

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

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

جامعة سعد دحلب البليدة
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Projet de Fin d'Études

présenté par :

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

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 مفتاحية: الآلة الغير متزامنة، FPGA.

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 continuel 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.

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.

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_{βr}	Composantes du vecteur tension rotorique dans l'axe (α , β)
V_{as}, V_{βs}	Composantes du vecteur tension statorique dans l'axe (α , β)
I_{ar}, I_{βr}	Composantes du vecteur courant rotorique dans l'axe (α , β)
I_{as}, I_{βs}	Composantes du vecteur courant statorique dans l'axe (α , β)
Φ_{ar}, $\Phi_{βr}$	Composantes du flux rotorique dans l'axe (α , β)
Φ_{as}, $\Phi_{βs}$	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

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
	A. Equations électriques.....	08
	B. Equations magnétiques.....	09
	C. Equations mécaniques.....	09
1.5	Modèle diphasé de la machine asynchrone.....	10
1.5.1	Transformation triphasé "a b c" — diphasé " $\alpha \beta$ ".....	11
	A. Transformation de Clark.....	12
	B. Transformation de Concordia.....	12
1.5.2	Application de transformation $\alpha \beta$ sur la machine asynchrone.....	13
	A. Equations électriques.....	13
	B. Equations magnétiques.....	13
	C. Equations mécaniques.....	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
	A. Caractéristiques générales d'une commande directe de couple.....	29
	B. Avantages de la commande directe de couple.....	29
	C. Inconvénients de la commande directe de couple.....	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. Comportement dynamique du flux statorique.....	32
B. Variation du couple électromagnétique.....	35
2.3 stratégie du commande direct du couple.....	36
2.3.1 Estimation du flux statorique.....	38
2.3.2 Estimation du couple électromécanique.....	41
2.4 Elaboration du vecteur de commande.....	41
2.4.1 Elaboration du contrôleur de flux.....	41
2.4.2 Elaboration du contrôleur de couple électromagnétique.....	42
A. Correcteurs à deux niveaux.....	42
B. correcteurs à trois niveaux.....	43
C. Effet de des paramètres de réglage de système de contrôle.....	45
D. Effet de la bande à hystérésis du correcteur de flux.....	45
E. Effet de la bande à hystérésis du correcteur de couple.....	45
2.5 Table de sélection des vecteurs tension de l'onduleur.....	46
2.5.1 Tables de commutation pour les correcteurs à hystérésis à trois niveaux ;..	46
2.6 Structure générale du contrôle directe du couple.....	46
2.7 Simulation du tableau (2.1) de la commande DTC.....	47
2.8 Interprétation des résultats.....	48
2.9 Les résultants de simulation.....	48
2.10 Conclusion.....	50

CHAPITRE3 : Les circuits logiques programmables

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

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 opérands), 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 à 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.

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].

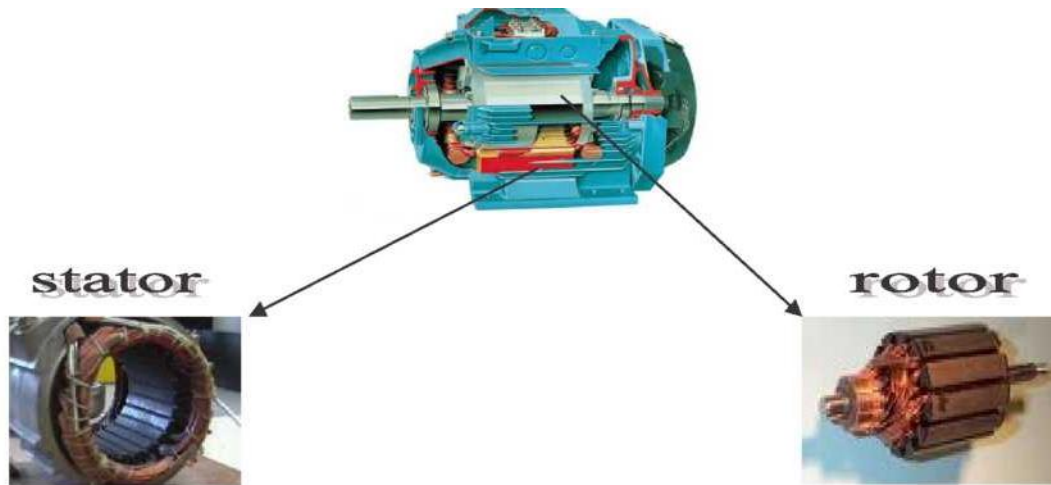


Figure (1.2) : Constitution de MAS

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'encoche 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 et la phase a rotorique.

