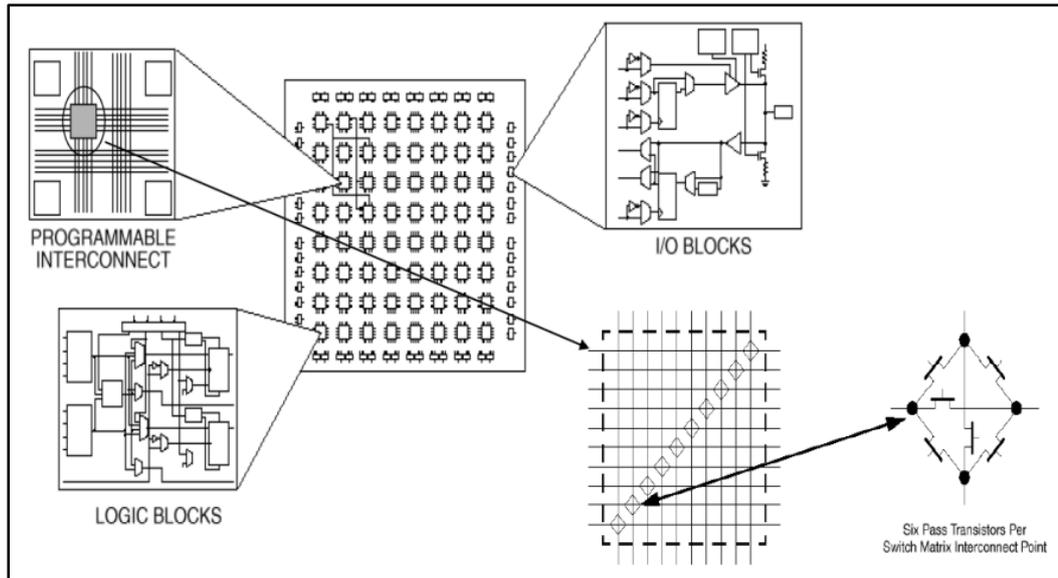


Figure (3.14) : Vue globale d'un FPGA

A. Les blocs logiques configurables (CLB)

Le CLB est l'unité fondamentale du bloc logique interne programmable. Il comporte une LUT (Look-Up-Table) de 4bits qui permet de réaliser n'importe quelle fonction combinatoire avec 4 variables logiques. Cette LUT est aussi configuré comme étant une mémoire RAM (16*1) ou un registre de décalage de 16 bits. Elle comporte aussi un multiplexeur et une bascule D (flip-flop) avec toutes ses entrées de contrôle (enable, reset, horloge).

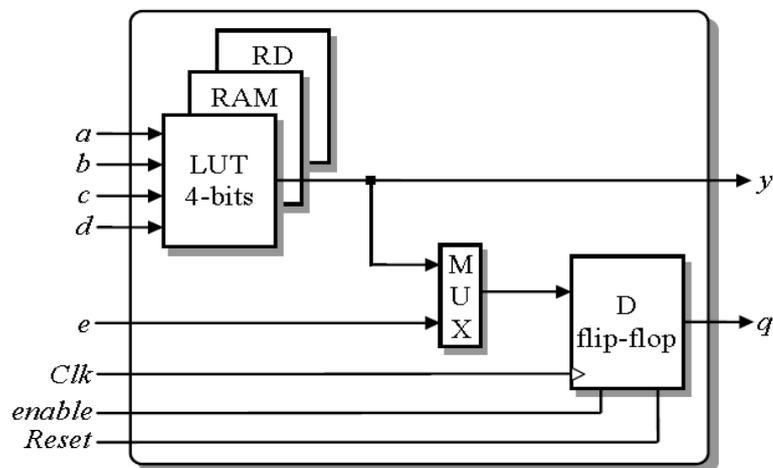


Figure (3.15) : Structure d'une cellule logique

3.7.1 Technologie à base de RAM (XILINX et ALTERA)

Elle permet d'avoir une reconfiguration rapide des FPGA l'inconvénient de cette technologie c'est qu'elle nécessite de sauvegarder le design FPGA dans une autre mémoire FLASH.

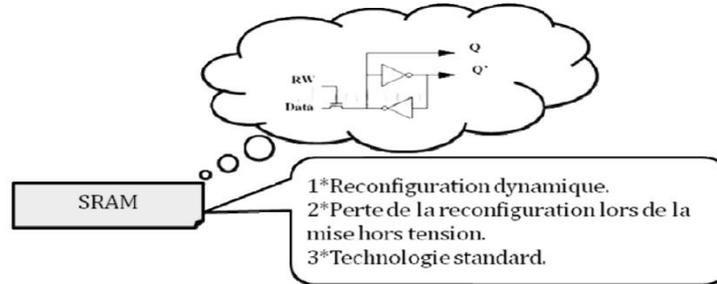


Figure (3.18) : la technologie SRAM

3.7.2 Technologie à base d'EEPROM ou FLASH (LATTICE et ACTEL)

Cette technologie garde sa configuration mais elle est lente par rapport à SRAM

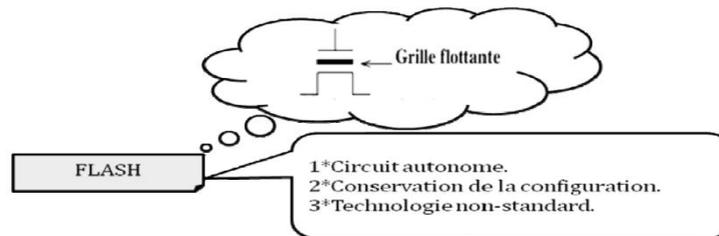


Figure (3.19) : la technologie FLASH

3.7.3 Technologie à base d'Anti-Fusibles (ACTEL)

Les points de connexions sont du type ROM, on considère le point de rencontre de deux segments conducteurs ou lignes conductrices.

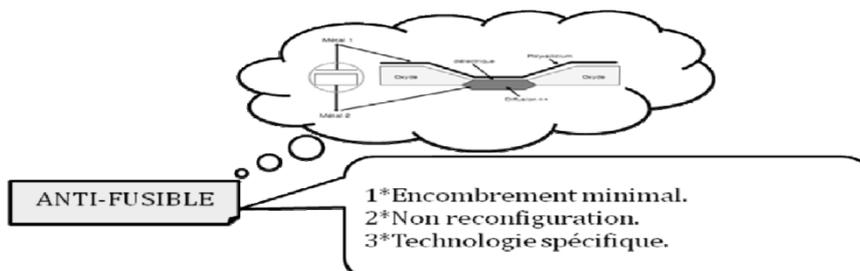


Figure (3.20) : la technologie d'Anti-Fusible

3.8 Configuration et reconfiguration des FPGA

Un système reconfigurable est un système qui est constitué de composants ou entités à architecture modifiable afin de répondre à un objectif bien défini. Ce système reconfigurable dispose d'un mécanisme permettant de choisir une nouvelle configuration et de la mettre en place dans le cadre du processus de reconfiguration. Ils sont programmables ou configurables sur les cartes d'implémentation. Cette reconfigurabilité est une propriété nécessaire face aux systèmes à charges et contraintes variables. FPGA est une abréviation anglaise qui signifie réseau des portes programmables [26].

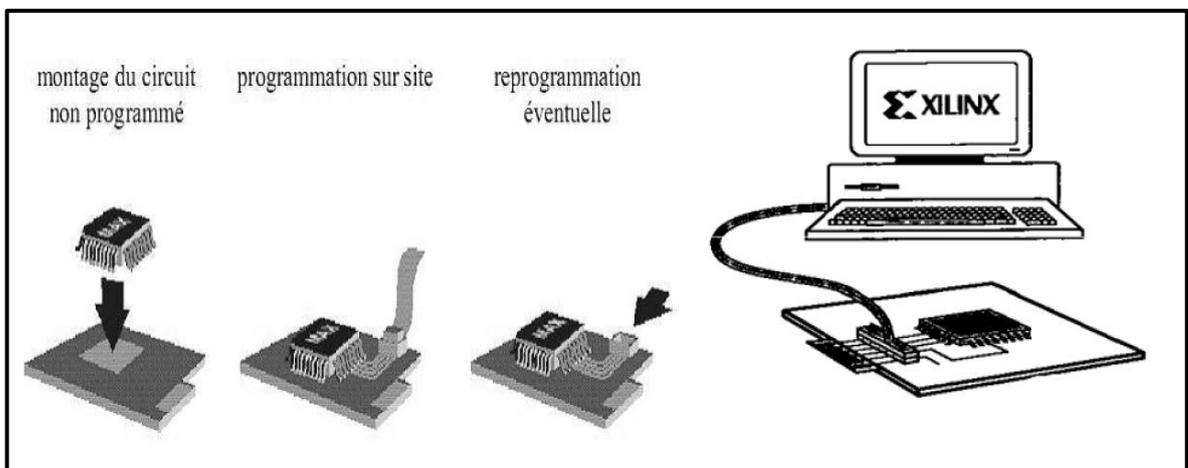


Figure (3.21) : reprogrammabilité sur site d'un FPGA

3.9 Implémentation des circuits logiques dans les FPGA

L'expansion des circuits logiques programmables et surtout les FPGA est liées au développement de la technologie de la fabrication des circuits intégrés, mais cette expansion n'aurait jamais pu avoir une telle ampleur sans le développement, en parallèle, d'outils performants permettant de faciliter le processus de conception des circuits logiques avec de la logique programmable. Ces outils assurent la description aisée des circuits logiques complexes et la réalisation automatique du circuit à partir de ces descriptions [30].

Le passage de description d'un circuit logique à l'information nécessaire de la réalisation d'une implémentation physique dans un circuit FPGA, est décomposé en plusieurs étapes.

Les étapes de l'implémentation depuis la description d'un circuit logique jusqu'à la configuration d'un circuit FPGA sont :

Description de circuit – Synthèse- Analyse fonctionnelle- Implémentation- Simulation- Configuration- FPGA.

3.10 Programmation des circuits FPGA

Dans les années précédentes pour décrire le fonctionnement d'un circuit électronique programmable les spécialistes en Electronique utilisaient des logiciels de bas niveau (ABEL, ORCAD/PLD.....etc.) ou plus simplement un outil de saisie de schémas. Aujourd'hui, il est impossible d'utiliser ces outils à cause de la densité de fonction logiques (portes et bascules) intégrés dans les circuits logiques programmables est telle (plusieurs milliers de portes).

Les sociétés de développement ont voulu s'affranchir des contraintes technologiques des circuits. Ils ont créé des langages de haut niveau comme VHDL et VERILOG. Ces langages font abstraction des contraintes technologies des circuits PLD. Ils permettent au code écrit d'être portable, c'est-à-dire qu'une description pour un circuit peut être utilisée pour un autre.

Le VHDL est l'acronyme de (VERY HIGH SPEED INTEGRATED CIRCUIT), il est développé dans les années 80 par "Département of Defence" des Etats-Unis, l'objectif était de disposer un langage commun avec les fournisseurs pour décrire les circuits complexes. La première version du langage est standardisée par "Institute of Electrical and Electronics Engineers sous la dénomination IEEE std.1076-1987(VHDL87)". Une nouvelle version est lancée en 1993 pour supprimer les ambiguïtés de l'ancienne version, et surtout met à disposer de nouvelles commandes.

Aujourd'hui, tous les outils dignes de ce nom le VHDL-93, de nouvelle libraires ont été normalisées de manière à ajouter des fonctions pour la conception des PLD particulièrement les FPGA.

3.11 Utilité du VHDL

Le VHDL est un langage de spécification, de simulation et également de conception:

- Il est tout à fait possible de décrire un circuit en un VHDL standard pour qu'il soit lisible de tous.

- Il est également un langage de simulation. La possibilité de simuler avec des programmes VHDL devrait considérablement faciliter l'écriture de tests avant la programmation du circuit et éviter ainsi de nombreux essais sur un prototype qui sont beaucoup plus coûteux et dont les erreurs sont plus difficiles à trouver.

- Il permet la conception de circuits avec une grande quantité de portes. Il est compatible avec les circuits actuels qui comprennent, pour les FPGA par exemple, entre 500 et 100 000 portes et ce nombre augmente rapidement.

La description VHDL d'un circuit subit toute une suite de transformation avant que ce circuit soit configuré sur un FPGA [29][30].

3.11.1 Synthèse

Elle consiste à lire la description VHDL du circuit pour en extraire la structure logique, le rôle de synthétiseur est d'inférer la logique nécessaire à la réalisation des comportements cette est très difficile et parfois mal supportée.

L'autre rôle du synthétiseur est d'appliquer diverses optimisations logiques au circuit. Il minimise les expressions logiques utilisées par ce circuit. Le synthétiseur produit une liste de portes logiques (netlist).

3.11.2 Mapping

La "netlist" est adaptée aux primitives logiques du FPGA cible. Cette étape permet de passer d'une description structurelle générique vers une autre spécialisée. Les éléments de base sont alors des cellules programmables du FPGA.

3.11.3 Placement et routage

L'étape précédente ayant identifié les ressources logiques à l'implémentation d'un circuit, la tâche de placement/ routage consiste à connecter ces ressources sur la surface du FPGA. Pour fixer la position des portes d'entrée / sortie du circuit ou la période d'horloge maximale on donne au placeur / routeur des contraintes temporelles.

Le circuit obtenu après cette étape sera programmé sur un FPGA et sur ce modèle on calcule les estimations de surface du circuit.

3.11.4 Configuration

C'est la dernière étape avant la programmation effectif du FPGA, elle consiste à générer un bit Stream ce dernier est un fichier contenant les bits de configurations du circuit FPGA, il est correspond au circuit décrit lors du placement/routage.

Si le bit Stream crée, on le télécharger sur le FPGA à travers une interface. Tant que le FPGA est sous tension il sera configuré ou bien lorsqu'un autre circuit sera programmé avec le même procédé.

3.11.5 Approche de conception

C'est la dernière étape Elle est basée sur la synthèse avec le VHDL. Nous avons utilisé ici la version 12.3 d'ISE fourni par XILINX.

3.12 Logiciel de développement

Nous avons utilisé comme logiciel de développement le MATLAB/SIMULINK, XILINX SYSTEM-GENERATOR. Le générateur de système est une boite à outil fonctionnant sous le SIMULINK.

Cette boite à outils fournit un flot de conception intégré en accroissant des technologies existantes, des outils tel que la synthèse de VHDL et outil d'implémentation des FPGA.

3.13 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons commencé par l'historique des circuits logiques programmables et la simulation de la commande des machines électriques sur circuit FPGA. Ensuite nous avons exposé les circuits logiques programmables PLD. Après nous avons parlé à la technologie FPGA ou nous avons cité ces avantages, ces inconvénients, ces domaines d'applications, sa description et sa technologie de programmation.

En deuxième partie nous avons présenté le langage VHDL son historique et son utilité. Finalement, nous avons parlé aux étapes de conception sur FPGA ainsi que le logiciel XILINX et SYSTEM GENERATOR.

CHAPITRE 2

Principe de la commande directe du couple

2.1 Introduction

2.3 strategie du commande direct du couple

2.4 Elaboration du vecteur de commande

2.5 Table de sélection des vecteurs tension de l'onduleur

2.6 Structure générale du contrôle directe du couple

2.7 Simulation du tableau (2.1) de la commande DTC

2.8 Interprétation des résultats

2.9 Les résultants de simulation

2.10 Conclusion

2.1 Introduction :

Les structures de contrôle direct du couple (en anglais *DTC: direct torque control*) des machines asynchrones sont apparues dans la deuxième moitié des années 1980, par les chercheurs japonais et allemands M.TAKAHACHI et I.DEPENBORK comme concurrentielle des méthodes classiques. Elles sont basées sur une alimentation par modulation de largeur d'impulsions (*MLI*), et sur un découplage du flux et du couple moteur [19], [20], [22]. Dans un repère lié au stator, les valeurs instantanées du flux statorique et du couple électromagnétique sont estimées à partir des grandeurs statoriques. En utilisant des comparateurs à hystérésis, le flux et le couple sont contrôlés directement et indépendamment avec une sélection appropriée du vecteur tension imposé par l'onduleur [21].

Des exigences en termes de performances dynamiques de plus en plus élevées sous des contraintes encore plus sévères (suppression de tout capteur monté sur l'arbre moteur) ont poussé la recherche de nouvelles stratégies de commande sans capteur mécanique, utilisant uniquement les grandeurs électriques mesurables au stator. Parmi ces stratégies de commande, la commande directe du couple *DTC*, cette technique implique un fonctionnement de l'onduleur à deux niveaux standard avec une fréquence de commande variable parfois élevée et incompatible avec des applications forte puissance du fait du niveau des pertes par commutation [21].

Dans ce chapitre, on présentera en premier temps la modélisation de l'onduleur de tension utilisé et en deuxième temps les principes de la *DTC*. On analysera en particulier, le couple et la dynamique du contrôle entre le flux statorique et le couple électromagnétique puis en aborde la structure du système du contrôle direct du couple, en présentant les méthodes d'estimation du couple et de flux, les correcteurs de couple et de flux et les différentes stratégies et tables de commutation des interrupteurs de l'onduleur de tension. Finalement on présentera la structure générale de la *DTC* avec les résultats de simulation correspondants.

Depuis quelques décennies plusieurs stratégies de commandes ont été développées et améliorées :

2.1.1 Commande scalaire

C'est l'une des premières commandes, développée pour la variation des moteurs asynchrones. Dans cette commande, on s'intéresse qu'à l'amplitude de la variable contrôlée et non à sa phase. On considère dans la littérature deux types de commande scalaire [25] :

- La commande scalaire indirecte où le flux magnétique est contrôlé en imposant le rapport amplitude / fréquence de la tension ou du courant.
- La commande scalaire directe où le flux magnétique est contrôlé à partir de son estimation ou de sa mesure.

La deuxième méthode est plus difficile à mettre en pratique et nous nous intéressons uniquement à la première approche qui de par sa simplicité est la plus utilisée [25].

En régime statique, le couple est déterminé selon l'équation (2)

$$C_e = 3p \frac{\Phi_r^2}{R_r} \omega_r \quad (2)$$

Cette équation montre que si le flux est maintenu constant, on obtient une caractéristique de commande rappelant celle de la machine à courant continu où le rôle du courant d'induit est joué par la pulsation rotorique ω_r .

En négligeant la chute de tension ohmique dans le bobinage statorique, le flux rotorique peut être maintenu constant si la tension statorique reste proportionnelle à la pulsation. Cette hypothèse n'est plus applicable aux basses vitesses et il faut alors imposer à la tension statorique une valeur plus grande que celle que donnerait un rapport (tension/pulsation) constant [25].

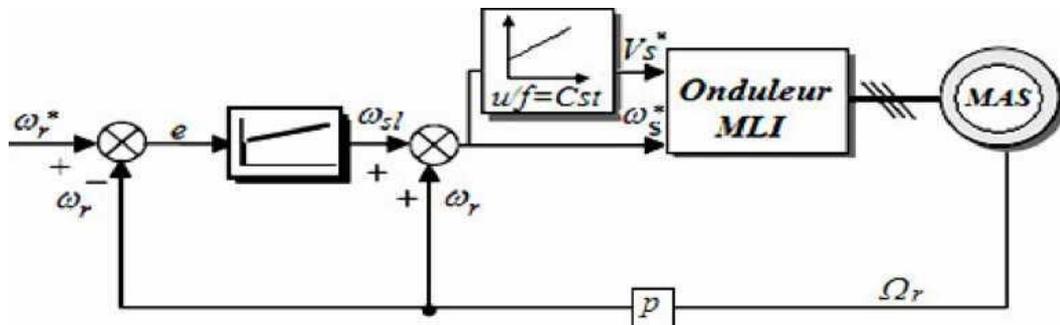


Figure (2.1) : Schéma classique de commande scalaire

La **figure (2.1)** représente le schéma classique de commande scalaire indirecte. L'erreur e de vitesse permet par l'intermédiaire d'un régulateur PI de générer la pulsation de glissement ω_{sl} qui ajoutée à la pulsation rotorique a donné la pulsation ω_s^* des tensions statoriques. De cette dernière, on détermine la tension statorique V_s^* en utilisant la loi (u/f) constante [22].

