

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 البلدية
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Projet de Fin d'Études

présenté par

HAMAMTI Mohamed

&

MOGHRAOUI Sidali

pour l'obtention du diplôme de Master en Electrotechnique spécialité Machines électriques

Thème

Analyse des Performances de la Commande DTC des Machines Asynchrones Associées à des Onduleurs Multiniveaux

Proposé par : **Mr. KOUCHIH. Djilali**

Année Universitaire 2012-2013



Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

*Mes chères parents, pour leurs soutient moral et financier et d'être la lumière de ma vie, qui m'ont toujours encouragé pour terminer mes études dans des bonnes conditions, en leurs espérant une longue vie et que **Dieu** les gardes.*

*A mes frères: **Youcef et Hicham.***

*A mes sœurs: **Rania et Hadil.***

A mes tantes et mes oncles.

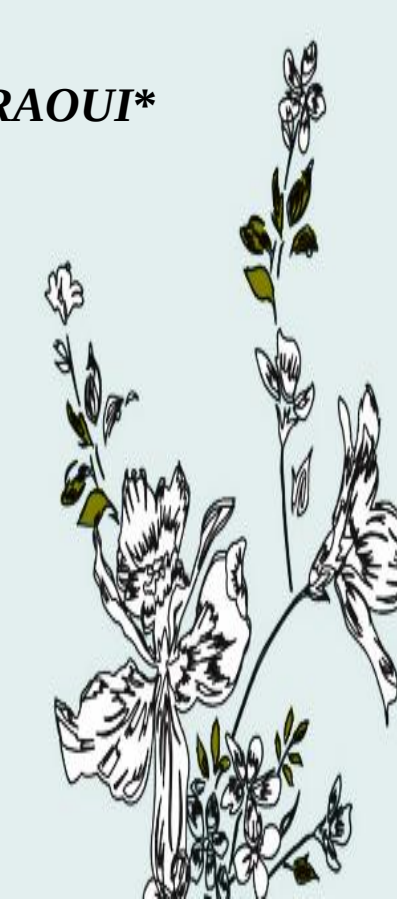
A toutes mes nièces et mes neveux.

A mes chers amis de l'université.

*A mon promoteur **Mr. D. KOUCHIH**, et mon binôme **HAMAMTI Mohamed.***

*A toute la promotion **2012-2013** électrotechnique sans exception.*

****MOGHRAOUI****





Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

*Mes chères parents, pour leurs soutient moral et financier et d'être la lumière de ma vie, qui m'ont toujours encouragé pour terminer mes études dans de bonnes conditions, en leur espérant une longue vie et que **Dieu** les garde.*

*A mes frères : **Said, Ishak, Bilal, Hassan, Idriss et Abdallah.***

A mes sœurs.

*A mes gendres: **Frihi, Amrani, Ghouali, Outerbah, Ben arous et Aliane.***

*A mes tantes et mes oncles surtout mon oncle **BOUREGAA Amer.***

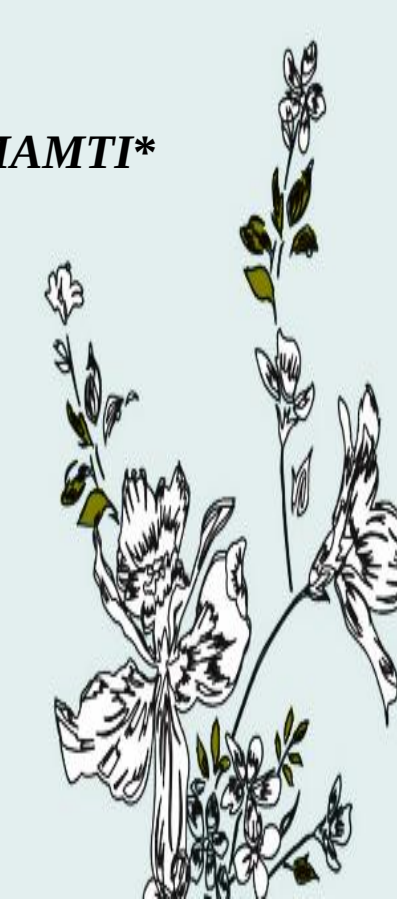
*A toutes mes nièces et mes neveux surtout **Mohamed et Abdelkrim.***

A mes chers amis de l'université.

*A mon promoteur **Mr. D. KOUCHIH,** et mon binôme **MOGHRAOUI Sidali.***

*A toute la promotion **2012-2013** électrotechnique sans exception.*

HAMAMTI



REMERCIEMENTS

*Avant tous, nous remercions **Dieu** le tout puissant de nous avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce travail malgré toutes les difficultés rencontrées.*

*Nous tenons, avant tout, à exprimer notre profonde gratitude à monsieur **KOUCHIH Djilali**, qui a assumé la direction de ce travail. Qu'il veuille bien trouver ici l'expression de notre reconnaissance pour son dévouement, sa patience, sa disponibilité, ses conseils et son aide constante qu'il nous a apportés tout au long de ce travail.*

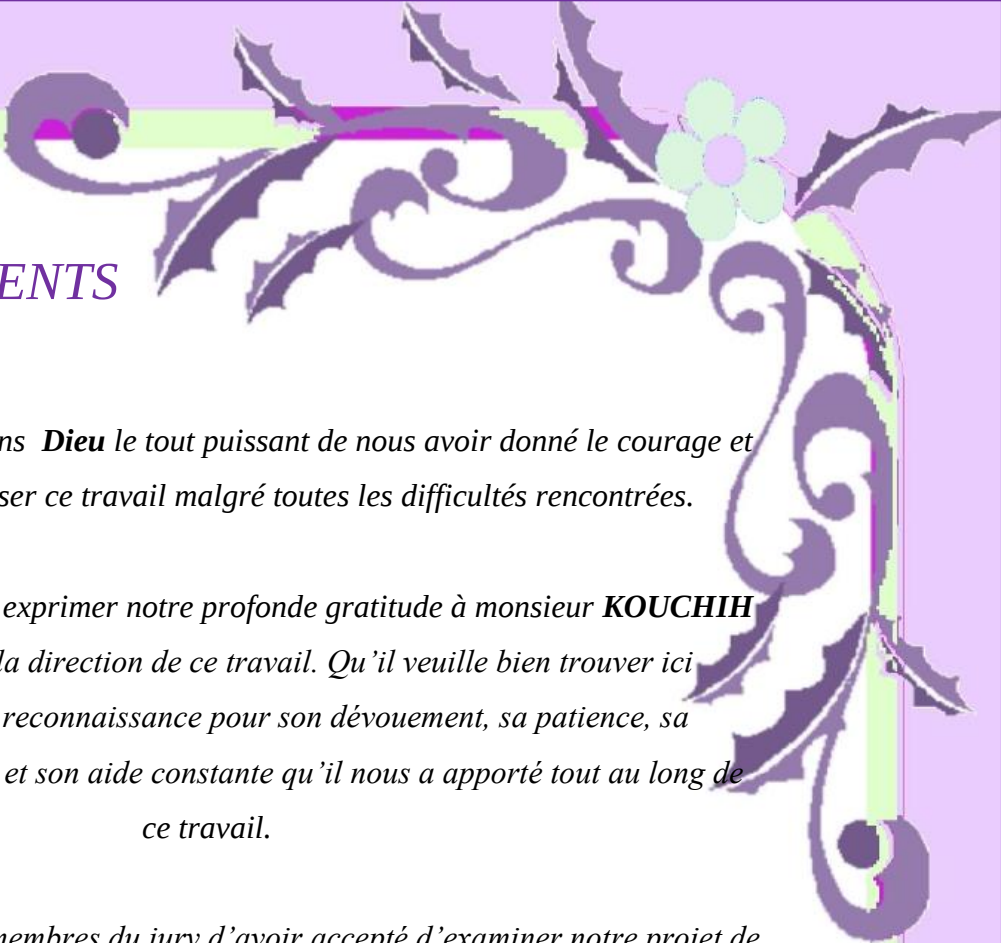
Nous remercions tous les membres du jury d'avoir accepté d'examiner notre projet de fin d'étude, ainsi que pour avoir consacré une partie de leur temps précieux pour le lire et le corriger.

Nous adressons notre vif remerciement à tous les enseignants qui, par leur enseignement, leur encouragement et leur aide, ont contribué à notre formation.

Nous remercions nos parents, nos frères et sœurs et toutes nos familles pour leurs soutient moral et financier qu'ils nous ont donnés pour effectuer ce travail.

Sans oublier un grand remerciement à tous nos amis et camarades, ainsi que tous ceux qui nous ont aidé de près ou de loin dans la réalisation de notre mémoire.

HAMAMTI et MOGHRAOUI



REMERCIEMENTS

Avant tous, nous remercions **Dieu** le tout puissant de nous avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce travail malgré toutes les difficultés rencontrées.

Nous tenons, avant tout, à exprimer notre profonde gratitude à monsieur **KOUCHIH Djilali**, qui a assumé la direction de ce travail. Qu'il veuille bien trouver ici l'expression de notre reconnaissance pour son dévouement, sa patience, sa disponibilité, ses conseils et son aide constante qu'il nous a apporté tout au long de ce travail.

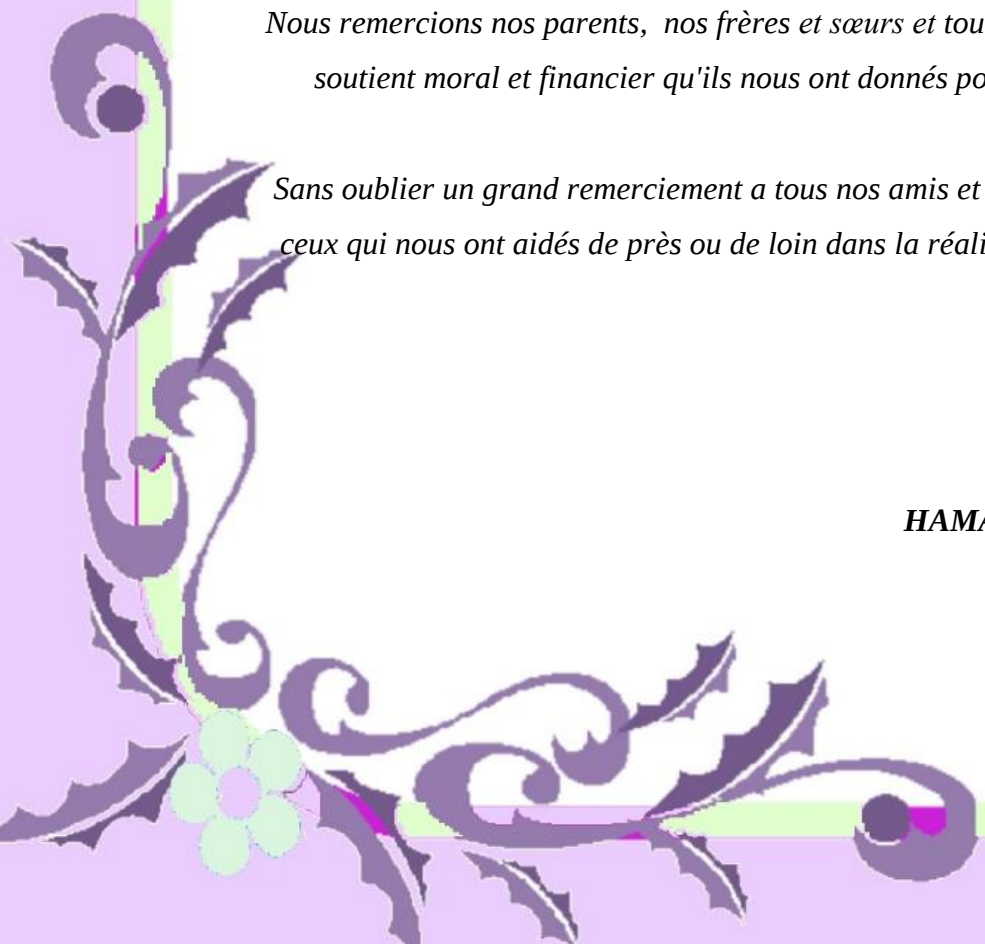
Nous remercions tous les membres du jury d'avoir accepté d'examiner notre projet de fin d'étude, ainsi que pour avoir consacré une partie de leur temps précieux pour le lire et le corriger.

Nous adressons notre vif remerciement à tous les enseignants qui, par leur enseignement, leur encouragement et leur aide, ont contribué à notre formation.

Nous remercions nos parents, nos frères et sœurs et toutes nos familles pour leurs soutient moral et financier qu'ils nous ont donnés pour effectuer ce travail.

Sans oublier un grand remerciement à tous nos amis et camarades, ainsi que tous ceux qui nous ont aidés de près ou de loin dans la réalisation de notre mémoire.

HAMAMTI et MOGHRAOUI



ملخص :

يهدف هذا العمل الى تحليل اداء نظام التحكم المباشر في العزم للمحرك الغير متزامن المغذى بمموج متعدد المستويات و مقارنته بنظام التحكم المباشر في العزم العادي الكلاسيكي الذي يستعمل فيه مموج ثنائي المستوى. و يهدف هذا التحليل الى تحسين اداء النظام على الخصوص وتحسين مجال التحكم في سرعة المحركات الغير متزامنة على العموم.

كلمات المفاتيح:

التحكم المباشر في العزم. المحرك الغير متزامن. مموج متعدد المستويات.

Résumé :

Ce travail vise à analyser les performances de la commande directe du couple pour un moteur asynchrone associé à un onduleur multinationaux et le comparer avec la commande directe du couple classique qui utilise un onduleur classique à deux niveaux.

Cette analyse a pour but d'améliorer la commande en particulier, et d'améliorer le domaine de contrôle de la vitesse pour les moteurs asynchrones dans l'ensemble.

Mots clés :

la commande directe du couple; moteur asynchrone; onduleur multinationaux.

Abstract :

This work aims to analyze the performance of direct torque control for an asynchronous motor associated with a multilevel inverter and to compare it with the classic direct torque control which uses a conventional two-level inverter.

This analysis aims to improve the control In particular, and to improve the field of speed control for asynchronous motors.

Keywords :

Direct torque control; asynchronous motor; multilevel inverter.

Remerciements

Dédicaces

Résumé

Sommaire.....i

Liste des figures.....v

Liste des tableaux.....ix

Notations et symboles.....x

Introduction générale.....1

Chapitre I ***Modélisation de la MAS***

I.1 Introduction:.....3

I.2 Modélisation de la MAS:.....4

I.2.1 Introduction:.....4

I.2.2 Hypothèses simplificatrices:.....6

I.2.3 Modèle mathématique de la MAS:.....6

I.2.3.1 Equations en triphasée:.....6

I.2.3.1.1 Les équations électriques:.....7

I.2.3.1.2 Les équations magnétiques:.....9

I.2.3.2 Equations en diphasée:.....10

I.2.3.2.1 Choix du référentiel:.....12

I.2.3.2.2 Référentiel lié au champ tournant:.....13

I.2.3.2.3 Expression en modèle d'état:.....15

I.2.3.2.4 Expression en modèle d'état en vue de la commande:.....17

I.2.3.2.4.1 Référentiel lié au stator (repère stationnaire $\alpha\beta$):.....17

I.2.3.2.4.2 Passage entre les repères dq et $\alpha\beta$:.....20

I.3 Résultats de simulation:..... 21

I.3.1 Interprétation des résultats:.....24

I.4 Conclusion:.....27

Chapitre II ***Association Machine-Onduleur***

II.1 Introduction :	28
II.2 les onduleurs :	29
II.2.1 Classification des onduleurs :	29
II.2.1.1 Onduleur autonome :	29
II.2.1.2 Onduleur non autonome :	29
II.2.2 Choix des composants :	29
II.2.3 Différents type d'onduleur pour l'alimentation des machines asynchrones :	30
II.2.3.1 Onduleur de courant :	30
II.2.3.2 Onduleur de tension :	31
II.2.4 Modélisation de l'alimentation de la machine par onduleur deux niveaux :	32
II.3 Analyse harmonique de la tension de sortie de l'onduleur :	37
II.3.1 Origine des harmoniques :	37
II.3.2 Paramètre de performance de l'onduleur :	37
II.4 Technique de command de l'onduleur :	39
II.5 Résultat de simulation d'ensemble MAS-onduleur deux niveaux :	40
II.6 Interprétation des Résultats de simulation MAS-ONDU2N :	45
II.7 Les limites des onduleurs à deux niveaux :	45
II.8 Les onduleurs multiniveaux :	46
II.8.1 Introduction :	46
II.8.2 Avantages et inconvénients des onduleurs Multiniveaux :	47
II.8.3 Principe de l'onduleur multiniveaux :	48
II.8.4 Les Principes topologies d'onduleurs multiniveaux :	49
II.8.4.1 Les onduleurs NPC (Neutral point clamped) :	49
II.8.4.2 Onduleur de tension à condensateurs flotteurs :	52
II.8.4.3 Les onduleurs multicellulaire ou cellules Imbriquées :	53
II.8.4.4 Les onduleurs multiniveaux en cascade :	55
II.8.4.5 Autres topologies (les topologies hybrides) :	56
II.8.5 Modélisation de l'Onduleur de tension NPC à trois niveaux :	57
II.8.5.1 Modélisation d'un bras d'onduleur à trois niveaux :	58
II.8.5.2 Hypothèse pour la modélisation :	60
II.8.5.3 Commande complémentaire pour l'onduleur à trois niveaux:	60
II.8.6 Technique de command de l'onduleur trois niveaux :	63
II.8.6.1 Commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse :	64
II.8.6.2 Commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuse :	68

<i>II.9 Interprétation des Résultats de simulation pour un onduleur trois niveaux:</i>	73
<i>II.10 Conclusion :</i>	74

Chapitre III

Commande Directe du Couple (DTC)

<i>III.1 Introduction:</i>	75
<i>III.2 Principe de contrôle direct de couple:</i>	76
<i>III.3 Comportement des grandeurs à contrôler (couple et flux) :</i>	77
<i>III.3.1 Comportement du flux statorique :</i>	77
<i>III.3.2 Comportement du couple électromagnétique :</i>	79
<i>III.4 Présentation de la structure du contrôle :</i>	81
<i>III.4.1 Estimation du flux statorique :</i>	83
<i>III.4.2 Estimation du couple:</i>	84
<i>III.5 Elaboration du vecteur de commande:</i>	84
<i>III.5.1 Correcteur du flux :</i>	84
<i>III.5.2 Correcteur du couple :</i>	85
<i>III.6 Contrôle direct de couple par la méthode classique :</i>	86
<i>III.6.1 Elaboration de la table de commande :</i>	86
<i>III.6.1.1 Table de commande du flux statorique :</i>	87
<i>III.6.1.2 Table de commande du couple :</i>	87
<i>III.7 Contrôle direct de couple utilisant un onduleur à trois- niveaux</i>	
<i>de tension de type NPC :</i>	89
<i>III.8 Structure générale du contrôle direct du couple :</i>	91
<i>III.9 Résultats de simulation :</i>	93
<i>III.9.1 pour DTC deux niveaux :</i>	93
<i>III.9.1.1 Interprétation des résultats pour DTC 2N :</i>	98
<i>III.9.2 pour DTC trois niveaux :</i>	99
<i>III.9.2.1 Interprétation des résultats pour DTC 3N :</i>	104
<i>III.10 Conclusion:</i>	105
<i>Conclusion générale:</i>	106
<i>RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES</i>	108

<i>ANNEXE A</i>	<i>111</i>
<i>ANNEXE B</i>	<i>112</i>
<i>ANNEXE C</i>	<i>114</i>

INTRODUCTION GENERALE

Les actionneurs électriques tournants jouent un rôle très important dans l'industrie. Les performances demandées à ces actionneurs sont de plus en plus élevées, tant du point de vue de la dynamique de la vitesse que de la précision du couple délivré.

Les premières applications en vitesse variable exploitaient les machines à courant continu, ont été largement utilisées dans les domaines nécessitant cette caractéristique (entraînements à vitesse et position variables), plus simples à commander que celles à courant alternatif car les deux grandeurs couple- flux sont naturellement découplées. Mais ce type de moteur souffre d'une faible durée de vie due à ses balais de collecteur lorsqu'il fonctionne dans le domaine de forte puissance et d'une puissance massique limitée [36].

Néanmoins La machine à courant alternatif asynchrone (**MAS**), de part, sa simplicité de conception et sa facilité d'entretien, sa robustesse, et le faible coût, ses performances, a la faveur des industriels depuis son invention par *N. TESLA*, quand il découvrit les champs magnétiques tournants engendrés par un système de courants polyphasés. Cette simplicité s'accompagne toute fois d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor, donc c'est pourquoi elle a été utilisée depuis longtemps dans les entraînements à vitesse constante.

Grâce aux nombreuses avancées technologiques, aussi bien dans le domaine de l'électronique de puissance et de la conception des machines électrique. L'homme a été réussi de faire fonctionner la **MAS** dans les applications de moyennes et fortes puissances à vitesse variable à base d'ensemble convertisseurs statiques-machines électriques.

Donc dans le début de processus, l'alimentation de la **MAS** est faite par des convertisseurs statiques à deux niveaux mais en fortes puissances ce dernier a montré plusieurs limitations, comme exemple la limitation en puissance, et le taux d'harmoniques élevé.

Actuellement, des nouvelles technologies des convertisseurs statiques dites multiniveaux sont proposés pour les utilisés dans les applications de fortes puissances. Grâce à leur topologie, les onduleurs multi-niveaux permettent une association série de plusieurs cellules de commutation, ce qui permet une augmentation du niveau de tension appliqué et également la puissance transitée. Cette structure permet aussi d'avoir une tension de sortie proche de la sinusoïde, grâce aux plusieurs niveaux de tension fournis par ces convertisseurs.

Alors l'utilisation de ces types des convertisseurs est la solution aux problèmes causés par les convertisseurs à deux niveaux.

Cependant ce système **MAS-ONDULEUR** n'est pas apte à travailler tout seul pour faire fonctionner la **MAS** à vitesse variable, sauf qu'on fait une association de ce système avec une commande.

Les derniers développements de commande pour le moteur asynchrone ont vu l'émergence de différentes structures basées sur le contrôle vectoriel comme le contrôle direct du couple **DTC**. Cette stratégie de commande permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des seules grandeurs liées au stator sans l'intervention de capteur mécanique. De plus, cette structure ne nécessite pas l'application d'une commande à modulation de largeur d'impulsion (**MLI**) sur l'onduleur, ce qui améliore, très nettement, les performances dynamiques des grandeurs contrôlées [37].

L'objectif vise dans ce mémoire est d'améliorer les performances de la commande **DTC** classique à la machine asynchrone on utilise un onduleur multiniveaux de type **NPC** (trois niveaux). Cet objectif comprend une amélioration de la réponse dynamique du système, ainsi que les performances en régime statique, particulièrement la minimisation des pulsations du couple électromagnétique de la machine asynchrone.

Le premier chapitre sera consacré à l'étude et la modélisation de moteur à induction. On commencera par une description générale du moteur asynchrone puis on présentera le modèle mathématique du moteur établi dans un référentiel **(d,q)** lié au champ tournant, et puis lie a une repère stationnaire **(α,β)** qui est immobile par rapport au stator, basé sur des hypothèses simplificatrices, et la transformation de Park. Ensuite on présentera les résultats de simulation des deux modèles du moteur asynchrone à cage dans l'environnement **MATLAB**. On terminera par la présentation des résultats obtenus par simulation et une conclusion.

Le deuxième chapitre sera consacré à la modélisation de l'association convertisseur statique deux niveaux et la machine asynchrone, commandé par la technique MLI intersectif et la présentation des résultats de ce dernier. Et on présentera les différentes topologies des onduleurs multiniveaux, On terminera par la modélisation de l'association convertisseur statique trois niveaux de type **NPC** et la machine asynchrone commandé par la meme technique et la présentation des résultats obtenus avec une conclusion.

Enfin pour le dernier chapitre, on présente la commande de la **MAS** par **DTC** alimentée par onduleurs à deux niveaux et trois niveaux. Nous terminons ce chapitre par les résultats de simulations et une comparaison des performances pour les deux onduleurs et une conclusion.

On termine ce travaille par une conclusion générale et des perspectives.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

[1] SMAIL BACHIR

"Contribution Au Diagnostic De La Machine Asynchrone Par Estimation Paramétrique",
Thèse de Doctorat, Université de Poitiers 2002.

[2] MARCIN ŻELECHOWSKI

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

[3] J. P. CARON, J. P. HAUTIER

"Modélisation et commande de la Machine Asynchrone", Edition Technip 1995 ISBN 2-
7108-0683-5.

[4] L .BAGHLI

"Modélisation Et Commande De La Machine Asynchrone", IUFM de lorraine - UHP 2005.

[5] J. CHATELAIN

"Machine électriques", tome I, Edition Dunod 1983, ISBN 2-04-015620-8.

[6] ROSENDO PEÑA EGUILUZ

"Commande algorithmique d'un système mono-onduleur bimachine asynchrone destiné à la
traction ferroviaire", These Doctorat De l'INPT Toulouse 2002.

[7] B.KAFIA

" Commande de la machine asynchrone par mode de glissement, apport de la logique floue
pour la réduction du phénomène chattering ".Thèse de magister, Université de Batna
[2003].

[8] Mr. YAHIAOUI OMAR et Mr. LABZA TAHAR

"Etude et simulation d'association onduleur de tension-moteur asynchrone etrillage par
mode glissant." M'sila 2006/2007 ingénieur d'état en génie électrotechnique.

[9] KHALED YAHIA

"Estimation en ligne de l'état et des paramètres du moteur asynchrone triphasé", Thèse de
magister université de Biskra [2005].

[10] YAKOUB K

" Réduction des effets de la tension homopolaire dans les associations onduleurs multi
niveaux moteur à induction". Thèse de Magistère de l'université de Batna [2005].

[11] WWW.réglage de la vitesse de rotation.htm.

[12] BENNOUI HASSINA

" Apport De La Logique Floue Et Des Réseaux De Neurones Pour La Commande Avec
Minimisation Des Pertes De La Machine Asynchrone" Mémoire de Magister,
Electrotechnique, Université de Batna, 2009.

[13] J. CAMILLE DE BARROS

"Application de la Logique Floue à la Commande Optimale du Moteur Asynchrone ", Thèse de Doctorat, Université Marseille, France 2003.

[14] G. GUY C.GUY

" Actionneurs Electriques, Principes Modèles Commande ", Edition Eyrolles, 2000.

[15] SCHNEIDER ELECTRIC

" Guide de conception des réseaux électriques industriels ", article 6 883 427/A, Guide de conception des réseaux électriques industriels.

[16] A.DJALAL

"Etude experimental de influence des strategies MLI sur la commande de la machine à induction." Thèse de Magistère de l'université de Batna [2009].

[17] P. M. BHAGWAT, V, R. STEFANONIC

"Generalized Structure of a Multilevel PWM Inverter", IEEE Trans. Ind. Appl. 1983.

[18] A. NABAE, I. TAKAHASHI, H. AGAKI

"A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter", IEEE Trans. Ind. Appl. 1981.

[19] H. FOCH, T. A. MEYNARD,

"Multi-level choppers for high voltage applications", European Power Electronics Drives Journal. Vol 2, n°1, 1992.

[20] T. A. MEYNARD, H. FOCH, F. FOREST,

"Onduleur de Tension. Structures. Principes. Applications", Techniques de l'Ingénieur, Vol. Traité Génie Electrique, n° D3176.

[21] B.KHALIFA

"Réalisation d'un banc d'essai pour la Commande et l'Observation des Convertisseur Multicellulaires Série : Approche Hybride. " Grade de docteur Université de cergy-pontoise 2009

[22] J.RODRIGUESZ, J. S LAI, F. Z. PENG

"Multilevel Inverters: a survey of topologies, control, and applications", IEEE Trans. Ind. Electronics. 2002.

[23] G. SINHA AND T. A. LIPO

"A Four-Level Inverter Based Drive with a Passive Front End", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 15, No. 2, March 2000.

[24] ABED KHOUDIR

"Techniques de commande avancées appliquées aux machines de type asynchrone" Thèse de Doctorat, Université MENTOURI de Constantine 2010.

[25] KAPIL JAIN, PRADYUMN CHATURVEDI

"Matlab -based Simulation & Analysis of Three -level SPWM Inverter" International Journal of Soft Computing and Engineering (IJSCE) ISSN: 2231-2307, Volume-2, Issue-1, March 2012

[26] I. TAKAHASHI AND T. NOGUCHI

"A New Quick Response and High Efficiency Control Strategy of Induction Motor", IEEE Trans. Ind. Electron, IE-22, Sept. /Oct. 1986.

[27] I. TAKAHASHI AND. S. ASAKAWA

"Ultra-Wide Speed Control of Induction Motor Covered 10A6 range", IEEE Trans. Ind. Applicat., IA-25: 227-232, 1987.

[28] T.G. HABETLER AND D.M. DIVAN

"Control Strategies for Direct Torque Control using Discrete Pulse Modulation", IEEE Trans. Ind. Applicat., IA-27(5): 893-901, 1991.

[29] C. CARLOS DE WIT

"Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrones1", Edition HERMES Science Europe, 2000.

[30] A. ELBACHA, M.T. LAMCHICHI, M. CHERKAoui

"Contrôle Direct de Couple d'une Machine Asynchrone Système de Régulation de Vitesse avec Anti-Emballement ", Physical and chemical News ISSN 1114-3800 pp. 128-134, 2006.

[31] JAMEL BELHADJ

"Commande Directe en Couple d'une Machine Asynchrone- Structures d'observation - Application aux systèmes multimachines-multiconvertisseurs" Thèse de Doctorat Université de Tunis El-Manar, Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis 2001.

[32] M. E. HAQUE, AND M. F. RAHMAN

"A Direct Torque Controlled interior permanent synchronous machine drive with a new stator resistance estimator." In IEEE Ind. Applicat. Conference, 2003-28th IAS Annual Meeting, Page(s):632 - 639 vol.1, October, 2003.