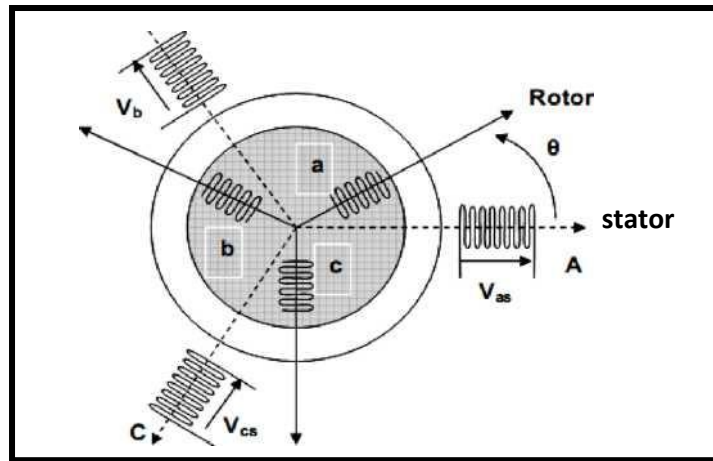


Figure (1. 3): Représentation schématique d'une MAS triphasée

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.

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{23} \quad T_{23}} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad \text{Avec : } X : \text{ tension, courant ou flux}$$

Principe de transformation α β

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

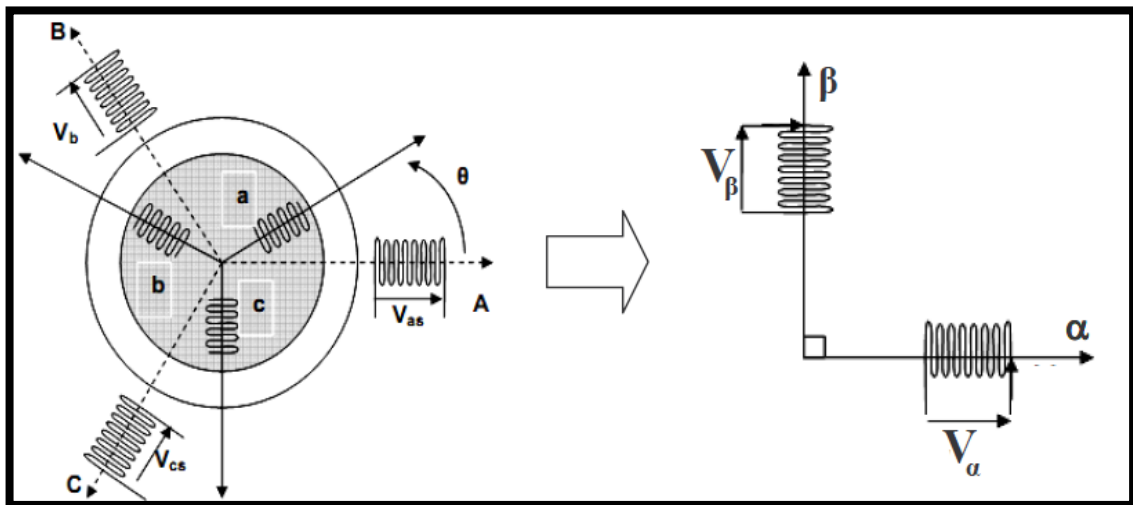


Figure (1 . 4): Transformation α β

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 $\frac{3}{2}$. [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'écrit :

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

B. Transformation de Concordia :

La transformation de concordia 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'écrit :

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

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:

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

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

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

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:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

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

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

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

[$\dot{X}$] : 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 :

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

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].