Cette stratégie de contrôle permet d'obtenir de bons résultats pour des consignes de vitesse sensiblement constantes. Par contre, pour un démarrage ou pour une inversion de sens de rotation de la machine, le flux oscille fortement avec des grandes amplitudes et son module est variable durant les régimes transitoires [25]. Ceci explique pourquoi les relations utilisées pour calculer cette commande ne sont valables que dans le régime permanent.

Ces oscillations vont se reproduire sur la qualité du couple et la vitesse, dégradant ainsi les performances en régime transitoire de la machine. Ce type de commande n'est donc employé que pour des applications où la variation de vitesse n'est pas grande telle en pompage ou en ventilation [25]. Ainsi, ce type de contrôle est inadapté lorsque l'on veut réaliser un positionnement de la machine tel en robotique ou en commande numérique de machine outils. Il faut alors faire appel à des techniques plus adaptées telle que la commande vectorielle, objet de notre étude.

2.1.2 Commande vectorielle (FOC)

Introduite par Blaschke en 1972, elle constitue une révolution historique pour la commande de la machine asynchrone. Cette technique consiste à ramener le comportement de la machine asynchrone, du point de vue variation de vitesse, à celui du moteur à courant continu, en effectuant un découplage entre le flux et le couple électromagnétique [25]. Cette stratégie de commande utilise deux boucles de régulation pour contrôler en même temps le couple et flux voir la **figure (2.2)**.

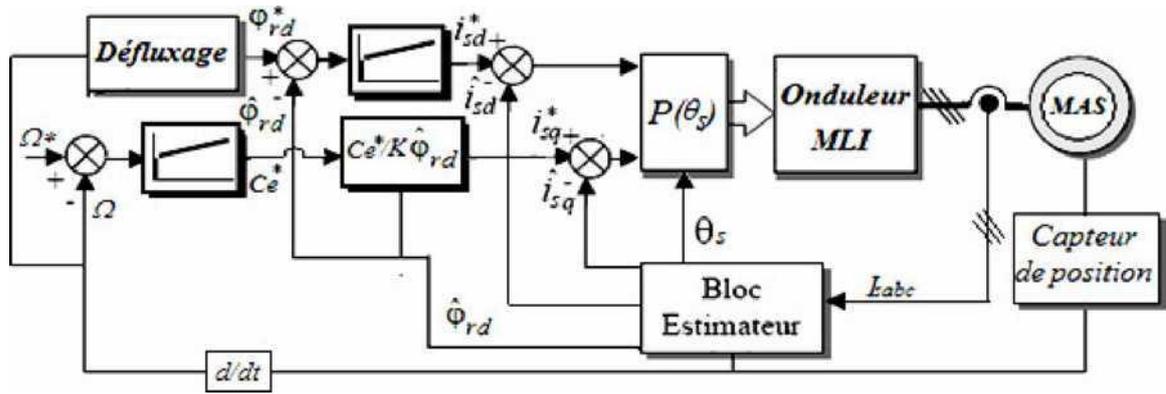


Figure (2.2) : Structure générale du contrôle direct à flux rotorique orienté

Sa précision est très bonne pour le couple et la vitesse. Toute méthode a des inconvénients et ceux de cette technique sont le volume de traitement informatique nécessaire pour son implémentation et l'obligation de faire une bonne identification des paramètres du moteur [25]. Elle présente aussi une grande sensibilité aux variations de ces paramètres, notamment à celle de la résistance rotorique dont la valeur change sensiblement avec la température. Toute différence entre les paramètres utilisés par l'algorithme de la commande vectorielle, et les paramètres réels du moteur se traduit par des erreurs dans les valeurs de sortie du flux et du couple, ce qui entraîne l'augmentation des pertes dans la machine et la diminution des performances du système à contrôler [25].

2.1.3 Commande directe de couple (DTC)

Au milieu des années 80, une stratégie de contrôle direct du couple de la machine asynchrone apparue dans la littérature sous le nom de DTC (Direct Torque Control), a été proposée par I. Takahashi et T. Noguchi et de Depenbrock. Le principe de la commande DTC est la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différents vecteurs tension de l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables contrôlées sont : le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandés par des comparateurs à hystérésis. Il s'agit de maintenir les grandeurs de flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension optimal à appliquer à chaque instant de commutation. L'utilisation de ce type de régulateurs suppose l'existence d'une fréquence de commutation dans le convertisseur variable nécessitant un pas de calcul très faible [25].

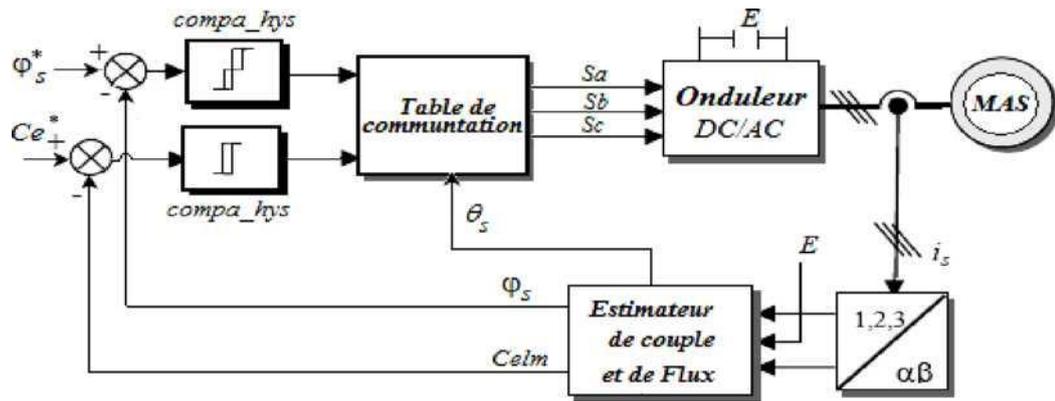


Figure (2.3) : Synoptique de la commande DTC classique 2-niveaux

Dans une commande DTC il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations de couple provoquées par les régulateurs à hystérésis. Cette condition se traduit par la nécessité de travailler avec des systèmes informatiques de haute performance afin de satisfaire aux contraintes de calcul en temps réel.

A. Caractéristiques générales d'une commande directe de couple

- La DTC est basée sur la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- La commande indirecte des intensités et tensions statorique de la machine.
- L'obtention des flux et des courants statoriques proches des formes sinusoïdales.
- La réponse dynamique du couple de la machine est très rapide.
- L'existence des oscillations de couple qui dépend de la largeur des bandes des comparateurs à hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes d'hystérésis.

B. Avantages de la commande directe de couple [25]

- Il n'est pas nécessaire de faire la transformation des coordonnées, car les courants et les tensions sont dans un repère lié au stator.
- Utilise un modèle simplifié du moteur à induction.
- Il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI).
- Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle.

- Elle exige deux comparateurs à hystérésis et un contrôleur de vitesse du type PI, tandis que la commande vectorielle exige 2 régulateurs PI et un modulateur de PWM.
- Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information de secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire.
- La réponse dynamique du couple est très rapide.
- Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.
- Possibilité d'appliquer les algorithmes du système avec des cartes d'acquisition.

C. Inconvénients de la commande directe de couple [25]

- ✓ L'existence de problèmes à basse vitesse (influence du terme résistif).
- ✓ La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple.
- ✓ L'existence des oscillations de couple.
- ✓ La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis),

Ce qui conduit à un contenu riche en harmoniques qui fait augmenter les pertes et amène à des bruits acoustiques et des oscillations de couple pouvant exciter des résonances mécaniques.

Cependant, la DTC est une commande qui est basée sur l'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique. Seule la variation de la résistance du stator, due aux changements de la température ou le fonctionnement à des vitesses de rotation petites, dégradent les performances de la commande DTC. Cette variation peut être rapide et aléatoire, c'est pourquoi, l'implantation d'un estimateur de cette résistance ou un observateur d'état est plus que nécessaire, afin de corriger ou d'estimer le flux et le couple. Pour résoudre l'inconvénient précédent, divers travaux ont été faits dans lesquels ont visé des arrangements et des algorithmes pour considérer la variation de la résistance statorique [25].

2.2 Principes généraux de la commande directe du couple :

La commande directe du couple (DTC :direct torque control) d'une machine asynchrone est basée sur la détermination « directe » de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs du convertisseur statique d'alimentation en vue d'imposer les niveaux de couple et de flux désirés .la séquence de commande des interrupteurs est donc directement issue des régulateurs de flux et de couple qui sont généralement des régulateurs à hystérésis, ce type de stratégie se classe donc dans la catégorie des commandes en amplitude, par Opposition aux lois de commandes en durée qui sont basées sur un réglage de la valeur moyenne de la tension par modulation de largeur d'impulsion [9], [10],[11], [12] .

2.2.1 Fonctionnement avec un onduleur de tension à deux niveaux :

Dans le plan complexe constitué des axes $(\alpha\beta)$; le vecteur tension complexe représentant l'état d'un onduleur de tension triphasé ne peut avoir que huit positions distinctes du fait que chacun des trois bras de l'onduleur ne peut avoir que deux états possibles .Le vecteur tension complexe est ainsi défini par la transformation suivante :

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[V_a + V_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (2-1)$$

Où V_a, V_b, V_c sont les tensions simples à la sortie de l'onduleur (figure II-1)

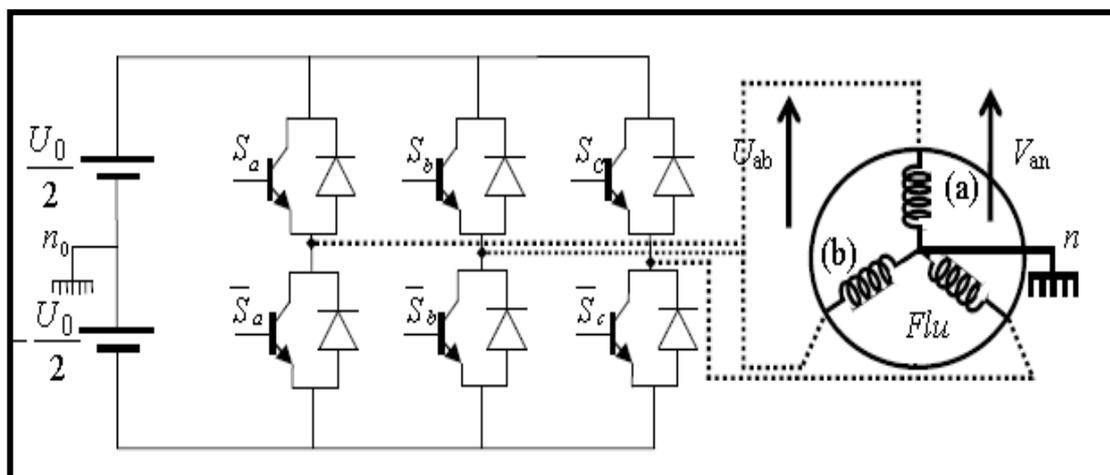


Figure (2-4) : onduleur en pont et sa charge

Par conséquent, en utilisant les variables logiques représentant l'état des interrupteurs, le vecteur tension peut s'écrire sous la forme :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 (S_a + aS_b + a^2S_c) \quad (2-2)$$

Avec : $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$

La **figure (2-5)** montre la représentation dans le plan complexe des six vectrices tensions non nulles générées par un onduleur de tension à deux niveaux. Comme on peut constater, les combinaisons $(S_a S_b S_c) = (1 1 1)$ et $(0 0 0)$ donnent des vecteurs nuls.

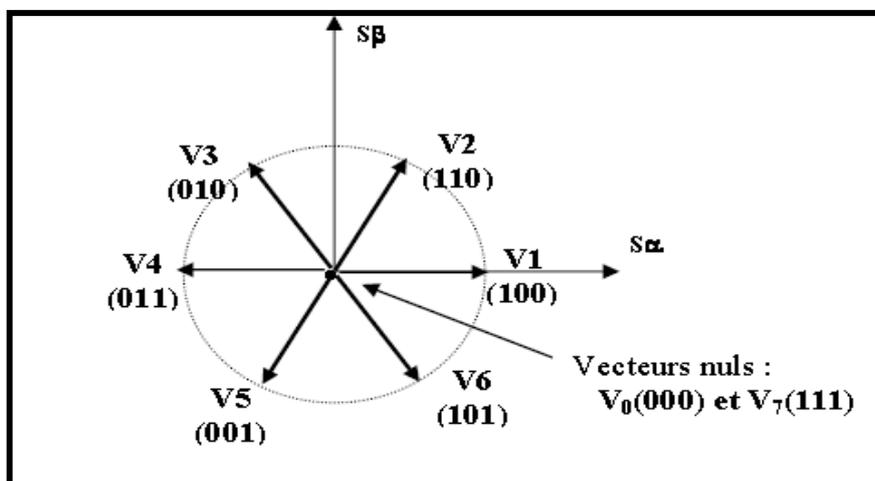


Figure (2-5) : Représentation vectorielle de l'onduleur de tension

2.2.2 Caractéristiques dynamiques des grandeurs à contrôler (flux, couple) :

Le contrôle direct du couple est basé sur le réglage du flux statorique, car il présente généralement une dynamique nettement plus rapide que celle du flux rotorique [17]. Par ailleurs, la détermination du flux statorique est relativement plus aisée puisqu'il est directement lié à des grandeurs électriques accessibles à la mesure, à savoir le courant et la tension statorique. Ainsi, en réglant le flux statorique, on règle indirectement le flux rotorique. Comme dans les autres méthodes de contrôle du flux, on impose à ce dernier une référence constante et de valeur nominale pour les vitesses inférieures à la vitesse nominale. Pour les vitesses supérieures, on impose une référence

de flux qui décroît selon une proportion inverse de la vitesse, ce qui correspond au de fluxage à puissance maximale constante [13], [14].

A. Comportement dynamique du flux statorique :

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

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\Phi_s}{dt} \rightarrow \Phi_s = \Phi_{so} + \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (2-3)$$

En négligeant la chute de tension due à la résistance statorique pour simplifier notre étude, on trouve l'équation :

$$\Phi_s = \Phi_{so} + \int_0^t V_s dt$$

On sait que, pendant une période d'échantillonnage (T_e) , la vectrice tension appliquée à la machine reste constant, donc :

$$\Phi_s(k+1) \approx \Phi_s(k) + V_s T_e \rightarrow \Delta\Phi_s = V_s T_e \quad (2-4)$$

Ou :

- $\Phi_s(k)$: vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage actuel ;
- $\Phi_s(k+1)$: vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage suivant
- $\Delta\Phi_s$: vecteur variation de flux statorique = $\Phi_s(k+1) - \Phi_s(k)$;
- T_e : période d'échantillonnage.

Tandis que la période d'échantillonnage est fixe, $\Delta\Phi_s$ est proportionnel de vecteur tension appliquée au moteur [20].

L'extrémité du vecteur Φ_s se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur V_s sélectionné pendant T_e , ce principe est décrit par la **Figure (2-6)**.

Lorsqu'on applique une tension constante quelconque V_s , l'extrémité du vecteur flux statorique se déplace selon une droite parallèle à la vecteur tension ceci avec une vitesse égale à l'amplitude de ce dernier vecteur [20].

Lorsque la vecteur tension choisi V_s est non nul, la direction de l'extrémité du flux Φ_s est donnée par sa dérivée $\frac{d\Phi_s}{dt}$ correspondant pratiquement au vecteur V_s . Ainsi on peut voir que si la tension appliquée est perpendiculaire à la direction du flux, le déplacement de son extrémité est maximal et son amplitude conserve sa valeur. Par contre dans le cas où V_s est décalée par rapport à la perpendiculaire du flux, on observe un ralentissement du déplacement de l'extrémité du flux et une diminution (respectivement, augmentation) de son amplitude comme le montre la figure (2-6) :

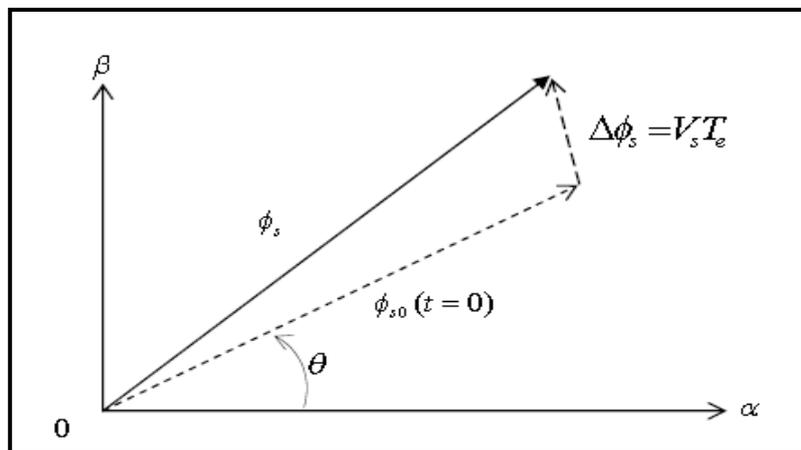


Figure (2-6) : evolution du flux de stator dans le plan(α,β)

De même, on ne relève que la « vitesse » de déplacement de l'extrémité du flux et nulle ou même négative, si l'on applique une vecteur tension nulle.

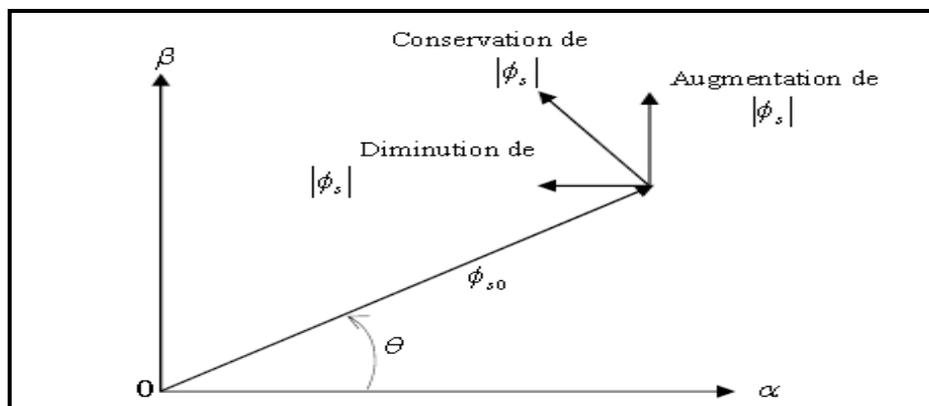


Figure (2-7) :comportement du flux de stator pour différents vecteurs tension V_s

B. Variation du couple électromagnétique :

Supposons que le vecteur flux statorique Φ_s tourne avec une amplitude constante Φ_{s0} et avec une vitesse de rotation ω_{s0} et on suppose que le vecteur flux rotorique Φ_r conserve une amplitude constante et tourne à la même vitesse moyenne ω_{s0} que le vecteur flux statorique

$$\begin{cases} \overline{\Phi_s} = \Phi_{s0} e^{j\theta_{s0}} \\ \overline{\Phi_r} = \Phi_{r0} e^{j\theta_{r0}} \end{cases} \quad (2-5)$$

Ou :

Φ_{s0} et Φ_{r0} sont les modules respectifs du flux statorique et rotorique à l'instant t_0 .

Le couple électromagnétique est proportionnel à l'amplitude du produit vectoriel entre les vecteurs flux statorique et rotorique :

$$C_{em} = p \frac{M}{\sigma L_s L_r} |\overline{\Phi_s} \times \overline{\Phi_r}| \quad (2-6)$$

En régime établi, le couple s'écrit comme suit :

$$C_{em0} = p \frac{M}{\sigma L_s L_r} \Phi_{s0} \Phi_{r0} \sin \gamma_0 \quad (2-7)$$

Avec : $\gamma_0 = \theta_{s0} - \theta_{r0}$

Φ_s : le vecteur flux statorique

Φ_r : le vecteur flux rotorique γ_0 : angle entre les flux statorique et rotorique

En supposant que l'amplitude du vecteur flux statorique $\overline{\Phi_s}$ est maintenue constante par un réglage approprié du vecteur tension statorique, l'amplitude du vecteur flux rotorique $\overline{\Phi_r}$ est aussi approximativement constante. permet donc de conclure que le réglage du couple électromagnétique peut être effectué indépendamment de celui des amplitudes des flux statorique et rotorique en agissant seulement sur l'écart angulaire γ entre ces deux vecteurs [15],[9].

pour régler l'angle γ , et donc le couple, il suffit de régler la position du vecteur flux statorique dans le repère (α, β) en appliquant à chaque fois un vecteur tension qui a tendance à accélérer ou à décélérer le vecteur flux statorique selon que l'on veut augmenter ou diminuer le couple.