[33] C. CANUDAS DE WIT

"Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC", Editions Hermes Science Europe Ltd, 2000.

[34] F. KHOUCHA

"Implémentation sur DSP d'observateurs de flux pour la commande directe du couple d'un MAS sans capteur mécanique ", Mémoire de Magister, Ecole Militaire polytechnique-EMP-, Alger, 2004.

[35] ISMAIL EL HASSAN

"Commande Haute Performance d'un Moteur Asynchrone sans Capteur de Vitesse par Control Directe du Couple " Thèse de Doctorat INP de Toulouse 1999.

[36] PHILIPPE LAUTIER

"Modélisation des convertisseurs à découpage pour la conception et la commande: Application à l'onduleur", thèse de doctorat, ECOLE DOCTORALE: Electronique, Electrotechnique, Automatique. Laboratoire CEGELY de l'INSA de LYON, 1998.

[37] J-P.CARON, J-P.HAUTIER

" Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone." Edition TECHNIP, Paris 1995.

Chapitre I

Modélisation de la MAS

Chapitre II

Association Machine-Onduleur

Chapitre III

Commande Directe du Couple (DTC)

Introduction

Générale

Conclusion

Générale

Sommaire

Références
Bibliographiques

Les Annexes

Liste des Figures

Liste des Tableaux

Notations et Symboles

Avant Propos

Dédicaces

Résumé

I.1 Introduction:

La machine asynchrone, c'est le moteur utilisé au quotidien dans les applications domestiques (machine à laver), à l'atelier, à l'usine (machine d'entraînement) ainsi que pour les domaines spécialisés (traction ferroviaire, maritime, auxiliaire dans les centrales, dans les propulsions...).

De façon générale avec ses avantages incontestés (Sa robustesse, simplicité de conception et d'entretien, faible coût, et surtout absence de l'ensemble balais-collecteur) , lui en permis de conquérir un espace de plus aux détriments des machines synchrones et à courant continu...etc. Donc c'est la machine la plus utilisée en industrie.

Pour étudier une machine électrique, le but de l'électrotechnicien est d'élaborer un modèle aussi fin que possible afin qu'il puisse se rendre compte de la réalité. La conception d'une chaine de commande passe par une phase de modélisation afin de dimensionner et valider les stratégies retenues.

Dans ce chapitre, nous présenterons le modèle mathématique triphasé de la machine asynchrone et de sa transformation dans le système biphasé tournant (dq), et fixé au stator ($\alpha\beta$).

I.2 Modélisation de la MAS:

I.2.1 Introduction:

La machine asynchrone, souvent appelée moteur à induction comprend un stator et un rotor.

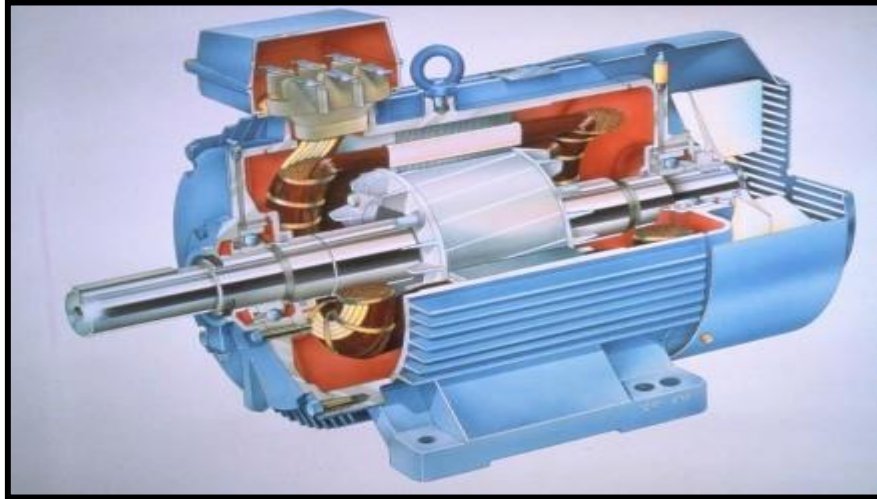


Fig.I.1: Machine asynchrone avec rotor à cage d'écureuil

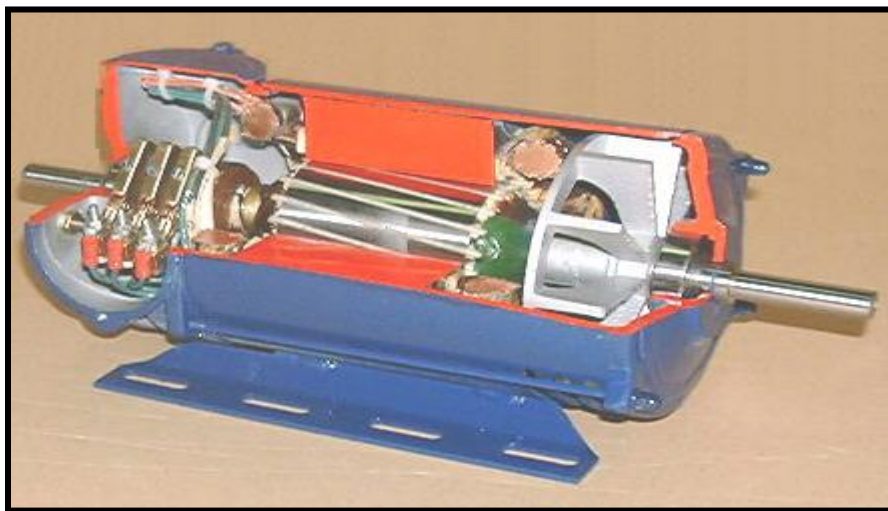


Fig.I.2: Machine asynchrone avec rotor bobiné

Constitués d'empilement de tôles d'acier au silicium et comportant des encoches dans lesquelles sont placées les enroulements. Le stator est fixe ; on y trouve les enroulements reliés à la source, l'objectif étant d'obtenir une répartition des forces magnétomotrices et du flux la plus sinusoïdale possible dans l'entrefer. Le rotor est monté sur un axe de rotation.

Selon que les enroulements du rotor sont accessibles de l'extérieur ou sont fermés sur eux-mêmes en permanence, sont définis deux types de rotor : bobiné ou à cage d'écureuil :

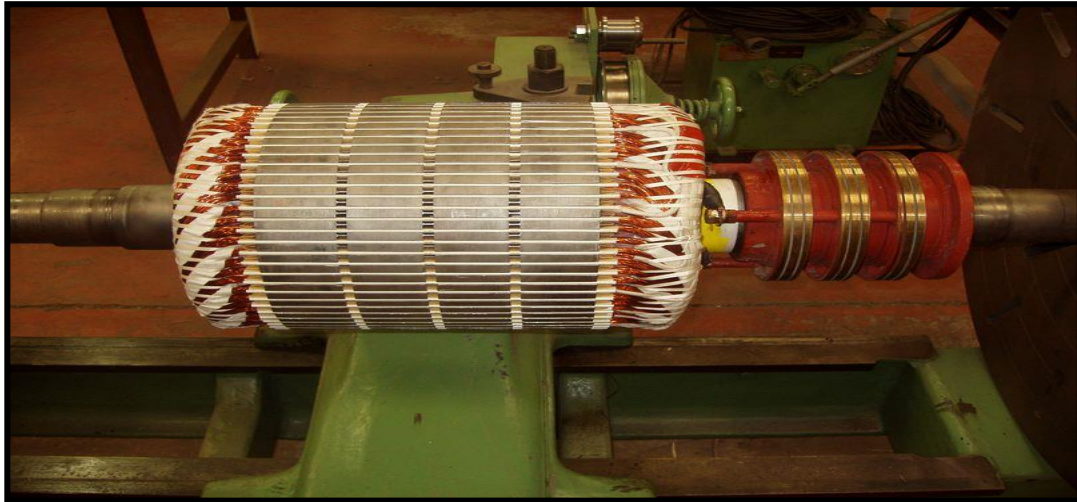


Fig.I.3: rotor bobiné

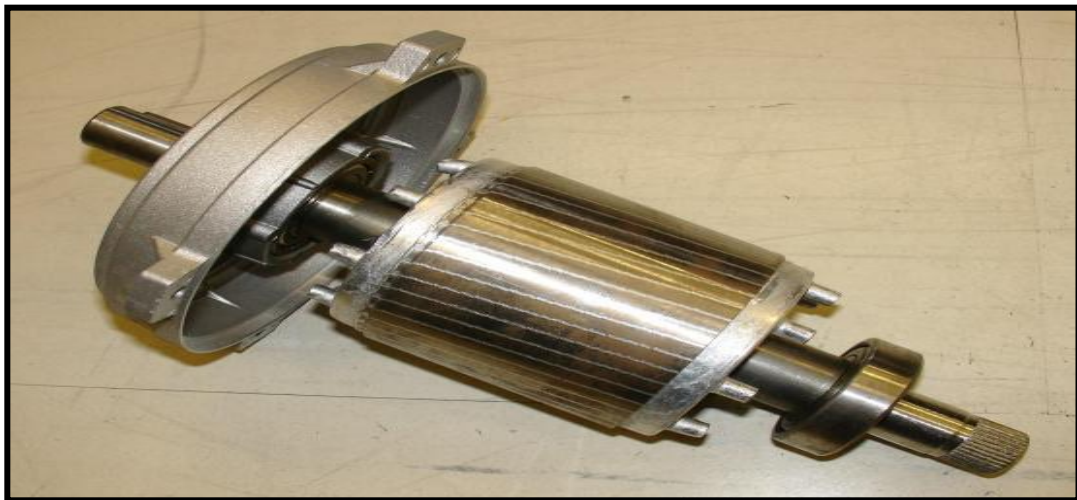


Fig.I.4: rotor à cage d'écureuil

Toutefois, la dernière structure est souvent prise lors des modélisations comme électriquement équivalente à celle d'un rotor bobiné dont les enroulements sont en court-circuit [1].

L'objectif de ce chapitre est de présenter mathématiquement la modélisation de la machine asynchrone sous forme de différents modèles d'état selon le choix du repère, ces modèles sont définis dans un référentiel diphasé, soit tournant (dq), soit fixé au stator ($\alpha\beta$), ces derniers sont déterminés à partir du référentiel triphasé conventionnel de la machine asynchrone à l'aide de transformations mathématiques adéquates.

1.2.2 Hypothèses simplificatrices:

La modélisation est une phase primordiale sur le chemin de la simulation et la réalisation. Le modèle adopté devrait interpréter le plus fidèlement possible l'ensemble des phénomènes que le concepteur cherche à mettre en évidence, pour ainsi prédire le comportement en régime dynamique et stationnaire du système physique.

Seulement les machines électriques sont des systèmes très complexes, pour en tenir compte dans leurs modélisations de tous les phénomènes physiques qu'elles contiennent. Il est alors essentiel d'admettre quelques hypothèses simplificatrices conventionnelles, qui tout de même n'altèrent point l'authenticité du modèle de la machine dans le cadre de ce travail [2].

Les hypothèses simplificatrices adoptées dans ce travail sont présentées comme suit :

- Répartition spatiale sinusoïdale de l'induction magnétique à travers l'entrefer, ce qui se traduit par une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre le stator et le rotor, cela implique une variation nulle de la perméance magnétique due aux encoches.
- Les courants induits dans le circuit magnétique (courants de Foucault) sont supposés négligeables, ainsi qu'aux phénomènes de l'hystérésis et l'effet de peau.
- La saturation magnétique ne sera pas prise en compte, ce qui permettra d'écrire les flux propres de la machine comme des fonctions linéaires des courants.
- Les Résistances des enroulements sont considérées comme constantes.

1.2.3 Modèle mathématique de la MAS:

1.2.3.1 Equations en triphasée:

Le stator est constitué de trois enroulements répartis dans l'espace, et séparés d'un angle électrique de 120° , les mêmes propos s'appliquent au rotor qu'il soit à cage d'écureuil ou formé de trois bobines.

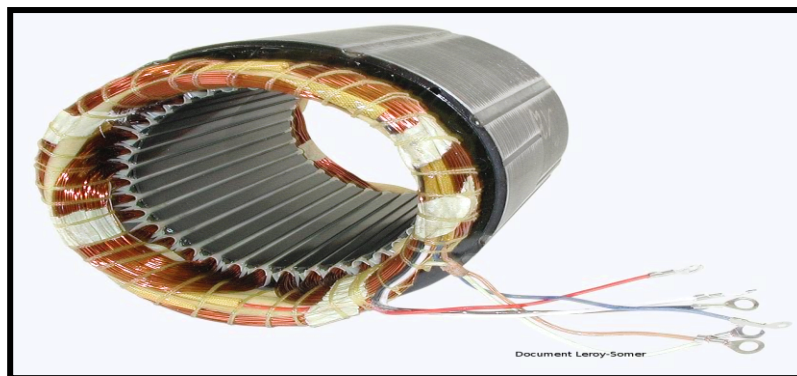


Fig.I.5: Photo réel d'un stator

La **Figure (I.6)** illustre la disposition des enroulements statoriques et rotoriques :

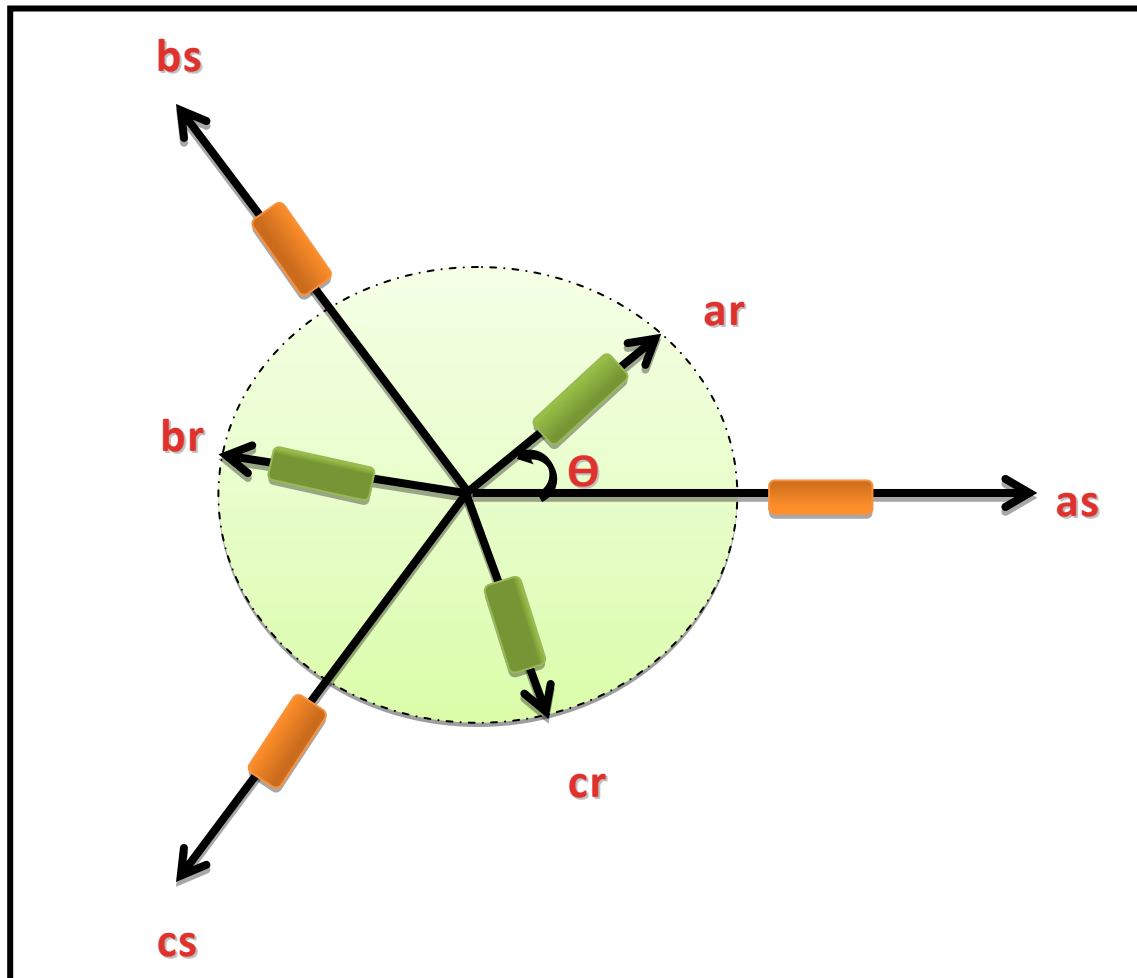


Fig.I.6: Représentation spatial des enroulements de la MAS

as, bs, cs : Indices des phases statorique.

ar, br, cr : Indices des phases rotorique.

θ : définit la position du rotor par rapport au stator.

Dans le repère triphasé, les trois vecteurs **as**, **bs**, **cs**, sont orientés selon les axes des trois enroulements statoriques de la machine. Il est de même pour le rotor.

L'axe **as** est souvent considéré comme référence.

1.2.3.1.1 Les équations électriques:

En tenant compte des hypothèses mentionnées précédemment les équations électriques des tensions statoriques et rotoriques peuvent s'écrire sous forme matricielle en appliquant la loi d'Ohm comme suit :

$$\text{Au stator : } [V_{abcs}] = [R_s][I_{abcs}] + \frac{d}{dt}[\phi_{abcs}] \quad (I-1)$$

$$\text{Au rotor : } [V_{abcr}] = [R_r][I_{abcr}] + \frac{d}{dt}[\phi_{abcr}] \quad (I-2)$$

Les grandeurs, $[V_{abcs}]$, $[I_{abcs}]$, $[\phi_{abcs}]$, sont des vecteurs de dimension 3×1 définis comme suit :

$$[V_{abcs}] = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} ; \quad [I_{abcs}] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} ; \quad [\phi_{abcs}] = \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (I-3)$$

Celles du rotor sont :

$$[V_{abcr}] = \begin{bmatrix} v_{ar} = 0 \\ v_{br} = 0 \\ v_{cr} = 0 \end{bmatrix} ; \quad [I_{abcr}] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} ; \quad [\phi_{abcr}] = \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (I-4)$$

Les matrices des résistances des enroulements statoriques et rotoriques sont définies comme suit :

$$[R_s] = R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} ; \quad [R_r] = R_r \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (I-5)$$

Avec :

Rs : La résistance statorique.

Rr : La résistance rotorique.

I.2.3.1.2 Les équations magnétiques:

L'application des hypothèses citées précédemment peut conduire à des relations linéaires entre les flux et les courants.

Les flux totaux de la machine sont en relation avec les courants par l'intermédiaire des équations suivantes :

$$[\phi_{abcs}] = [L_{ss}] [I_{abcs}] + [L_{msr}] [I_{abcr}] \quad (I-6)$$

$$[\phi_{abcr}] = [L_{rr}] [I_{abcr}] + [L_{mrs}] [I_{abcs}] \quad (I-7)$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (I-8)$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (I-9)$$

$$[L_{sr}] = l_m \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (I-10)$$

Où :

[Lss] : Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases statoriques.

[Lsr] : Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases rotoriques.

[L_{msr}] : Matrice des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.

M_s : Inductance mutuelle entre enroulements statorique.

M_r : Inductance mutuelle entre enroulement rotorique.

l_s : Inductance propre d'un enroulement réel du statorique.

l_r : Inductance propre d'un enroulement fictif du rotor.

l_m : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase de rotor.

Notons que, la matrice des inductances mutuelles rotoriques n'est d'autre que la transpos celle des inductances mutuelles statoriques.

$$[L_{mrs}] = [L_{msr}]^t$$

1.2.3.2 Equations en diphasée:

Le modèle diphasé de la **MAS** s'effectue par une transformation du repère triphasé en un repère diphasé, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux, et courants), il conduit à des relations indépendantes de l'angle θ et à la réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de **Park (1929)** [3].

Il existe principalement deux transformations : Clarke et Concordia.

La transformation de Clarke conserve l'amplitude des grandeurs mais pas la puissance ni le couple. Tandis que celle de Concordia, qui est normée, elle conserve la puissance mais pas les amplitudes [4].

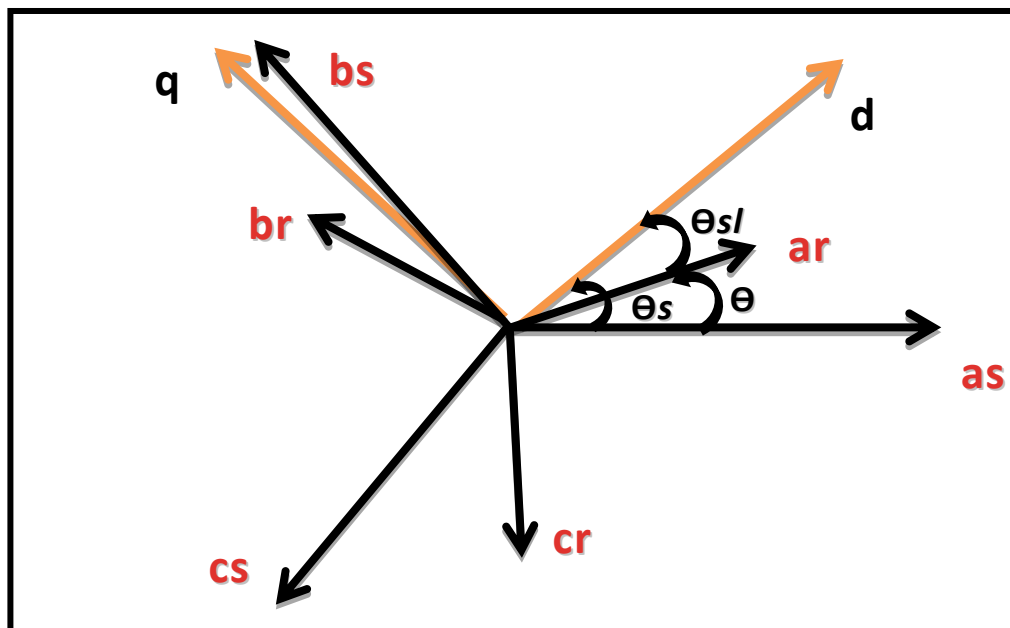


Fig.I.7: Position des axes dq par rapport aux axes de la machine

La **Figure(I.7)** met en relief l'axe direct **d** du référentiel de **Park**, et l'axe en quadrature **q**.

Pour simplifier les équations, les repères de **Park** des grandeurs statoriques et rotoriques doivent coïncider, ceci est possible grâce à la relation suivante :

$$\theta_s = \theta_{s1} + \theta \quad (I-11)$$

θ_s : définit la position du repère de **Park** par rapport au stator.

θ_{s1} : définit la position du repère de **Park** par rapport au rotor.

θ : définit la position du rotor par rapport au stator.

La matrice de transformation de **Park** **[T]** est définie comme suit :

$$[T] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta_i) & \cos(\theta_i - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_i - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_i) & -\sin(\theta_i - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_i - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I-12)$$

On a choisi **(2 / 3)**, pour les valeurs inchangées des amplitudes des tensions, courants, et flux. θ_i est l'angle entre l'axe **d** et l'axe de référence dans le système triphasé.

La transformation directe est alors :

$$\begin{bmatrix} x_0 \\ x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta_i) & \cos(\theta_i - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_i - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_i) & -\sin(\theta_i - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_i - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (I-13)$$

Où, **x** représente les variables considérées de la machine qui sont tensions, courants ou flux. La variable x_0 représente la composante homopolaire, ajoutée pour rendre la transformation réversible, elle est nulle lorsque le neutre n'est pas branché et lorsque le system est équilibrée.

La transformée de **Park** inverse est nécessaire afin de revenir aux grandeurs triphasées, elle est définie par :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\theta_i) & -\sin(\theta_i) \\ 1 & \cos(\theta_i - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_i - \frac{2\pi}{3}) \\ 1 & \cos(\theta_i - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_i - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (I-14)$$

I.2.3.2.1 Choix du référentiel:

Ce qui rend la transformation de **Park** attrayante, est que l'orientation du repère **dq** peut être quelconque. Il existe trois choix importants, le repère **dq** peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant, Selon l'objectif de l'application [5] [6] :

- **Repère d'axes dq fixe lié au stator ou repère stationnaire ($\theta_s = 0$).**

Ce référentiel est immobile par rapport au stator, Les grandeurs électriques évoluent en régime permanent électrique à la pulsation statorique ω_s . L'avantage de ce système c'est i_{as} est un courant réel d'une phase statorique. Dans ce référentiel on remplaçant les indices (**d, q**) par les indices (**α, β**) .

- **Repère d'axes dq lié au rotor ($\theta_{sl} = 0$).**

Les grandeurs évoluent en régime permanent électrique à la pulsation des courants rotoriques ω_{sl} . Elles sont de faible fréquence (fréquence de glissement).

- **Repère d'axes dq lié au champ électromagnétique tournant.**

Ce système d'axes est immobile par rapport au champ électromagnétique de la machine électrique Le modèle est simplifié par l'utilisation d'équations plus simples. En régime permanent électrique les grandeurs du modèle sont continuées. Cette méthode est souvent utilisée dans l'étude des commandes.

I.2.3.2.2 Référentiel lié au champ tournant:

Symbolisé par le vecteur flux statorique, le champ tournant est le champ créé par le bobinage statorique et qui tourne, en régime permanent, à la vitesse de synchronisme. Si on choisit de fixer le repère dq au champ tournant alors on a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \Rightarrow \omega_{s1} = \omega_s - \omega = \omega_s - p\Omega \quad (I-15)$$

Où :

ω_s : est la pulsation statorique.

ω : est la pulsation rotorique.

ω_{s1} : est la pulsation du glissement.

Ω : la vitesse mécanique, elle est reliée à la pulsation rotorique par : ω

$$\omega = p\Omega$$

▪ Equations électriques

Les équations électriques de la **MAS** dans un repère de **Park** lié au champ tournant sont :

$$\text{Au stator : } \begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \end{cases} \quad (I-16)$$

$$\text{Au rotor : } \begin{cases} v_{dr} = 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - p\Omega) \phi_{qr} \\ v_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - p\Omega) \phi_{dr} \end{cases} \quad (I-17)$$

Ceux des flux totaux ayant pour valeur :

$$\text{Pour le stator : } \begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \end{cases} \quad (I-18)$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} \phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \end{cases} \quad (I-19)$$

Avec :

$$L_s = l_{fs} + \frac{3}{2} l_{ms} \quad : \text{Inductance cyclique statorique.}$$

$$L_r = l_{fr} + \frac{3}{2} l_{mr} \quad : \text{Inductance cyclique rotorique.}$$

$$L_m = \frac{3}{2} l_m \quad : \text{Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.}$$

Où :

$$l_{fs} \quad : \text{Inductance de fuit statorique.}$$

$$l_{fr} \quad : \text{Inductance de fuit rotorique.}$$

▪ Equations mécaniques

Le modèle électrique doit être complété par les expressions du couple électromagnétique et de la vitesse, décrivant ainsi le mode mécanique.

Le couple électromagnétique C_e peut se mettre sous plusieurs formes :

$$\begin{cases} C_e = \frac{3}{2} p (\phi_{ds} i_{qs} - \phi_{qs} i_{ds}) \\ C_e = \frac{3}{2} p (\phi_{qr} i_{dr} - \phi_{dr} i_{qr}) \\ C_e = \frac{3}{2} p L_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \end{cases} \quad (I-20)$$

$$C_e = K_t (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \quad (I-21)$$

Où :

$$K_t = p \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_r}$$

p : Le nombre de pair de pole.

Notons que c'est la relation **(I-21)** qui sera retenue, car elle dépend des variables d'état adoptées.

La vitesse de rotation mécanique se déduit de la loi fondamentale de la mécanique générale (la somme des couples à l'arbre est équivalente au couple inertiel), elle s'écrit donc :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f_v \Omega \quad (I-22)$$

Où :

J : Est l'inertie de toutes les masses tournantes ramenées à l'arbre de la machine.

C_r : Le couple de charge.

f_v : Coefficient du frottement visqueux.

I.2.3.2.3 Expression en modèle d'état:

Maintenant on va réécrire les équations de la machine en modèle d'état dans un repère **(d,q)** lié au champ tournant , en prenant les courants statoriques **ids** , **iqs** et les flux rotoriques **ψdr** , **ψqr** comme variables d'états.

D'abord remplaçons les courants rotoriques et les flux statoriques à partir de **(I-18)**, **(I-20)**:

$$\text{Pour les courants rotoriques : } \begin{cases} i_{dr} = \frac{1}{L_r} \phi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} i_{ds} \\ i_{qr} = \frac{1}{L_r} \phi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \end{cases} \quad (I-23)$$

$$\text{Pour les flux statoriques : } \begin{cases} \phi_{ds} = \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \phi_{dr} \\ \phi_{qs} = \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \phi_{qr} \end{cases} \quad (I-24)$$

En rapportant ces dernières relations dans (I-16) et (I-17), on aboutira au système d'équations d'états suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{R_r L_m}{L_r^2} \right) \phi_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \omega \phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\omega_s i_{ds} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{qs} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \omega \phi_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{R_r L_m}{L_r^2} \right) \phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{dr} + \omega_{s1} \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r} i_{qs} - \omega_{s1} \phi_{dr} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{qr} \end{cases} \quad (I-25)$$

Où :

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad : \text{est le coefficient de dispersion de Blondel.}$$

En identifiant le système (I-25) à la forme $\frac{dX}{dt} = AX + BU$, on aura :

$X = [i_{ds} \ i_{qs} \ \phi_{dr} \ \phi_{qr}]^t$: le vecteur d'états.

$U = [v_{ds} \ v_{qs}]^t$: le vecteur de commande.

A : la matrice dynamique du système

B : la matrice d'application de commande .