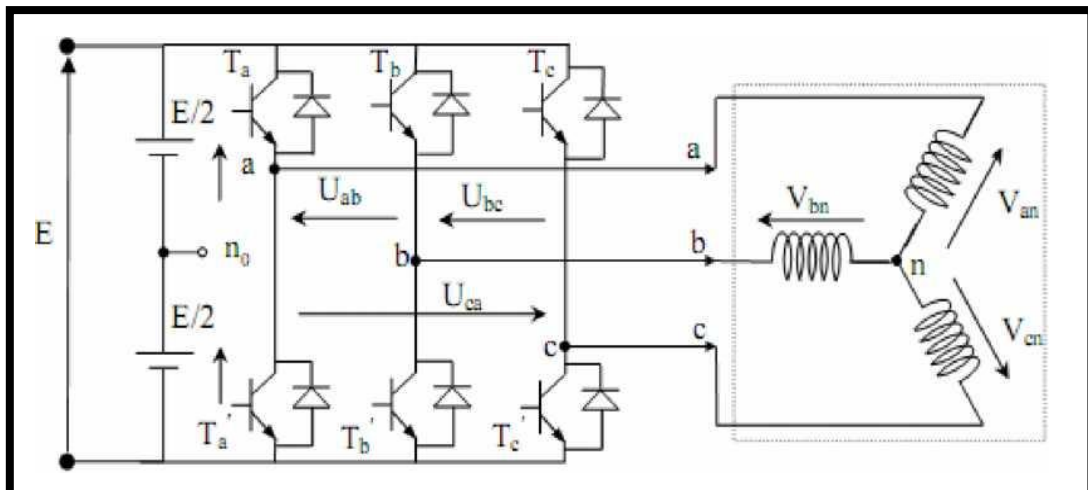


Figure (I. 5) : Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux

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.