2.3 stratégie du commande direct du couple :

La stratégie du commande directe du couple, initialement proposée par TAKAHACHI [16], est basée sur les principes développés dans le paragraphe précédent. Elle consiste à contrôler à l'aide d'un choix approprié des huit vecteurs tension de l'onduleur, l'amplitude du flux statorique et le couple de manière directe et simultanée. Le flux et le couple sont estimés en utilisant les courants et tensions de ligne, puis comparés à leurs consignes respectives par des comparateurs à hystérésis à deux ou trois états. Le choix du vecteur tension se fait donc suivant l'état des comparateurs (exemple : +1 s'il faut augmenter le flux et 0 s'il faut le diminuer) et en fonction de la position du vecteur flux statorique dans le plan complexe. Nous donnons ci-dessous les étapes de l'algorithme de commande :

- Le domaine temporel est divisé en périodes de durée T_e qui correspondent donc à la période de commande ou d'échantillonnage.
- A chaque instant d'échantillonnage, les courants et tensions de ligne sont mesurés (il est souvent préférable, pour des raisons bruits parasites, de reconstituer les tensions de phase à partir de la mesure de la tension côté continu et de la connaissance de l'état des interrupteurs de l'onduleur [17]).
 - Les composantes du vecteur flux statorique sont reconstitués en utilisant simplement l'expression (2-3). La position du flux dans le plan est ainsi déterminée.
 - L'estimation du couple électromagnétique de la machine découle directement de l'estimation des composantes du flux statorique et de la mesure des courants de ligne

$$(C_{em} = P(\hat{\Phi}_{s\alpha} I_{s\beta} - \hat{\Phi}_{s\beta} I_{s\alpha})) \quad (2-8)$$

- Les amplitudes du flux et du couple estimés sont comparées à leurs valeurs de consigne respectives par des comparateurs à hystérésis qui indiquent s'il faut augmenter ou diminuer ces grandeurs. Ainsi, si la sortie du comparateur de flux, notée c_{flx} , est à l'état +1, il faut sélectionner un vecteur tension dans la composante radiale v_a dans le sens de l'augmentation de l'amplitude du flux, sinon (ie $c_{flx}=0$), il faut choisir le vecteur ayant la composante radiale opposée. De la même manière, la sortie du comparateur de couple, notée c_{cpl} , indique s'il faut augmenter ou diminuer le couple et permet donc désélectionner le vecteur tension approprié mais cette fois-ci sur la base de sa composante transversale.

- Le choix du vecteur tension est donc celui qui possède dans le secteur où se trouve le vecteur flux statorique à l'instant d'échantillonnage considéré, les composantes radiale et transversale appropriées. On voit clairement qu'il y a un découplage entre la commande du flux et celle du couple.

- On décompose généralement le plan d'évolution du vecteur $\overline{\Phi}_s$ en six secteurs (Numérotés de 1 à 6) symétriques par rapport aux directions des six vecteurs tension non nuls de l'onduleur **Figure(2-8)**. Lorsque $\overline{\Phi}_s$ se trouve dans une zone d'indice i , les deux vectrices tensions \overline{V}_i et \overline{V}_{i+3} ont la composante de flux la plus importante (composante radiale). Cependant leurs composantes respectives de couple (composante transversale) ne sont pas très significatives.

- On préfère alors utiliser les quatre autres vecteurs tension qui permettent d'agir sur les deux grandeurs simultanément. La sélection de ces vecteurs s'effectue donc comme suit :

- * si \overline{V}_{i+1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple croît.
- * si \overline{V}_{i+2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple croît.
- * si \overline{V}_{i-1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple décroît.
- * si \overline{V}_{i-2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple décroît.
- * si \overline{V}_0 ou \overline{V}_7 est sélectionné alors l'amplitude du flux s'arrête et le couple décroît.

Si la vitesse est positive et croît si la vitesse est négative.

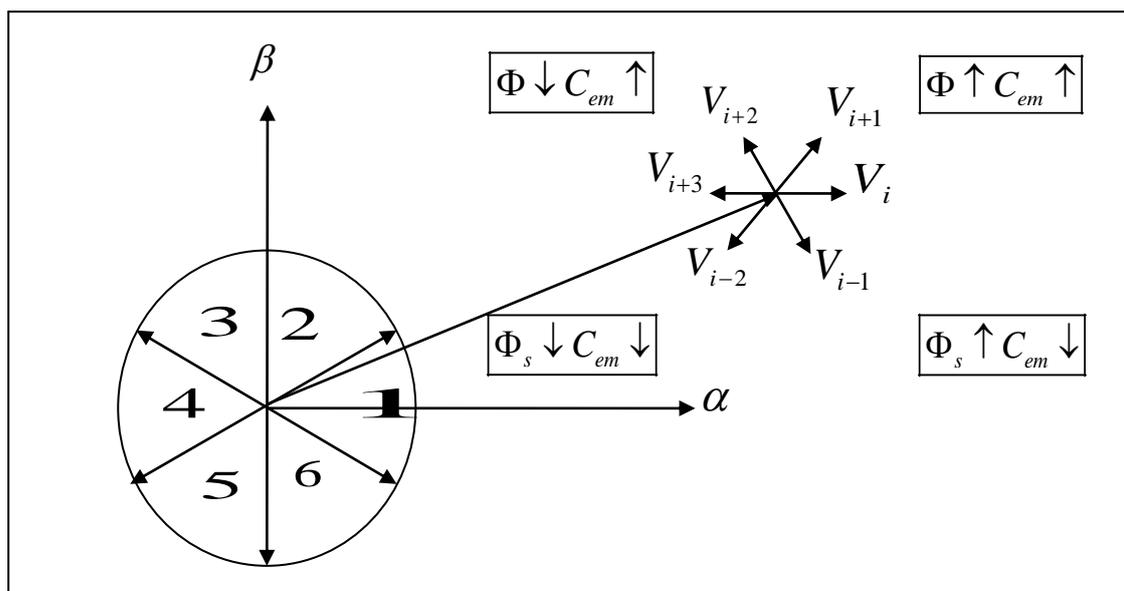


Figure (2-8) : choix de vecteur tension

2.3.1 Estimation du flux statorique :

L'estimateur, obtenu par intégration des tensions statoriques dans les axes fixes ($\alpha\beta$), à été largement utilisé pour la DTC .En raison de sa simplicité cette structure présente des limitations importantes .le principal inconvénient est le fonctionnement a basses vitesses, en raison de sa sensibilité aux variations de la résistance R_s au cours du fonctionnement.

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statorique courant et tension de la machine [5].

On définit tout abord avant l'étude du contrôleur de flux, les étapes de calcul nécessaires à l'estimation de l'amplitude du flux statorique. A partir de l'équation :

$$\Phi_s = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt$$

On obtient les composantes α et β du vecteur Φ_s :

$$\overline{\Phi_s} = \Phi_{s\alpha} + j\Phi_{s\beta} \tag{2-9}$$

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \Phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \tag{2-10}$$

On obtient les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$, à partir des commandes (s_a, s_b, s_c) de la mesure de la tension de l'onduleur U_0 et en appliquant la transformée CONCORDIA :

$$\begin{aligned} \bar{V}_s &= V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \\ \begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}}U_0 \left[s_a - \frac{1}{2}(s_b + s_c) \right] \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}}U_0(s_b - s_c) \end{cases} \end{aligned} \quad (2-11)$$

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

$$\bar{I}_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \quad (2-12)$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}}I_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}}(I_{sb} - I_{sc}) \end{cases} \quad (2-13)$$

Le module du flux statorique est défini par :

$$\Phi_s = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (2-14)$$

La zone N_i dans laquelle se situe le vecteur $\bar{\Phi}_s$ est déterminée à partir des composantes $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$. l'angle Ψ_s entre le référentiel statorique et le vecteur flux $\bar{\Phi}_s$

Est égal à :

$$\Psi_s = \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} \quad (2-15)$$

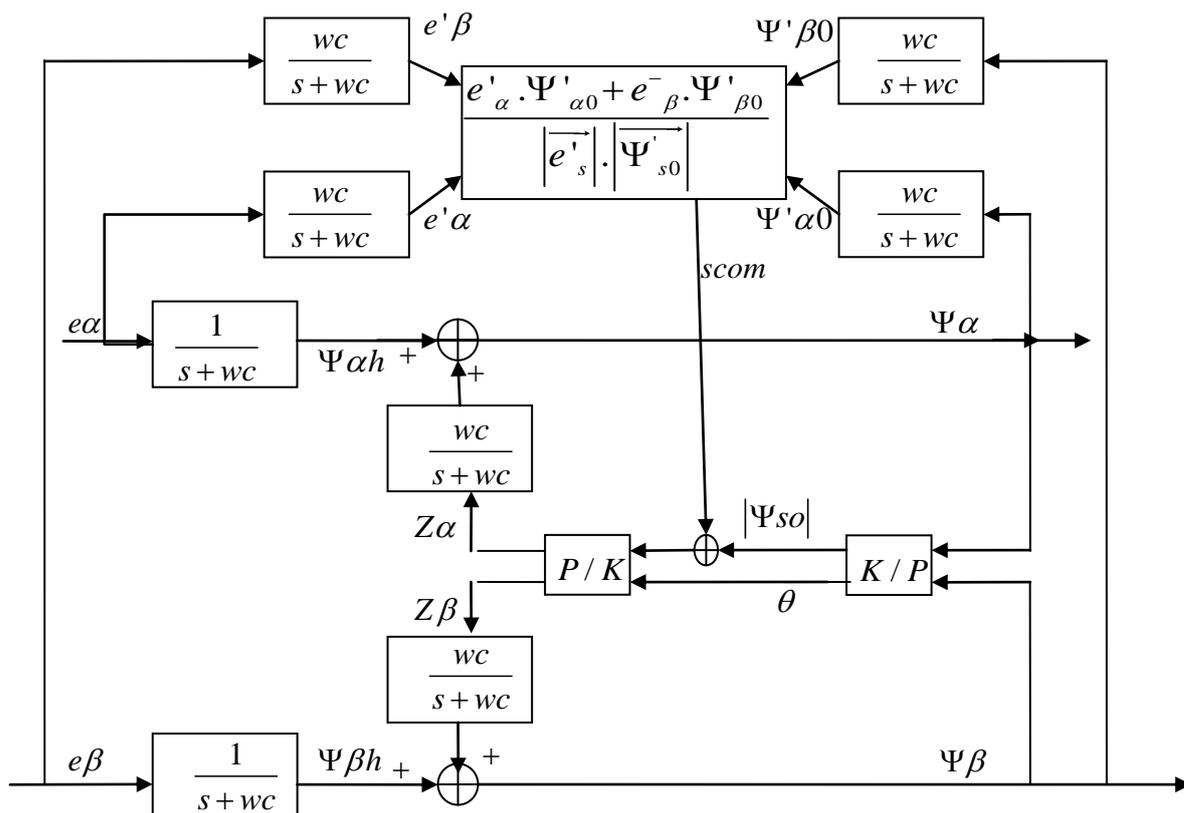


Figure (2-9) : observateur perpendiculaire non linéaire de flux

À cause de L'observateur proposé **Figure (2-9)**, le lien du flux stator peut alors être estimé avec précision sur une large plage de vitesse. D'ailleurs, cet observateur est très simple dans sa structure, ni régulateur PI non linéaire de saturation ni bloc limiteur inclus, robuste à l'incertitude des paramètres moteur, adaptés pour l'application où le flux du moteur est nécessaire de modifier ou de ne pas varier pendant le fonctionnement et facile à mettre en œuvre dans l'application pratique.

Pour assurer une estimation correcte de flux sur une large plage de vitesse, il est important de faire la force contre-électromotrice être perpendiculaire au flux de stator, qui peut être atteint par l'approche de compensation de flux.

Enfin, l'observateur de flux proposé peut estimer de façon précise le lien du flux stator, y compris son amplitude angle de phase et même si le moteur tourne à une vitesse très faible.

L'observateur conserve encore le bien-fondé de rapidement réponse dynamique de couple et de la robustesse à l'incertitude.

Pour avoir des bonnes performances dynamiques du DTC pratiquement.

Après les équations de (l'annexe 4) on peut trouver la **figure (2-9)**.

2.3.2 Estimation du couple électromécanique :

Le couple électromagnétique est estimé, uniquement à partir des flux et courants statoriques dans le repère (α, β) qui peut se mettre sous la forme suivante :

$$C_{em} = \left| \Phi_{s\alpha} i_{s\alpha} - \Phi_{s\beta} i_{s\beta} \right| \quad (2-16)$$

2.4 Elaboration du vecteur de commande :

2.4.1 Elaboration du contrôleur de flux :

Lorsque le flux se trouve dans la zone $N=i$, V_{i+1} ou V_{i-1} sont choisis pour augmenter l'amplitude du flux, et V_{i+2} ou V_{i-2} sont choisis pour diminuer l'amplitude du flux, **figure (2.10)**. Ce qui montre que le choix du vecteur tension dépend du signe de l'erreur du flux et indépendamment de l'amplitude de l'erreur. Donc la sortie du correcteur du flux peut être un variable booléenne :

- 1 : lorsque l'erreur de flux est positive.
- 0 : lorsque l'erreur de flux est négative.

On ajoute une bande d'hystérésis autour de zéro pour éviter les commutations inutiles lorsque l'erreur de flux est très petite .le choix du correcteur à hystérésis à deux niveaux semble être la solution la plus simple et la plus adaptée a la commande étudiée.

En effet avec ce type de correcteur, on peut facilement contrôler et maintenir l'extrémité du vecteur flux Φ_s , dans une couronne circulaire.

La sortie du contrôleur de flux ***cflx*** indique les dépassements supérieurs et inférieurs de l'amplitude du flux .le comparateur à hystérésis à deux niveaux, appliquée sur le flux permet de respecter $\left| \Phi_{ref} - \Phi_s \right| < \Delta\Phi$, avec Φ_{ref} la consigne de flux et $\Delta\Phi$ l'écart d'hystérésis du contrôleur.

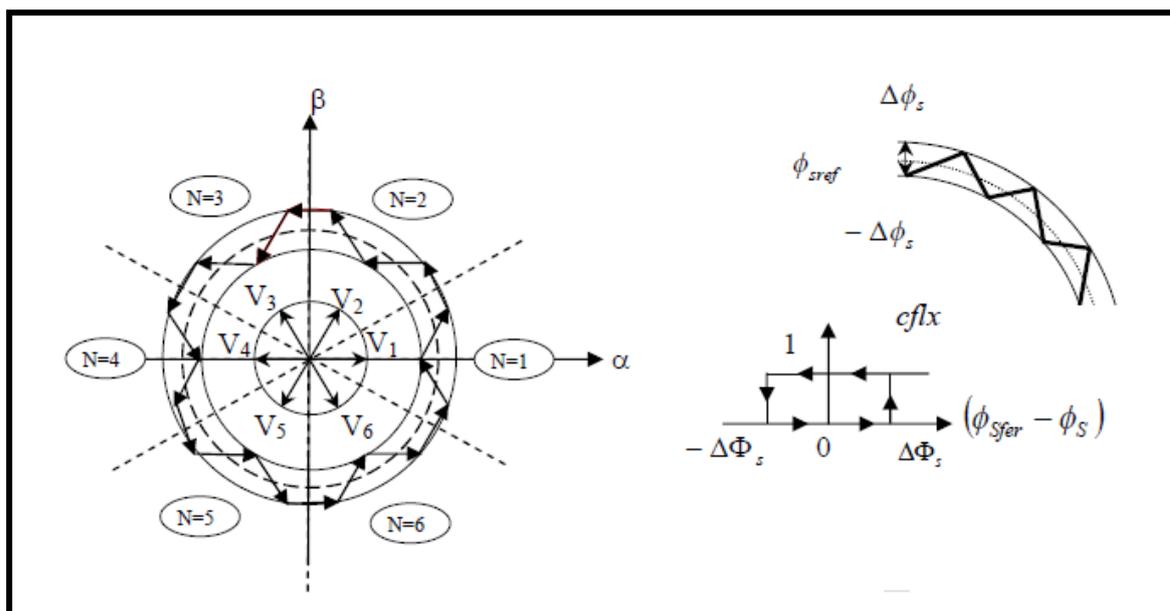


Figure (2-10) : Correcteur de flux à hystérésis et sélection des Vecteurs tensions correspondants

2.4.2 Elaboration du contrôleur de couple électromagnétique :

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites $|C_e \text{ réf} - C_{em}| < \Delta C_e$, avec $C_e \text{ réf}$ la référence de couple et ΔC_e la bande d'hystérésis du correcteur. Cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine [23].

Dans l'étude du contrôleur, appliqué au couple, deux types de comparateurs à hystérésis peuvent être envisagés pour obtenir la dynamique souhaitée sur le couple, soit :

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

A. Correcteurs à deux niveaux :

Le comparateur à deux niveaux diffère du correcteur à trois niveaux par la plus grande simplicité de son application, il contrôle le couple sur un seul sens de rotation du

moteur. Ainsi, seuls les vecteurs V_2 et V_3 peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux

Et par conséquent la diminution du couple est uniquement opérée par l'application des vecteurs nuls. Par contre, ce correcteur ne permet pas d'inverser le sens de rotation du vecteur statoriques.

B. correcteurs à trois niveaux :

Le correcteur à trois niveaux permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif, soit pour un couple négatif. On peut avoir besoin d'augmenter ou diminuer le couple électromagnétique de la machine mais aussi de la maintenir constant, donc un correcteur à trois niveaux est nécessaire. La **figure (2.11)** montre ce type de correcteur.

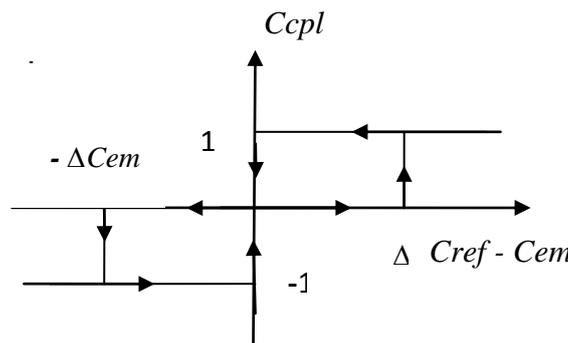


Figure (2-11) : correcteur à trois niveaux.

La **figure (2.12)** montre l'état de sortie logique $ccpl$ du correcteur suivant l'évolution

Du couple électromagnétique Cem par rapport au signe du couple de référence $Cref$.

Le correcteur à trois niveaux permet de fonctionner dans les quatre quadrants sans intervention sur la structure de commande du moteur [23].

Lorsque le couple est augmenté et que la consigne du couple est positive la sortie du correcteur est égale à 1. Inversement si elle est négative " $ccpl$ " est égale à -1.

Dans le cas où l'état de sortie du comparateur " $ccpl$ " est égal à 0, le couple diminue. Ainsi on montre comment le comparateur à hystérésis à trois niveaux permet de respecter la condition, $|C_{e\text{ réf}} - C_{em}| < \Delta C_e$, comme le montre les **figures (2-11) et (2-12)**.