Donc:

$$X = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} ; \quad U = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} ; \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I-26)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{1}{T_r} \frac{L_m^2}{L_r} \right) & \omega_s & \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \frac{1}{T_r} & \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \omega \\ -\omega_s & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{1}{T_r} \frac{L_m^2}{L_r} \right) & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \omega & \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \frac{1}{T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_s - \omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I-27)$$

Où :

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad : \text{Est la constate de temps rotorique.}$$

I.2.3.2.4 Expression en modèle d'état en vue de la commande:

I.2.3.2.4.1 Référentiel lié au stator (repère stationnaire $\alpha\beta$):

Cette transformation est appelée aussi transformation de **Concordia**, qui est en fait un cas particulier de la transformation de **Park**, elle est obtenue quand le repère **dq** est confondu avec le repère ($\alpha\beta$) **Figure (I.8)**, c.-à-d. en prenant $\theta_s = 0$, la transformation directe se fait alors comme suit:

$$\begin{bmatrix} x_0 \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (I-28)$$

Où, x représente les tensions, courants ou flux.

La transformée inverse est de la forme:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & 1 & 0 \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (I-29)$$

À partir des définitions précédentes, les équations électriques de la machine sont réécrites comme suit avec $\omega_s = 0$:

$$\text{Au stator :} \quad \begin{cases} v_{\alpha s} = R_s i_{\alpha s} + \frac{d\phi_{\alpha s}}{dt} \\ v_{\beta s} = R_s i_{\beta s} + \frac{d\phi_{\beta s}}{dt} \end{cases} \quad (I-30)$$

$$\begin{cases} \phi_{\alpha s} = L_s i_{\alpha s} + L_m i_{\alpha r} \\ \phi_{\beta s} = L_s i_{\beta s} + L_m i_{\beta r} \end{cases} \quad (I-31)$$

$$\text{Au rotor :} \quad \begin{cases} v_{\alpha r} = 0 = R_r i_{\alpha r} + \frac{d\phi_{\alpha r}}{dt} + \omega \beta \phi_{\beta r} \\ v_{\beta r} = 0 = R_r i_{\beta r} + \frac{d\phi_{\beta r}}{dt} - \omega \phi_{\alpha r} \end{cases} \quad (I-32)$$

$$\begin{cases} \phi_{\alpha r} = L_r i_{\alpha r} + L_m i_{\alpha s} \\ \phi_{\beta r} = L_r i_{\beta r} + L_m i_{\beta s} \end{cases} \quad (I-33)$$

En suivant les mêmes démarches prises dans le référentiel précédent afin d'écrire le système

d'équations sous la forme $\frac{dX}{dt} = AX + BU$, on aura :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{1}{T_r} \frac{L_m^2}{L_r} \right) & 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \frac{1}{T_r} & \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \omega \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{1}{T_r} \frac{L_m^2}{L_r} \right) & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \omega & \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \frac{1}{T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I-34)$$

$$X = \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ \phi_{\alpha r} \\ \phi_{\beta r} \end{bmatrix} ; \quad U = \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} ; \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I-35)$$

L'expression du couple électromagnétique exprimé dans le repère $\alpha\beta$ peut être donnée par :

$$C_e = K_t (\phi_{\alpha r} i_{\beta s} - \phi_{\beta r} i_{\alpha s}) \quad (I-36)$$

L'équation de la vitesse restant inchangée.

I.2.3.2.4.2 Passage entre les repères dq et $\alpha\beta$:

Dans la commande, il est souvent pratique de passer d'un repère à l'autre, cela se fait à l'aide de la matrice de rotation d'angle δ : $[P(\delta)]$, comme le montre la **Figure (I.8)**.

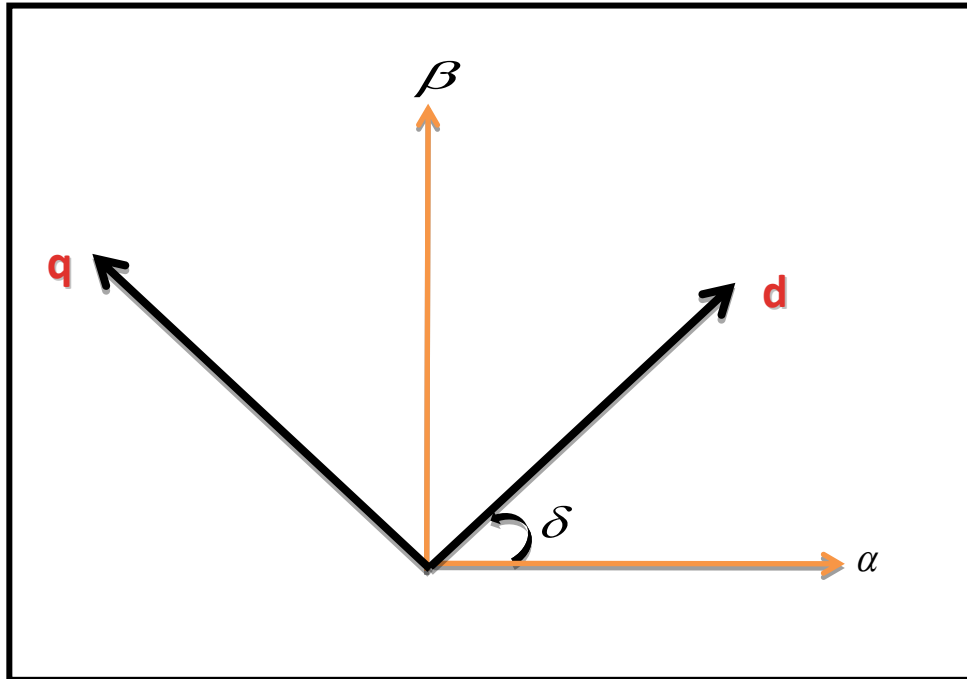


Fig.I.8: position des repères dq et $\alpha\beta$

La transformation se fait alors comme suit :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = [P(\delta)] \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (I-37)$$

Et inversement :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = [P(-\delta)] \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (I-38)$$

Avec :

$$[P(\delta)] = \begin{bmatrix} \cos(\delta) & \sin(\delta) \\ -\sin(\delta) & \cos(\delta) \end{bmatrix} \quad (I-39)$$

I.3 Résultats de simulation:

La simulation, bien connue de nos jours, des modèles des machines électriques et des entraînements, permet d'analyser les résultats des systèmes avec beaucoup de précision. Dans notre cas, toutes les simulations ont été effectuées par le logiciel «**MATLAB**», il offre également plusieurs méthodes de résolution numérique des équations différentielles (la méthode d'EULER simple, d'EULER modifiée, RUNGE-KUTTA d'ordre 4... etc.), ils peuvent réaliser des fonctions comme la sommation, l'intégrale, la multiplication, la dérivation ...etc. [7].

Le moteur est alimenté directement par le réseau 220 V, 50Hz, puis nous avons appliqués un couple résistant ($C_r=20\text{N.m}$) à $t=0.6\text{sec}$. Les résultats de la simulation sont représentés comme suite :

- la machine en modèle d'état dans un repère de parck (d,q)
liée au champ tournant

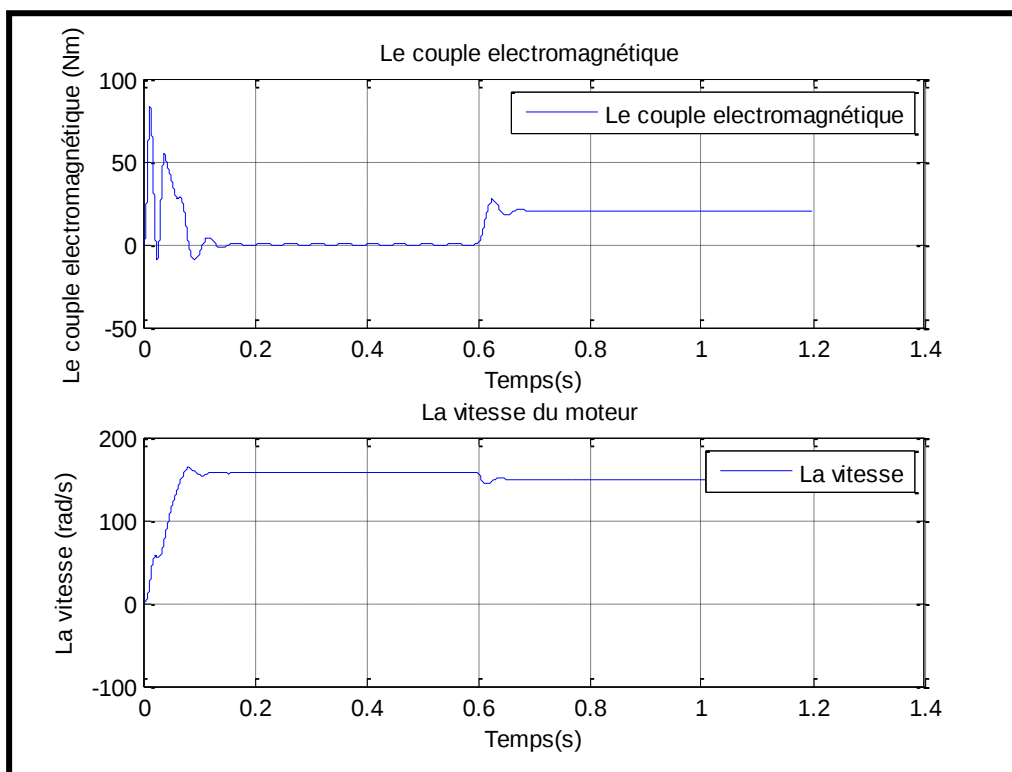
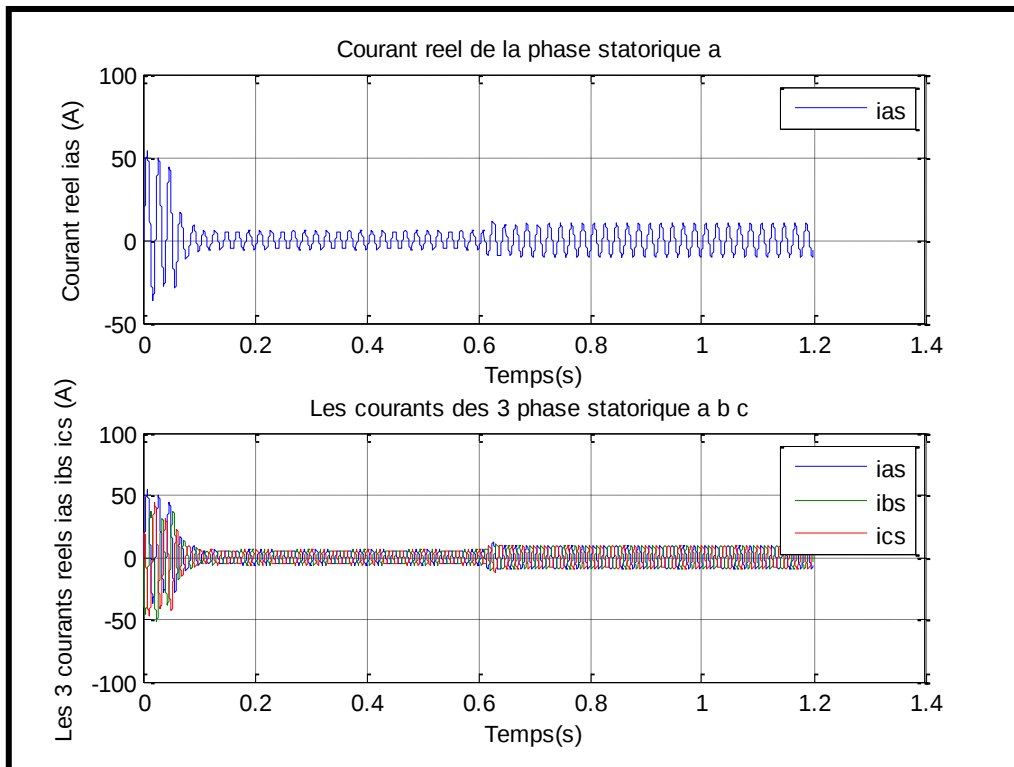
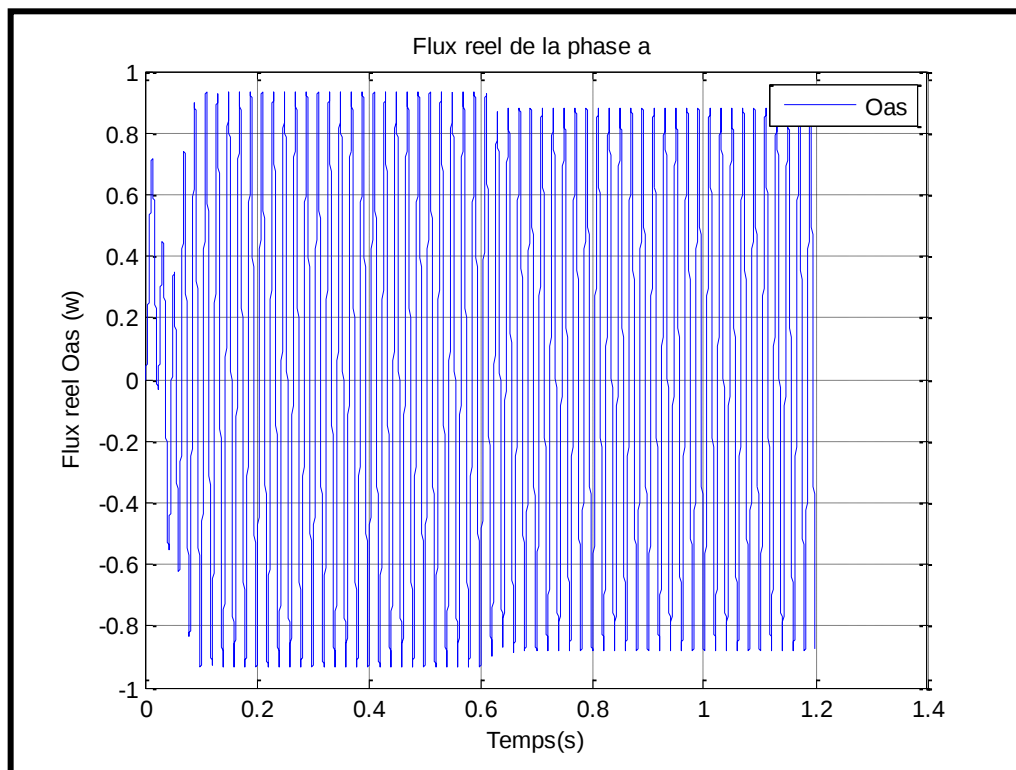


Fig.I .9: le couple électromagnétique et la vitesse

**Fig.I.10: les courants réels pour les 3 phases statoriques****Fig.I.11 : Le flux réel statorique pour la phase a**

- machine en modèle d'état dans un repère de park (d,q)
lié au repère stationnaire (α, β).

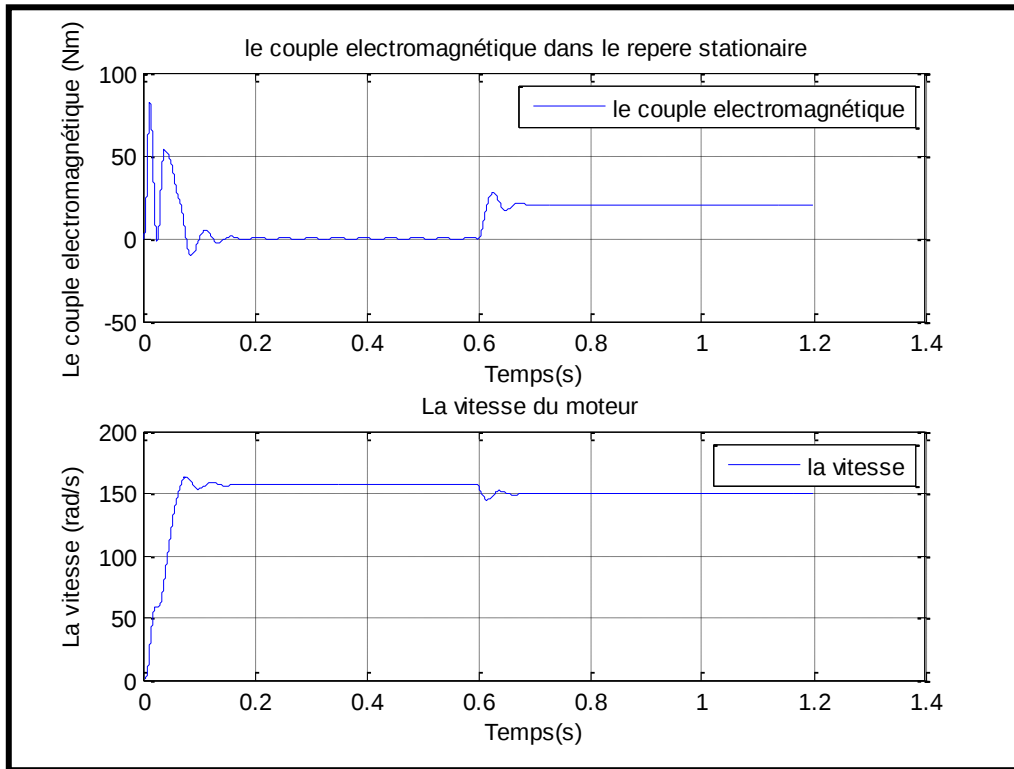


Fig.I.12: le couple électromagnétique et la vitesse

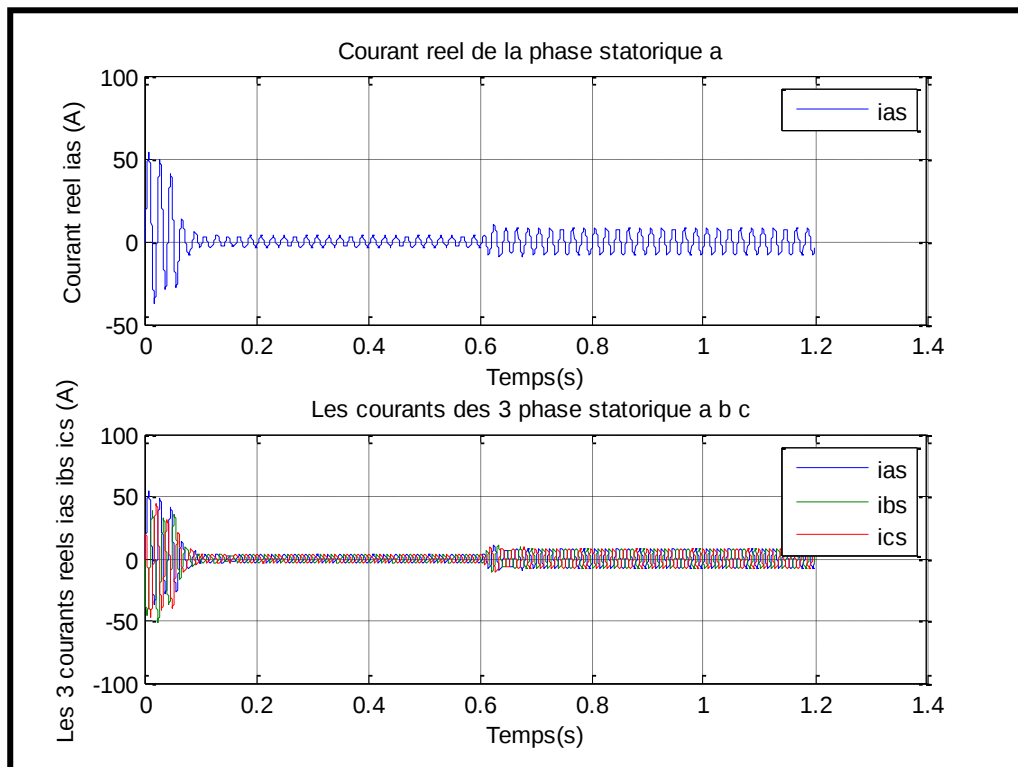


Fig.I.13: Les courants réels pour les 3 phases statoriques

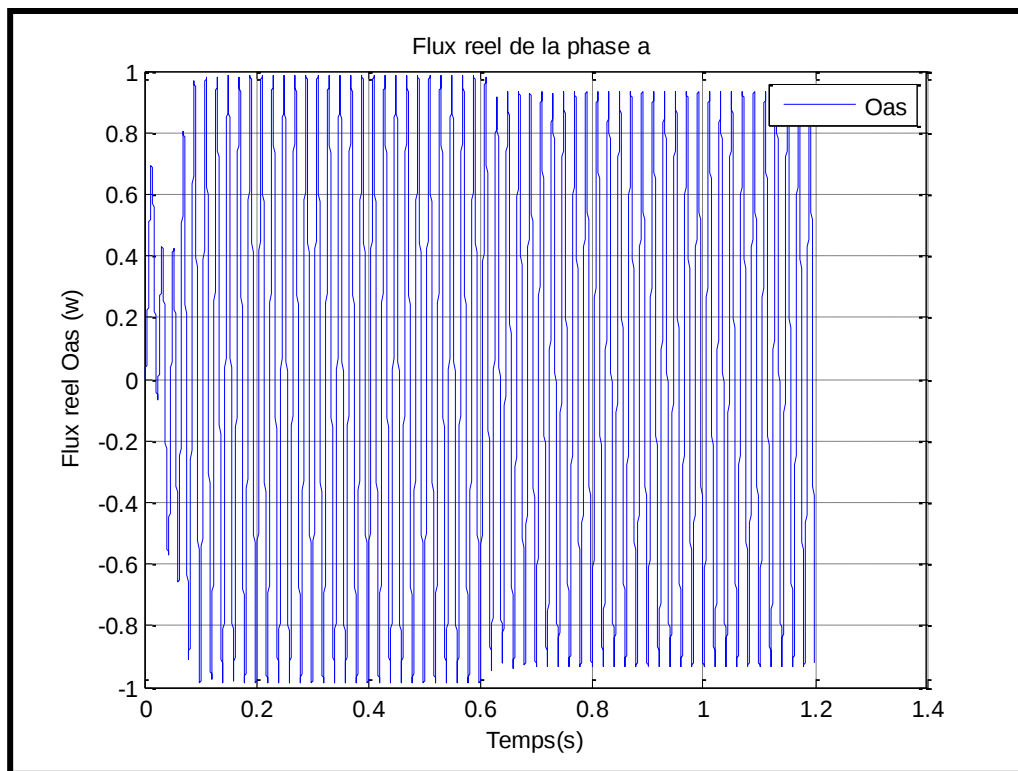


Fig.I.14: Le flux réel statorique pour la phase a

I.3.1 Interprétation des résultats:

Pour les deux modèles de la machine dans deux repères différents on a le même résultat pour les grandeurs réelles triphasées.

Avide :

La courbe de la vitesse présente des oscillations dans le premier instant de démarrage avec un accroissement presque linéaire, après un temps d'environ **0.1 sec** la vitesse de rotation stabilise à une valeur constante (**157 rad/s**) puisque le moteur possède **2** paires de pole.

La courbe de couple se présente aux premiers instants du démarrage une pulsation très important, après **10 ms** le couple tend vers zéro.

Les courants statoriques présentent des oscillations successives autour de zéro avec une amplitude maximale de (**50A**) jusqu'à **10 ms**, après ce temps l'amplitude de ces oscillations est diminuée jusqu'à **5A**.

Au premier instant le flux statorique présente des dépassements de faible amplitude mais ils disparaissent au bout de quelques alternances et obtient une forme sinusoïdale d'amplitude constante.

En charge :

A $t=0.6$ s nous avons appliqué à l'arbre de la machine asynchrone un couple résistant ($C_r=20\text{N.m}$). Nous constatons que :

Le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant (20N.m) appliqué.

La diminution de flux durant l'application de la charge ce que prouve le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique.

Les courants statoriques évoluent selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.

Pour les grandeurs d'état des deux repères :

- (d, q) lié au repère stationnaire (α, β) . (1)
- (d, q) lié au champ tournant. (2)

Voici les résultats :

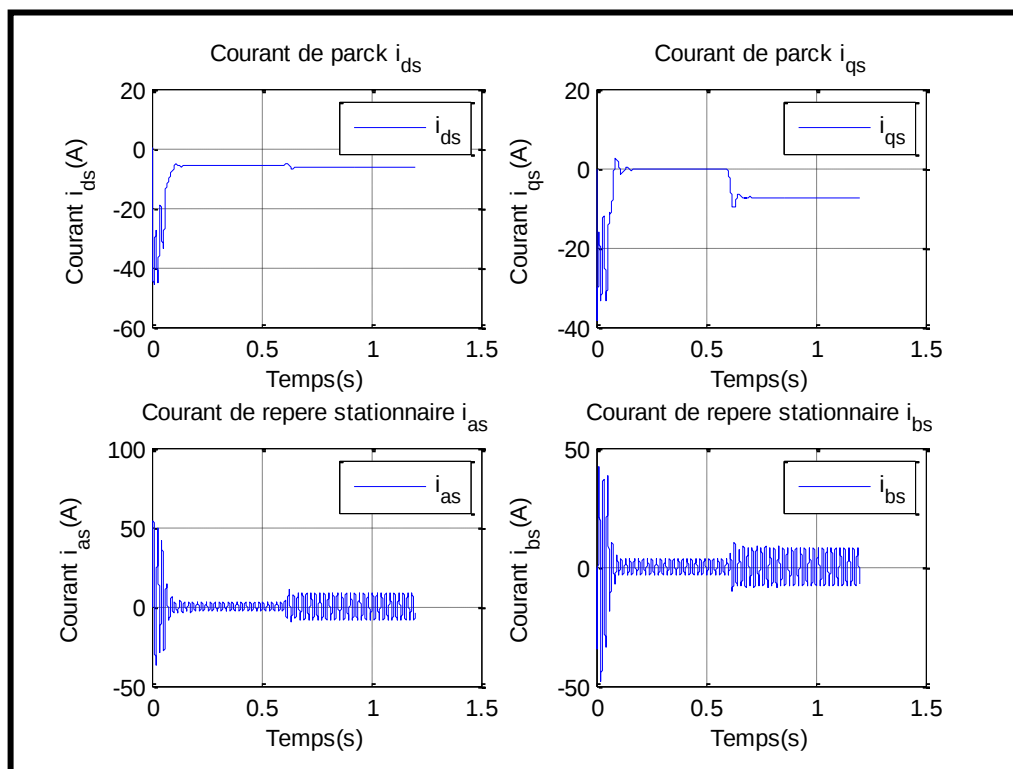


Fig.I.15: Les courants(les grandeurs d'état) des repères (1) et (2)

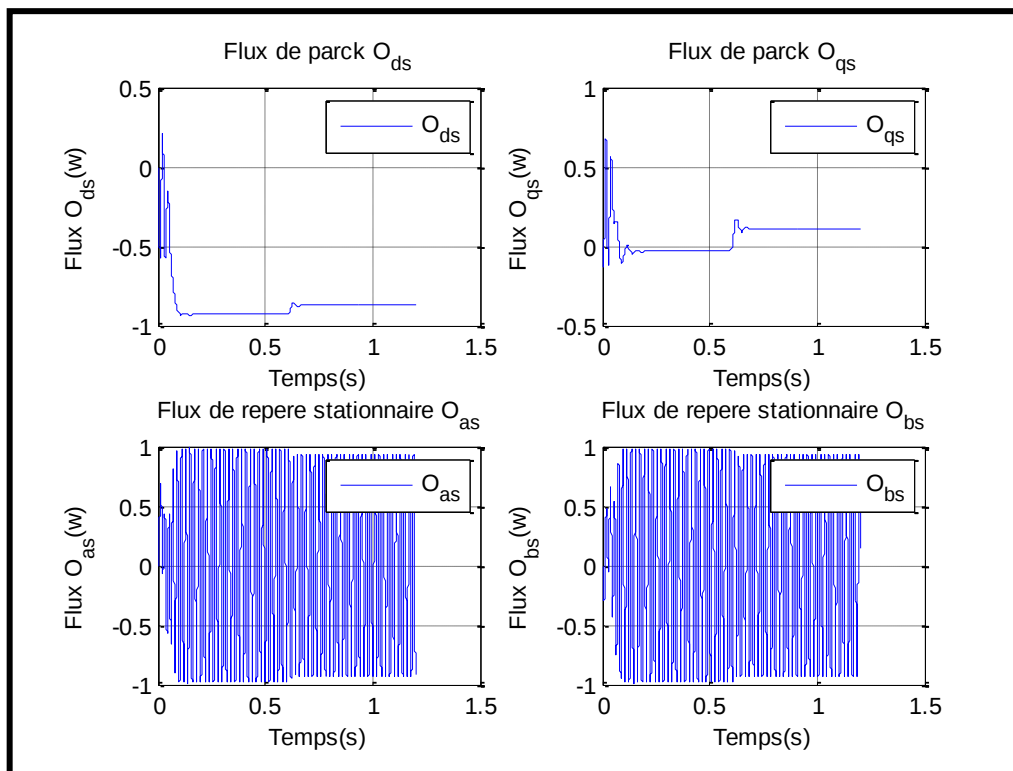


Fig.I.16: Les flux (les grandeurs d'état) des repères (1) et (2)

Donc pour les grandeurs d'état de **(2)**, les courant et les flux, on voit très bien qu'elles sont constantes en régime permanent. C'est des grandeurs fictives qui ne sont pas réelles.

Et pour les grandeurs d'état de **(1)**, les courants et les flux sont variables de forme sinusoïdale. C'est des grandeurs réelles qui ne sont pas fictives.

Pour les deux grandeurs à un régime transitoire et permanent, elle est affectée par le couple résistant lorsqu'il est introduit.

On remarque que pour **(2)** l'amplitude des courants a diminué lorsque l'apparition du couple résistant et pour **(1)** l'amplitude des courants a augmenté pour le même test. Et en termes de flux le résultat a été contre-productif.

I.4 Conclusion

Dans ce premier chapitre nous avons pu établir un modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.

On a établi le modèle de la machine asynchrone en passant d'un système réel triphasé au système diphasé linéaire dans le cadre de la transformation de Park. Ce dernier a été simulé et validé dans les deux référentiels $[(1), (2)]$; celui lié au stator et celui lié au synchronisme, ceci étant pour une alimentation en tension.