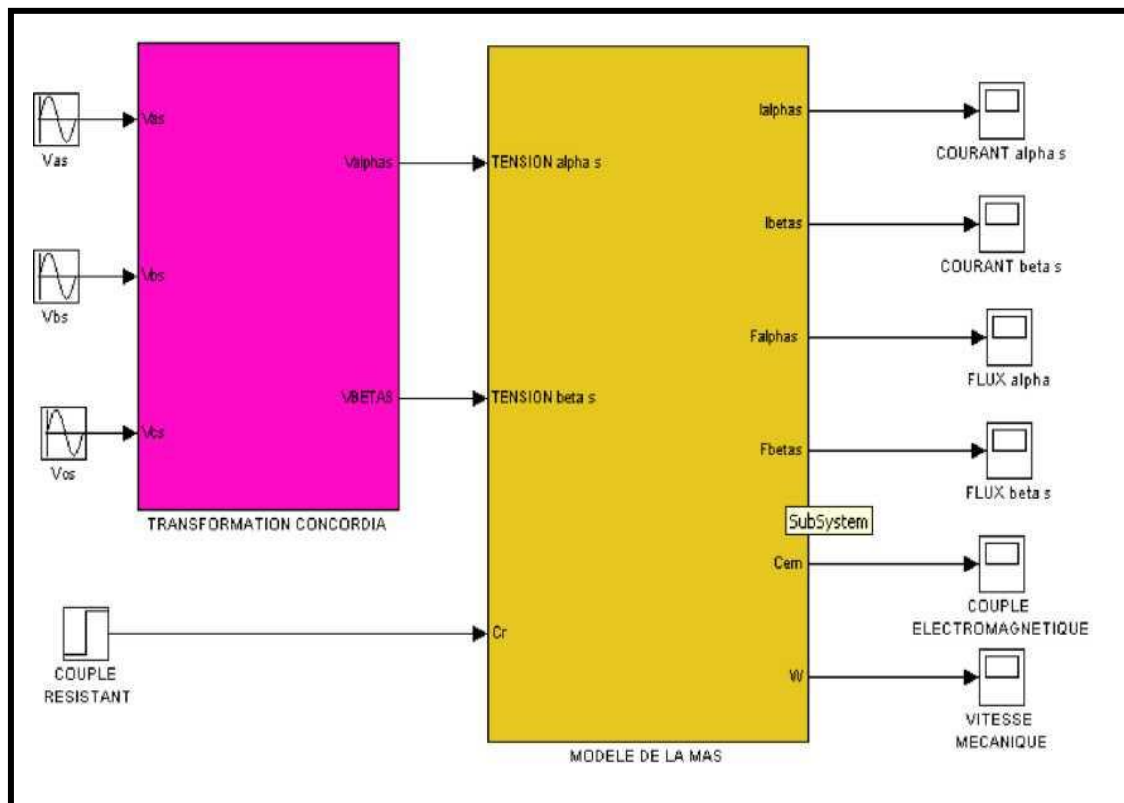
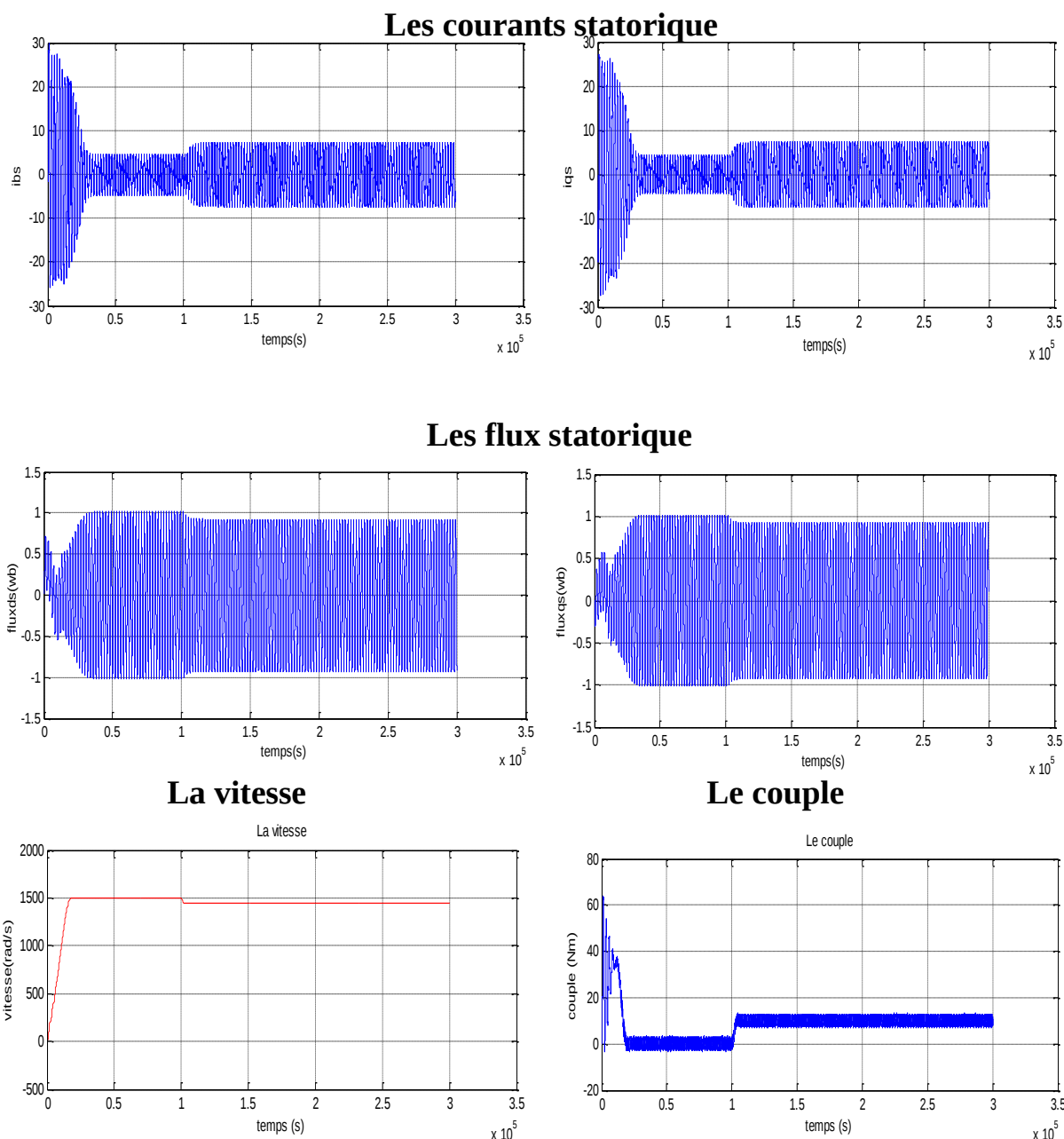


Figure (1. 6) : schéma bloc de simulation d'une machine asynchrone

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.



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.