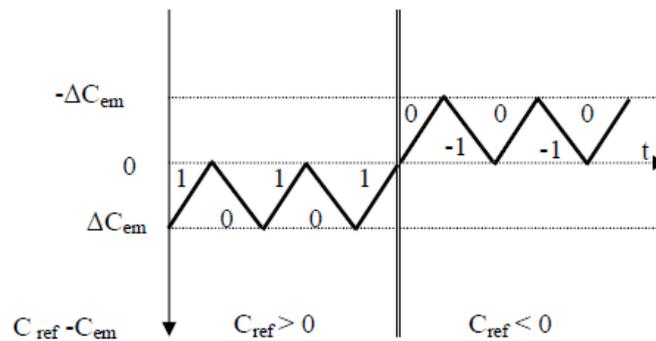


Figure (2-12) : Contrôle du couple électromagnétique à l'aide d'un correcteur à hystérésis à trois niveaux

Dans le cas où la pulsation statorique ω_s est positive et le vecteur flux statorique Φ_s est en avance sur le flux rotorique Φ_r . Le correcteur d'hystérésis à trois niveaux autorise une décroissance rapide du couple électromagnétique. En effet pour diminuer la valeur du couple, en plus des vecteurs nuls, on peut appliquer les vecteurs V_{i-1} et V_{i-2} , si l'on choisit le sens trigonométrique comme sens de rotation du moteur. Dans ce cas, le vecteur flux rotorique Φ_r rattrape le flux Φ_s , lorsque ce dernier est à l'arrêt ou se déplace en sens inverse de rotation du moteur.

De plus il permet à l'un des bras de l'onduleur de commuter beaucoup moins souvent que les deux autres, sur une zone de déplacement du flux Φ_s l'onduleur peut donc avoir en cours de fonctionnement, des phases de mise en veille des interrupteurs d'un bras du Convertisseur [24].

C. Effet de des paramètres de réglage de système de contrôle :

Les seuls paramètres réglables dans le système de contrôle direct du couple sont les bandes d'hystérésis des deux correcteurs à hystérésis de couple et de flux. La résistance statorique est aussi un autre paramètre à adapter pour bien estimer le flux.

D. Effet de la bande à hystérésis du correcteur de flux :

Comme on peut le prévoir, lorsqu'on augmente la bande d'hystérésis du flux, la trajectoire de l'extrémité du flux statorique est la plus éloignée de la trajectoire circulaire. En effet, lorsqu'on augmente la bande d'hystérésis de flux, le nombre de commutation du correcteur de flux diminue, ce qui explique la déformation de la trajectoire d'extrémité du flux.

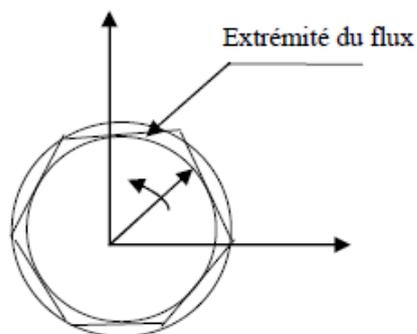


Figure (2-13) : Les deux limites de la trajectoire d'extrémité du flux

E. Effet de la bande à hystérésis du correcteur de couple :

Pour la bande hystérésis du couple, on peut envisager deux effets différents son effet sur le couple moyen et son effet sur la fréquence de commutation du correcteur de couple et par conséquent sur la fréquence de commutation de l'onduleur de tension.

Comme on peut le voir sur la **figure (2 .12)**, le couple moyen est toujours inférieur au couple de référence. Cette erreur est de l'ordre de $\Delta C_{em}/2$. Pour le cas où le couple référence est le couple nominal, cette erreur est négligeable. Mais au contraire, lorsque le couple de référence est petit l'erreur sur le couple moyen peut être importante. Dans un système continu de contrôle de couple ce problème peut être résolu en utilisant une bande d'hystérésis proportionnelle au couple de référence. Mais dans un système échantillonné, selon la dynamique du couple, l'erreur de couple peut être amplifiée [21].

2.5 Table de sélection des vecteurs tension de l'onduleur :

2.5.1 Tables de commutation pour les correcteurs à hystérésis à trois niveaux :

La table de commutation de la structure de contrôle permet de sélectionner le vecteur tension approprié à chaque instant d'échantillonnage en fonction de l'état des comparateurs de

flux et de couple et du secteur où se trouve le vecteur flux statorique dans le plan (α, β) .

Plusieurs tables peuvent être choisies selon le type de contrôleur du couple et des performances dynamiques visées en terme de poursuite des références du flux et des ondulations sur le courant [17] , [18], pour cela , on a la table suivante qui utilise un contrôleurs à hystérésis à trois niveaux:

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	Contrôleur
<i>cflx= 0</i>	<i>ccpl= 1</i>	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	<i>Deux Niveaux</i>
	<i>ccpl= 0</i>	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	
	<i>ccpl= -1</i>	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	<i>Trois niveaux</i>
<i>cflx= 1</i>	<i>ccpl= 1</i>	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	<i>Deux Niveaux</i>
	<i>ccpl= 0</i>	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	
	<i>ccpl= -1</i>	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	<i>Trois niveaux</i>

Tableau 2.1 : Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à trois niveaux (avec les vecteurs tensions nuls).

2.6 Structure générale du contrôle directe du couple :

Cette figure présente les éléments essentiels d'un système de contrôle direct du couple des machines asynchrones. C'est une commande échantillonnée dont la période d'échantillonnage (T_e) est très petite vis-à-vis des constantes de temps de la machine .le choix du vecteur tension est effectuée à chaque période d'échantillonnage, de plus, on applique un filtrage sur les grandeurs statorique de courant afin de limiter les bruits sur le signal de flux calcule et l'effet d'échantillonnage.

L'un des éléments essentiels de cette structure est la table de vérité permettant de définir le choix du vecteur V_s sans avoir recours à la position du rotor qui nécessite

généralement un capteur de vitesse. Cette dernière est en combinaison avec les comparateurs à hystérésis, représente la table de commutation qui remplace le générateur de MLI des structures classiques du contrôle par onduleur de tension à MLI. En plus, avec l'utilisation de ce type de contrôle les exigences de régulateur du courant, régulateur PI de flux et du couple sont éliminés ce qui améliore les performances dynamiques du Système.

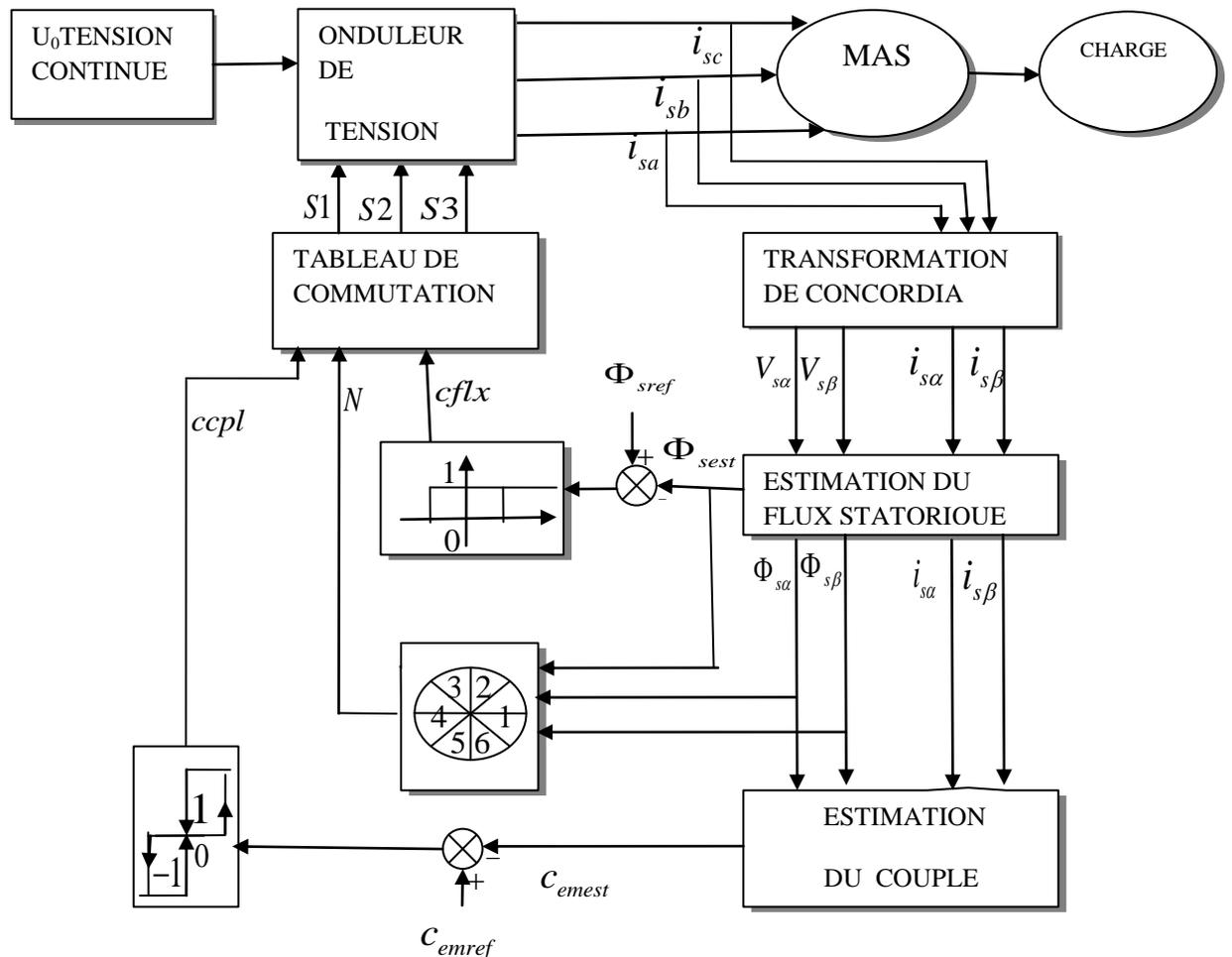


Figure (2.14) : structure générale du contrôle direct du couple

2.7 Simulation du tableau (2.1) de la commande DTC :

On présente dans cette partie les résultats de simulation, illustrant le comportement de la structure de contrôle direct de couple appliquée à un modèle de machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension. Les caractéristiques de cette machine sont définies en annexe 2.

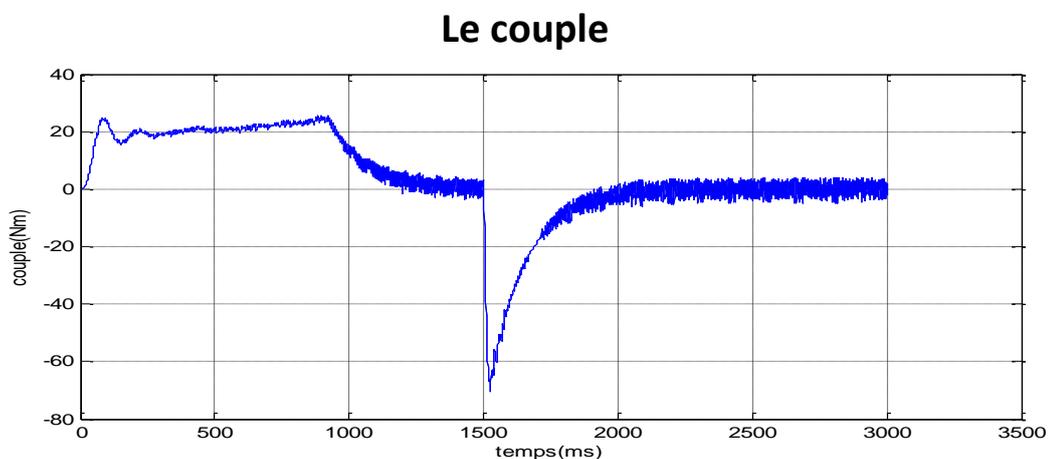
Les caractéristiques de la commande sont imposées par les conditions de fonctionnement de la machine. Ainsi, on applique un échelon de couple résistant de 10 $N.m$ à l'instant $t = 1s$. Les différents résultats de simulation montrent que le flux statorique est commandé à sa référence et le couple électromagnétique suit bien sa valeur de référence, ainsi la trajectoire du flux décrit un cercle comme prévu.

2.8 Interprétation des résultats :

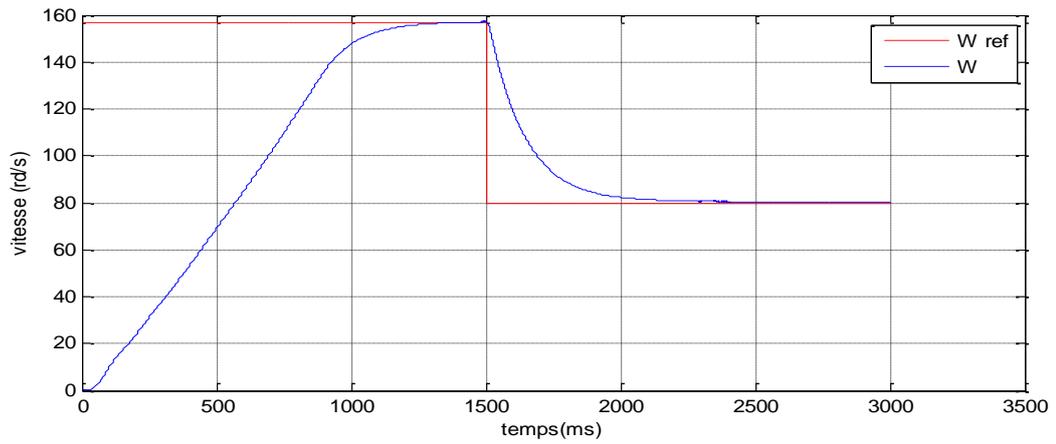
Les figures (2.15) (2.16) représentent la réponse du couple électromagnétique, trajectoire de flux statorique, module de flux statorique, la vitesse de rotation pour un comparateur à trois niveau avec des vecteurs tensions nulles pour réduire le nombre de commutation de l'onduleur. On remarque une bonne réponse du couple qui représente une bonne performance et bien suit de sa valeur de référence. Et la vitesse suit sa valeur de référence sans dépassement avec un bon temps de réponse et se rétablit de nouveau lors de l'application du couple de charge.

Le module de flux est présente une petite ondulation au démarrage sous forme sinusoïdale avec une amplitude constante au régime permanent. Pendant le régime transitoire le courant et le flux statorique présentent des oscillations puis elles diminuent en régime permanent. La vitesse présente un accroissement presque négligeable, puis elle atteint sa référence pendant l'application de la charge. À cause de présence de régulateur de vitesse (IP) voir l'annexe 3.

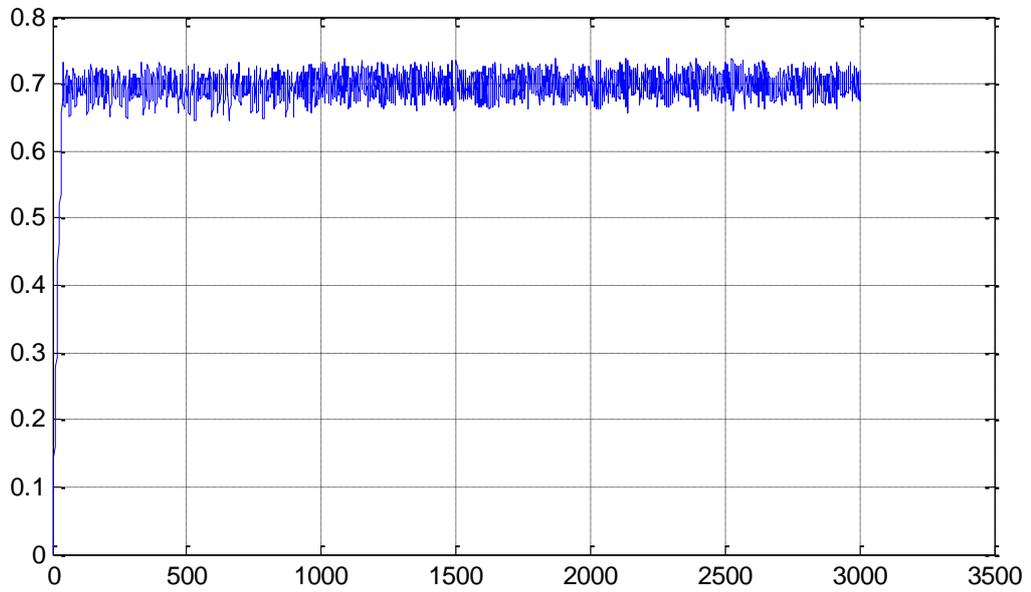
2.9 Les résultants de simulation :



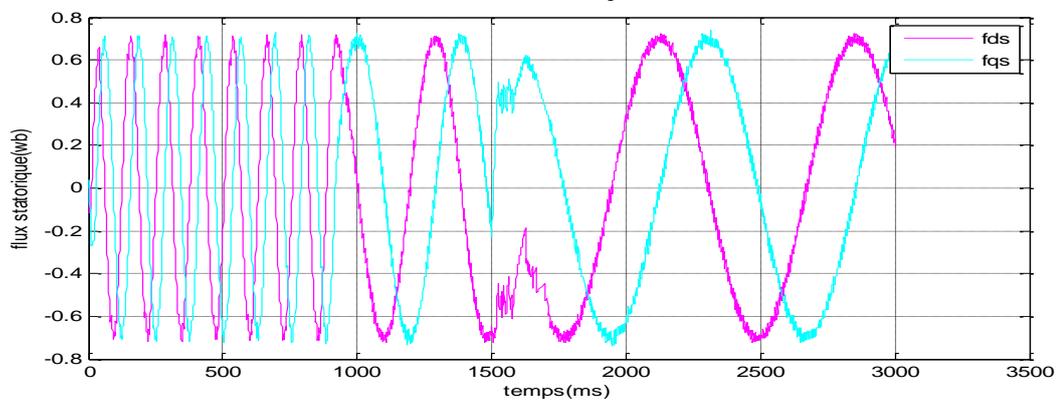
La vitesse



Module de flux statorique



Flux statorique



Le secteur

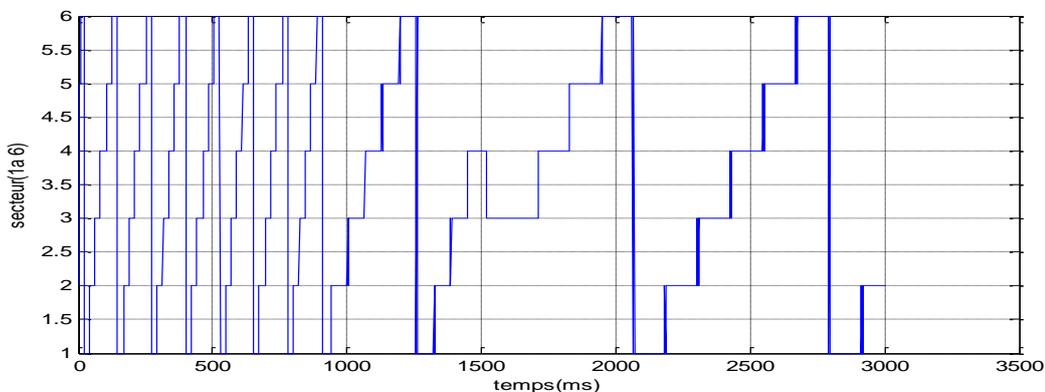


Figure (2-15) : Résultats de simulation tableau (2.1)
trajectoire de flux statorique(fds en lct de fqs)

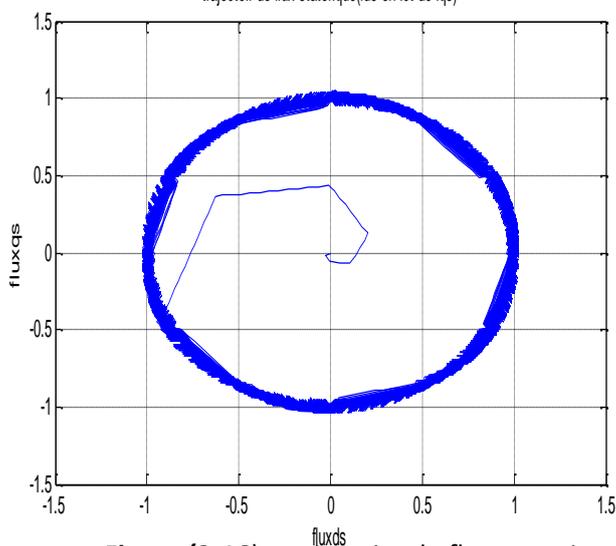


Figure (2-16) : trajectoire de flux statorique

2.10 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les concepts généraux de la commande directe du couple d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux. L'étude principe de la structure de commande a été élaborée à partir des conditions de fonctionnement idéales, cette technique apporte une solution très intéressante aux problèmes de robustesse.