Après la transformation de Park, les résultats des simulations montrent que le repère fixe donne des valeurs variables et réelles.

Par Contre le repère mobile donne des valeurs constantes qui ne sont pas réelles.

Le prochain chapitre sera consacré à la généralité sur les onduleurs multiniveaux et leur modélisation et la simulation de l'association machine-convertisseur.

II.1 Introduction :

On ne peut parler de la commande de la machine asynchrone, sans qu'on parle du convertisseur qui lui est associé, de son alimentation et de sa commande.

A l'âge de la révolution des interrupteurs semi-conducteurs de puissance à commutation très rapide, l'utilisation des convertisseurs de fréquence de type onduleur de tension trouve énormément d'intérêt, en particulier dans l'entraînement des machines à courant alternatif.

Dans ce chapitre, nous présenterons c'est quoi un onduleur et la classification des onduleurs, la modélisation de l'alimentation de la machine constituée d'un onduleur de tension contrôles par la technique MLI intersectif (onduleur deux niveaux) et la simulation ensemble machine-onduleur.

Puis Nous entamons sur la limitation de l'utilisation des onduleurs a deux niveaux et pour quoi on utilise les onduleurs multiniveaux, on a fait une généralité sur le précédent sur les différentes topologies et structures.

Et enfin nous traitant la modélisation de l'alimentation de la machine constituée d'un onduleur de tension contrôles par la technique MLI intersectif (onduleur trois niveaux) et la simulation ensemble machine-onduleur.

II.2 les onduleurs :

L'onduleur est un convertisseur statique qui permet de fournir une tension alternative d'amplitude et de fréquence réglables à partir d'une source de tension continue.

Cet onduleur est constitué de cellule de commutation généralement à transistor ou thyristor pour les grandes puissances [8].

II.2.1 Classification des onduleurs :

Il existe plusieurs centaines de schémas d'onduleurs, chacun correspondant à un type d'application déterminé ou permettant des performances recherchées. Les onduleurs sont en général classés selon les modes de commutation de leurs interrupteurs.

II.2.1.1 Onduleur autonome :

C'est un système qui nécessite des composants commandes à la fois à la fermeture et à l'ouverture, de fréquence variable, dont les instants de commutations sont imposés par des circuits externes la charge est quelconque cet onduleur n'est pas réversible. Association machine asynchrone-onduleur

II.2.1.2 Onduleur non autonome :

Dans ce cas, les composants utilisés peuvent être de simples thyristors commandés uniquement à la fermeture et la commutation est «naturelle » contrairement à l'onduleur autonome.

L'application principale de ce type d'onduleur se trouve dans les variateurs pour moteurs synchrones de très forte puissance où les thyristors sont souvent les seuls composants utilisables.

II.2.2 Choix des composants :

Les composants de l'électronique de puissance (interrupteurs) sont déterminés par les niveaux de la puissance et la fréquence de commutation. En règle générale, plus les composants sont rapides, plus la puissance commutée est faible et inversement. A titre indicatif, les transistors *MOSFET*, sont considérés comme des composants très rapides mais de puissance relativement faible.

Les transistors bipolaires sont moins rapides que les transistors *MOSFET* mais d'avantage plus puissants (quelques kHz à une dizaine de kW). Les transistors *IGBT* sont des composants de gamme standard (jusqu'à 20 kHz à une des dizaines de kW). Les thyristors *GTO* commutent très lentement mais il est supporté une grande puissance. Ces composants sus

indiqués sont du type commandable à l'ouverture et à la fermeture; ce qui n'est pas le cas pour le thyristor classique [9], [10].

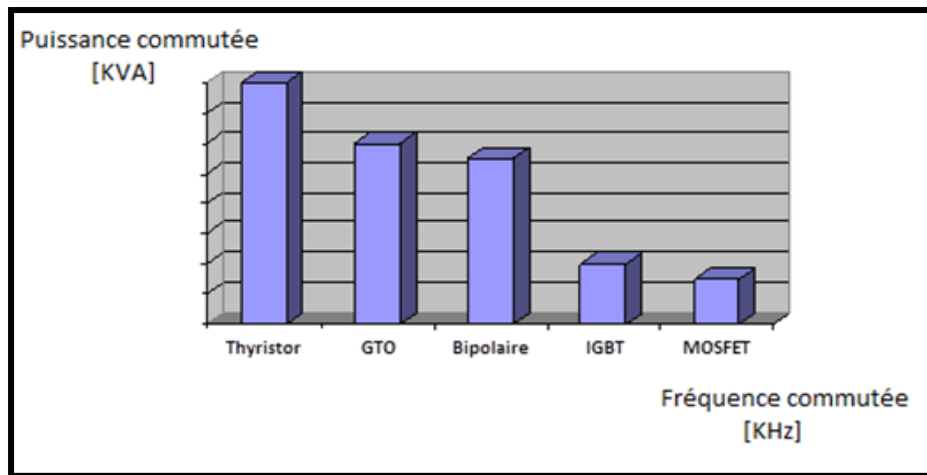


Fig.II.1: Choix des composants selon la puissance et la fréquence

II.2.3 Différents type d'onduleur pour l'alimentation des machines asynchrones :

Pour fonctionner, un onduleur a besoin d'une source à courant continu que l'on peut obtenir en redressant la tension du réseau triphasé. La sortie à courant continu du redresseur et l'entrée à courant continu de l'onduleur sont reliées par un circuit intermédiaire. On utilise deux types de liaisons : les liaisons à source de courant et les liaisons à source de tension. Un onduleur associé à un redresseur est alors appelé onduleur de courant ou de tension.

L'onduleur est la dernière partie du variateur de vitesse située avant le moteur. Il fournit des grandeurs électriques variables au moteur. Dans tous les cas, l'onduleur est composé de semi-conducteurs disposés par paires en trois bras. Les semi-conducteurs de l'onduleur commutent sur des signaux en provenance du circuit de commande [11].

II.2.3.1 Onduleur de courant :

Lorsqu'il fonctionne en source de courant, le redresseur fournit un courant constant à l'onduleur ; une inductance de lissage L aide à maintenir le courant constant et puis l'onduleur ondule ce courant pour une charge donnée.

La **Figure (II.2)** représente un convertisseur avec un onduleur de courant.

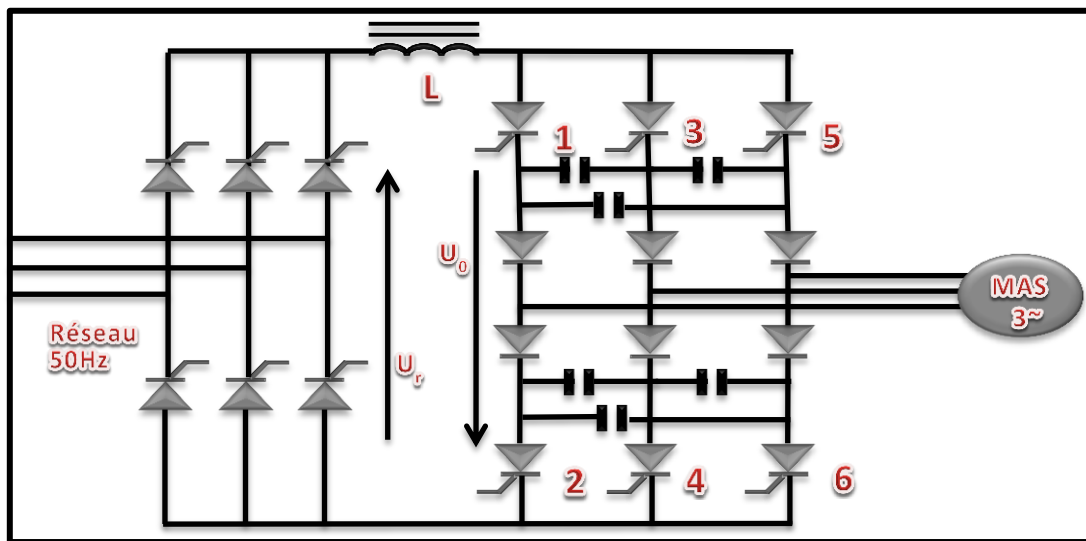


Fig.II.2: Convertisseur avec onduleur de courant

II.2.3.2 Onduleur de tension :

Lorsqu'il fonctionne en source de tension, le redresseur fournit une tension constante à l'onduleur. La présence d'un condensateur dans le circuit de liaison aide alors à maintenir une tension constante à l'entrée de l'onduleur.

Pour réaliser des onduleurs destinés à alimenter une charge ordinaire d'impédance très variable à partir d'un redresseur, on choisit des onduleurs de tension **Figure (II.3)**.

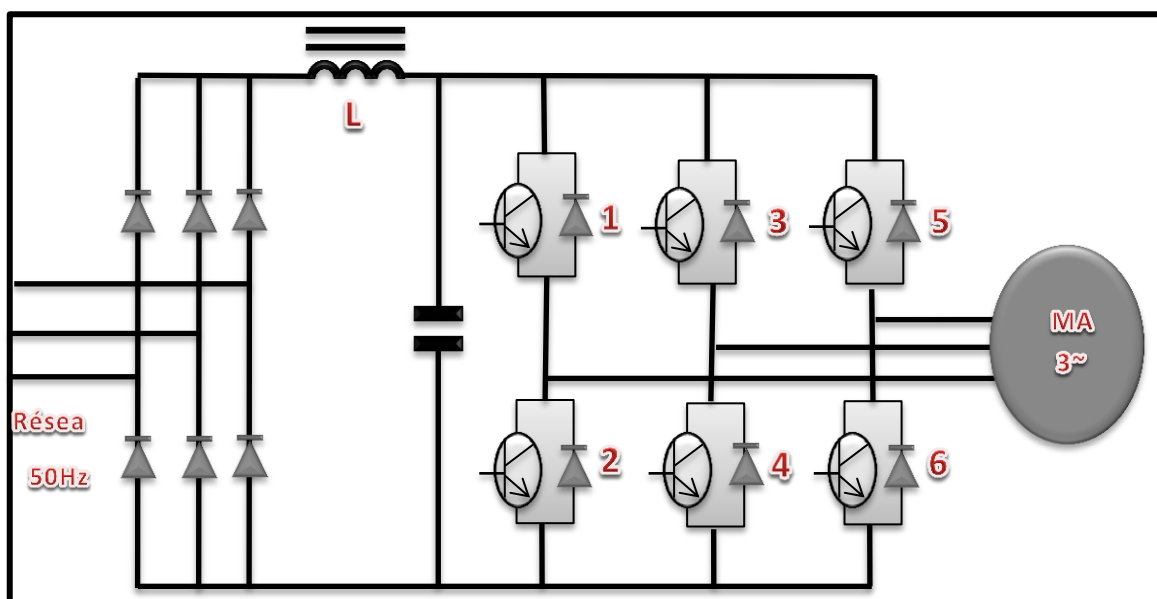


Fig.II.3: Convertisseur avec onduleur de tension

Les raisons sont multiples :

- Le fonctionnement de l'onduleur de tension est fort affecté par les imperfections de la source continue, peu par celle de la charge. Pour l'onduleur de courant, c'est l'inverse.
- Les deux onduleurs ne délivrent pas directement une tension de sortie sinusoïdale, donc il faut utiliser un filtre de sortie. Avec l'onduleur de tension on sait exactement ce qu'on a filtré (la tension à filtrer est imposée par la source continue). Avec l'onduleur de courant, la tension à filtrer dépend de la charge

II.2.4 Modélisation de l'alimentation de la machine par onduleur deux niveaux :

La **Figure (II.4)** montre le schéma d'un onduleur triphasé à deux niveaux alimentant la MAS:

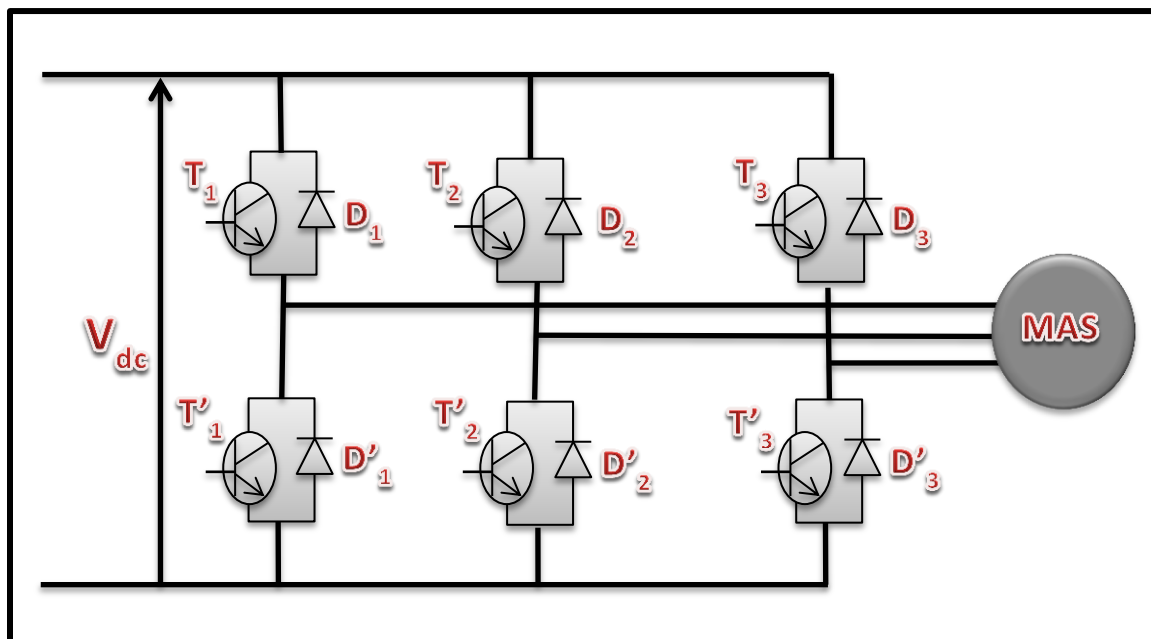


Fig.II.4: schéma d'un onduleur triphasé à deux niveaux

Il est composé de six interrupteurs généralement à transistors ou à thyristors **GTO** pour les grandes puissances, deux interrupteurs pour chaque bras qui est doivent être contrôlés de manière complémentaire pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source.

Leur principe de fonctionnement est basé sur le séquençement imposé aux interrupteurs statiques qui réalise une modulation de la largeur des impulsions de tension appliquées aux enroulements du moteur [12].

Les deux interrupteurs pour chaque bras sont unidirectionnel en tension et bidirectionnel en courant. Ce sont des éléments commandable à l'ouverture et à la fermeture.

Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux. En mode commandable, le bras est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension.

Un bras de l'onduleur est représenté par la **Figure (II.5)**.

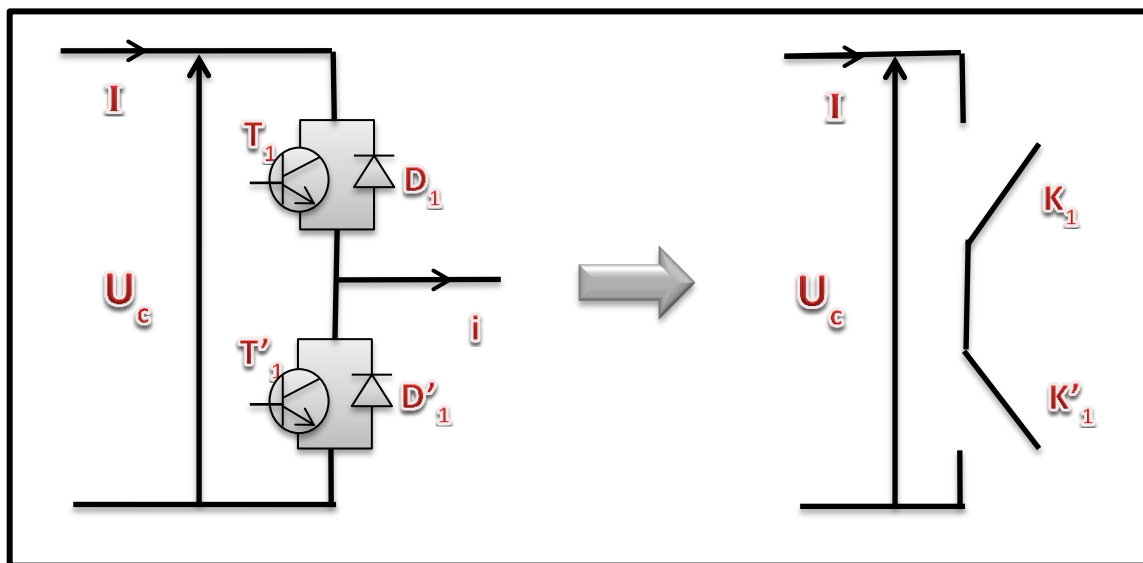


Fig.II.5: schéma d'un bras d'onduleur deux niveaux

Le schéma équivalent de l'onduleur est représenté par la **Figure (II.6)**.

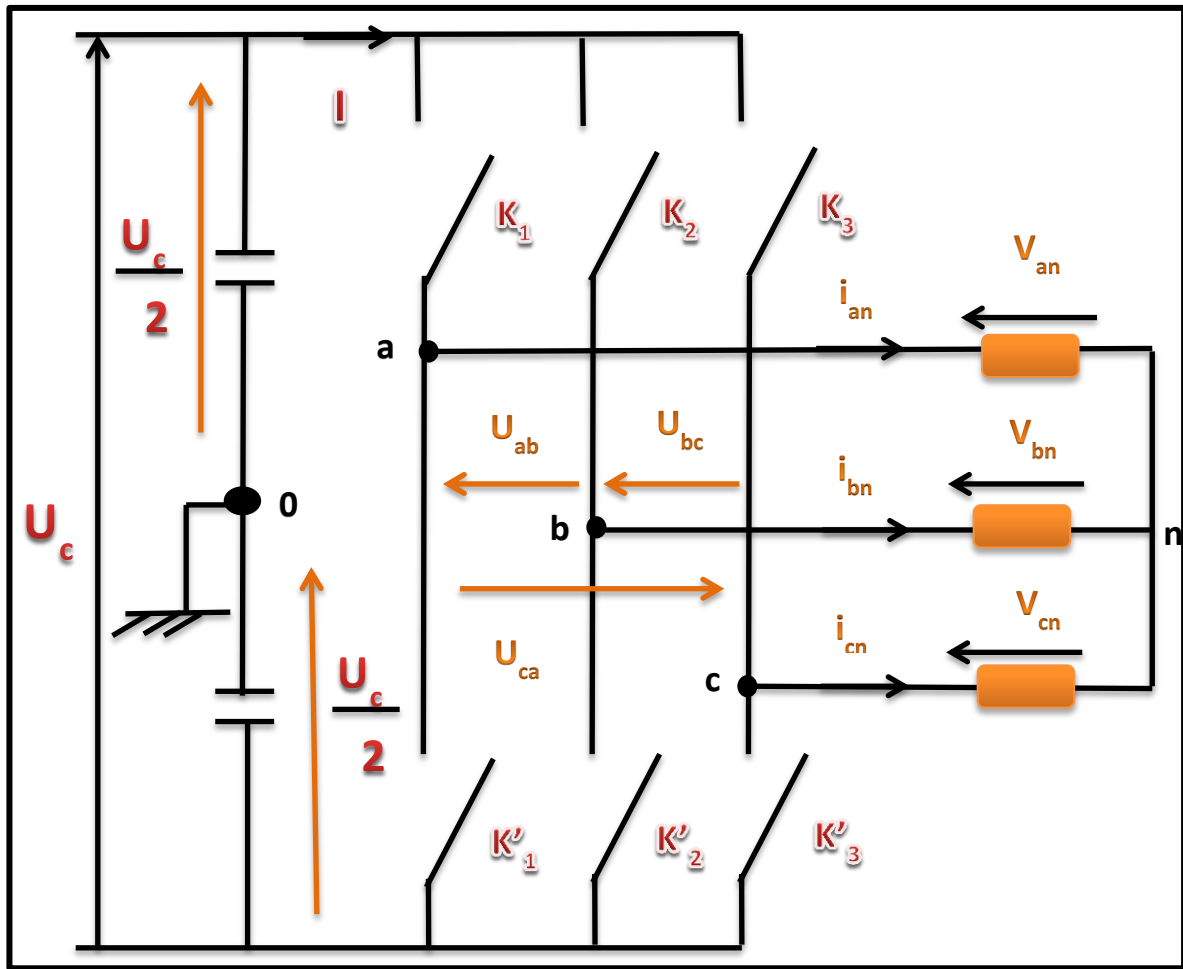


Fig.II.6: schéma équivalent de l'onduleur deux niveaux

L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique F qui détermine sont états de conduction :

$$\begin{aligned}
 F_a &= \begin{cases} 1 & \text{si } k1 \text{ fermé et } k1' \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } k1' \text{ fermé et } k1 \text{ ouvert} \end{cases} \\
 F_b &= \begin{cases} 1 & \text{si } k2 \text{ fermé et } k2' \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } k2' \text{ fermé et } k2 \text{ ouvert} \end{cases} \\
 F_c &= \begin{cases} 1 & \text{si } k3 \text{ fermé et } k3' \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } k3' \text{ fermé et } k3 \text{ ouvert} \end{cases}
 \end{aligned} \tag{II-1}$$

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

$$\begin{aligned} u_{ab} &= v_{ao} - v_{bo} \\ u_{bc} &= v_{bo} - v_{co} \\ u_{ca} &= v_{co} - v_{ao} \end{aligned} \quad (II-2)$$

Où :

« O » point milieu fictif à l'entrée continue voir **Figure(II.6)**.

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 :

$$\begin{aligned} v_{ao} &= v_{an} + v_{no} \\ v_{bo} &= v_{bn} + v_{no} \\ v_{co} &= v_{cn} + v_{no} \end{aligned} \quad (II-3)$$

Avec :

v_{an} , v_{bn} , v_{cn} sont les tensions simple des phases.

v_{no} la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice « O ».

Pour un système triphasé équilibré $v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$, il vient :

$$v_{no} = \frac{1}{3}(v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) \quad (II-4)$$

En remplaçant (II.4) dans le système (II.3), on obtient :

$$\begin{aligned} v_{an} &= +\frac{2}{3}v_{ao} - \frac{1}{3}v_{bo} - \frac{1}{3}v_{co} \\ v_{bn} &= -\frac{1}{3}v_{ao} + \frac{2}{3}v_{bo} - \frac{1}{3}v_{co} \\ v_{cn} &= -\frac{1}{3}v_{ao} - \frac{1}{3}v_{bo} + \frac{2}{3}v_{co} \end{aligned} \quad (II-5)$$

Avec F_i l'état des interrupteurs supposés parfaits :

$$v_{io} = F_i U_c - \frac{U_c}{2} \quad \text{Avec } i = a, b, c \quad \begin{cases} F_i = 1 \\ F_i = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} v_{io} = \frac{U_c}{2} \\ v_{io} = -\frac{U_c}{2} \end{cases} \quad (II-6)$$

$$\text{Il vient alors :} \quad \begin{cases} v_{ao} = \left(F_a - \frac{1}{2}\right) U_c \\ v_{bo} = \left(F_b - \frac{1}{2}\right) U_c \\ v_{co} = \left(F_c - \frac{1}{2}\right) U_c \end{cases} \quad (II-7)$$

En remplaçant (II.7) dans (II.5), on obtient :

$$\begin{pmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{pmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{pmatrix} \quad (II-8)$$

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 [13].

$$[T] = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \quad (II-9)$$

On a utilisé le modèle de la machine liée au repère stationnaire (α, β), les composantes de la tension V_s alimentant la machine ($V_{\alpha s}, V_{\beta s}$) peuvent être exprimées en utilisant le passage triphasé- biphasé par le biais de la matrice « **Concordia** » respectant le transfert de la puissance [14].

$$\begin{bmatrix} v_{0s} \\ v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} \quad (II-10)$$

II.3 Analyse harmonique de la tension de sortie de l'onduleur :

II.3.1 Origine des harmoniques :

Les récepteurs non linéaires tels que fours à arc, éclairages, convertisseurs, redresseurs, absorbent des courants non sinusoïdaux qui traversent les impédances du réseau et provoquent ainsi une déformation de la sinusoïde de tension d'alimentation. La déformation de la forme d'onde est caractérisée par l'apparition de fréquences harmoniques de tension [15].

II.3.2 Paramètre de performance de l'onduleur :

La qualité de l'énergie fournit par un onduleur est évaluée suivant les paramètres de performance suivant [16] :

- **Facteur de la nième harmonique.**

C'est la mesure de la contribution individuelle des harmoniques définit comme suit :

$$HFN = \frac{V_{effn}}{V_{eff1}} \quad (II-11)$$

▪ **Distorsion d'harmonique total THD et le facteur DF.**

Le taux de distorsion, encore appelé distorsion harmonique totale est défini comme le rapport de la valeur efficace globale des harmoniques (c'est-à-dire leur somme quadratique) à la valeur efficace de la composante fondamentale.

$$THD = \frac{\sqrt{H_2^2 + H_3^2 + \dots}}{F_1} \quad (II-12)$$

On va couramment jusqu'au 40ème ou 50ème rang d'harmoniques. Cette grandeur permet d'évaluer à l'aide d'un nombre unique la perturbation d'un courant ou d'une tension en un point d'un réseau, voire de comparer deux réseaux sujets à des harmoniques de rangs différents.

Le **THD** représente sensiblement l'augmentation de l'effet Joule dans les lignes et les dispositifs.

Un appareil de mesure qui n'effectue pas une analyse spectrale ne mesure pas le **THD** mais une valeur approchée appelée le facteur de distorsion, ou DF. Ce facteur, inférieur à 100 %, est défini par le rapport de la valeur efficace des harmoniques à la valeur efficace du signal total.

$$FD = \frac{\sqrt{H_2^2 + H_3^2 + \dots}}{\sqrt{F_1^2 + H_2^2 + H_3^2}} \quad (II-13)$$

Lorsque la distorsion est faible, les deux valeurs **THD** et **DF** sont équivalentes. Si **DF** dépasse les 15 %, il est possible de corriger la mesure pour obtenir le taux de distorsion harmonique total.

$$THD = \frac{DF}{\sqrt{1 - DF^2}} \quad (II-14)$$

Dans notre travail pour évaluer quelle est le meilleur onduleur classique deux niveaux ou bien les multiniveaux on utilise la grandeur **THD** pour la comparaison.

II.4 Technique de command de l'onduleur :

En pratique plusieurs types de command peuvent être considérés, dont on peut citer :

- La commande pleine onde.
- La commande MLI intersective (STPWM).
- La commande MLI vectorielle (SVPWM).

La qualité de la tension de sortie d'un onduleur dépend largement de la technique de commande utilisée.

Dans notre travail on s'intéresse sur La commande MLI intersective (STPWM) qui a les propriétés suivantes :

- La fréquence de modulation f_m .
- L'indice de modulation $m=f_m/f_s$, avec f_s c'est la fréquence des tensions de référence, donc c'est l'image du rapport des fréquences de la porteuse f_m sur la référence f_s .
- Le taux de modulation ou bien le coefficient de réglage r qui l'image du rapport des amplitudes de tension de la référence V_m sur la porteuse V_p ($r=V_m/V_p$).

Cette technique elle est basée sur la logique suivante :

- On trace les trois tensions de référence (représenté les tensions désirées a la sortie de l'onduleur).
- On trace la porteuse sous les tensions de référence, les points d'intersections entre les deux donnent les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs.

II.5 Résultat de simulation d'ensemble MAS-onduleur deux niveaux :

Pour un indice de modulation ($m=21$), et un coefficient de réglage ($r=0.7$) on a obtenues les résultats suivant :

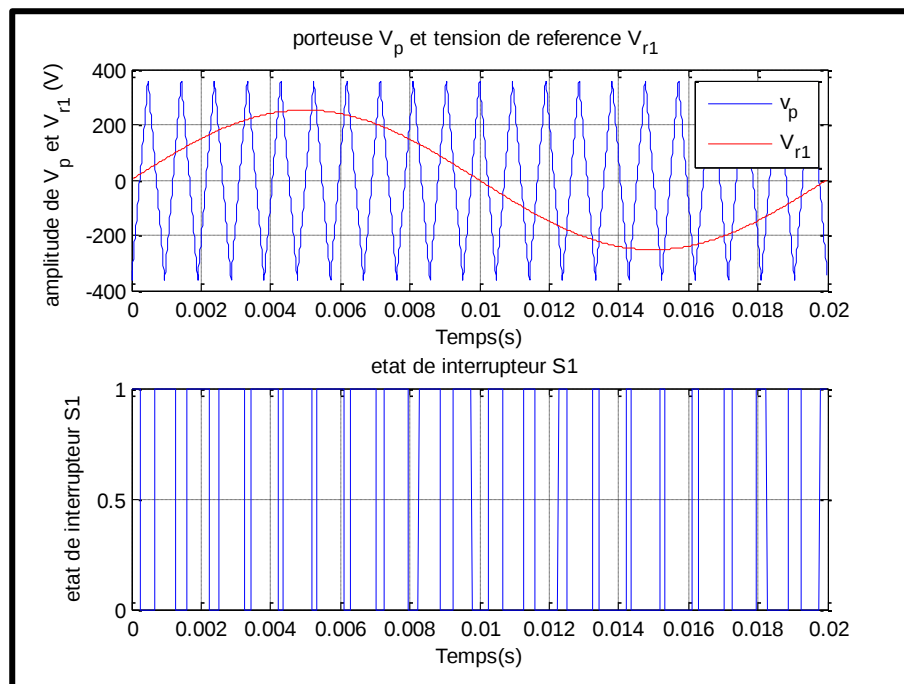


Fig. II .7: La porteuse et la référence 1 et l'état de l'interrupteur S1

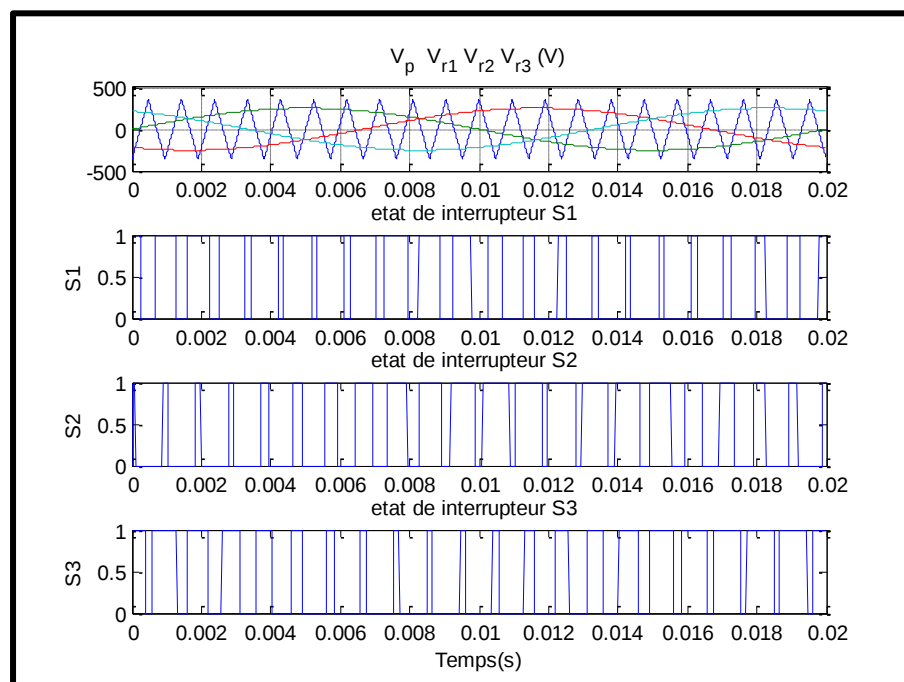


Fig. II .8: La porteuse et les trois références et l'état des trois interrupteurs S1, S2, et S3

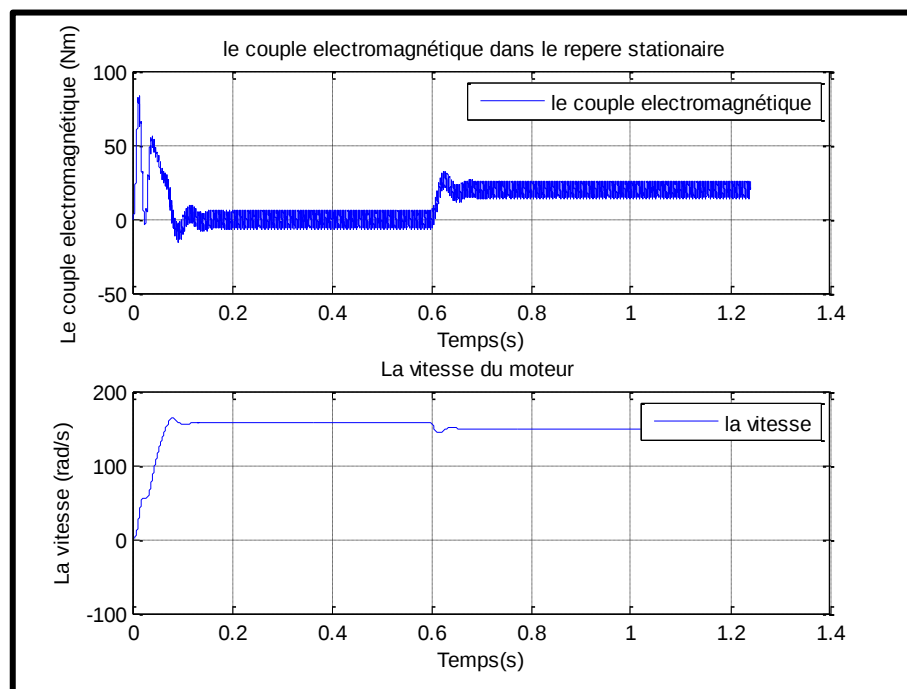


Fig. II .9: le couple électromagnétique et la vitesse

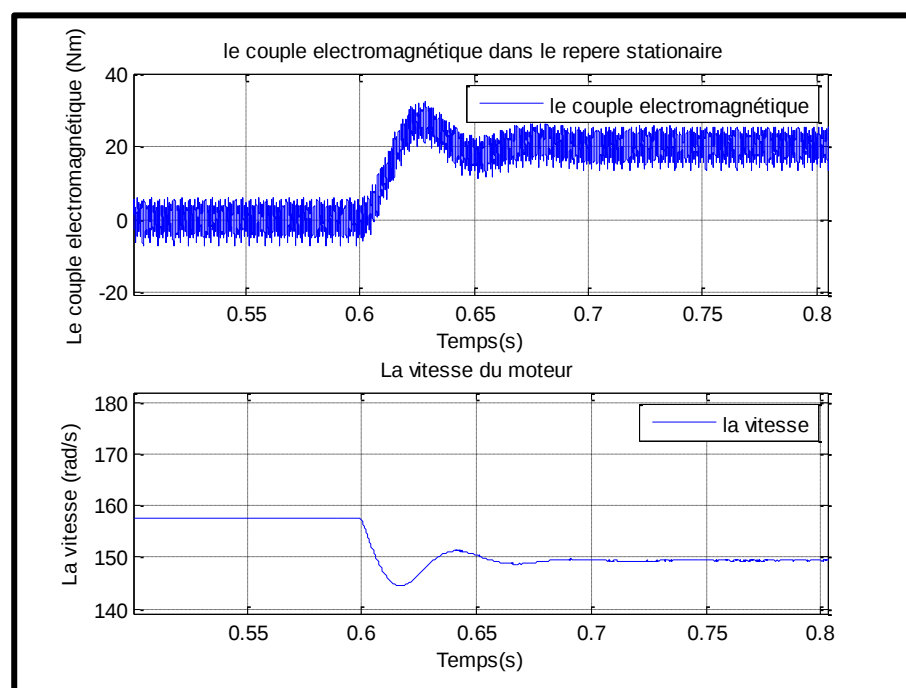


Fig. II .10: Zoom sur le couple électromagnétique et la vitesse

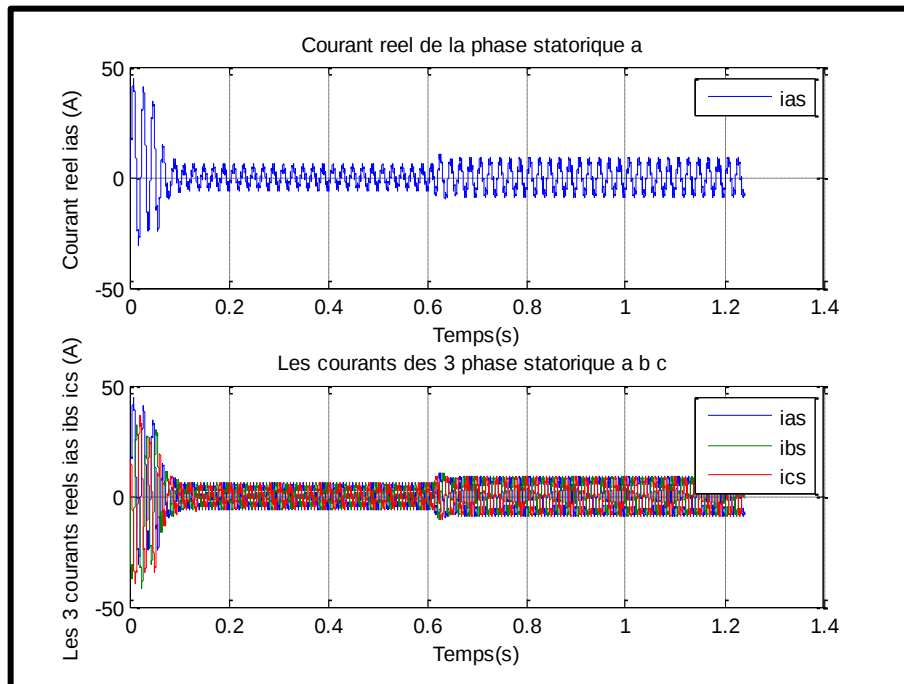


Fig.II.11: les courants réels pour les 3 phases statorique

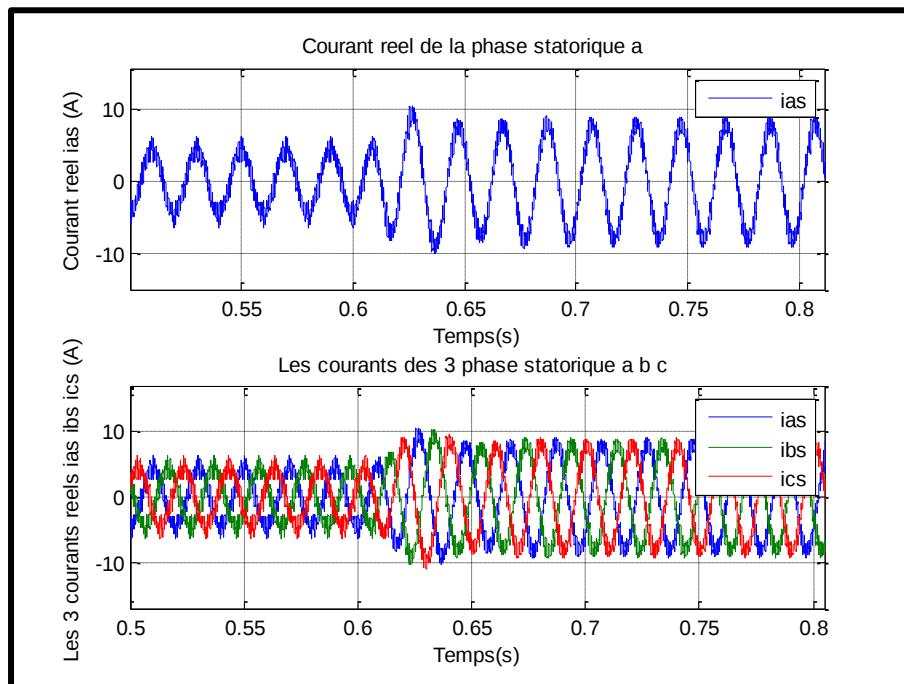


Fig.II.12: Zoom sur les courants réels pour les 3 phases statorique

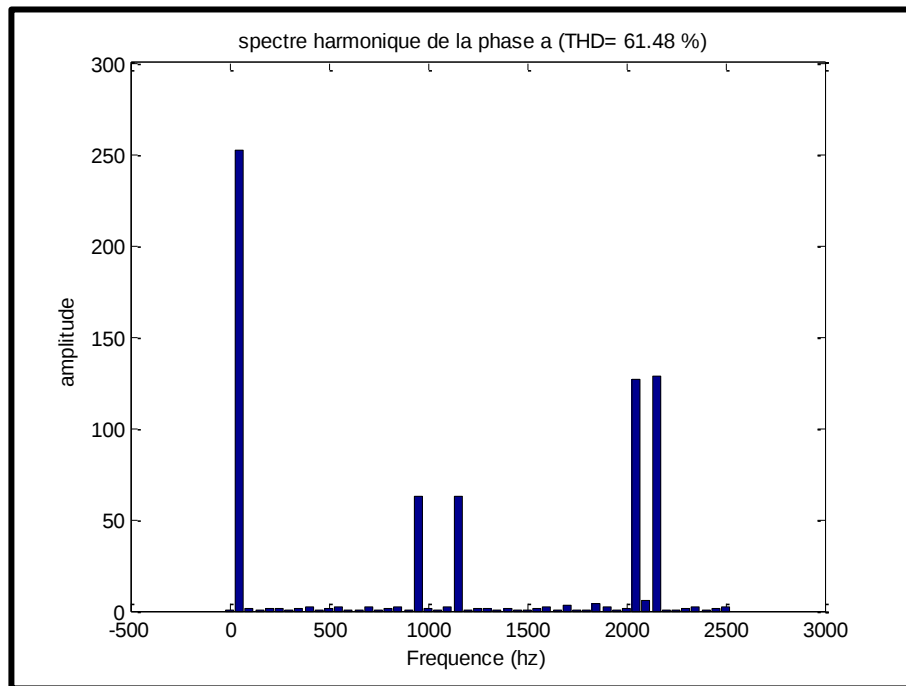


Fig.II.13: Spectre d'harmonique de la tension pour la phase a

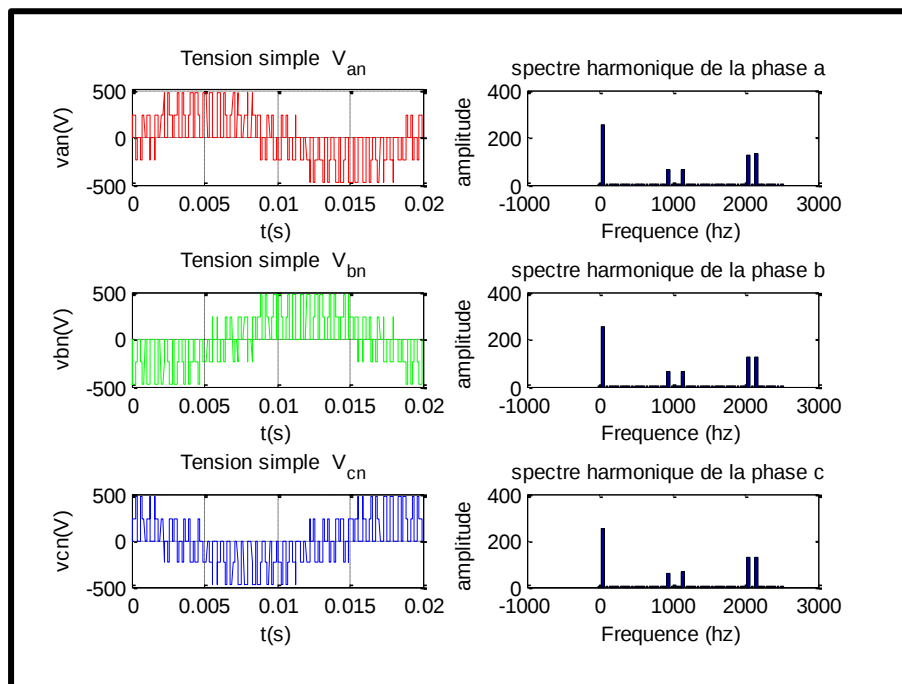


Fig.II.14: Les tensions des phases et leur spectre d'harmonique

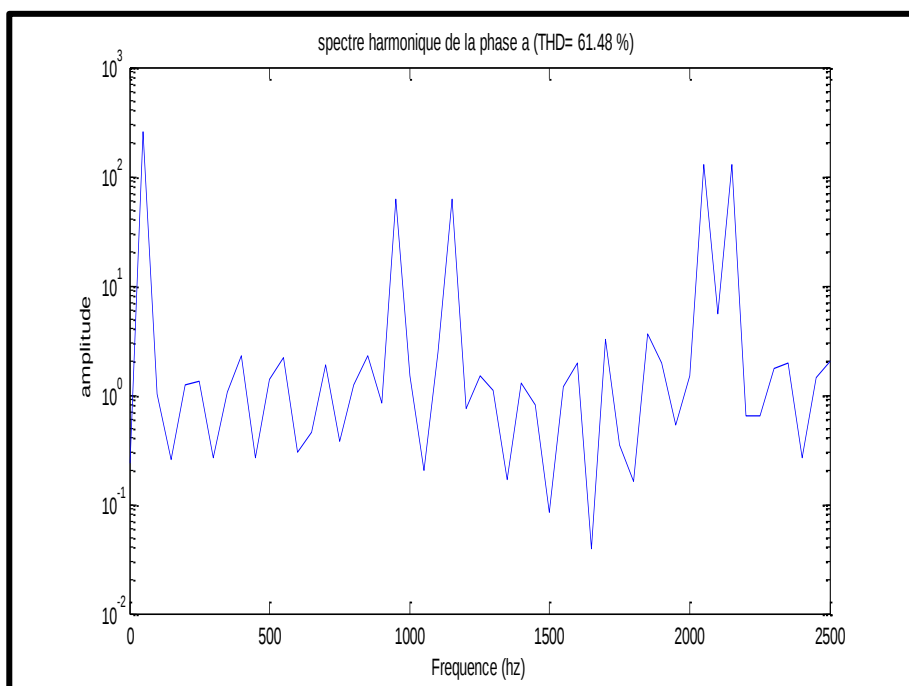


Fig.II.15: Spectre d'harmonique de la tension pour la phase a
Par instruction plot dans une échelle logarithmique

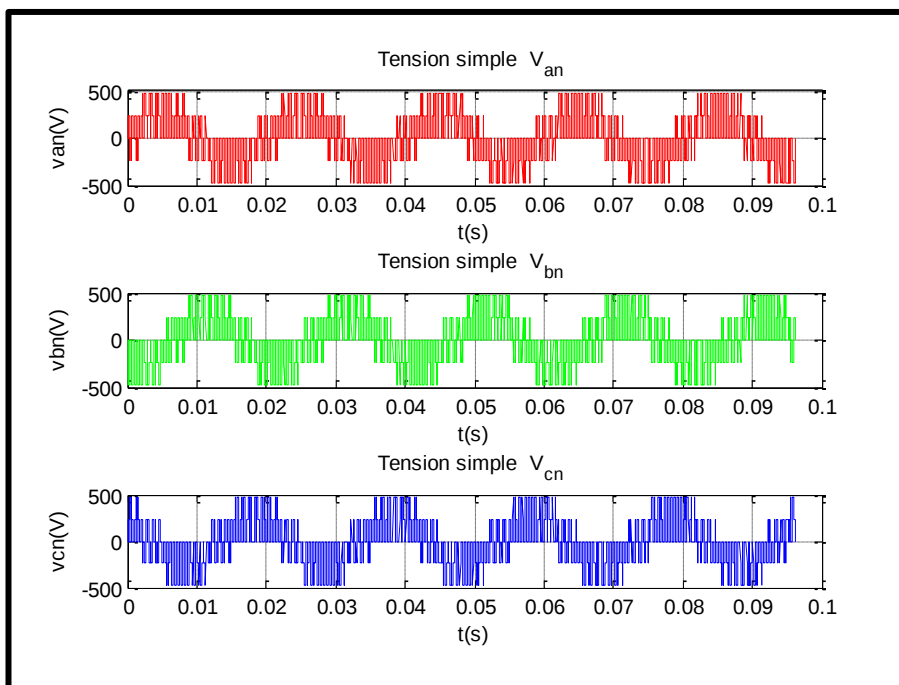


Fig.II.16: Les trois tensions statorique pour voir la forme d'onde

II.6 Interprétation des Résultats de simulation MAS-ONDU2N :

Exactement comme dans le cas de la **MAS** alimentée directement par le réseau triphasé, concernant le régime transitoire et le régime permanent de couple électromagnétique **Ce** et la vitesse et les courants statoriques et l'apparition du couple résistant, la réponse de la **MAS** est la même.

La forme du courant statorique et le couple électromagnétique **Ce** est presque la même que celle dans le cas sans onduleur sauf qu'il apporte des ondulations (présence des harmoniques).

La tension qui alimente la **MAS**, son origine est l'onduleur de tension à deux niveaux.

La forme d'onde de ce dernier n'est pas une forme sinusoïdale, comporte des ondulations très grandes, l'analyse harmonique jusqu'au 50^{eme} rang d'harmoniques qu'on a fait sur la tension dans une période, donne :

- Un pique de fondamentale (**50hz**) avec une amplitude de 250.
- Pas de pique dans les faibles fréquences.
- Des piques dans les fortes fréquences au tour de 20^{eme} et 40^{eme} rang d'harmoniques.
- Un **THD** élevé qui égale à **61.48 %**.

Ces harmoniques d'où un **THD** élevé permet d'augmenter les pertes joules dans la **MAS** ce qui provoque l'échauffement de la **MAS**.

Donc un onduleur deux niveaux présente des inconvénients et des limites.

II.7 Les limites des onduleurs à deux niveaux :

Les onduleurs de tension classiques à deux niveaux présentent des limites liées d'une part à leur principe de fonctionnement, et d'autre part aux limites de la technologie de l'électronique de puissance utilisée dans ces convertisseurs.

En effet, parmi les inconvénients de cette structure, on peut citer :

- La mauvaise qualité du signal de sortie.
- Un contenu spectrale riche en harmoniques d'où un **THD** élevé.
- Un rayonnement électromagnétique important.
- Limites technologiques des semi-conducteurs qui ont une faible tenue en tension et un courant maximal réduit ce qui limitent la puissance disponible.

- Pertes par conduction dues aux semi-conducteurs qui dépendent du courant de charge.
- Pertes par commutation qui dépendent de la fréquence de commutation ce qui provoque leur échauffement.

Les limites technologiques sont principalement aux limites des semi-conducteurs utilisés actuellement, leur tenue en tension (tension maximale qu'ils peuvent supporter à leur bornes) limite la tension de l'étage continu du convertisseur et le courant maximal qu'ils peuvent couper limite la puissance disponible.

A cause de tout ça, les chercheurs adoptent d'autres solutions pour régler ces problèmes, parmi ces solutions, la structure multiniveaux.

II.8 Les onduleurs multiniveaux :

II.8.1 Introduction :

Grâce aux progrès technologiques réalisés ces dernières années dans le domaine de l'électronique de puissance, les convertisseurs statiques voient progressivement leur champ d'applications s'élargir.

La valeur limitée de la tension de blocage des interrupteurs réalisables jusqu'à présent est à la base du développement des onduleurs multiniveaux. Cette valeur limite est repoussée à la limite de l'amélioration des techniques de réalisation, mais elle est toujours inférieure à une dizaine de KV, et ne devrait franchir cette limite qu'avec l'avènement de nouvelles technologies. Cette tension est inférieure à la tension de service des équipements haute tension. Pour aller au-delà de ces limitations, nous disposons de la solution des convertisseurs multiniveaux.

Cette solution consiste à employer un convertisseur de topologie plus complexe, le nombre d'interrupteurs utilisés est plus grand que celui de deux niveaux.

Ces convertisseurs multiniveaux ont été développés sur la base de l'association Série-parallèle des semi-conducteurs existants permettent ainsi de synthétiser la tension souhaitée à partir de plusieurs niveaux de tension [17]. Au fur et à mesure que le nombre de niveaux est plus important, la forme d'onde de sortie aura plus de niveaux en conséquence la forme d'onde échelonnée sera plus proche de la forme d'onde souhaitée. Mais l'intérêt sur les convertisseurs multi niveaux ira plus loin. Lorsque de nouvelles topologies ont été proposées [18], [19].

II.8.2 Avantages et inconvénients des onduleurs Multiniveaux :

Les structures de conversion multi niveaux offrent d'énormes avantages relativement à une solution conventionnelle basée sur un convertisseur 2-niveaux [20]. Ces avantages sont visibles, d'un point de vue technologique et fonctionnel :

D'une part, les structures multiniveaux permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance : chaque composant, lorsqu'il est bloqué, supporte une fraction d'autant plus faible de la pleine tension de bus continu que le nombre de niveaux est élevé.

D'autre part, la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multiniveaux présente d'intéressantes qualités spectrales, le fait de multiplier le nombre de niveaux intermédiaires permet de réduire l'amplitude des raies harmoniques est par conséquent d'autant moins élevée. En plus, ce type de topologie peut permettre d'éviter l'insertion d'un filtre en sortie de l'onduleur ou tout au moins une réduction de son cout et de son volume puisque l'augmentation de la fréquence apparente de découpage permet d'augmenter la fréquence de coupure du filtre.

Ceci peut entrainer des avantages considérables pour les systèmes d'entraînement électrique comme la diminution des pertes fer dans la machine, l'augmentation de la durée de vie des isolants (réduction du courant des décharges partielles) ou la diminution du rayonnement électromagnétique issu des bobinages de la machine (CEM). Tout en contribuant encore de manière indirecte à l'amélioration de la réponse dynamique du système d'entraînement complet.

Cependant, il faut aussi remarquer que la réalisation des convertisseurs multiniveaux pose des contraintes et des problèmes dont on peut citer les suivants :

- Le nombre de semi-conducteurs nécessaires à la réalisation de ces topologies augmente avec le nombre de niveaux désirés.
- La complexité de leur structure et leur commande d'en trouve augmentée et leur fiabilité relativement réduite.

II.8.3 Principe de l'onduleur multiniveaux :

Ce paragraphe a pour but d'introduire le principe général du comportement multiniveaux. La **Figure (II.17)** aide à comprendre comment travaillent les convertisseurs multiniveaux.

Un convertisseur à deux niveaux est représenté à la **Figure (II.17.a)**, dans laquelle les commutateurs semi-conducteurs ont été remplacés par un interrupteur idéal. La tension de sortie ne peut prendre que deux valeurs: 0 ou U_c . Sur la **Figure (II.17.b)**, la tension de sortie de trois niveaux peut prendre trois valeurs: 0 , U_{c1} ou $U_{c1} + U_{c2}$. Dans la **Figure(II.17.c)** le cas général de m niveaux est présenté [21].

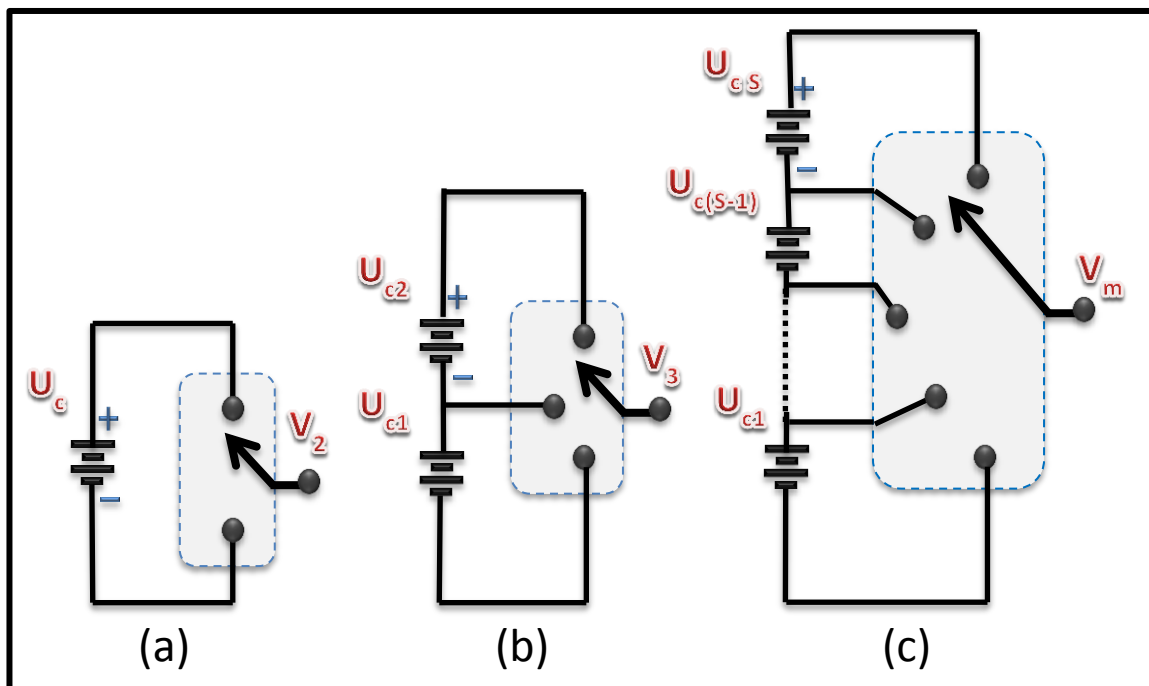


Fig.II.17: onduleur à niveaux multiples à deux (a) à trois (b) et à m niveaux (c)

En général, les convertisseurs multiniveaux peuvent être vus comme des synthétiseurs de tension, dans lesquels la tension de sortie est synthétisée à partir de plusieurs niveaux de tension discrets.

II.8.4 Les Principes topologies d'onduleurs multiniveaux :

La **Figure (II.18)** représente les topologies des onduleurs multiniveaux les plus récentes.

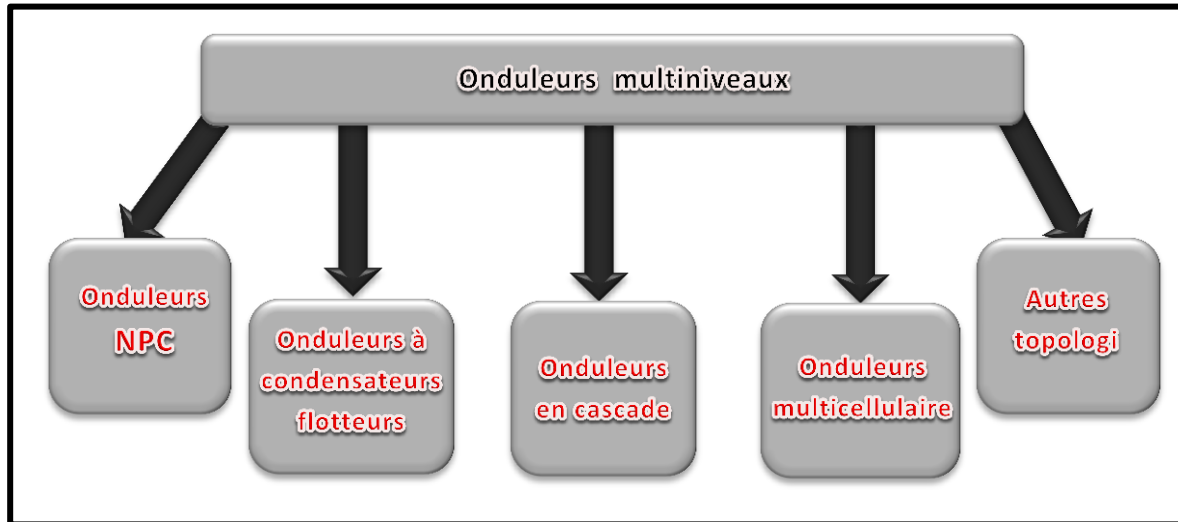


Fig.II.18: Les différentes topologies multiniveaux.