L'avantage principal de ce type de contrôle est qu'il permet de contrôler le flux et le couple de la machine sans avoir besoin d'utiliser un capteur mécanique.

Les résultats de simulation obtenus, nous ont permis de juger la qualité de la commande.

La commande *DTC* permet d'obtenir des performances dynamiques du couple très satisfaisantes, caractérisées par des faibles temps de réponse et par une absence de dépassement de consigne ou oscillations transitoires.

Les correcteurs de vitesse nous à permet d'augmenter les performances et éliminer la chute de vitesse lors de l'augmentation du couple de charge.

Lors de fonctionnement du système les paramètres (résistances statorique et rotorique) de la machine asynchrone changent donc les dynamiques de réponse de la *DTC* est détériorée et pour maintenue cette dynamique bonnes, dans le chapitre suivant on à élaborer un estimateur non linéaire pour estimer ces résistances.

Conclusion général

L'objectif du présent travail est la modélisation et la simulation de la commande DTC d'une machine asynchrone.

Ce travail utilise comme outil de développement l'environnement Matlab Simulink et Xilinx System Generator.

En effet, cette interface de développement offre multiple avantages parmi les quelle on peut citer :

- Une solution typique et optimale pour réaliser les descriptions matérielles.
- Une interface graphique laissant l'utilisateur créer des systèmes hautement parallèles pour FPGA d'une manière plus simple.
- peuvent être raccordés aux autres blocs et autres Toolbox de Matlab Simulink .
- Traduction vers le code VHDL.

La réalisation de ce travail passe par certaines étapes.

En premier lieu, nous avons entamé à la description mathématique du comportement dynamique de la machine asynchrone triphasé. A travers l'adoption de certaines hypothèses simplificatrices et l'utilisation des transformations de coordonnées, un modèle mathématique relativement simplifié a été obtenu.

En deuxième lieu, nous avons présenté la commande directe du couple d'une machine asynchrone triphasé ainsi que sa modélisation dans le Matlab Simulink.

En troisième lieu, nous avons donné une description générale des circuits programmables de type FPGA ainsi qu'on a déduit que Les résultats de la simulation obtenus par le Simulink sont identiques aux celles obtenus par le XSG qu'il traduit ces résultats vers le code VHDL. Les outils Xilinx System Generator ont été exploités pour développer la version Hardware de l'application déjà réalisé par Simulink.

Finalement, Ce travail est une étape préliminaire, dans un projet globale qui vise l'implémentation d'un schéma de commande pour la machine asynchrone.

Pour le compléter, on peut envisager les perspectives suivantes:

- Optimisation de la conception réalisée afin d'arriver à consommation minimum de ressource.

- L'implémentation réelle de la conception réalisée dans une plateforme expérimentale.

Introduction générale

La réduction des délais, des efforts, des coûts, d'étude, de conception, de simulation et de Vérification, en vue d'obtenir un prototype convenable pour un nouveau système, représente des préoccupations moyennes pour chaque concepteur. Plus en plus que les

Systèmes deviennent complexes, plus en plus que ces préoccupations deviennent exigées.

En effet, pour un système complexe, le prototypage comporte un nombre élevé

D'opérations mathématiques et une grande précision (un grand nombre de bits pour la partie Entière et fractionnaire des opérandes), ce qui le rend trop lent (plusieurs jours) à simuler par des logiciels comme Matlab-Simulink. De plus, ces tests n'impliquent qu'une quantité massive de résultats soit accumulée dans Matlab, ce qui a pour conséquence d'alourdir les opérations.

D'outre part, avec l'application des circuits numériques, très sophistiqués tels que les FPGAs, il est devenu possible de réaliser des applications numériques avec des propriétés équivalentes à celle analogiques. Cette possibilité est offerte par le mode de formation, la reconfigurabilité, le parallélisme et la rapidité inhérente des circuits reconfigurable en particulier les FPGAs.

Les avantages suscités des FPGA, ont permis non seulement un issu, pour accélérer l'état de la conception et la simulation des systèmes, mais aussi un support hardware pour une vérification réelle des applications sans reconstruire des prototypes physique dont les coûts engendré sont considérable.

Ce travail de thèse a pour objectif l'élaboration d'une étude complète avec conception et simulation d'un circuit numérique d'une commande DTC pour un moteur asynchrone triphasé à base d'un circuit reconfigurable FPGA en vue d'améliorer les performances et la fiabilité du circuit de commande en tenant compte des spécifiés

structurelles des circuits reconfigurables FPGA. C'est dans ce contexte que cette thèse est élaborée avec la mise au point d'une solution architectural pour des algorithmes en temps réel.

La démarche scientifique adoptée dans cette thèse suit cette structuration :

- Dans le premier chapitre nous présenterons une modélisation de la machine asynchrone dans le régime linéaire en utilisant la transformation de Concordia.
- Le deuxième chapitre est consacré à la présentation de la commande directe de couple, pour le régime linéaire de la machine.

- Le troisième chapitre concerne l'état d'art des circuits logiques programmables en particulier les FPGA. On traitera l'architecture interne de ces circuits, la deuxième partie est consacrée aux moyens de développement et outils de conception ainsi qu'une description de langage VHDL.
- Le dernier chapitre est consacré à l'implémentation de la commande DTC en utilisant l'environnement SIMULINK-XSG (XILINX SYSTEM GENERATOR), ainsi que la comparaison entre les résultats de la simulation sous le SIMULINK et les résultats de simulation sur le XSG.

En fin, nous clôturons ce document avec une conclusion générale sur ce qu'on a traité dans notre étude.

BIBLIOGRAPHIE :

[1]	S. HADDAD M.CNARIF « Etude comparative de la commande vectorielle et celle par mode de glissement d'un moteur asynchrone ». <i>Thèse d'ingénieur, Université de M'sila 2005/2006</i>
[2]	R.Achouri M.Hidouche « commande vectoriel de la machine asynchrone » <i>Thèse d'ingénieur En Electrotechnique Ecole Nationale Polytechnique 2007</i>
[3]	A.DECHOUCHA T.DJEDIDI « commande par mode de glissement par imposition des pales d'une machine à induction linéarisée par orientation du flux » <i>thèse d'ingénieur, université de M'sila 2004/2005</i>
[4]	K.Yazid « commande vectoriel de la machine avec prise en compte des variations de la constant de temps rotorique » <i>thèse magister USTHB 1996</i>
[5]	LZOUAOUI K.MAOUASSI « Contribution à l'étude d'une commande en vitesse d'une machine asynchrone par filtre de KALMAN » <i>Thèse d'ingénieur université de M'sila 2005/2006</i>
[6]	L.BAGHLI « Modélisation et commande de la machine asynchrone » <i>université Henri Poincaré 2005</i>
[7]	N. MAHMOUDI « optimisation par algorithme génétique application à la commande de la machine asynchrone » <i>université de M'sila 2006</i>
[8]	M.BENAISSA « Minimisation des pulsations de couple dans un commande direct de couple DTC de la machine asynchrone » <i>Thèse Magister en Electrotechnique Université de Batna</i>
[9]	M.R.Zolghadri, « Contrôle direct du couple des actionneurs synchrones », <i>Thèse Doctorat INP, Grenoble 1997.</i>
[10]	R.Zaimeddine, « Contribution à l'étude du contrôle direct du couple d'une machine asynchrone sans capteur mécanique, Application au véhicule électrique », <i>Mémoire de magistère EMP, ALGER 1999.</i>
[11]	C. Lascu, I. Boldea, F. Blaabjerg, « A modified direct torque control of induction motor sensorless drive » <i>IEEE Trans.indus.appli, Vol.36, n° 1, Jan/Feb.2000</i>
[12]	M.H .Shin, D. S. Hyun, S.Y. Choe, « An improved stator flux estimation for speed sensorless stator flux orientation control of induction motors », <i>Trans. Elect, Vol.15, n° 2, Mar .2000</i>

[13]	P. Vas , « Vector control of AC machines », Ed .Oxford University Press, 1990
[14]	N. Nash, N. James, « direct torque control, Induction motor, Vector control without an encoder », <i>IEEE Trans.Indus. Appli</i> ,Vol. 33, n° 2 Mar/Apr.1997.
[15]	Y. A. Chapuis, « Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone par l'orientation de son flux statorique », <i>Thèse Doctorat INP ?Grenoble 1996</i>
[16]	I. Takahashi, T. Noguchi,« A new quick-reponse and high efficiency control strategy of induction motor », <i>IEEE Trans. Indus. Appli</i> , Vol .22, n°.5Sept/Oct. 1986
[17]	C. W. Carlos, « Modélisation contrôle vectoriel et DTC », <i>Ed. Hermès Science Publications, Paris, 2000</i>
[18]	D. Casadei, G. Grandi, G. Serra , A. Tani, « Effects of flux and torque hysteresis band amplitude in direct torque control of induction machines », <i>IEEE Trans. Indus. Elect</i> , Vol .46,n°.1?Mar.1994.
[19]	B. Reda, , « Contrôle vectorielle de le machine asynchrone », <i>Mémoire d'ingénieur Université de Constantine, juin 2000.</i>
[20]	Xavier Roboam Bernard de Fornel, Maria Pietrzak-David, « Lois de commande directe du couple du moteur asynchrone ». <i>Article sans date.</i>
[21]	A. Rahal, M.Fedjiri, « contrôle directe du couple de la machine asynchrone »
[22]	D.Belhadj, « Contrôle directe du couple de la machine asynchrone structures d'observation et application aux systèmes multi machines multi convertisseurs », <i>Thèse de Doctorat Université El-Manar Ecole Nationale d'ingénieur De Tunis 2001.</i>
[23]	A. Elbacha, M.T. Lamchich et M. Cherkaoui, « contrôle du couple d'une machine asynchrone ».
[24]	T. Lameche, « développement et implémentation par logique floue d'une commande DTC d'un moteur à induction alimente par un Onduleur de tension PMW » <i>Thèse de magistère, Université de Sétif 2003.</i>
[25]	R .TOUFOUTI, « Contribution a la commande directe du couple de la machine asynchrone », <i>Thèse de Doctorat Université mentouri Constantine 2008.</i>

[26]	Z. AIT OUALI, « Application des FPGA à la commande d'un moteur asynchrone ». <i>Mémoire magister à l'université Mouloud MAMMERY de TIZI-OUZOU 2010.</i>
[27]	M. WISSEM NAOUAR « Algorithme de contrôle de courant ». <i>Thèse de doctorat à l'école d'ingénieur de Tunis le 06 décembre 2007.</i>
[28]	R. GRISEL ,« les réseaux logiques programmables », <i>professeur université IUPGCU Amiens.</i>
[29]	A. VACHOUX,« Modélisation des systèmes intégrés numériques-introduction à VHDL », <i>Laboratoire de système Microélectronique, STI-LSM, Alain.</i> vachoux@eplf.ch .
[30]	J.DETREY « Arithmétique réelles sur FPGA, Virgule fixe, Virgule flottante et système logarithmique ». <i>15 janvier 2007, ECOLE NORMALE SUPÉRIEURE DE LYON.</i>
[31]	J. GABRIEL MAILOIX, « prototypage rapide de la commande vectorielle surFPGA à l'aide des outils simulink-System generator », <i>Thèse doctorat, université du Québec à Chicoutimi, Canada, 2008.</i>
[32]	L.CADIOU « validation de blocs FPGA/VHDL en Co-simulation Hardware(system generator) », <i>cours de Xilinx, 2009.</i>
[33]	XILINX, Virtex-2 Platform FPGAs : Complete Data Sheet, Http: //www.xilinx.com,Mars2005.
[34]	http: // www.altera.com

Annexe 1 :

Représentation de l'axe (d-q)

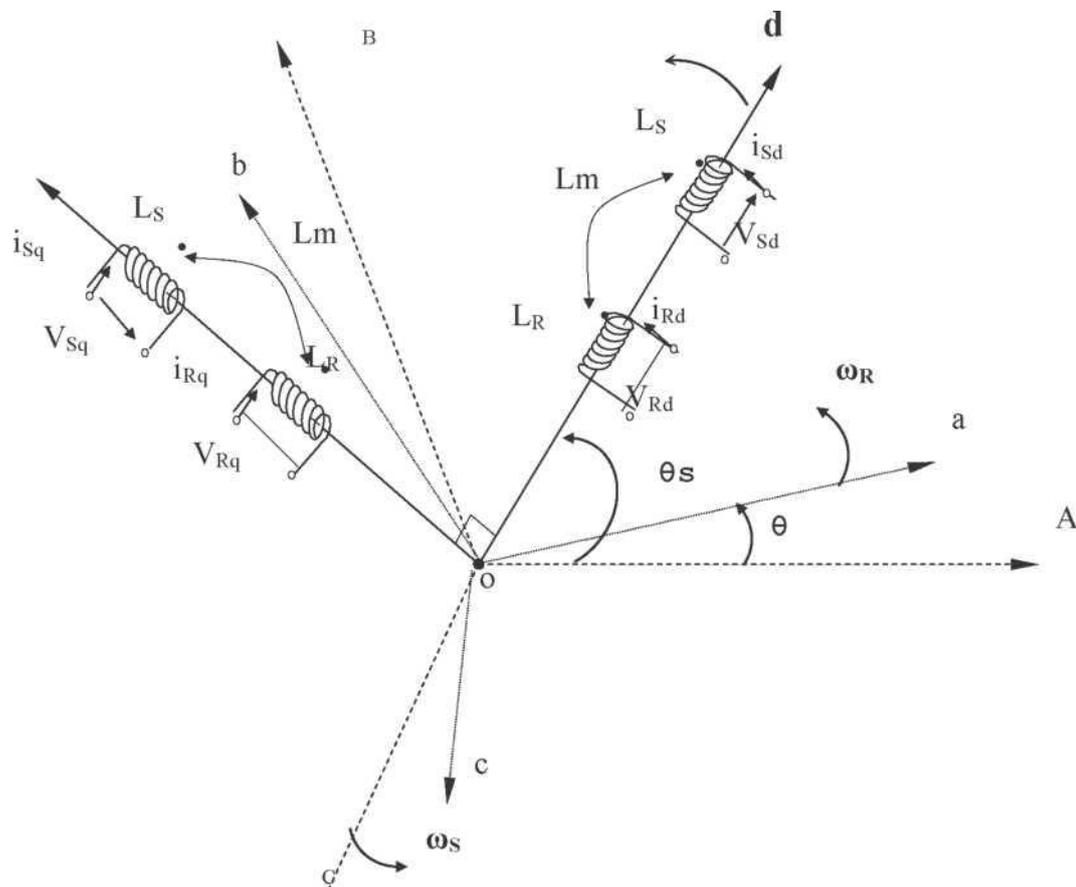


Figure représentation de l'axes (d- q).

a, b, c : Indices correspondants aux trois phases par rapporte au rotor A, B, C: Indices correspondants aux trois phases par rapporte au stator d, q : Axes du référentiel fixe par au champ tournant

O : Ecart angulaire entre les axes des phases de même indice au stator et au rotor θ_s : l'angle entre les axes statorique et l'axe d q

Annexe 2:

Les Paramètres de la machine asynchrone à cage utilisées en simulation:

Paramètres électriques:

<u>LES PARAMATRES</u>	<u>Symboles</u>	<u>VALEUR</u>	<u>UNITE</u>
Puissance	P	4	kw
Vitesse nominale	Ω	1420	Tr/min
tension statorique	Vs	400	V
courant nominal	In	6.4/3.7	A
Résistance statorique.	Rs	1.405	Ω
Résistance rotorique	Rr	1.395	Ω
Inductance statorique	Ls	0.178039	H
Inductance rotorique	Lr	0.178039	H
Inductance mutuelle	Lm	0.1722	H
Constantes du temps rotorique	$Tr=Lr/Rr$	0.1276	H/ Ω
Constantes du temps statorique	$Ts=Ls/Rs$	0.1267	H/ Ω
Coefficient de dispersion total	$\sigma=1-((Lm^2)/(Lr*Ls))$	0.06819	/

Paramètres mécaniques:

<u>LES PARAMATRES</u>	<u>Symboles</u>	<u>VALEUR</u>	<u>UNITE</u>
Moment d'inertie	J	0.0131	kg.m ₂
Coefficient du frottement	Kf	0	N.m*s/rad
Couple résistant (de charge)	Cr	10	N.m

Paramètres électromagnétiques:

<u>LES PARAMATRES</u>	<u>Symboles</u>	<u>VALEUR</u>	<u>UNITE</u>
Nombre de paires de pôles	P	2	Pôles
Fréquence	F	50	Hz

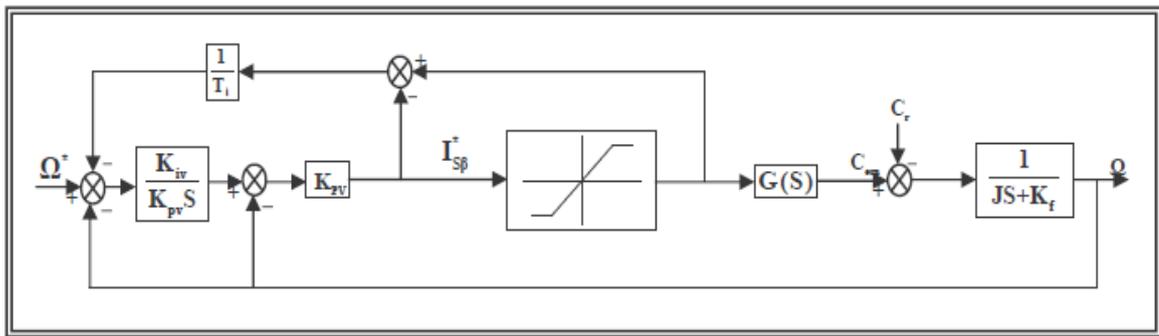


Figure 2 : Régulateur de vitesse IP

Le calcul des coefficients de ce type de régulateur est difficile analytiquement. D'autant plus que les limitations en courant et tension interviennent dès qu'on applique une consigne de vitesse. ainsi, les coefficients K_{iv} , K_{pv} et T_i sont déterminés par la méthode essai et erreur.

Dans notre travail on à utilisé les coefficients suivants :

$$\begin{cases} K_p = \frac{2j}{T_r} \\ K_i = \frac{2.3j}{T_r^2} \\ T_i = 0.1 \end{cases}$$

Annexe 4 :

Equations de l'estimateur non linéaire de flux

La démarche d'intégration classique n'est pas pratique en raison de l'existence de bruit mesuré et les erreurs, le résultat d'estimation du flux comprendra flux continu, Et donc stator locus flux composant n'est pas un cercle centré à l'origine, ce qui conduit à la composante du courant continu et qui affecte gravement le fonctionnement du moteur. Donc pour supprimer la composante continue du flux estimé, causé par l'algorithme de l'intégration pure (II-1), est de filtrer les résultats par un filtre passe-haut, qui peut être

illustré par **Figure1**.

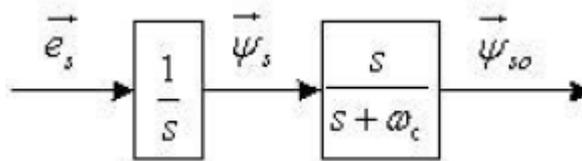
$$\Phi_s = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (\text{II-1})$$


Figure 1 : Filtre passe-haut de flux de liaison

La combinaison du bloc intégrateur pur et du filtre passe-haut donne un filtre passe-bas, comme le montre **Figure2**.