II.8.4.1 Les onduleurs NPC (Neutral point clamped) :

Cette structure d'onduleur multiniveaux a été introduite par A.NABAE et H.AKAGI en 1981 [18]. Ce type d'onduleur permet de la mise en série des interrupteurs pour des applications de haute tension. La **Figure (II.19)** présente le circuit électrique correspondant à un bras onduleur générique à N-niveaux. Une série de **N-1** condensateurs permet de créer un ensemble de **N-2** points milieux capacitifs ayant des potentiels de tension qui vont de $U_c / (N-1)$, $2U_c / (N-1)$,...Jusqu'à $(N-2) U_c / (N-1)$. La répartition de la tension U_c sur les différents interrupteurs en série est cette fois assurée par des diodes (clamps) connectées à un point milieu capacitif.

Des niveaux de tensions intermédiaires sur la tension de sortie du bras peuvent donc être créés en connectant chacun de ces points à la sortie, en agissant pour cela sur les signaux de commande K_{a1} , K_{a2} , K_{a3} ,... K_{aN-1} , K_{aN} , des interrupteurs de puissance.

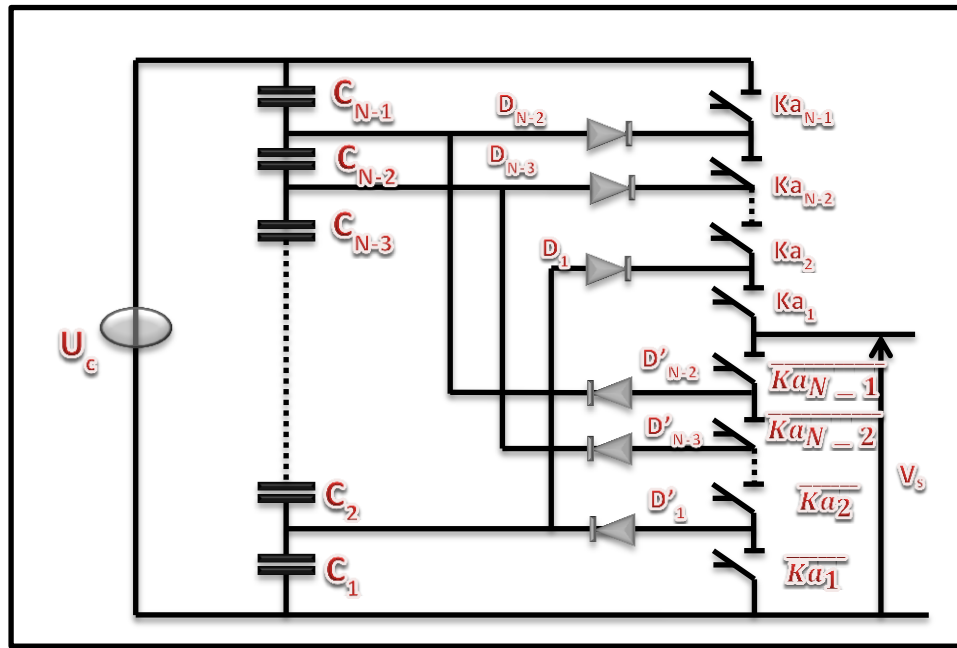


Fig.II.19 : Bras d'onduleur NPC à N-niveaux

L'application des règles de commande sur ces interrupteurs conduit à N états possible pour la commande. Ils permettent de généré N niveaux distinct comme résumé dans le **Tableau (II.1)**. Tous les autre états sont indéfinis et interdits.

K_{aN-1}	...	K_{a3}	K_{a2}	K_{a1}	V_s
0	...	0	0	0	0
0	...	0	0	1	ΔU
0	...	0	1	1	$2\Delta U$
.	...	.	.	.	...
1	...	1	0	0	$(N-1) \Delta U$
1	...	1	1	1	$(N) \Delta U$

TAB II.1: état possible de l'onduleur NPC à N-1 étages avec $\Delta U = \frac{U_c}{N-1}$

A cause de son caractère non modulaire et des difficultés que présent des équilibrages des tensions aux bornes de condensateurs particulièrement pour les basses fréquences, l'utilisation de cette structure ne paraît pas très adaptée pour la génération d'un grand nombre de niveaux souvent limité dans la pratique à trois et cinq [22]. Leur schéma est sur la **Figure (II.20)**.

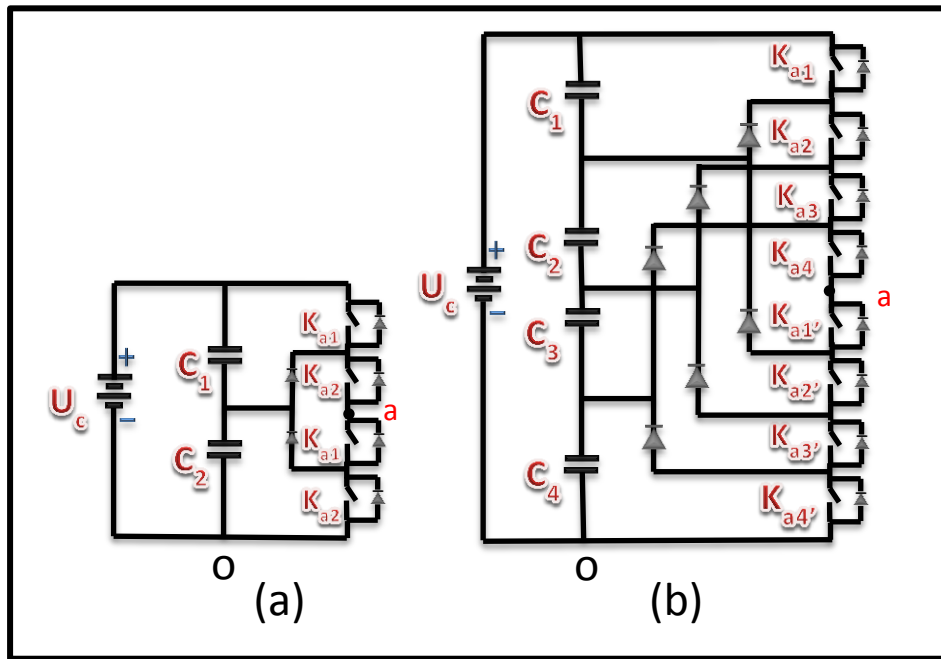


Fig.II.20 : Bras d'un onduleur NPC a trois (a) et a cinq niveaux (b)

Concernant la comptabilisation de nombre de composants, actifs et passifs, un onduleur **NPC** à N niveaux triphasée comporte :

- **N-1** condensateurs pour la création des points milieux capacitifs. Chaque condensateur doit être dimensionné pour une tension égal à $U_c / (N-1)$ et pour un courant égal au courant maximal de la charge.
- **6(N-1)** interrupteurs de puissance du type semi-conducteur totalement commandables-diode tête-bêche.
- **6 (N-2)** diodes de clamping.

Les avantages les plus importants de cette structure par rapport à la structure classique 2-niveaux sont :

1. Amélioration de la forme d'onde de sortie .comme on montre sur le **Tableau II.1**, N niveaux différents peuvent être obtenus en sortie de convertisseur .Ainsi, le contenu harmonique de la forme d'onde de sortie sera plus faible.
2. Réduction de la contrainte de tension sur les interrupteurs (ceci proportionnel au nombre de niveaux) et donc adaptée pour les applications haute tension.

II.8.4.2 Onduleur de tension à condensateurs flotteurs :

La topologie de l'onduleur multiniveaux à condensateur flotteur (Flying Capacitor Multilevel Inverter), donnée par la **Figure (II.21)** a été proposée en 1992. Pour résoudre d'une part le problème de l'équilibre des tensions, et d'autre part pour réduire le nombre excessif de diodes. Dans cette topologie, les capacités remplacent les diodes, d'où l'appellation « onduleur à condensateur flotteurs » ; malheureusement dans cette variante un grand nombre de capacités est exigé, contrairement au premier cas (**NPC**) qui ne nécessite que **(m-1)** capacités seulement avec (**m**=nombre de niveaux de tension délivré par l'onduleur).

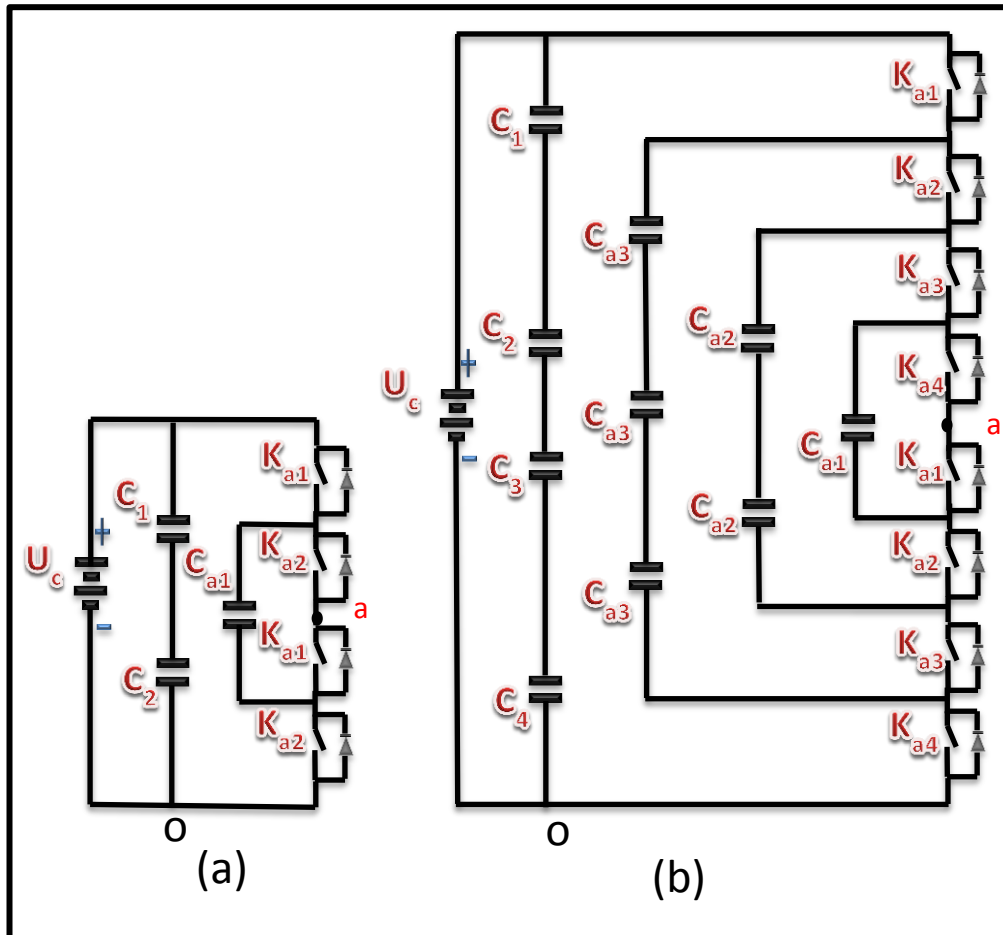


Fig.II.21 : Bras d'un onduleur à condensateur flotteurs à trois (a) et à cinq niveaux (b)

II.8.4.3 Les onduleurs multicellulaire ou cellules Imbriquées :

Un autre type de convertisseur multiniveaux aussi appelé convertisseur multicellulaire série, est apparu au début des années **90** et permet la mise en série des interrupteurs à l'aide de sources de tension flottantes.

Le schéma de principe de cette topologie, a été inventé et breveté par T.MEYNARD et H.FOCH en 1992 [19].

Les convertisseurs multicellulaire ont été imaginés dans le double but de générer une tension de sortie multiniveaux, et de réduire les contraintes en tension sur les composants de puissance. Cette structure est composée de **P** cellules de commutation, «séparées» les unes des autres par **(P-1)** condensateurs flottant.

Le principe de génération des niveaux de tensions intermédiaires est basé sur la connexion de plusieurs sources de tension continues, matérialisées par des condensateurs flottants $C_1, C_2, \dots, C_{P-1}$ en agissant les états logiques $K_{a1}, K_{a2}, \dots, K_{ap}$, des cellules de commutations. La **Figure (II.22)** montre le schéma électrique d'un bras onduleur à N-niveaux constitué de **P=N-1** cellules.

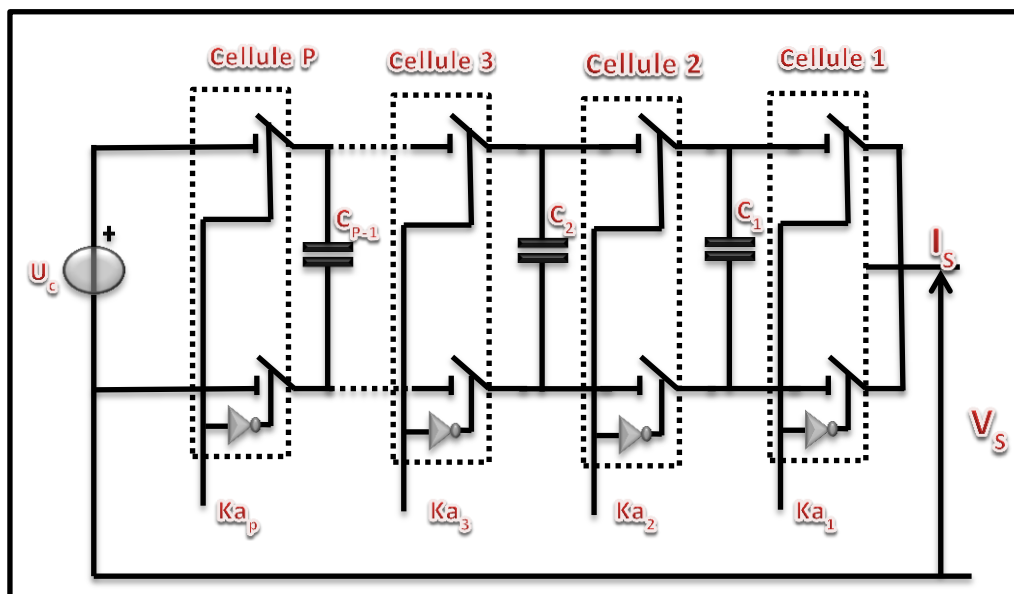


Fig.II.22 : Bras d onduleur multicellulaire à N-niveaux (P=N-1 Cellules) possibles

En effet, les interrupteurs de puissance sont associés deux à deux, formant des cellules de commutation pouvant être commandées séparément. D'après les règles d'interconnexion des sources, les deux interrupteurs de chaque cellule doivent être complémentaires.

Cet onduleur est capable de générer $p+1$ niveaux distincts. Il possède par conséquent $2^p - p - 1$ états de commutation conduisant à des niveaux redondants. Une seule combinaison conduit au niveau **0**: toutes les cellules dans l'état bas. Les p combinaisons possibles pour lesquelles une seule cellule de commutation est dans l'état haut conduisent au niveau U_c/p . les C_2^p combinaisons pour lesquelles deux cellules de commutation sont l'état haut conduisent au niveau $2 U_c/p$. ainsi de suite, jusqu'au niveau U_c qui ne peut être obtenu que lorsque toutes les cellules sont dans l'état haut. Quelques exemples d'états et des niveaux associés sont représentés au **Tableau (II.2)**.

K_{aN-1}	...	K_{a3}	K_{a2}	K_{a1}	V_s
0	...	0	0	0	0
0	...	0	0	1	ΔU
0	...	0	1	0	$2\Delta U$
0	...	0	1	1	$3\Delta U$
1	...	1	0	0	$(P-1) \Delta U$
1	...	1	1	1	$P \Delta U$

TAB.II.2: Etats possibles de l'onduleur multicellulaire à p cellules $\Delta U = U_c/p$

Le nombre de composants nécessaires à la réalisation d'un onduleur multicellulaire à N -niveaux triphasé est le suivant :

- $3(N-2)$ condensateurs flottants. Chaque condensateur d'indice j doit être dimensionné pour une tension égale à $j U_c / (N-1)$ et pour un courant égale au courant maximal de la charge.
- $6(N-1)$ interrupteurs de puissance du type semi-conducteur totalement commandables avec des diodes tête-bêche.

II.8.4.4 Les onduleurs multiniveaux en cascade :

Bien que les origines des études traitant des onduleurs délivrant en sortie des tensions ayant plusieurs niveaux remontent au milieu des années **70**, ce n'est qu'au début des années **80** que l'appellation "multiniveaux" est apparu la première fois, et ce avec l'introduction de l'onduleur 3 niveaux [22]. En effet, en **1975**, les auteurs ont proposé un onduleur multiniveaux en cascade qui consistait à la mise en série de plusieurs ponts 2 niveaux monophasés, ces ponts étant connectés à des sources de tension continues séparées.

La **Figure (II.23)** montre le circuit électrique de base d'une phase d'un onduleur N-niveaux en cascade formée l'association en série de $(N-1)/2$ ponts de 2-niveaux. La tension V_s en sortie d'une telle structure est alors donnée par la somme des $(N-1)/2$ tensions en sortie de ces ponts.

On voit alors que les contraintes en tension sont réparties sur les différents convertisseurs permettant ainsi de réduire le calibre en tension des interrupteurs.

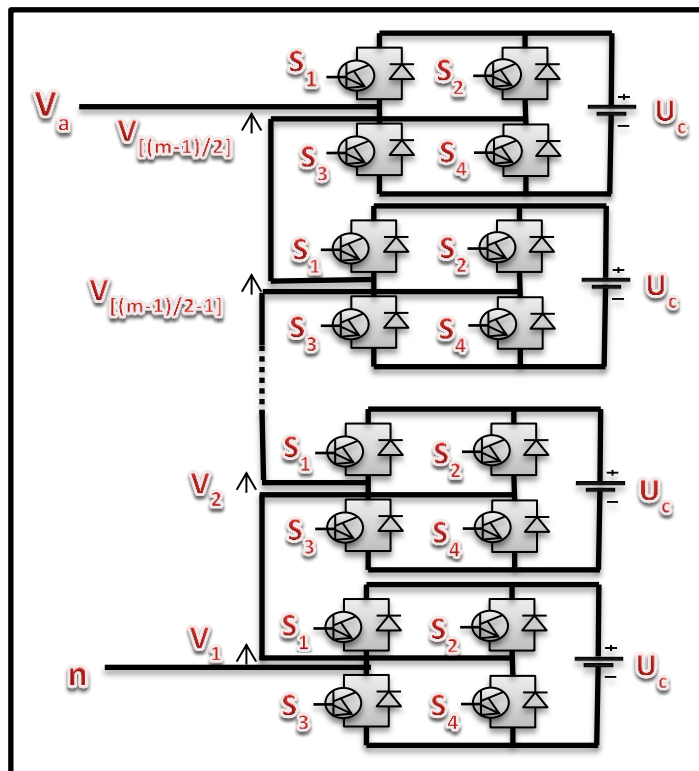


Fig.II.23:structure d'un bras d'onduleur en cascade n niveaux

Dans le montage de la **figure (II.23)** les sorties alternatives des ponts d'onduleur 2-niveaux sont directement connectées en série. Le principe de cette structure consiste à connecter en série plusieurs onduleurs monophasés avec des sources de tension isolées et indépendantes. Le but étant d'obtenir une forme d'onde sinusoïdale composée plusieurs niveaux de tension.

II.8.4.5 Autres topologies (les topologies hybrides) :

Outre les quatre topologies de base discutées précédemment, d'autres topologies de convertisseurs multiniveaux ont été proposées, mais la plupart d'entre elles sont à base de circuits "hybrides", combinaisons de deux topologies de base ou de légères variations de celles-ci. Ces topologies sont :

- a) Le convertisseur asymétrique hybride,
- b) Le convertisseur avec des ponts en cascade et sources CC/CC avec isolement.
- c) Le convertisseur avec des topologies multiniveaux en cascade.
- d) Le convertisseur avec commutation douce.
- e) Les convertisseurs reliés par transformateur.
- f) Le convertisseur Diode/Capacitor-Clamped : variante de l'onduleur NPC.
- g) Le convertisseur New Diode-Clamped : autre variante de l'onduleur NPC.
- h) Le convertisseur multiniveaux généralisé.

Parmi ces différentes structures multiniveaux qu'on a citées précédemment, on a choisi la structure **NPC**, parce que c'est une structure simple à modéliser et c'est la deuxième structure largement utilisée pour générer une tension multiniveaux en industries.

Ce qui va venir sera d'environ les onduleurs multiniveaux **NPC** à trois niveaux.

II.8.5 Modélisation de l'Onduleur de tension NPC à trois niveaux :

La première structure d'onduleurs multiniveaux à apparaître est le NPC (Neutral Point Clamped) à trois niveaux, proposés par NABEA [18]. L'extension de cette topologie, aux niveaux supérieurs à trois, a permis l'apparition de la topologie d'onduleur multiniveaux à diode de bouclage (Diode Clamped Inverter) [23].

L'onduleur de tension à trois niveaux est une nouvelle structure utilisée pour l'alimentation en tension moyenne, fonctionnant en vitesse variable des machines synchrones et asynchrones de forte puissance. Ce type d'onduleur est utilisé en mode commandable. La structure d'un onduleur de tension à trois niveaux est présentée sur la **Figure (II.24)**.

Cette structure consiste à créer sur l'étage continu entre la source continue et l'onduleur un point milieu de tension, permettant de générer des créneaux d'amplitude 0 , $+U_c$, $-U_c$. Elle est constitué principalement de trois bras symétriques, chaque bras de l'onduleur est constitué de quatre paires (diode-transistor) en séries et deux diodes médianes permettant d'avoir le niveau zéro de la tension de sortie de l'onduleur.

Une diode en inverse sur chaque interrupteur assure la circulation du courant pendant la phase de roue libre.

L'amplitude de la tension aux bornes de chaque semi-conducteur est limitée à la demi-tension de la source majorée de la surtension due à la commutation des interrupteurs. Les potentiels des bornes A, B, C peuvent prendre les trois valeurs $+U_c$, 0 , $-U_c$ d'où l'appellation onduleur triphasé à trois niveaux.

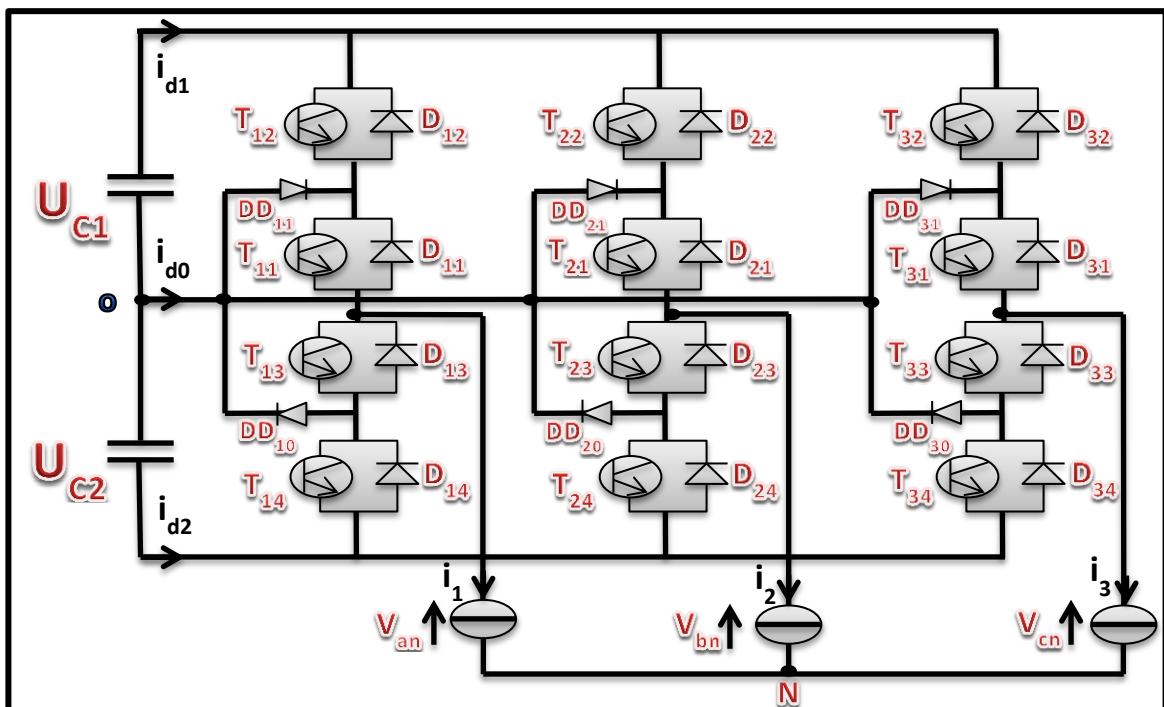


Fig. II.24: Onduleur multiniveaux de type NPC (3 Niveaux)

II.8.5.1 Modélisation d'un bras d'onduleur à trois niveaux :

La **Figure (II.25)** présente la structure d'un bras d'onduleur à trois niveaux. Le bras concerné est désigné par la lettre **k** avec (**k=1, 2, 3**). Les courants **Id0**, **Id1** et **Id2** fixent le sens de transfert d'énergie de l'élément conducteur.

Lorsque la source réseau est génératrice et la source de courant en sortie est réceptrice, la liaison des deux sources s'effectue à travers les transistors. Lorsque le transfert d'énergie s'effectue de la sortie vers l'entrée, ce sont les diodes qui assurent le passage du courant.

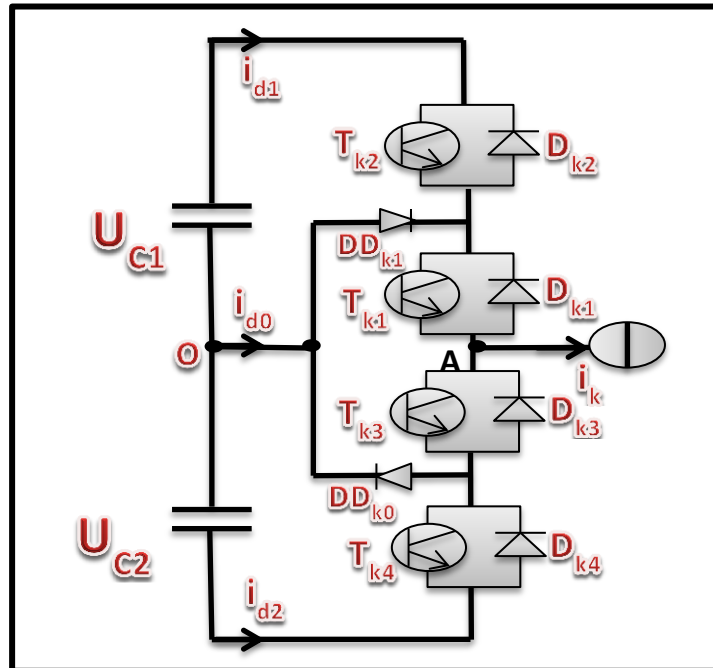
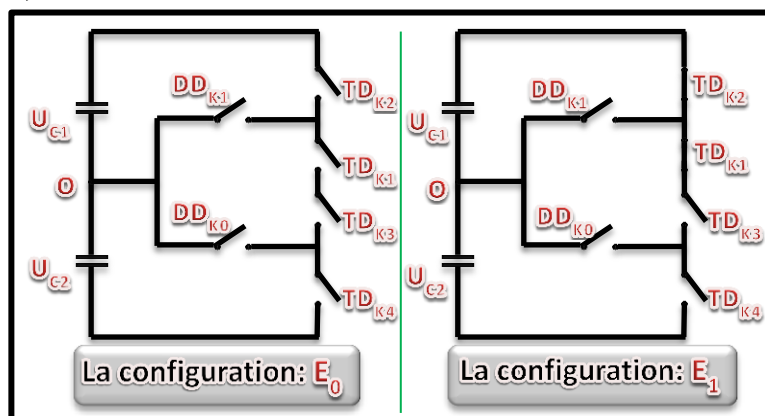


Fig. II. 25: structure d'un bras d'onduleur triphasé à trois niveaux

La tension simple V_{AO} est totalement définie par l'état des quatre interrupteurs du bras. L'analyse topologique d'un bras de l'onduleur montre qu'il existe cinq configurations possibles, ces configurations sont présentées dans les figures au-dessous. On prend ($U_{C1}=U_{C2}=U_c/2$).