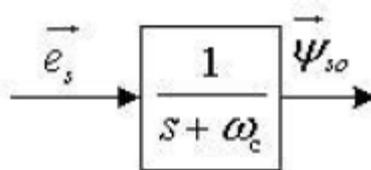


Figure 2 : Filtre passe-bas de force contre-électromotrice

Fig.2 peut être exprimé comme

$$\overrightarrow{\Psi}_{so} = \frac{1}{s + \omega_c} \overrightarrow{e}_s \quad (\text{II-2})$$

Amplitude et la phase de réponse de l'un d'ordre filtre passe-haut sont exprimés en

$$|G(jw)| = \frac{\tau w}{\sqrt{1 + (\tau w)^2}}; \text{phase}G(jw) = \frac{\pi}{2} - \arctan w\tau \quad (\text{II-3})$$

L'équation. (II-3) montre que lorsque la fréquence du flux stator est très élevé, l'atténuation d'amplitude et de déphasage ne sont pas graves, et le flux peut être estimée avec précision, ainsi le comportement de fonctionnement du moteur est bon. Mais si le moteur fonctionne à une vitesse extrêmement faible, l'atténuation d'amplitude et la phase de flux changent et devenir très grave qui conduit à une estimation inexacte des flux et la détérioration de performance de la DTC. Par conséquent, l'amplitude et la phase du flux doit être bien compensé au cours de basse vitesse opération, comme l'illustre la **Figure .3**

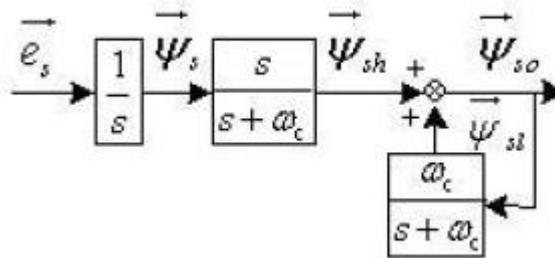


Figure 3 : flux d'observateur passe-bas d'indemnisation

$\overline{\Psi}_s, \overline{\Psi}_{sh}, \overline{\Psi}_{sl}, \overline{\Psi}_{so}$ Flux sont réels, passe-haut flux de sortie du filtre, filtre passe-bas et de flux de sortie la valeur d'estimation du flux, respectivement. Pendant la période de contrôle numérique, le processus de la Fig.3 devrait être exprimée sous une forme discrète que :

$$\overline{\Psi}_{so} = \frac{s}{s + wc} \overline{\Psi}_s + \frac{wc}{wc + s} \overline{\Psi}_{so}(k - 1) \quad (\text{II-4})$$

Où $\overline{\Psi}_{so}(k - 1)$ est la valeur d'estimation du flux à la période précédente. . Ce n'est que si $\overline{\Psi}_{so}(k - 1) \approx \overline{\Psi}_{so}$, Puis $\overline{\Psi}_{so} = \overline{\Psi}_s$, Ce qui signifie que le flux peut être estimé avec précision. Toutefois, les conditions de fonctionnement DTC, l'espace tout à fait différent Vecteurs de tension sont sélectionnés au cours de deux périodes de contrôle adjacente

à obtenir rapidement la réponse dynamique de couple, qui fera la différence de phase considérable pour ces deux vecteurs de tension, c'est à dire, $\overline{\Psi}_{so}(k-1) \neq \overline{\Psi}_{so}, \overline{\Psi}_{so} \neq \overline{\Psi}_s$.

Pour résoudre le problème de l'estimation du flux inexacts mentionnés ci-dessus, un nouveau observateur de flux, filtre passe-bas devrait être mis en avant pour assurer la précision de l'estimation de flux. cet observateur est formulée comme :

$$\overline{\Psi}_{so} = \frac{\overline{es}}{s + wc} + \frac{wc}{s + wc} z \quad (II-5)$$

Où z est le flux de compensation à rétroaction. Si $z = 0$, l'équation. (II-5) exécute un ordre passe-bas de fonction, comme le montre la figure 1, si $z = \overline{\Psi}_{so}$, Equation. (II-5) exerce la fonction d'intégration pure. Par conséquent, si z est bien choisi, le nouveau observateur de flux proposé possède de meilleures performances que celles des algorithmes mentionnés ci-dessus.

Le Paramètre z peut être exprimé comme :

$$Z = Scom \cdot \overline{\Psi}_{so} \quad (II-6)$$

Ou $Scom$ est le coefficient de la compensation de flux déterminé par le degré perpendiculaire de $\overline{\Psi}_{so}$ avec \overline{es} , Et On peut également l'exprimer comme

$$scom = \frac{e\alpha \cdot \Psi\alpha_o + e\beta \cdot \Psi\beta_o}{|\overline{es}| \cdot |\overline{\Psi}_{so}|} \quad (II-7)$$

Après ces équations en peut réaliser un estimateur non linéaire de flux voir (*Chapitre II*)

CHAPITRE 4

Implémentation de la commande DTC sur FPGA

- 4.1 *Introduction*
- 4.2 *Principe de la Co-simulation*
- 4.3 *Environnement de développement Matlab Simulink-XSG*
- 4.4 *Implémentation de la commande DTC avec l'outil XSG*
- 4.5 *Les résultats de la simulation*
- 4.6 *Interprétation des résultats*
- 4.7 *Conclusion*

4.1 Introduction

Dans ce chapitre on va implémenter la commande DTC d'une machine asynchrone sur circuit FPGA, on va utiliser pour l'implémentation le XILINX SYSTEM GENERATOR (XSG) qui fait une phase de description en langage VHDL et qu'il trouve une solution partielle à la lenteur des simulations surtout pour un système complexe et comporte un nombre élevé d'opérations mathématique et une grande précision tout ça sera traité à travers la Co-simulation. Les objectifs de ce chapitre sont :

- Introduction au XILINX SYSTEM GENERATOR.
- Voir la relation entre MATLAB-SIMULINK et le XILINX SYSTEM GENERATOR.
- L'implémentation de la commande DTC d'une MAS triphasé avec l'outil XSG.
- Voir les résultats de l'implémentation donner par XSG et les comparer avec celles donné par MATLAB-SIMULINK

4.2 Principe de la Co-simulation

L'option de Co-simulation offerte par XSG assure également que le modèle testé va répondre Correctement une fois implémenté sur la plateforme matérielle ciblée. Une fois qu'un Prototype XSG a été suffisamment testé dans l'environnement Simulink et que l'analyse Temporelle assure à l'utilisateur que le modèle peut fonctionner à la vitesse désirée, il est Nécessaire de reconfigurer un FPGA avec la logique du design pour vérifier que la transition Vers le domaine matériel n'occasionne pas de bogues imprévus. Une fois sur FPGA, le design Est souvent analysée avec un outil tel que Chip scope qui permet d'analyser les signaux Internes de la puce en pleine action. Chip scope est d'ailleurs disponible depuis XSG, ce qui Facilite grandement son utilisation au sein d'un projet.

Dans le cas d'une Co-simulation libre (Hardware Co-simulation), la partie XSG du système Fonctionne entièrement sur le FPGA de la carte utilisée et ceci à pleine vitesse. Le Comportement sur matériel peut donc tout de suite être analysé, débogué et optimisé. si un Problème non présent lors de simulations dans l'environnement Simulink (du modèle XSG) , Est introduit en Co-simulation, l'outil Chip scope (qui s'intègre facilement dans XSG et Simulink) ou des simples sorties temporaires de débogage permettent de rapidement Identifier la cause de la complication. Même si l'utilisateur désiré analyse un grand nombre de Signaux internes lors de la Co-simulation, l'utilisation de la communication Ethernet gigabit Offre une large bande passante qui le permet [31].

La capacité de Co-simulation hardware de 'System Generator' fournit la possibilité de simuler un design sur une plateforme de développement hardware sous le contrôle de SIMULINK, donnant accès à l'analyse des données ainsi qu'à l'outil de visualisation de MATLAB [32].

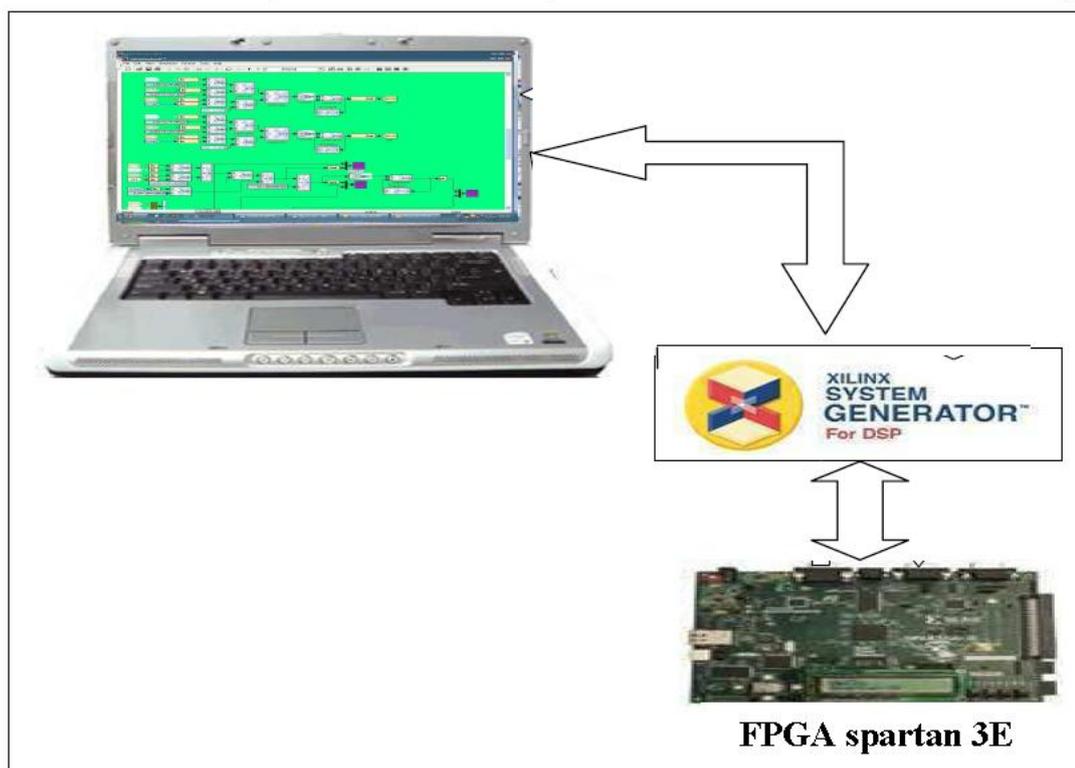


Figure (4.1) : Représentation le principe de Co-simulation matérielle/logicielle

4.3 Environnement de développement Matlab Simulink-XSG

4.3.1 Le XSG sa définition et ces différentes taches

Le System Generator est un outil de design de DSP fournit par XILINX qui permet L'utilisation de l'environnement Simulink pour la programmation et la conception des Applications sur circuits FPGA. Autrement dit, c'est une interface entre MATLAB/Simulink Et l'ISE -XILINX.

Parmi les principales taches pouvant être exécutées dans cet Environnement, on peut citer :

- Conception et simulation des systèmes dans un environnement graphique (Simulink).
- Co-simulation logicielle (Simulink)- matérielle (FPGA) par communication JTAG.
- Génération automatique du code VHDL ou VERILOG.
- Co-design logiciel.

4.3.1 Outils de conception par le XSG

Pour avoir la possibilité de faire la conception hardware des systèmes sous l'environnement Matlab-Simulink, Xilinx a développé un Toolbox spécifique qui est intégré dans le Simulink, Cette Toolbox contient les trois bibliothèques suivantes :

- Xilinx Blockset.
- Xilinx Reference Blockset.
- Xilinx Xtreme DSP Kit.

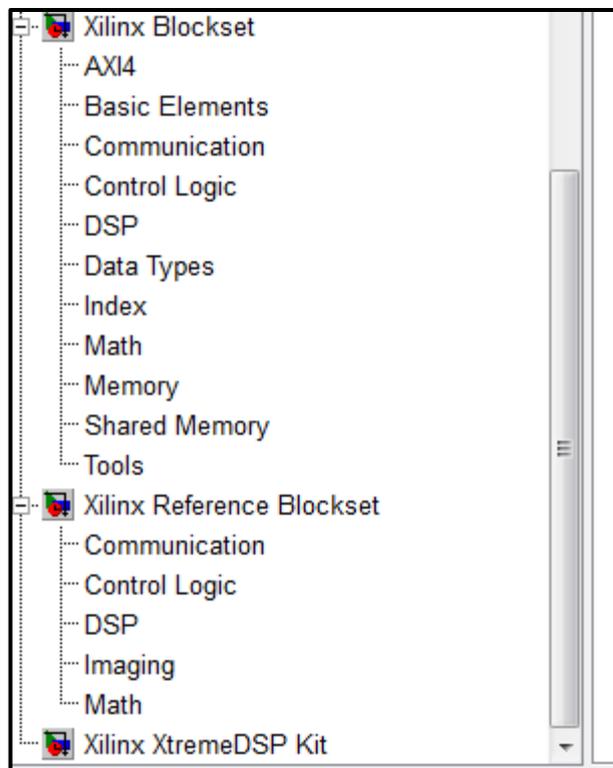


Figure (4.2) : Les trois bibliothèques de XSG

4.3.3 La communication entre les blocs SIMULINK et les blocs XSG

Étant donné que les données des deux environnements Simulink et XSG sont de forme différents il doit y avoir un certain protocole de communication entre eux. En effet, les signaux dans Simulink sont de type à virgule flottante (double), tandis qu'ils sont de type à virgule fixe (Point fixe) dans le XSG. Pour assurer la communication, certains genres de convertisseurs sont utilisés. Il existe deux convertisseurs ou 'Gateway'.

- Un Gateway-IN : c'est un convertisseur analogique numérique (double =>fixe),

Permettent le passage de Simulink vers l'environnement XSG.

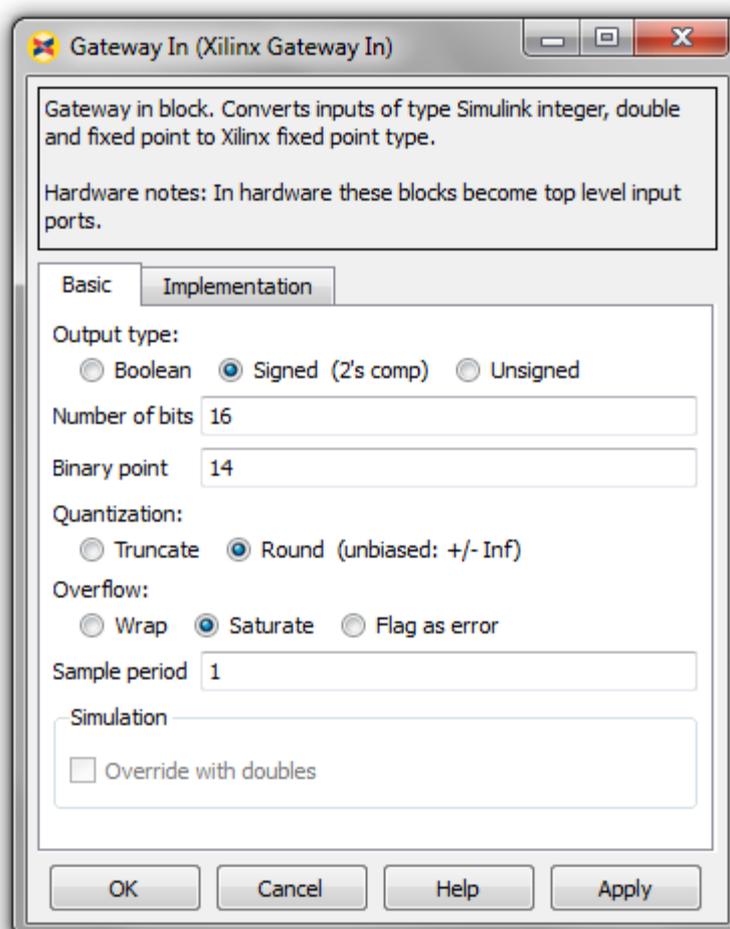
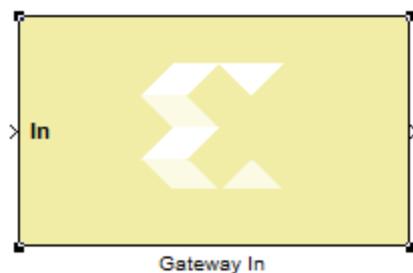


Figure (4.3) : propriétés d'un bloc XSG Gateway In

- Un Gateway-out : c'est un convertisseur numérique analogique (fixe=>double),

Permettent le passage de l'environnement XSG à l'environnement Simulink.

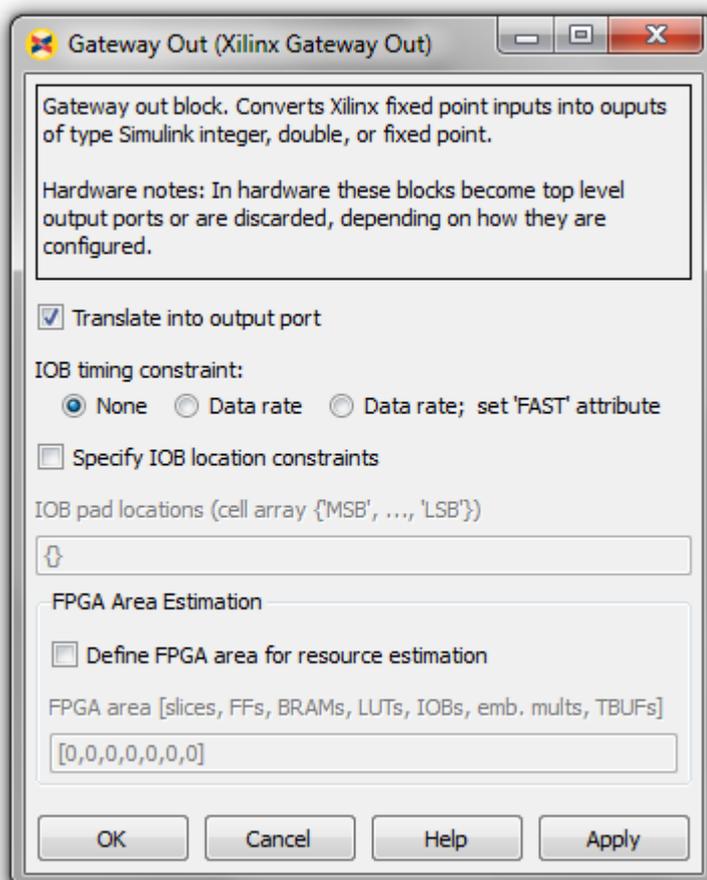


Figure (4.4) : propriétés d'un bloc XSG Gateway Out

- Dans la Gateway-In : c'est la forme du signal d'entrée ou il faut bien spécifier le Nombre total de bits et la position du point fixe, en effet, l'augmentation des nombres De bits nécessite des ressources supplémentaires. A cet effet il faut avoir un certain

Compromis entre la précision et les ressources consommées.

- Dans le Gateway-out : la sélection de l'opération 'translit into output port', permet de Transformer les Gateway en entrée sortie physique pour le matériel, sinon ils ne seront Reconnus que dans l'environnement Simulink.

4.3.4 Les Avantages et les inconvénients d'un XSG

Les Avantages	Les inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> • Conceptions et simulations rapides (prise en main rapide). • Validation de l'architecture par Co-simulation. • Possibilité d'importation VHDL, etc. •le modèle réalisé au XSG peut ensuite être couplé à des moteurs virtuels (à l'aide du toolbox). •des simulations en boucle fermée sont réalisables. 	<ul style="list-style-type: none"> • Nécessite MATLAB/Simulink et plusieurs ToolBox. • Trop haut niveau (manque de clarté). •Le temps d'échantillonnage est très important si il sera modifié tous les chronogrammes seront modifiés. •les opérations de division et de racine carrée fournies par XSG sont des implémentations CORDIC lourdes peu précises.

Tableau 4.1 : Avantages et inconvénients d'un XSG

4.3.5 Les principaux blocs utilisés pour l'implémentation de la commande DTC d'une machine asynchrone

Nous avons utilisé dans l'implémentation de la commande DTC d'une machine asynchrone sur circuit FPGA les différents blocs suivants :

- Des Multiplicateurs (Mult et CMult).
- Des registres (Register).
- Des fonctions MATLAB (Mcode).
- Des Additionneur et Soustracteurs (AddSub).
- Des Convertisseurs analogiques numériques (Gateway In).
- Des Convertisseurs numériques analogiques (Gateway Out).

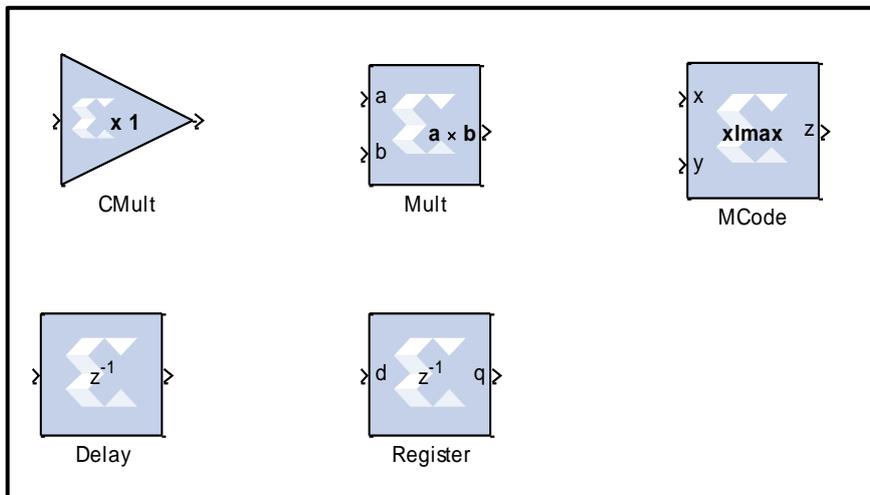


Figure (4.5) : les principaux blocs utilisés pour l'implémentation de la commande DTC

A travers la bibliothèque Xilinx Blockset-Index nous pouvons savoir les ressources consommés par notre programme.

4.4 Implémentation de la commande DTC avec l'outil XSG

Nous voulons implémenter les blocs de la commande DTC avec l'outil XSG. Pour obtenir une bonne implémentation de la commande DTC il faut que chaque bloc réalisé avec l'outil XSG sera vérifié à part en faisant la comparaison avec les blocs SIMULINK.

4.4.1 Implémentation du bloc secteur

Le bloc secteur détermine la position actuel du moteur (il y a six secteurs chaque secteur correspond à un intervalle de θ), nous l'avons réalisé avec l'outil XSG à travers les deux entrées Φ_{ds} et Φ_{qs} ainsi que leur module flux $|\Phi|$ qui est défini par l'expression mathématique $|\Phi| = \sqrt{\Phi_{ds}^2 + \Phi_{qs}^2}$.

L'opération de la racine carré fournie par XSG est mal précisé et un peu compliqué et pour cela nous avons utilisé Φ^2 .

Nous avons trouvé le secteur sans calculer exactement la phase θ à l'aide du rapport suivant : $\sin \theta = \Phi_{qs} / |\Phi|$ et $\sin^2 \theta = \Phi_{qs}^2 / |\Phi|^2$

Exemple : $\theta \geq 30$

$$\sin^2 \theta \geq 0.25$$

$$(\Phi_{qs}^2 / |\Phi|^2) \geq 0.25$$

$$\Phi_{qs}^2 \geq 0.25 * |\Phi|^2$$

Noté qu'on peut dans ce bloc calculer la phase Téta entre les deux composants flux (Φ_{ds} , Φ_{qs}) mais elle demande l'opération de la division et la fonction arc tangente qui utilisent l'algorithme CORDIC (lourd et mal précisé). La figure suivante illustre le bloc secteur avec l'outil XSG.

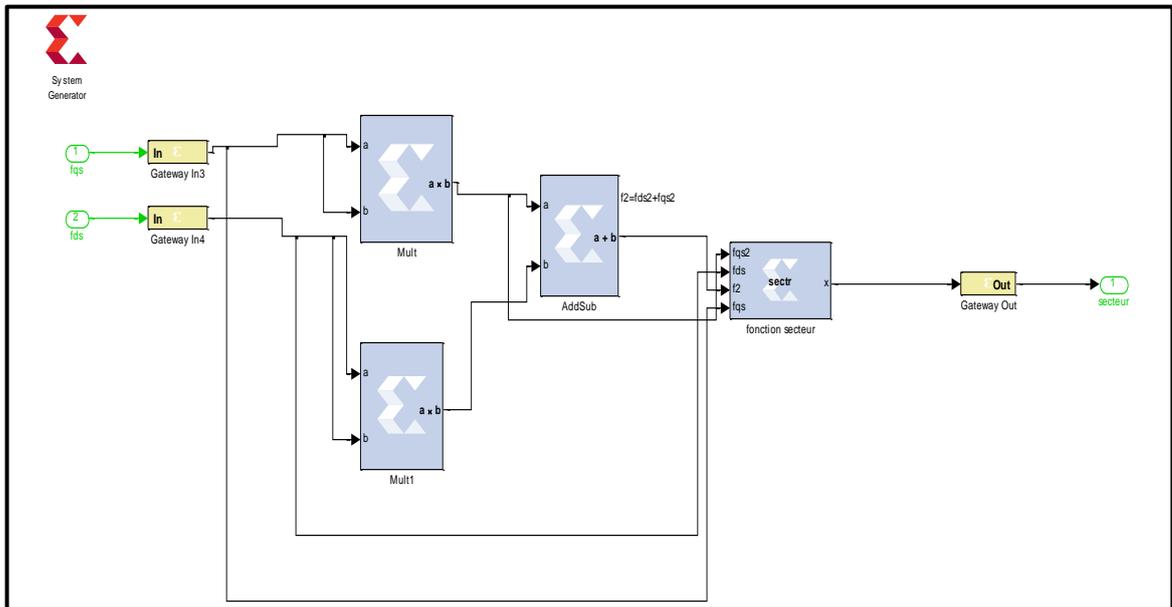


Figure (4.6) : bloc secteur implémenté avec l'outil XSG

4.4.2 Implémentation du comparateur à hystérésis(2 et 3 niveaux)

Il est utilisé dans la commande DTC pour comparer le module flux par rapport au flux référentiel (comparateur hystérésis à 2 niveaux) et aussi pour comparer entre le

couple machine et le couple référentiel (comparateur hystérésis à 3niveaux). Ce bloc existe avec la bibliothèque de MATLAB SIMULINK sous le nom Relay.

Pour la réalisation de ces deux blocs avec l’outil XSG nous avons utilisé le bloc registre (Register) pour mémoriser la valeur précédente de la sortie par ce qu’ils’ agit d’un comparateur à mémoire (hystérésis), il faut mettre en considération la valeur initial du registre(Register) parce qu’elle est très important.

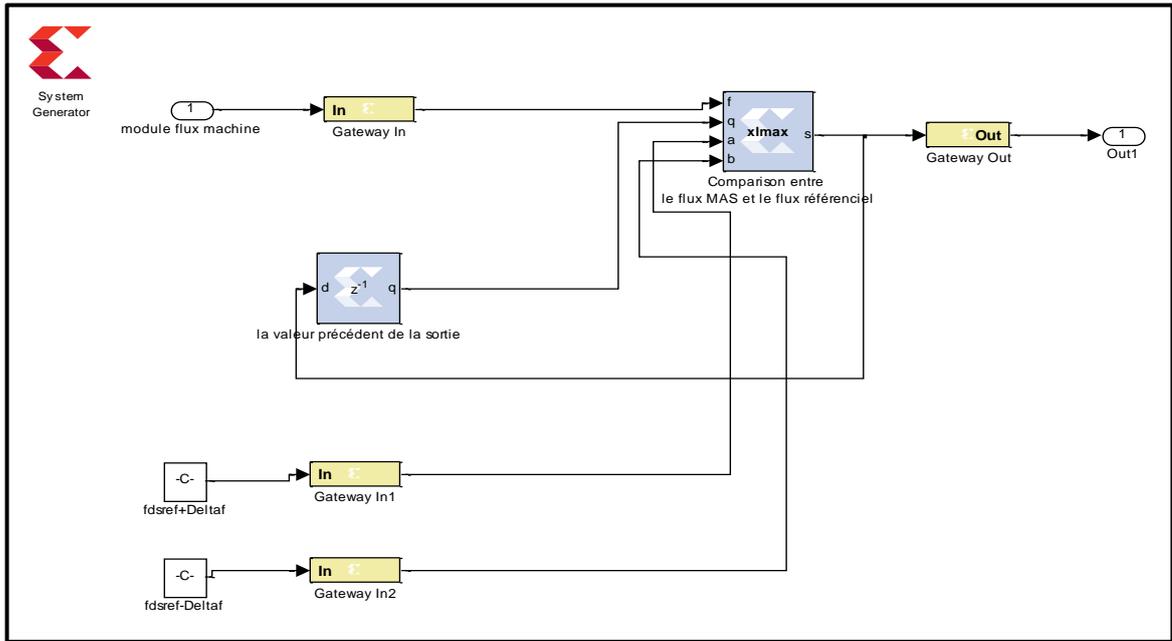


Figure (4.7) : comparateur à hystérésis implémenté (2 niveaux) avec l’outil XSG

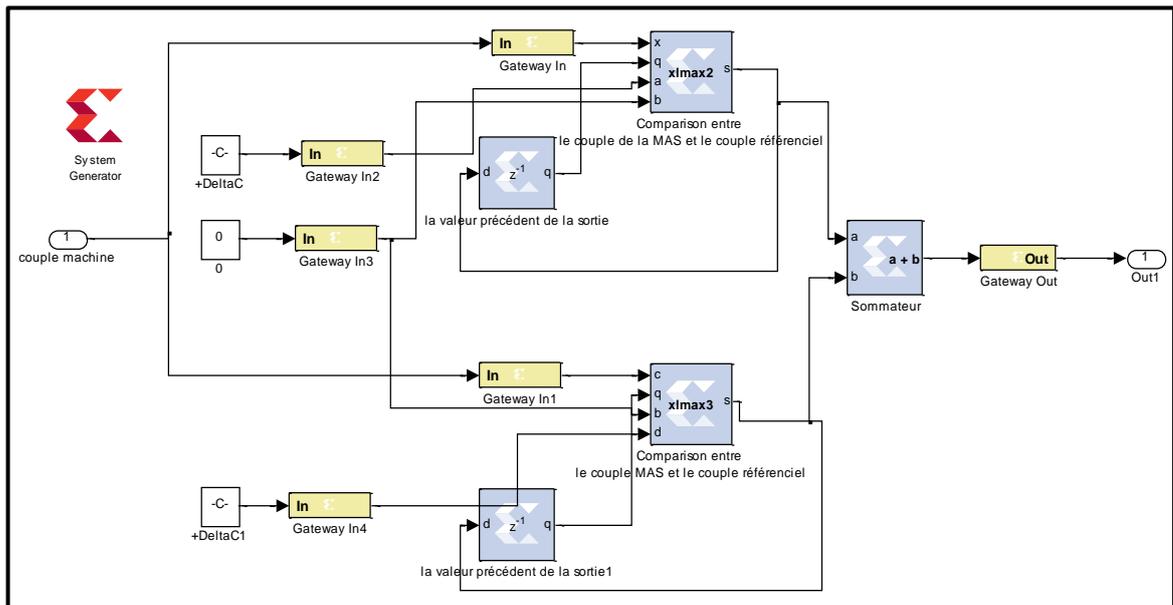


Figure (4.8) : comparateur à hystérésis (3 niveaux)implémenté avec l’outil XSG

4.4.3 Implémentation de la table de commutation

Elle commande aux transistors de l'onduler à l'aide des entrées (flux, couple, secteur), nous avons réalisé ce bloc avec l'outil XSG à travers le bloc Mcode qui est programmé comme le M-file de MATLAB.

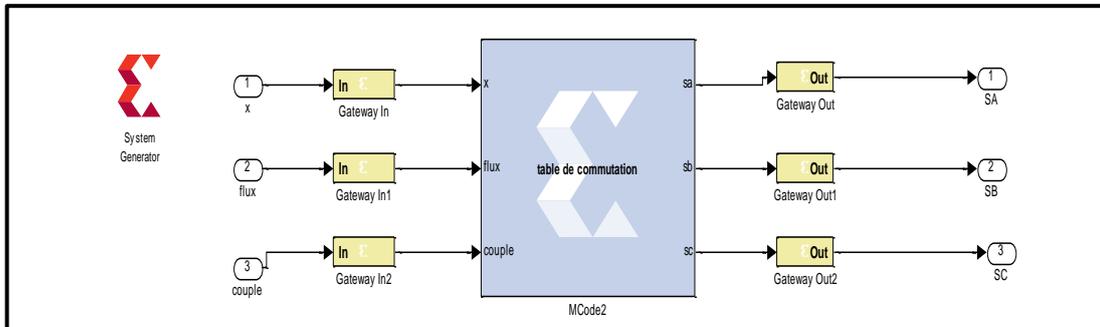


Figure (4.9) : la table de commutation implémenté à avec l'outil XSG

4.4.4 Implémentation de la transformation de PARK

L'implémentation de la transformation de PARK est très simple parce qu'elle est basée sur des additionneurs, soustracteur et des multiplieurs.

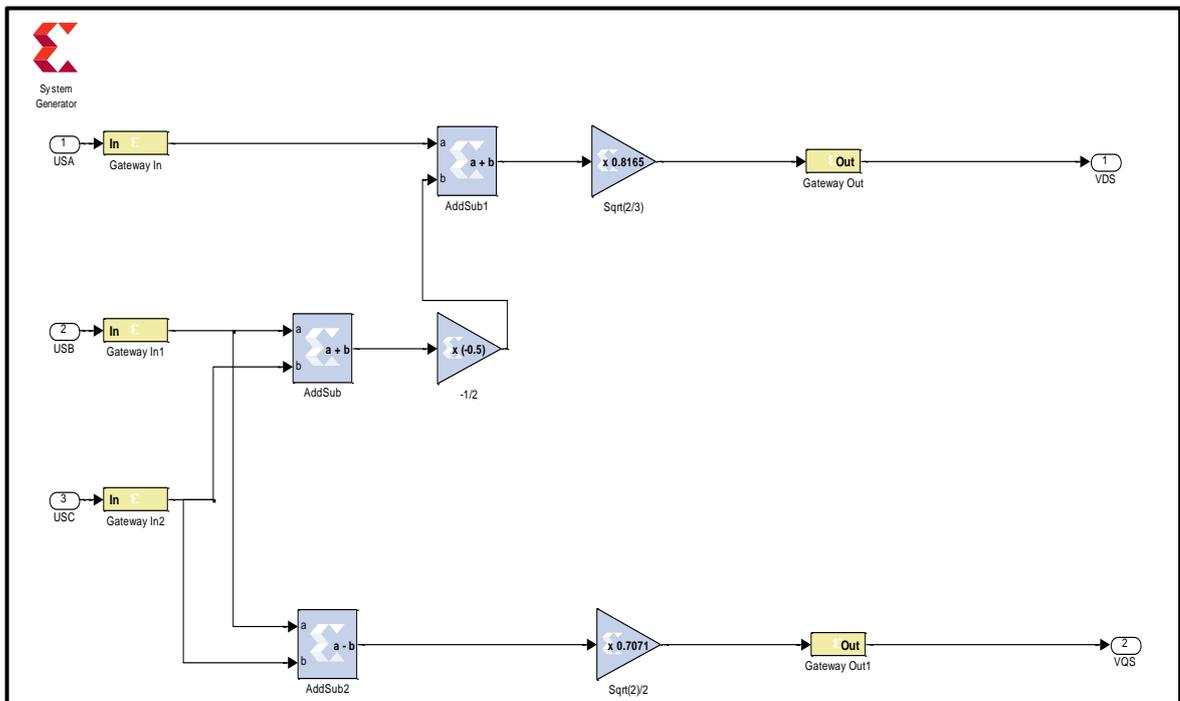


Figure (4.10) : transformation de PARK avec l'outil XSG

4.4.5 Implémentation de l'intégrateur

Nous avons utilisé l'intégrateur pour calculer Φ_{ds} et Φ_{qs} .

$$\Phi_{ds} = \int V_{ds} - (R_S * I_{ds})$$

$$\Phi_{qs} = \int V_{qs} - (R_S * I_{qs})$$

Il faut bien spécifier le temps d'échantillonnage quand on utilise un intégrateur avec l'outil XSG.

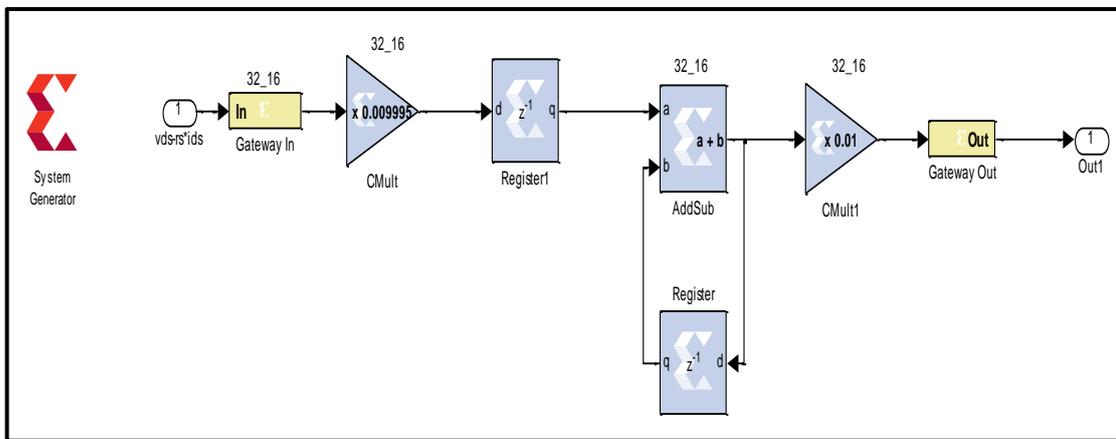


Figure (4.11) : calcul de Φ_{ds} avec l'outil XSG

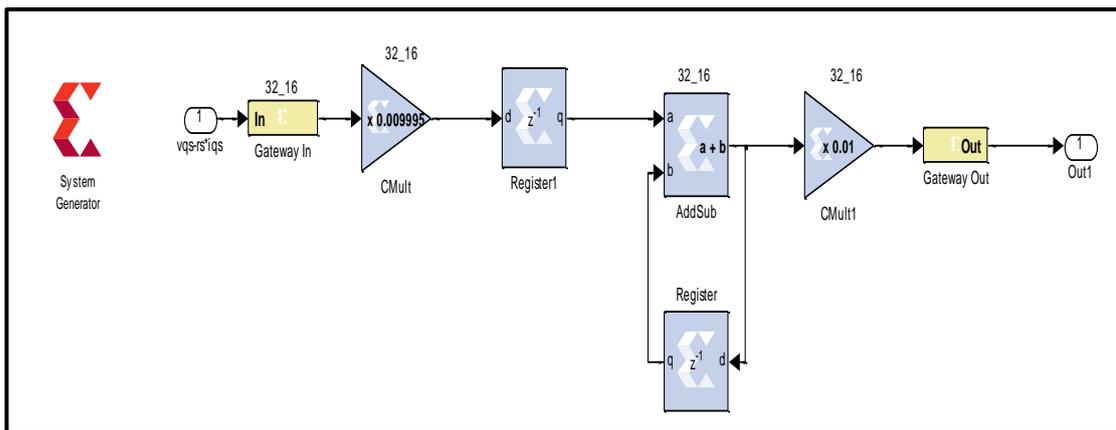


Figure (4.12) : calcul de Φ_{qs} avec l'outil XSG

4.5 Les résultats de la simulation

Les figures (4.13 /4.15 /4.17 /4.19) illustrent les résultats de la simulation obtenues en utilisant SIMULINK, et les figures (4.14 /4.16 /4.18 /4.20) illustrent les résultats de la simulation obtenues avec XSG, le temps d'échantillonnage est égale à 10^{-4} .