(a)

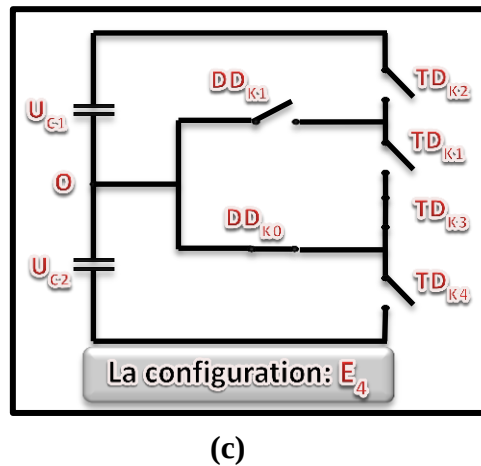
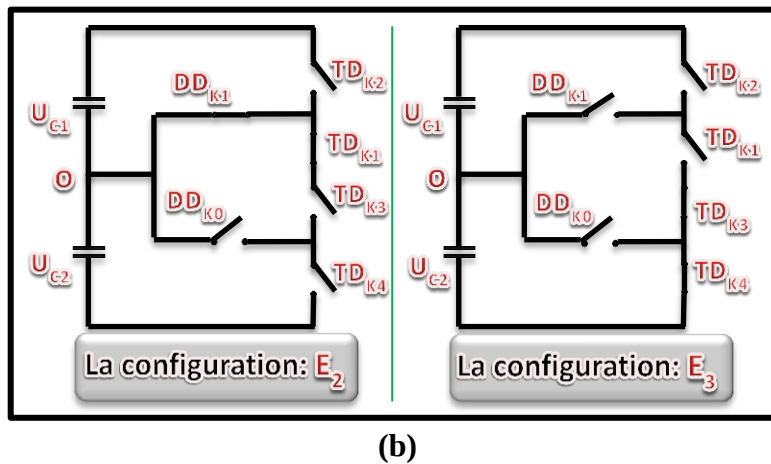


Fig. II. 26: Les cinq configurations possibles E_0, E_1 (a): E_2, E_3 (b): E_4 (c)

Avec :

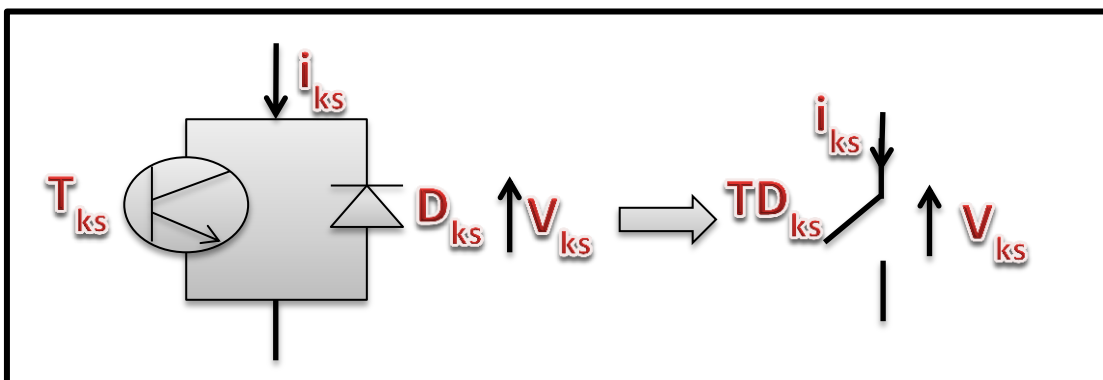


Fig. II. 27: Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire diode-transistor

On représente chaque pair transistor diode par un seul interrupteur bidirectionnel **Figure (II.27)** et on procède par bras (grâce à la symétrie de l'onduleur triphasé).

Ou : k : indice de bras ($k=a, b, c$)

s : indice de numéro de l'interrupteur dans un bras ($s=1, 2, 3, 4$)

Les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations sont données dans le **Tableau (II.3)**. (Avec « o » (point fictif) origine des potentiels et V_k le potentiel de nœud du bras k).

E0	$i_k=0$
E1	$V_k=+U_{c1}=+U_C/2$
E2	$V_k=0$
E3	$V_k=-U_{c1}=-U_C/2$
E4	$V_k=0$

TAB.II.3 : Grandeurs électriques correspondantes pour chacune des configurations d'un bras k.

Cette analyse montre que la structure d'onduleur à trois niveaux limite à $(U_C / 2)$ la tension imposée à chaque interrupteur à l'état du blocage.

II.8.5.2 Hypothèse pour la modélisation :

Les tensions d'entrée de l'onduleur sont supposées parfaites. En pratique, cela se traduit par le fait que, quel que soit le courant i_k , délivré par cette alimentation, la tension à ses bornes reste constante $U_{C1}=U_{C2}$. La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est négligeable devant la tension d'alimentation qui est de l'ordre de quelques centaines de volts.

II.8.5.3 Commande complémentaire pour l'onduleur à trois niveaux:

Pour un onduleur triphasé à trois niveaux en mode commandable, et pour éviter le court-circuit des sources de tension par conduction de plusieurs interrupteurs, on définit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} F_{k1} = \overline{F_{k4}} \\ F_{k2} = \overline{F_{k3}} \end{cases} \quad (II-15)$$

Avec :

k : indice de bras (**k=a, b, c**).

On définira la fonction de connexion du demi-bras F_{km}^b avec :

$m=1$: Le demi-bras du haut

$m=0$: Le demi-bras du bas

Les fonctions de connexion des demi-bras s'expriment, en fonction de celles des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \\ F_{k0}^b = F_{k3} \cdot F_{k4} \end{cases} \quad (II-16)$$

Avec :

F_{km}^b vaut « 1 » dans le cas où les interrupteurs du demi-bras sont tous fermés, et nulle dans tous les autres cas.

Le **Tableau (II.4)** présente la table d'excitation des interrupteurs d'un bras d'onduleur à trois niveaux.

F_{k1}	F_{k2}	F_{k3}	F_{k4}	V_k
1	1	0	0	$U_{c1} = U_c / 2$
0	1	0	0	0
0	0	1	1	$-U_{c2} = -U_c / 2$
0	0	1	0	0

TAB II.4: Table d'excitation des interrupteurs d'un bras d'onduleur à trois niveaux

Les potentiels des nœuds (**a**, **b**, **c**) de l'onduleur triphasé a trois niveaux, par rapport au point milieu (**o**) de la source de tension d'entrée sont donnés par le système suivant :

$$\begin{cases} v_{ao} = F_{a1}^b \cdot U_{c1} - F_{a0}^b \cdot U_{c2} \\ v_{bo} = F_{b1}^b \cdot U_{c1} - F_{b0}^b \cdot U_{c2} \\ v_{co} = F_{c1}^b \cdot U_{c1} - F_{c0}^b \cdot U_{c2} \end{cases} \quad (II-17)$$

En comparant ce système et le système correspondant à l'onduleur à deux niveaux on constate que l'onduleur trois niveaux est équivalent à la mise en série de deux onduleurs à deux niveaux.

Les tensions composées sont obtenues à partir des tensions simples **(II.17)** comme suit :

$$\begin{aligned} u_{ab} &= v_{ao} - v_{bo} \\ u_{bc} &= v_{bo} - v_{co} \\ u_{ca} &= v_{co} - v_{ao} \end{aligned} \quad (II-18)$$

Où :

« O » point milieu fictif à l'entrée continu.

v_{ao} , v_{bo} , v_{co} sont les tensions d'entrée à l'onduleur.

$$\begin{cases} u_{ab} = (F_{a1}^b - F_{b1}^b)U_{c1} - (F_{a0}^b - F_{b0}^b)U_{c2} \\ u_{bc} = (F_{b1}^b - F_{c1}^b)U_{c1} - (F_{b0}^b - F_{c0}^b)U_{c2} \\ u_{ca} = (F_{c1}^b - F_{a1}^b)U_{c1} - (F_{c0}^b - F_{a0}^b)U_{c2} \end{cases} \quad (II-19)$$

Sous forme matricielle le système **(II.19)** devient comme suit :

$$\begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} +1 & -1 & 0 \\ 0 & +1 & -1 \\ -1 & 0 & +1 \end{bmatrix} \cdot \left\{ \begin{bmatrix} F_{a1}^b \\ F_{b1}^b \\ F_{c1}^b \end{bmatrix} U_{c1} - \begin{bmatrix} F_{a0}^b \\ F_{b0}^b \\ F_{c0}^b \end{bmatrix} U_{c2} \right\} \quad (II-20)$$

Si on prend $(U_{c1} = U_{c2} = U_c / 2)$, le système **(II.20)** devient :

$$\begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} +1 & -1 & 0 \\ 0 & +1 & -1 \\ -1 & 0 & +1 \end{bmatrix} \cdot \left\{ \begin{bmatrix} F_{a1}^b \\ F_{b1}^b \\ F_{c1}^b \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} F_{a0}^b \\ F_{b0}^b \\ F_{c0}^b \end{bmatrix} \right\} \cdot \frac{U_c}{2} \quad (II-21)$$

Si les tensions simples de la charge alimentée par l'onduleur, forment un système triphasé équilibré, on obtient :

$$\begin{aligned}
v_{an} &= \frac{u_{ab} - u_{ca}}{3} \\
v_{bn} &= \frac{u_{bc} - u_{ab}}{3} \\
v_{cn} &= \frac{u_{ca} - u_{bc}}{3}
\end{aligned} \tag{II-22}$$

A partir de (II.17), (II.21) et (II.22), on déduit la matrice de transfert qui donne les tensions simples aux bornes de la charge en fonction des tensions d'entrées de l'onduleur.

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \tag{II-23}$$

Les tensions simples finalement seront données comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{a1}^b - F_{a0}^b \\ F_{b1}^b - F_{b0}^b \\ F_{c1}^b - F_{c0}^b \end{bmatrix} \cdot \frac{U_c}{2} \tag{II-24}$$

II.8.6 Technique de command de l'onduleur trois niveaux :

Comme nous l'avons dit précédemment, concernant la technique de command MLI intersective (STPWM) utilisé avec l'onduleur deux niveaux, qui a les propriétés dont nous avons parlé. La même technique on a utilisé avec des petites modifications.

II.8.6.1 Commande triangulo-sinusoidale à une seule porteuse :

Son principe général est de comparer une tension de référence à une porteuse triangulaire ou en dent de scie. Pour l'onduleur à trois niveaux, c'est la porteuse triangulaire unipolaire qui donne les meilleures performances de cette stratégie [24].

L'algorithme de la commande triangulo-sinusoïdale pour cet onduleur s'écrit :

$$\begin{cases} \left(|V_{refk}| \leq U_p \right) \Rightarrow F_{k1} = 1, F_{k2} = 0. \\ \left(|V_{refk}| > U_p \right).et.(V_{refk} > 0) \Rightarrow F_{k1} = F_{k2} = 1. \\ \left(|V_{refk}| > U_p \right).et.(V_{refk} < 0) \Rightarrow F_{k1} = F_{k2} = 0. \end{cases}$$

La **Figure (II.28)** montre la porteuse unipolaire et la tension de référence de la première phase en valeur absolue pour $m = 21$ et $r = 0,7$. On a également donné les impulsions de commande des transistors du demi-bras issus de la comparaison du signal de référence avec la porteuse.

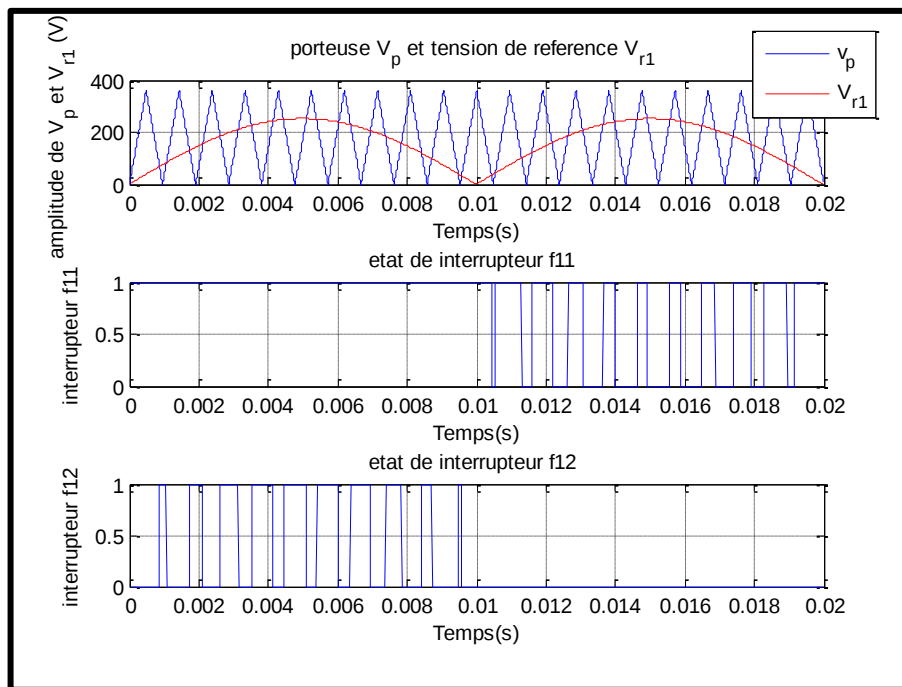


Fig. II. 28: la porteuse unipolaire et les impulsions de command des interrupteurs f11 et f12

Résultats de simulation pour une **MAS** alimenté par un onduleur 3 niveaux a une seul porteuse est comme suit :

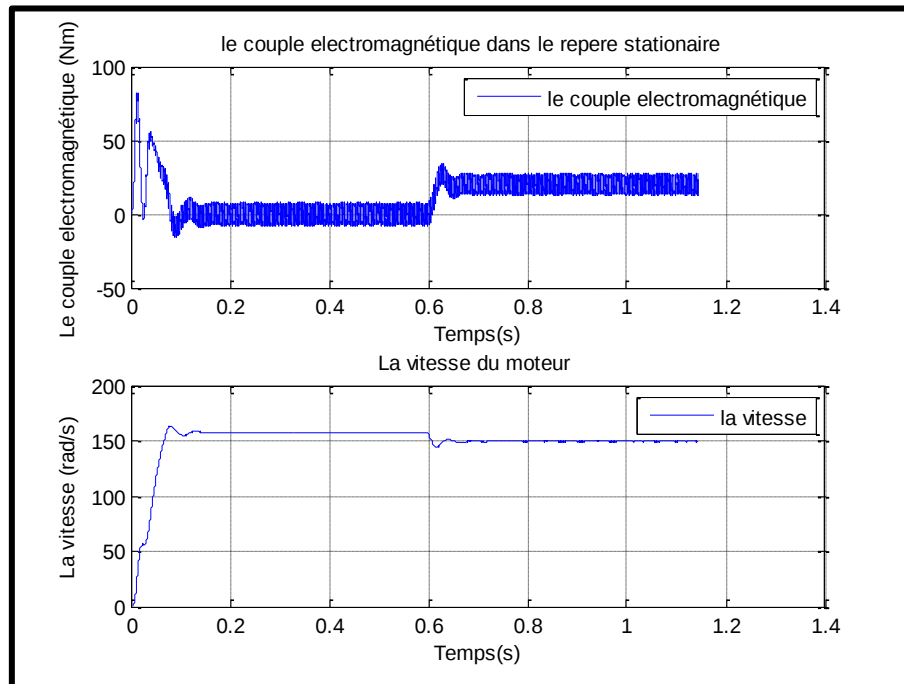


Fig. II .29: le couple électromagnétique et la vitesse pour une MAS alimenté par un onduleur 3 niveaux à une seule porteuse

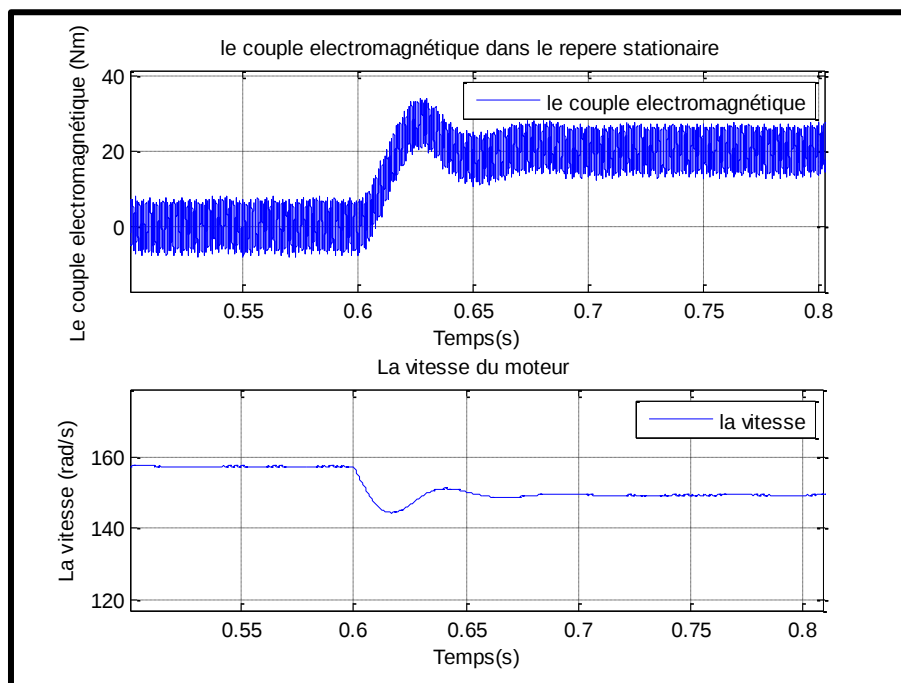


Fig. II .30: Zoom sur le couple électromagnétique et la vitesse pour une MAS alimenté par un onduleur 3 niveaux à une seule porteuse

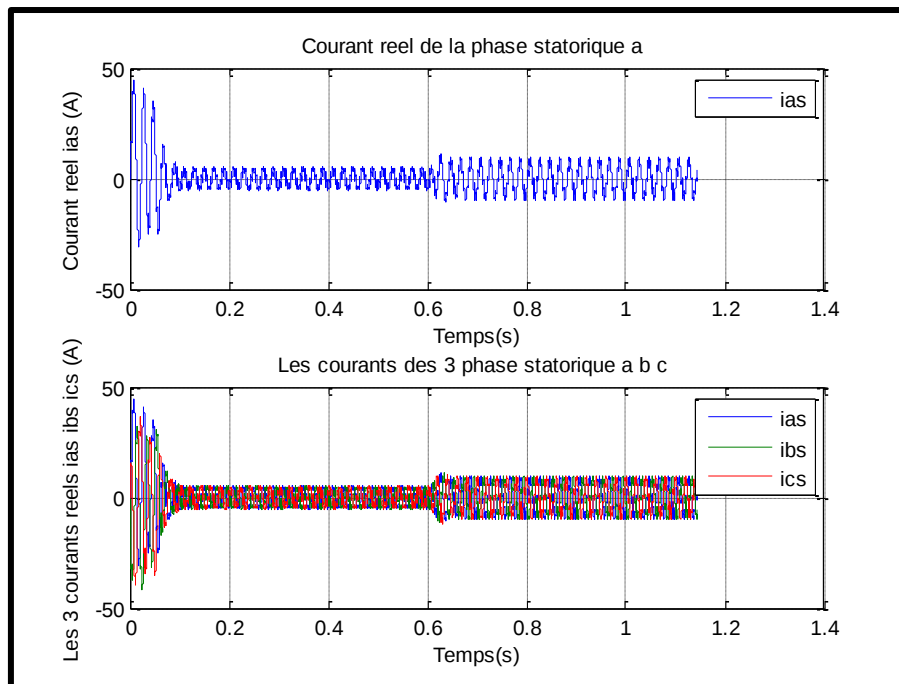


Fig.II.31: les courants réels pour les 3 phases statorique pour une MAS alimenté par un onduleur 3 niveaux à une seule porteuse

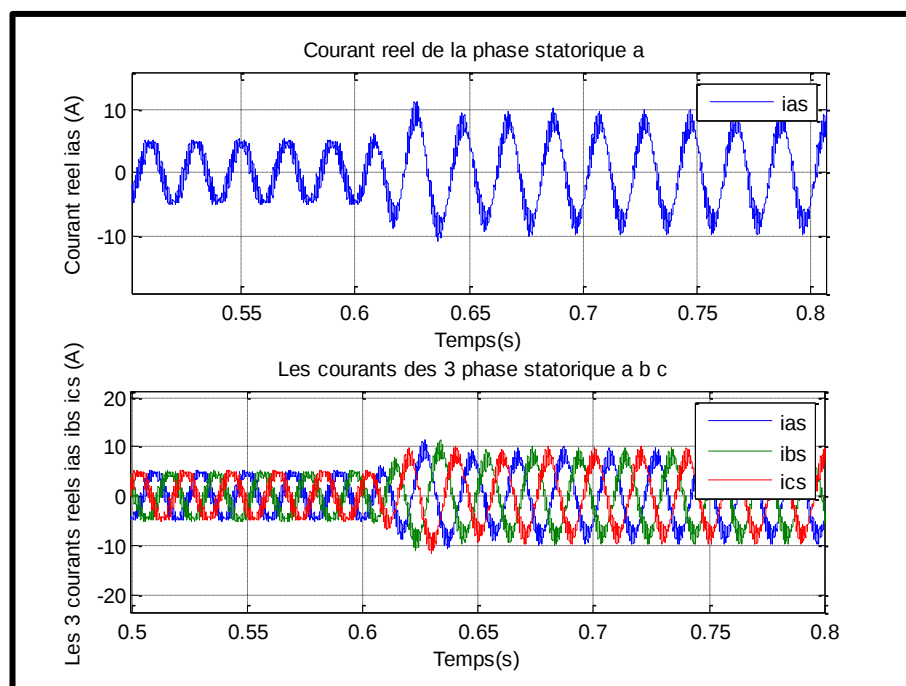


Fig.II.32: Zoom sur les courants réels pour les 3 phases statorique pour une MAS alimenté par un onduleur 3 niveaux à une seule porteuse

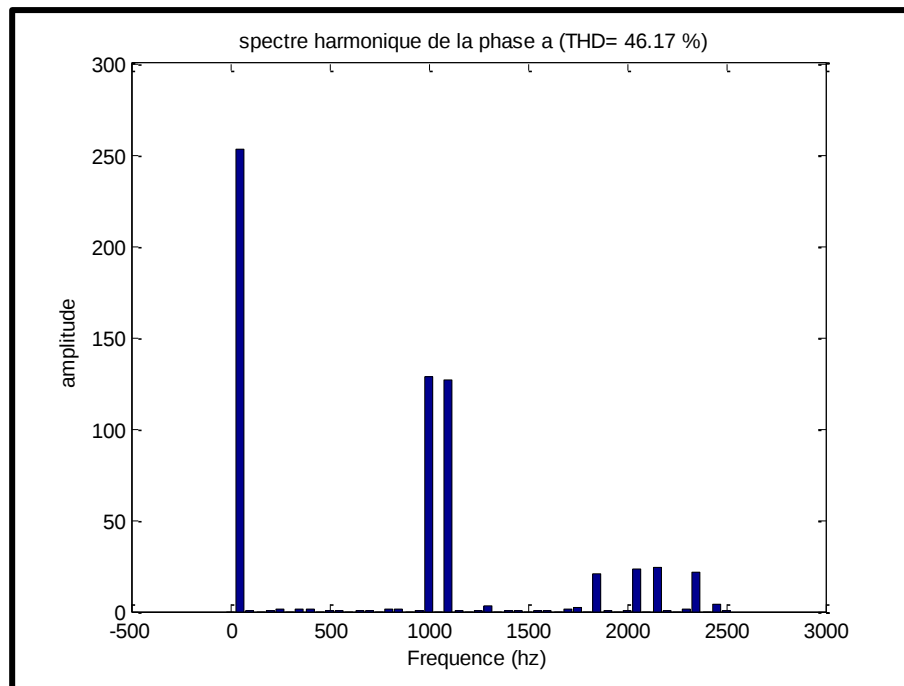


Fig.II.33: Spectre d'harmonique de la tension pour la phase (a) pour une MAS alimenté par un onduleur 3 niveaux à une seule porteuse

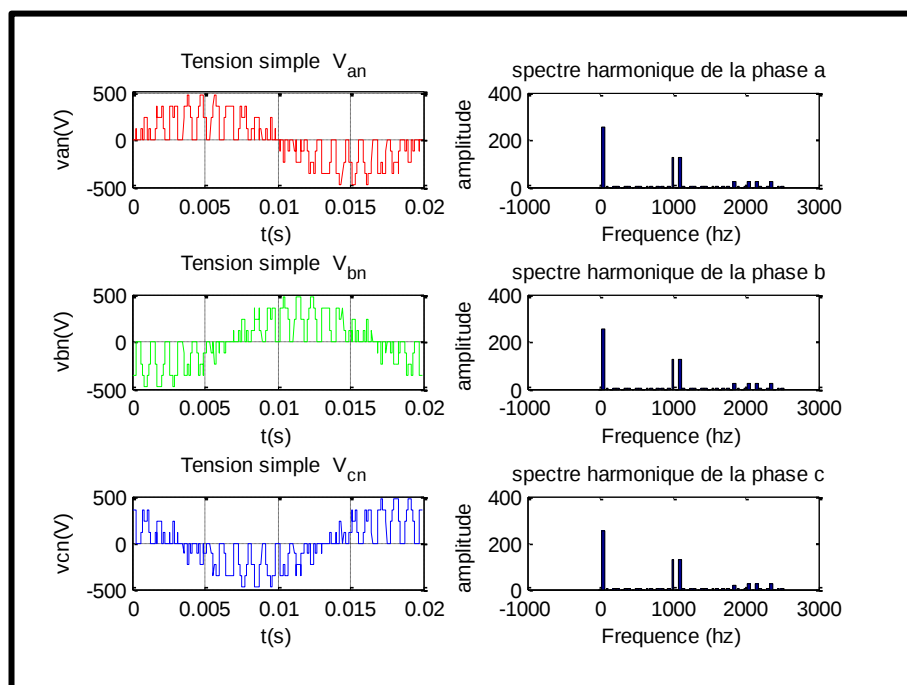


Fig.II.34: Les tensions des phases et leur spectre d'harmonique pour une MAS alimenté par un onduleur 3 niveaux à une seule porteuse

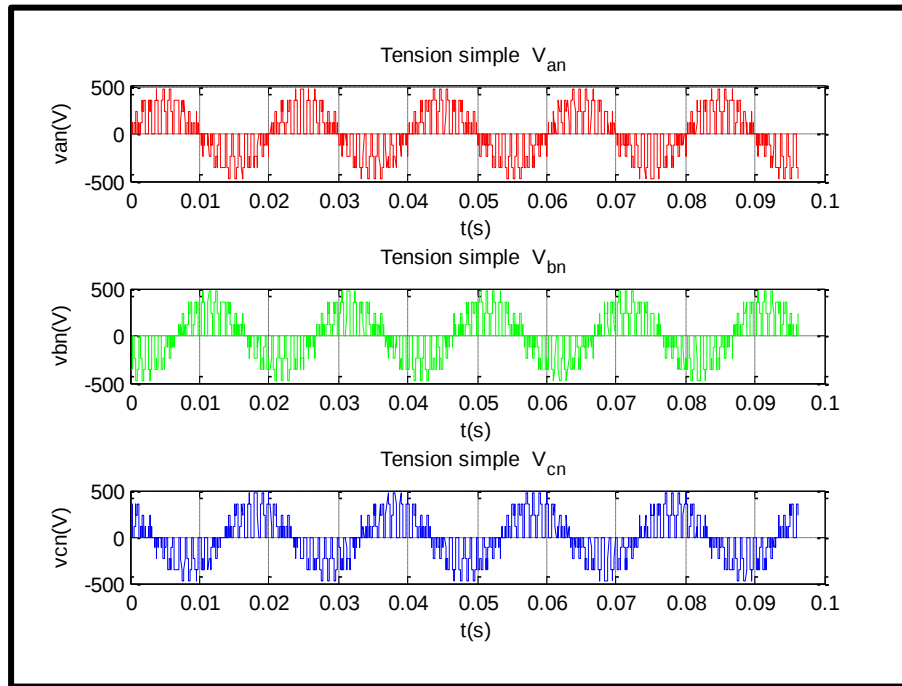


Fig.II.35: Les trois tensions statorique pour voir la forme d'onde pour une MAS alimenté par un onduleur 3 niveaux à une seule porteuse

II.8.6.2 Commande triangulo-sinusoidale à deux porteuse :

On a Arrangés Deux porteuses (U_{p1} , U_{p2}) où il y a un déphasage (décalage) l'une de l'autre de 180 en amplitude. Dont la 1^{ère} est en haut et la 2^{ème} est en bas de graphe des références. Les pointes d'intersections entre les deux porteuses et les références déterminer les états des interrupteurs de l'onduleur [25], la logique comment ça marche cette technique est comme suit :

$$\begin{cases} (V_{refk} \geq U_{p1}) \Rightarrow F_{k1} = F_{k2} = 1. \\ (V_{refk} \leq U_{p1}).et.(V_{refk} \geq U_{p2}) \Rightarrow F_{k1} = 1, F_{k2} = 0. \\ (V_{refk} \leq U_{p2}) \Rightarrow F_{k1} = F_{k2} = 0. \end{cases}$$

La **Figure (II.36)** montre les deux porteuse décalée l'un de l'autre et la tension de référence de la première phase pour $m = 21$ et $r = 0,7$. On a également donné les impulsions de commande des transistors du demi-bras issus de la comparaison du signal de référence avec les porteuses.