Module de flux

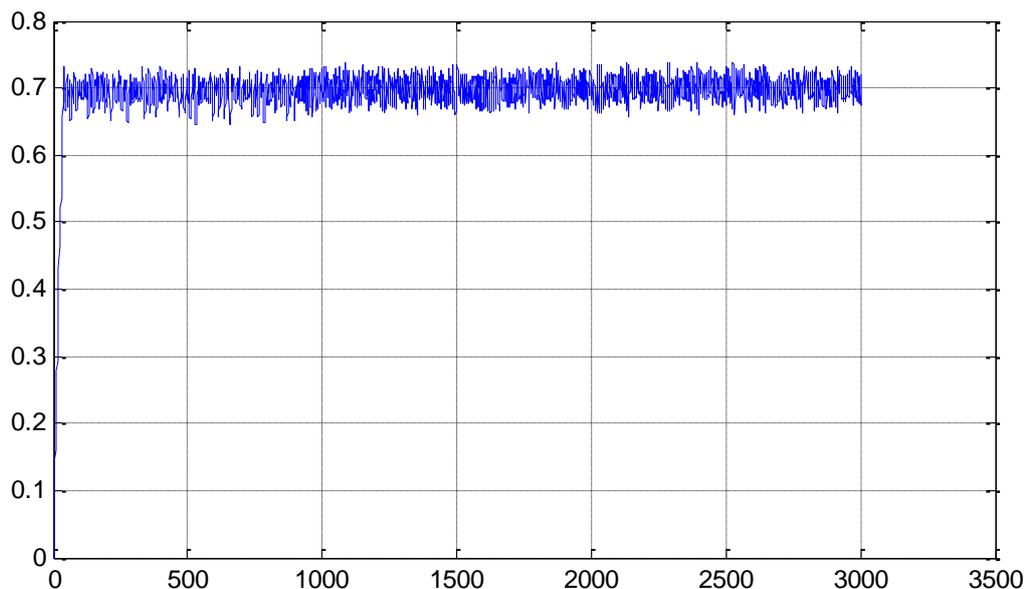


Figure (4.13) : résultat de simulation de l'allure du module de flux avec le SIMULINK

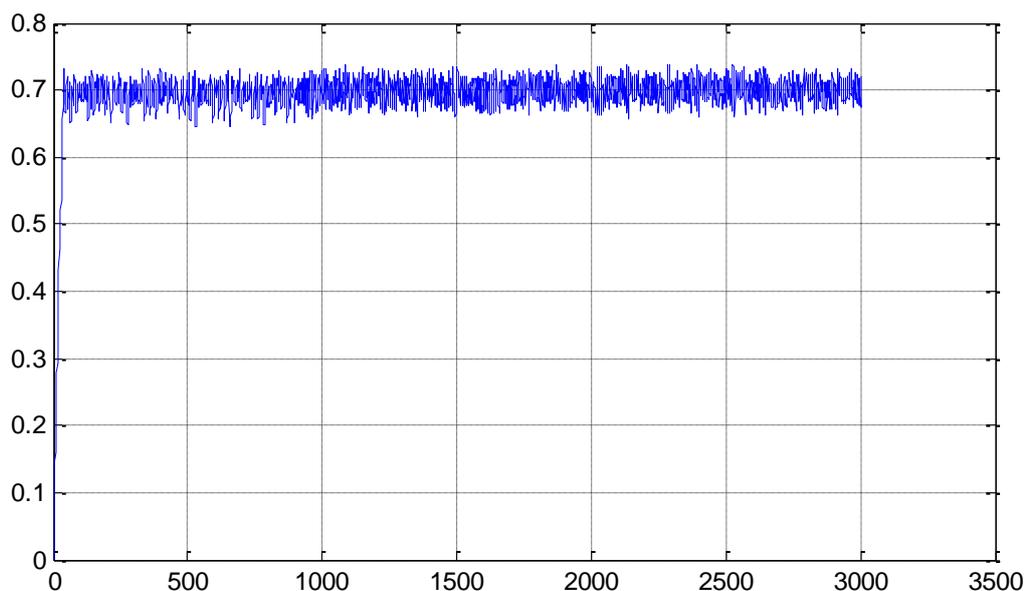


Figure (4.14) : résultat de simulation de l'allure du module de flux avec le XSG

Le couple

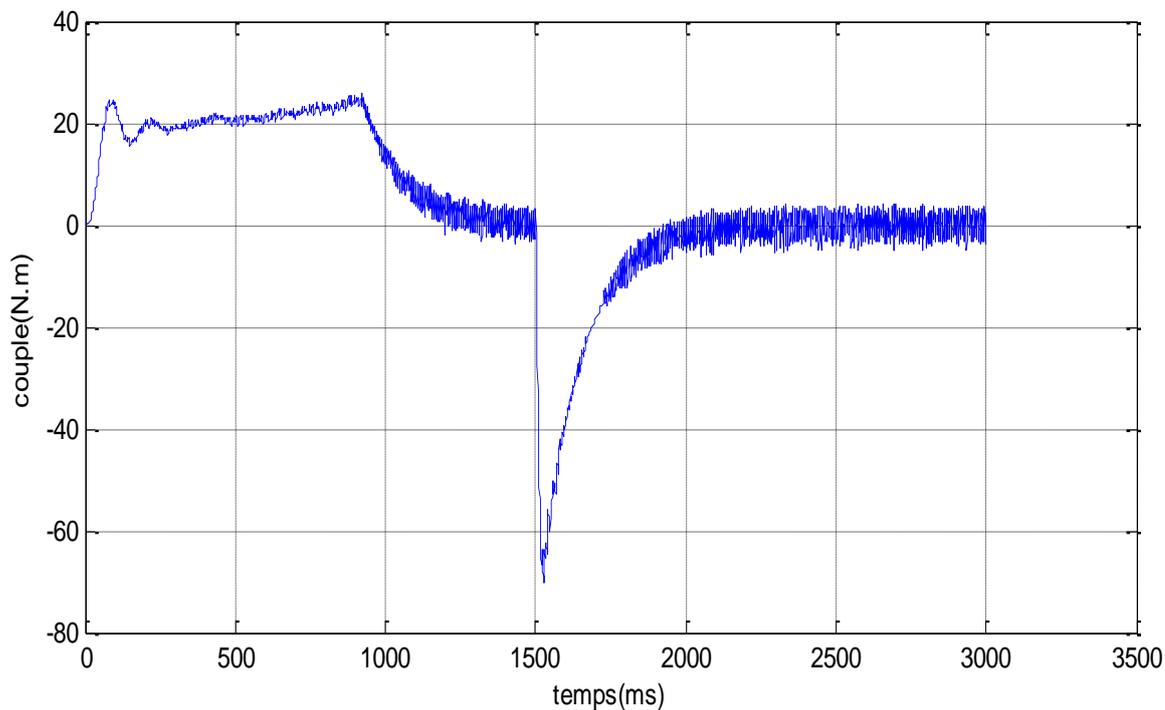


Figure (4.15) : résultat de simulation de l'allure du couple avec le SIMULINK

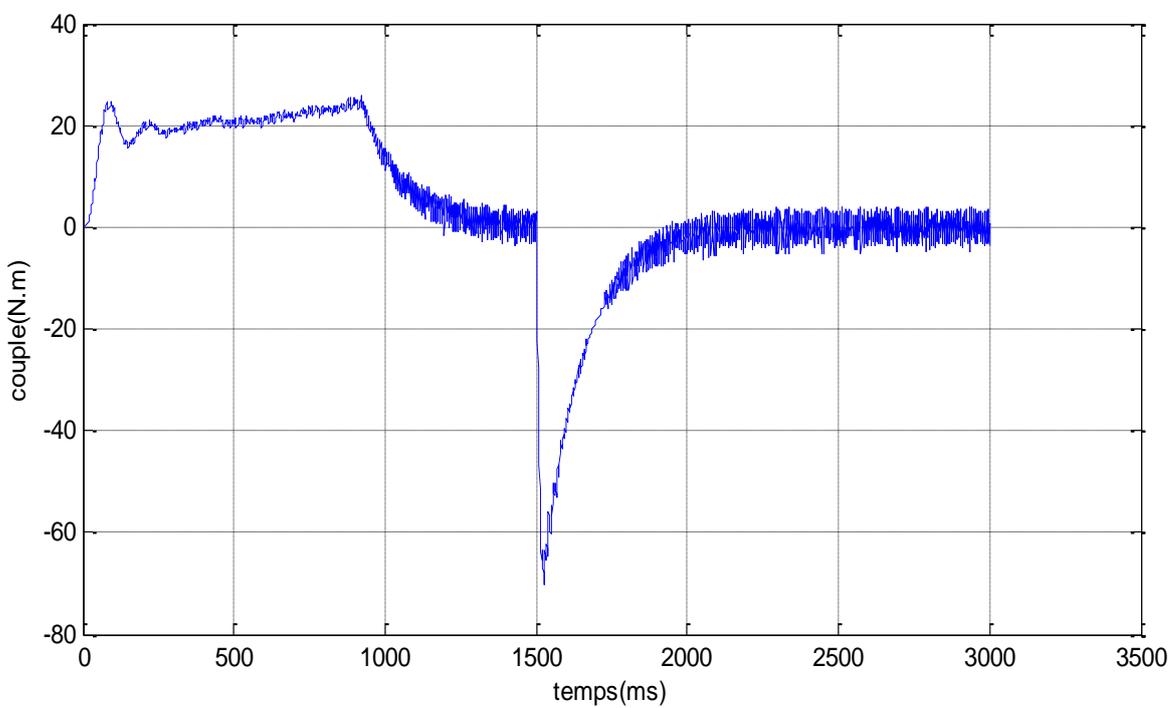


Figure (4.16) : résultat de simulation de l'allure du couple avec le XSG

La vitesse

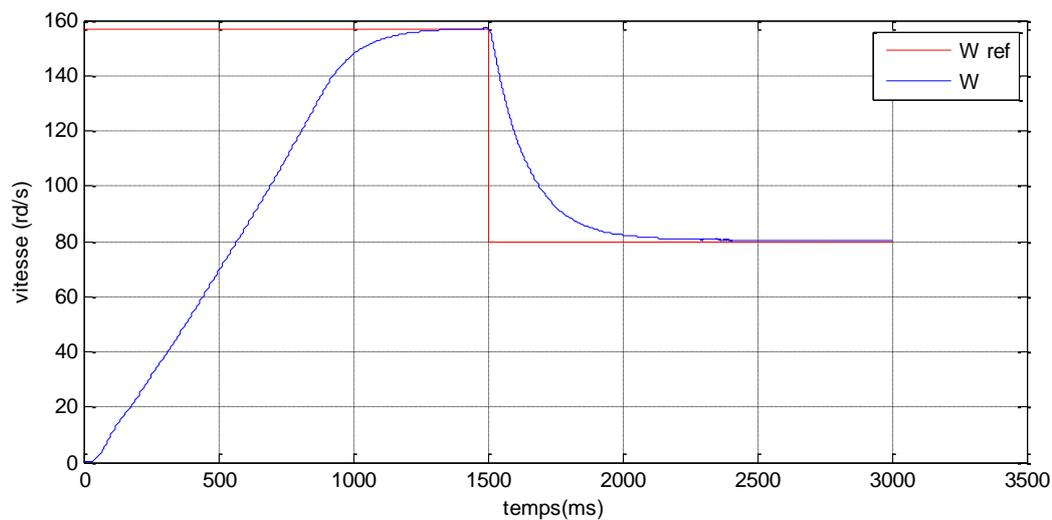


Figure (4.17) : résultat de simulation de l'allure de la vitesse avec le SIMULINK

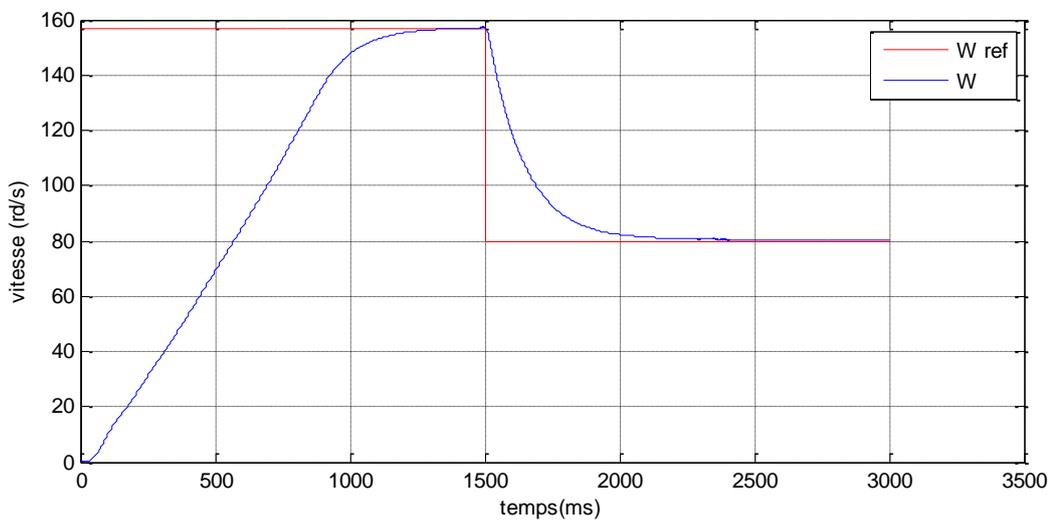


Figure (4.18) : résultat de simulation de l'allure de la vitesse avec le XSG

Les flux

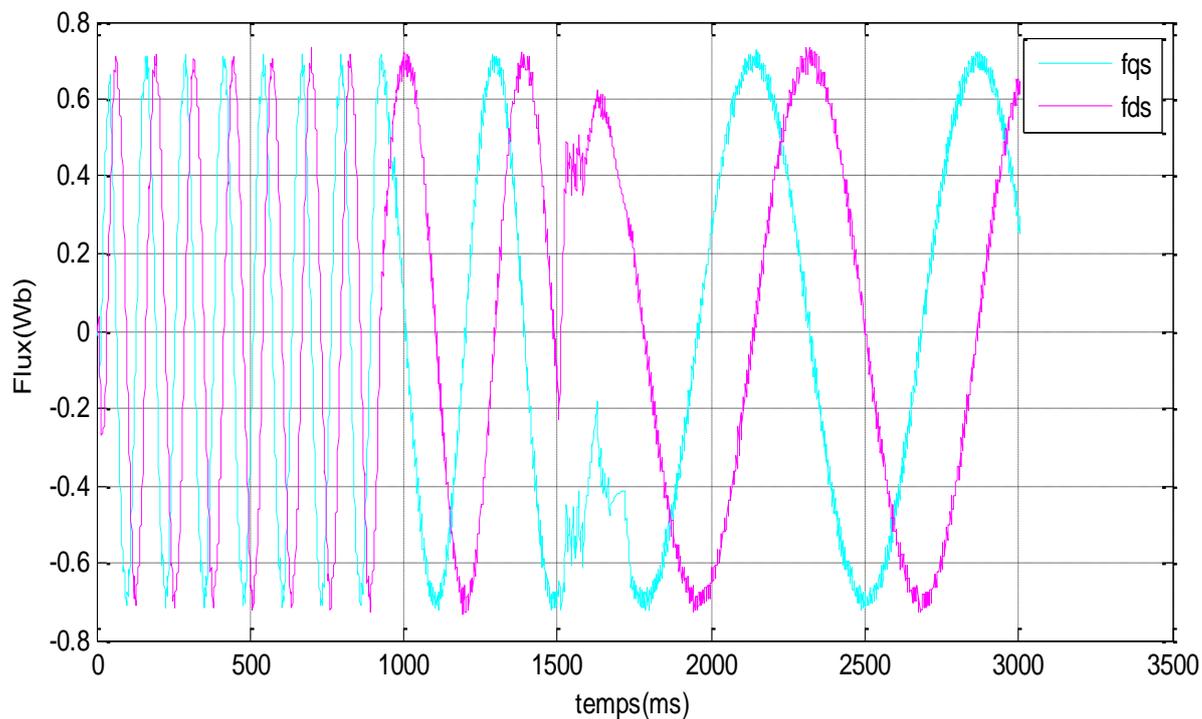


Figure (4.19) : résultat de simulation de l'allure des flux avec le SIMULINK

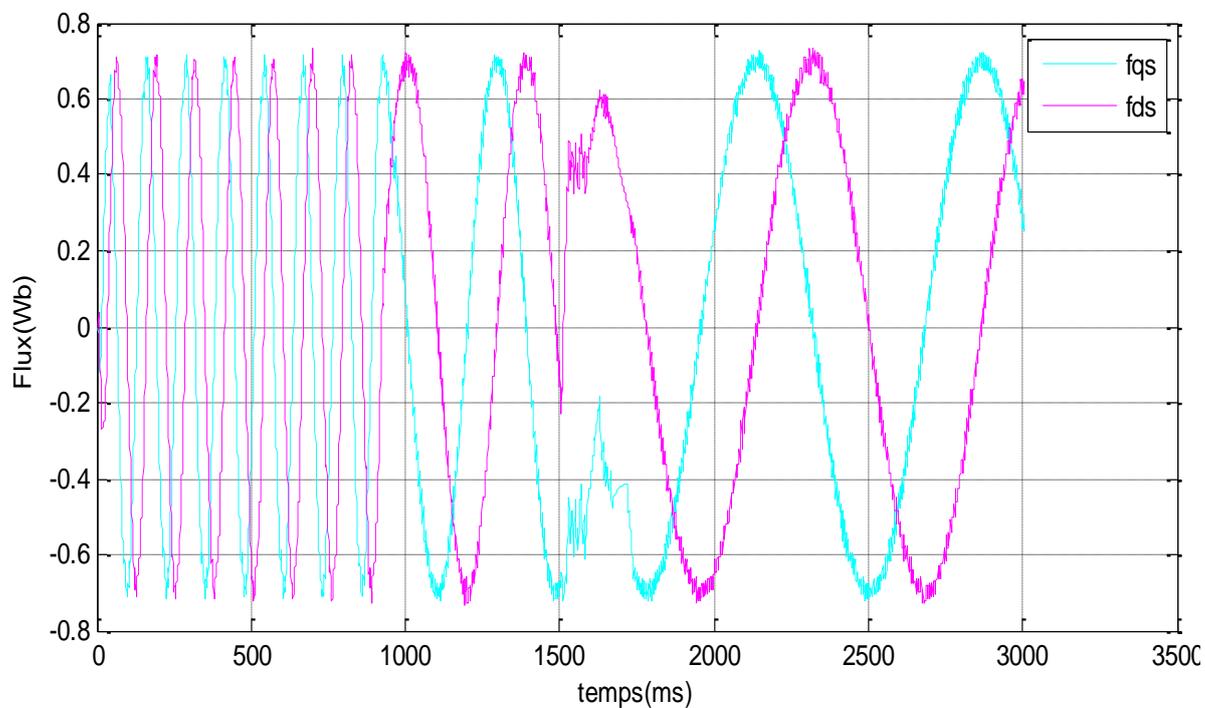


Figure (4.20) : résultat de simulation de l'allure des flux avec le XSG

4.6 Interprétation des résultats

Le résultat de la vitesse visualisé avec le SIMULINK et celle visualisé avec XSG sont identiques.

Concernant les autres grandeurs de sortie (couple module de flux, Φ_{ds} , Φ_{qs}) obtenues avec le SIMULINK sont les même avec celles obtenues avec XSG.

4.7 Conclusion

Dans ce chapitre on a parlé à l'environnement MATLAB SIMULINK-XSG et on a présenté le XILINX SYSTEM GENERATOR(XSG), ses différentes taches, ses avantages et ses inconvénients.

Dans la deuxième partie de ce chapitre on a exposé les blocs de la commande DTC implémenté sur FPGA à l'aide de l'outil XSG.

Finalement, on a visualisé les résultats de l'expérimental de la DTC à base de solution FPGA avec l'outil XSG en faisant une comparaison entre les résultats obtenus avec le SIMULINK et celles obtenus avec le XSG.

Dans ce cas, une correspondant et trouvée entre les résultats théorique et les résultats réel.