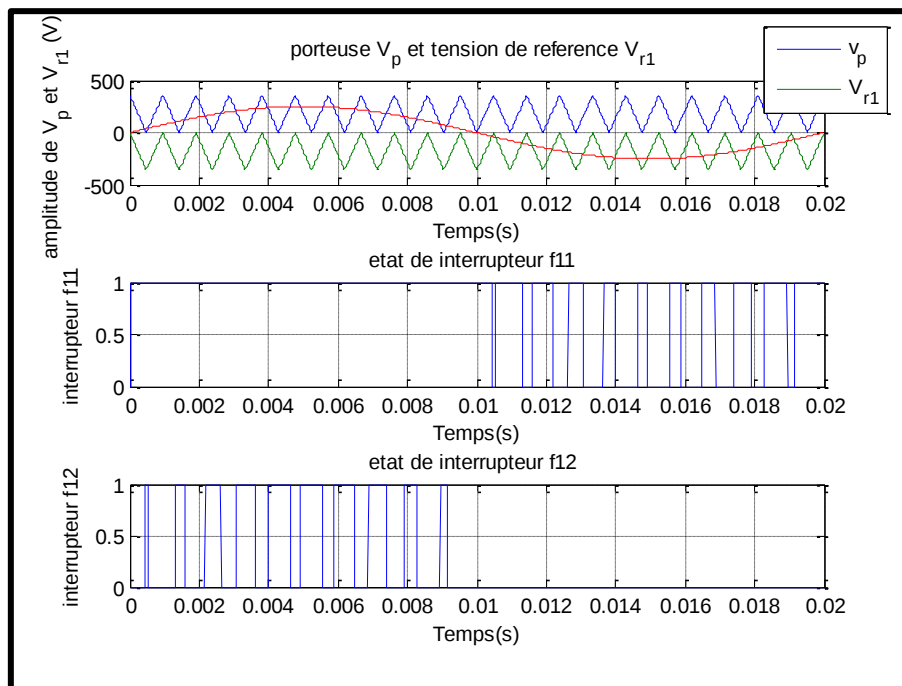


Fig. II. 36: les deux porteuses arrangées et les impulsions de command des interrupteurs f11 et f12

Résultats de simulation pour une MAS alimenté par un onduleur 3 niveaux a deux porteuse est comme suit :

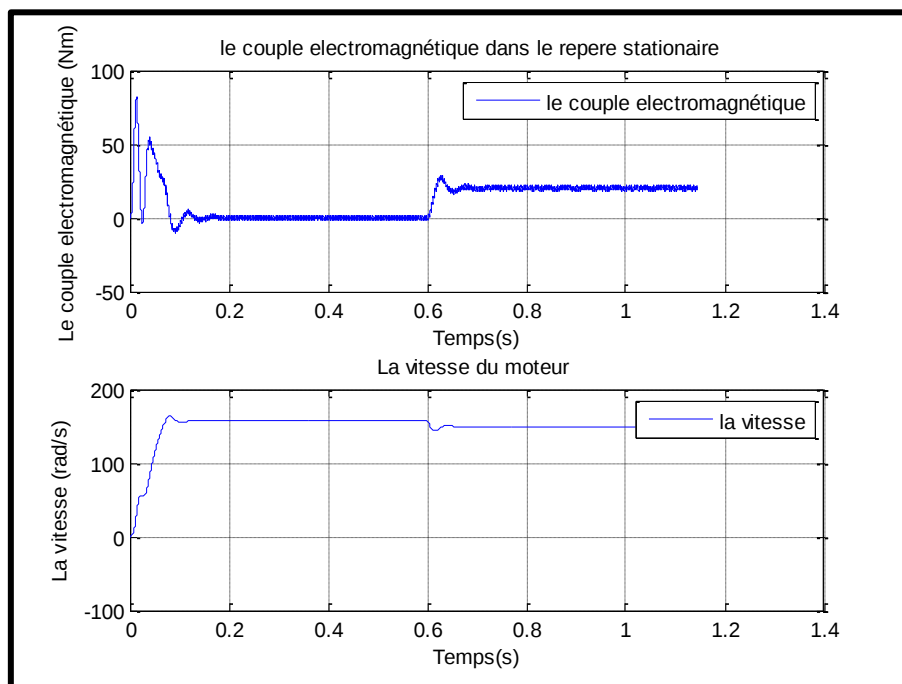


Fig. II .37: le couple électromagnétique et la vitesse pour une MAS alimenté par un onduleur 3 niveaux à deux porteuses

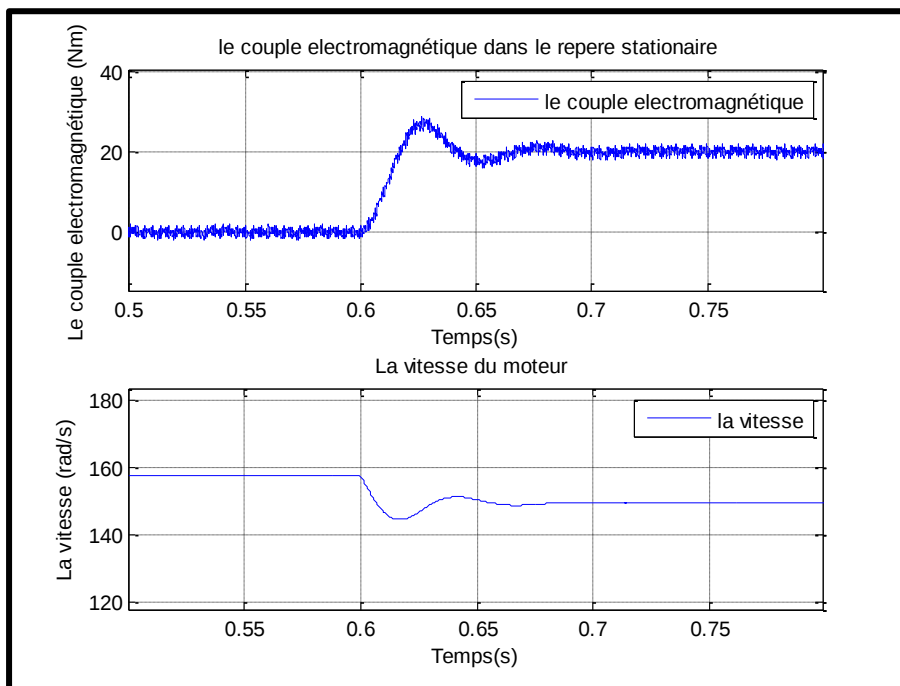


Fig. II .38: Zoom sur le couple électromagnétique et la vitesse pour une MAS alimenté par un onduleur 3 niveaux à deux porteuses

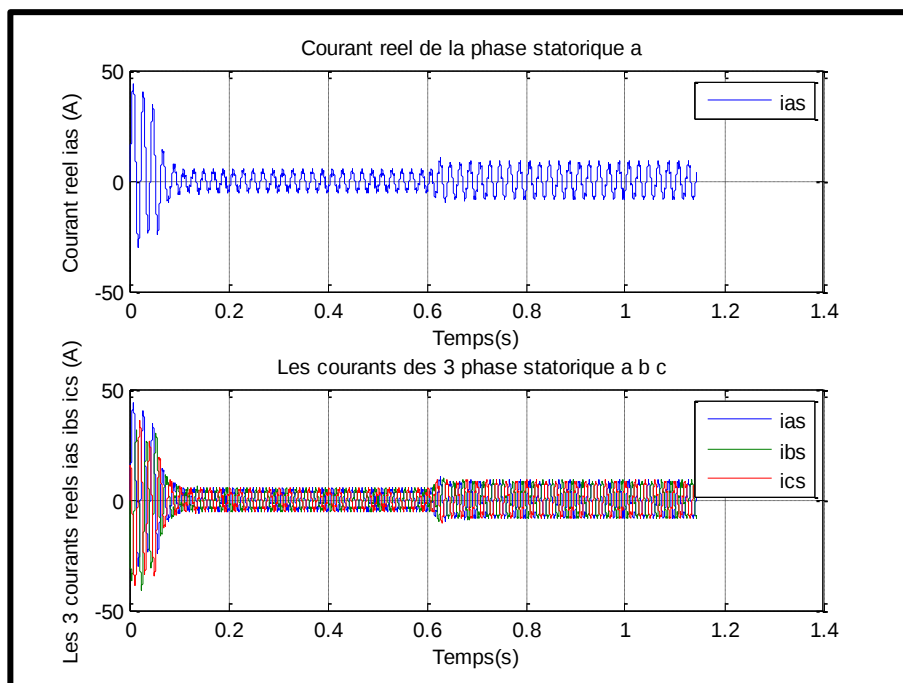


Fig.II.39: les courants réels pour les 3 phases statorique pour une MAS alimenté par un onduleur 3 niveaux à deux porteuses

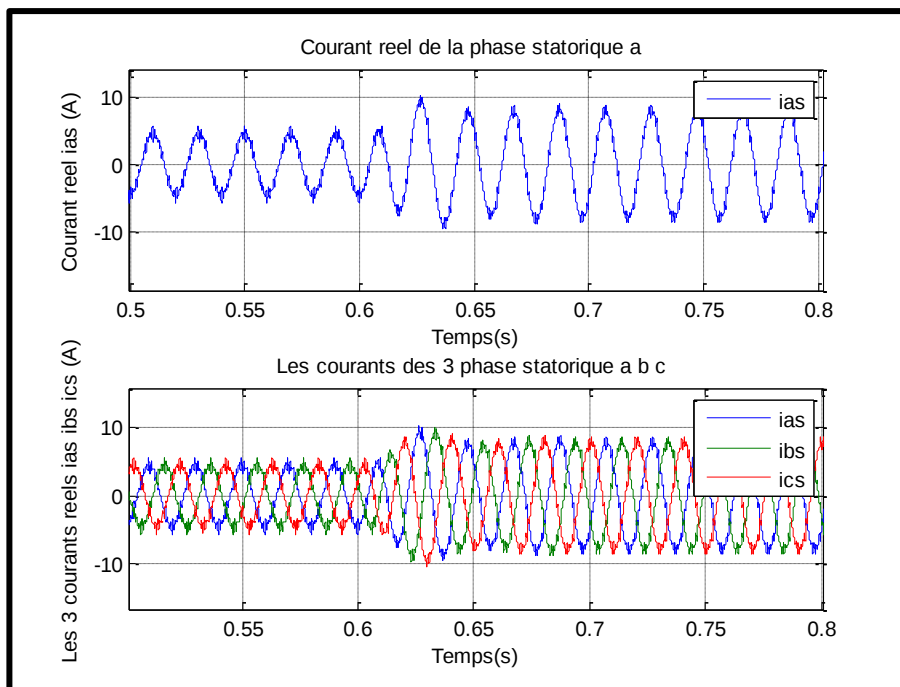


Fig.II.40: Zoom sur les courants réels pour les 3 phases statorique pour une MAS alimenté par un onduleur 3 niveaux à deux porteuses

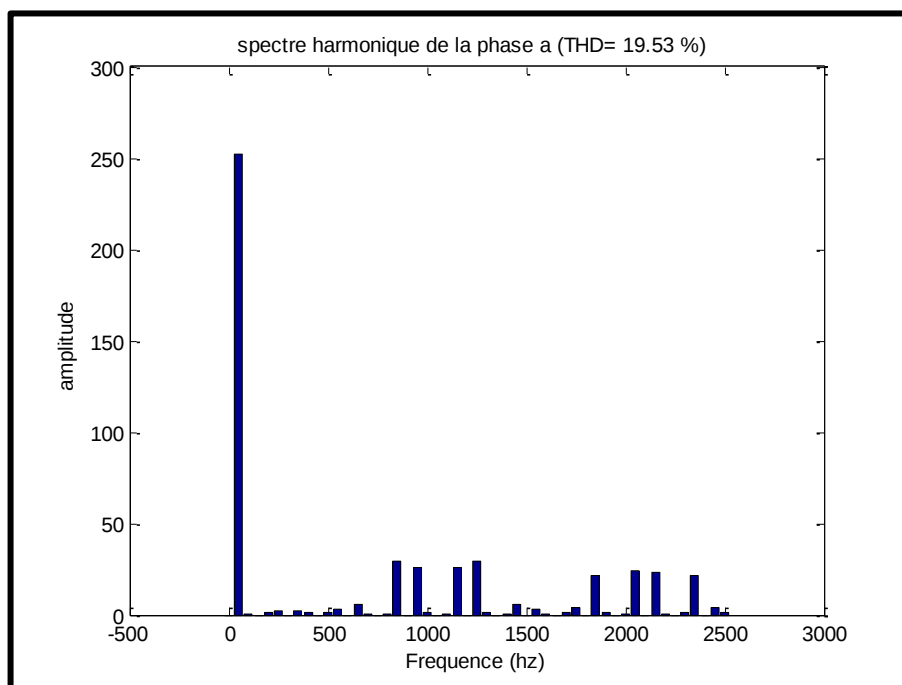


Fig.II.41: Spectre d'harmonique de la tension pour la phase (a) pour une MAS alimenté par un onduleur 3 niveaux à deux porteuses

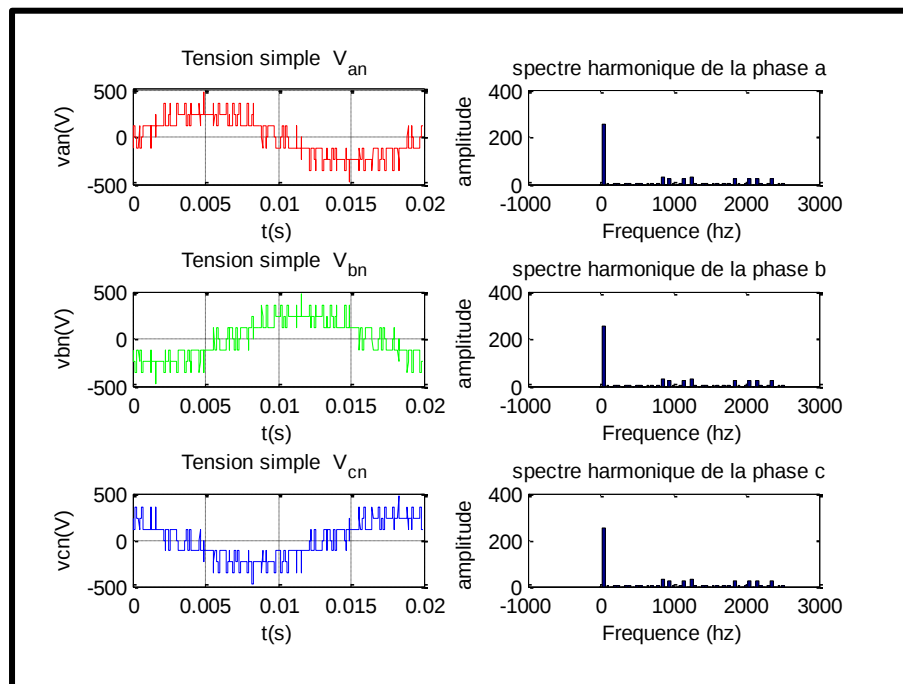


Fig.II.42: Les tensions des phases et leur spectre d'harmonique pour une MAS alimenté par un onduleur 3 niveaux à deux porteuses

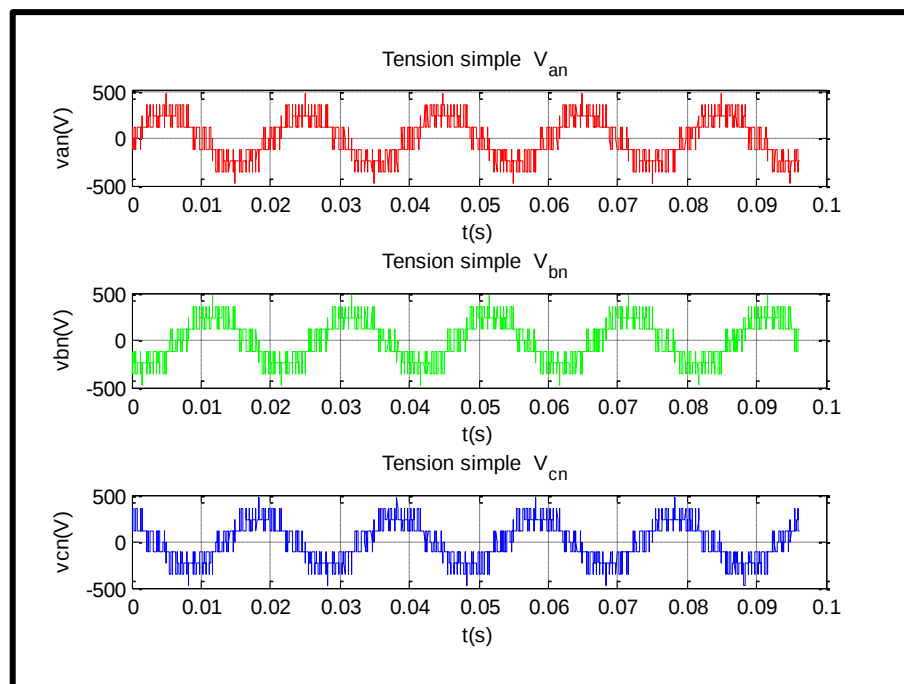


Fig.II.43: Les trois tensions statorique pour voir la forme d'onde pour une MAS alimenté par un onduleur 3 niveaux à deux porteuses

II.9 Interprétation des Résultats de simulation pour un onduleur trois niveaux :

Pour les deux techniques, la réponse de la **MAS** est la même qu'une **MAS** alimentée directement par le réseau triphasé ou un onduleur deux niveaux, concernant le régime transitoire et le régime permanent de couple électromagnétique **Ce** et la vitesse et les courants statorique et l'apparition du couple résistant.

La forme du courant statorique et le couple électromagnétique **cet** est la même que celle dans le cas de l'onduleur deux niveaux, avec moins d'ondulations dans le cas où on a utilisé un onduleur 3 niveaux commandé par deux porteuses.

La tension délivrée par l'onduleur 3 niveaux a une forme d'onde presque sinusoïdale pour la deuxième technique et pour la première technique de commande a une forme proche de la sinusoïde avec des ondulations très grandes, l'analyse harmonique jusqu'au **50^{eme}** rang d'harmoniques qu'on a fait sur la tension dans une période pour les deux technique de commande ,donne :

- Un pique de fondamentale (**50hz**) avec une amplitude de 250.
- Pas de pique dans les faibles fréquences.
- Des piques dans les fortes fréquences au tour de **20^{eme}** et **40^{eme}** rang d'harmoniques.
- Un **THD** qui égale à **46.17 %** pour la 1^{ere} technique de command et Un **THD** qui égale à **19.53 %** pour la 2^{eme}.

On constate avec ces résultats que la **2^{eme}** technique de commande est mieux que la première.

Et on constate aussi qu'un onduleur trois niveaux est beaucoup mieux que celle de deux niveaux à cause d'un THD faible (moins d'harmonique), et une forme d'onde proche de la sinusoïde.

II.10 Conclusion :

Dans ce chapitre, la modélisation de l'onduleur à deux niveaux à MLI intersective associée à la machine asynchrone est étudiée et simulée sous le logiciel MATLAB. Et la même pour l'onduleur NPC à trois niveaux.

Les résultats obtenus lors d'un démarrage à vide puis une application d'une charge atteste la validité des modèles présentés.

On a fait une généralité sur les onduleurs multiniveaux, les différentes structures et le principe de fonctionnement de chacun.

Dans ce chapitre, on conclue que les onduleurs multiniveaux (3N) a des avantages incontestés par rapport aux deux niveaux, parmi ces avantages c'est le faible THD, et la forme d'onde de la tension qui a une forme proche de la sinusoïde, la tension appliquée au borne de chaque interrupteur est faible par rapport à l'onduleur deux niveaux ce qui garantit l'augmentation de la durée de vie des interrupteurs. . .etc.

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 alimenté par un onduleur deux niveaux et puis par un onduleur multiniveaux NPC (3N) et en compare entre les deux.

III.1 Introduction

Le monde industriel a été dominé pendant longtemps par les machines à courant continu puisqu'elles répondent le mieux aux exigences demandées des actionneurs vu la simplicité de leur commande car les deux grandeurs couple- flux sont physiquement découplées mais en termes de puissance elle est limitée à cause de l'ensemble ballé-collecteur.

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 électromagnétique entre le stator et le rotor.

Plusieurs techniques de commande ont été découvertes pour contrôler la machine asynchrone et dépasser cette complexité parmi ces techniques c'est la DTC.

*La technique de commande directe du couple (Direct Torque Control ou « **DTC** ») est introduite en 1985 par TAKAHASHI [26], [27]. Plusieurs travaux ont permis une modélisation rigoureuse de cette approche. Elle permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants statoriques sans utilisation de capteurs mécaniques [27], [28].*

Les méthodes de commande directe du couple DTC consistent à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs pré calculées du flux statorique et du couple. Les changements d'état des interrupteurs sont liés à l'évolution des états électromagnétiques du moteur. Ils ne sont plus commandés à partir des consignes de tension et de fréquence donnée à la commande rapprochée d'un onduleur à modulation de largeur d'impulsion.

La commande des interrupteurs a pour but de donner au vecteur représentant le flux statorique la direction déterminée par les valeurs de consigne, [28].

Dans ce chapitre, on présentera le principe du contrôle direct du couple pour un MAS alimenté par un onduleur classique 2niveaux et puis par un onduleur multiniveaux NPC (3N), et les résultats de simulation obtenus.

III.2 Principe de contrôle direct de couple

Le contrôle direct de couple (**DTC**) d'une machine à induction, est basé sur la détermination de la séquence de commande à appliquer aux interrupteurs de l'onduleur de tension à chaque instant de commutation.

Les grandeurs contrôlées, flux statorique et couple électromagnétique, sont habituellement commandées par des régulateurs à hystérésis. Il s'agit de maintenir ces grandeurs à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis.

La valeur estimée de chaque grandeur est comparée avec une valeur de référence à l'aide de ces régulateurs à hystérésis.

La séquence de commande est choisie selon [29] :

- Le signal de sortie du régulateur à hystérésis du couple électromagnétique.
- Le signal de sortie du régulateur à hystérésis du flux statorique.
- Le signal informant sur la position du vecteur flux statorique.

L'objectif de ce choix est de déterminer le vecteur de tension optimal pour le contrôle de l'amplitude du flux et du couple, et les maintenir dans leurs bandes d'hystérésis.

Les **caractéristiques générales** d'une commande directe de couple sont, [30] :

- Une réponse dynamique de la machine très rapide.
- La commande indirecte des intensités et tensions du stator de la machine.
- L'obtention des flux et des courants statorique proches de formes sinusoïdales.
- L'existence des oscillations du couple qui dépend, entre autres, des facteurs de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- La commande directe de couple et de flux, à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes à hystérésis.

Cette méthode de commande a pour avantages [30] :

- De ne pas nécessiter des calculs dans le repère rotorique (d,q) .
- Il n'existe pas de bloc de calcul de modulation de 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.
- De n'avoir qu'un seul régulateur, celui de la boucle externe de vitesse.
- Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information sur le secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire.
- La réponse dynamique est très rapide.

III.3 Comportement des grandeurs à contrôler (couple et flux) :

III.3.1 Comportement du flux statorique :

Pour un contrôle efficace du couple de la machine asynchrone, il est tout d'abord impératif de régler correctement le flux. En contrôle de type **DTC**, on réalise le réglage du flux statorique, d'une part du fait que c'est le plus simple à estimer, et d'autre part parce qu'il a une dynamique que celle du flux rotorique.

On se place dans un repère fixe (α, β) lié au stator de la machine. On peut aboutir au flux statorique à partir de système (I-30) comme suit :

$$\overline{V_s} = R_s \overline{I_s} + \frac{d\overline{\phi_s}}{dt} \Rightarrow \overline{\phi_s} = \int_0^t (\overline{V_s} - R_s \overline{I_s}) dt \quad (III-1)$$

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

$$\overline{\phi_s} = \int_0^t \overline{V_s} dt \quad (III-2)$$

On sait que, pendant une période d'échantillonnage $[0, T_e]$, le vecteur de tension appliqué à la machine reste constant, donc :

$$\phi_s(t) = \phi_{s0} + V_s \cdot T_e \quad (III-3)$$

Où ϕ_{s0} est le vecteur flux à $t = 0$.

Le vecteur flux statorique à l'instant $(t+\Delta t)$ se déduit du vecteur flux à l'instant t par la sommation vectorielle suivante, à l'intérieur d'une période de commutation de l'onduleur (V_s étant fixe) :

$$\phi_s(t + \Delta t) = \phi_s(t) + V_s \cdot \Delta t \quad (III-4)$$

La relation (III-4) peut se réduire à la relation de récurrence suivante :

$$\phi_s(k+1) \approx \phi_s(k) + V_s \cdot T_e \quad (III-5)$$

Où :

$\phi_s(k)$: vecteur flux statorique à l'instant d'échantillonnage t_k .

$\phi_s(k+1)$: vecteur flux statorique à l'instant d'échantillonnage t_{k+1} .

La variation du flux statorique due à l'application du vecteur tension pendant une période de commande est donc :

$$\Delta \phi_s(k) \approx V_s \cdot T_e \quad (III-6)$$

Avec :

$\Delta \phi_s(k)$: vecteur variation de flux statorique.

La relation (III-6) montre que la trajectoire de ϕ_s suit la direction du vecteur tension $\bar{V}_s$, de tel sorte que, si ce dernier est non nul, l'extrémité du vecteur ϕ_s suit la direction de V_s , et si V_s est une tension nulle, ϕ_s est alors fixe.

La Figure (III-1) illustre ce principe, en prenant comme exemple deux situations de la variation du flux statorique lorsqu'on applique deux tensions différentes $\bar{V}_s = \bar{V}_3$ et $\bar{V}_s = \bar{V}_2$.

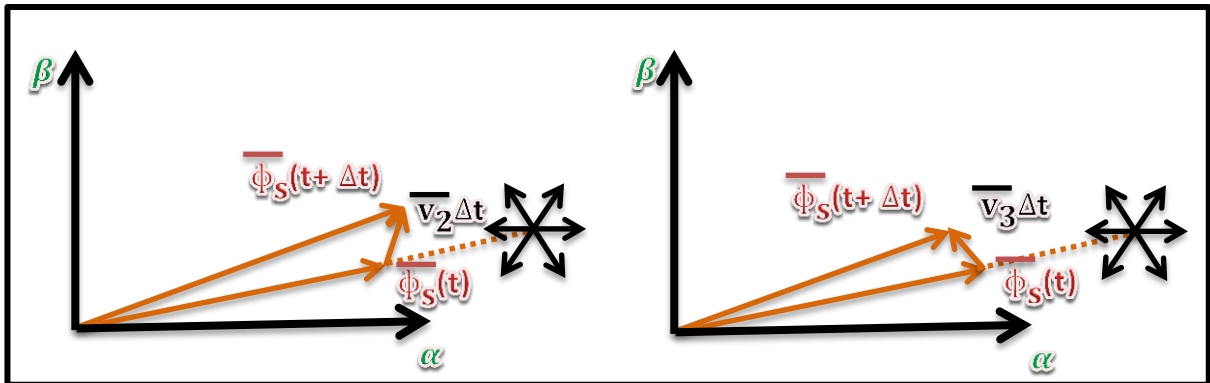


Fig.III.1: Evolution du vecteur flux statorique en fonction du vecteur tension appliqué

Donc pour augmenter le flux statorique, il suffit d'appliquer un vecteur tension qui lui est colinéaire et dans sa direction, et vice-versa.

III.3.2 Comportement du couple électromagnétique :

On utilise les expressions vectorielles de la machine dans le référentiel lié au stator retiré à partir de system (I-30) et (I-32) :

$$\begin{cases} \overline{V}_s = R_s \overline{I}_s + \frac{d\overline{\phi}_s}{dt} \\ \overline{V}_r = \overline{0} = R_r \overline{I}_r + \frac{d\overline{\phi}_r}{dt} - j\omega \overline{\phi}_r \end{cases} \quad (III-7)$$

A partir des expressions des flux (I-30) et (I-32), le courant rotor s'écrit :

$$\overline{I}_r = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{\overline{\phi}_r}{L_r} - \frac{L_m}{L_s L_r} \overline{\phi}_s \right) \quad (III-8)$$

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

Les équations deviennent :

$$\begin{cases} \overline{V}_s = R_s \overline{I}_s + \frac{d\overline{\phi}_s}{dt} \\ \frac{d\overline{\phi}_r}{dt} + \left(\frac{1}{\delta T_r} - j\omega \right) \overline{\phi}_r = \frac{L_m}{L_s} \frac{1}{\delta T_r} \overline{\phi}_s \end{cases} \quad (III-9)$$

Ces relations montrent que :

Il est possible de contrôler le vecteur ϕ_s à partir du vecteur de tension $\overline{V}_s$ et lorsqu'on contrôle ce dernier, Le flux ϕ_r suit les variations de ϕ_s avec un petit retard causé par la constante de temps T_r .

En régime permanent la 2^{ème} équation de (III.9) décrit :

$$\overline{\phi}_r = \frac{L_m}{L_s} \left(\frac{\overline{\phi}_s}{1 + j\omega \delta T_r} \right) \quad (III-10)$$

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs flux statorique et rotorique comme suit :

$$C_e = p \frac{L_m}{\delta L_s L_r} |\overline{\phi_s} \wedge \overline{\phi_r}| \quad (III-11)$$

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

$$C_e = p \frac{L_m}{\delta L_s L_r} \phi_s \phi_r \sin \gamma \quad (III-12)$$

Où :

ϕ_s : Module du vecteur flux statorique.

ϕ_r : Module du vecteur flux rotorique.

γ : Angle entre les vecteurs flux stator et flux rotor **Figure (III.2)**.

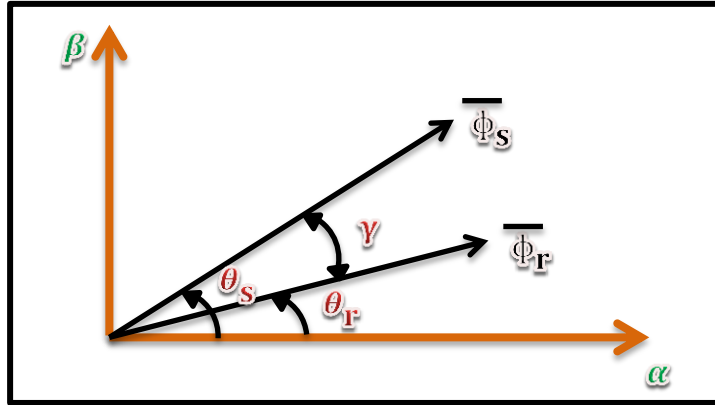


Fig.III.2: Illustration de l'angle γ .

On peut apercevoir immédiatement que le couple dépend, de l'amplitude des deux vecteurs ϕ_s et ϕ_r tout aussi bien que de l'angle γ .

En admettant que le flux statorique est maintenu dans une bande d'hystérésis prédéterminée, cela nous permet de supposer qu'il suit sa référence ($\phi_s = \phi_{s\text{réf}}$), et que l'évolution du flux rotorique est lente par rapport à celle du flux statorique [31], l'expression (III-12) à l'instant $(t + \Delta t)$ devient :

$$C_e = p \frac{L_m}{\delta L_s L_r} \phi_s \phi_r \sin(\gamma + \Delta\gamma) \quad (III-13)$$

La **Figure(III.3)** illustre l'évolution de l'angle γ , pour deux vecteurs de tensions différents $\bar{V}_S = \bar{V}_6$ et $\bar{V}_S = \bar{V}_2$.

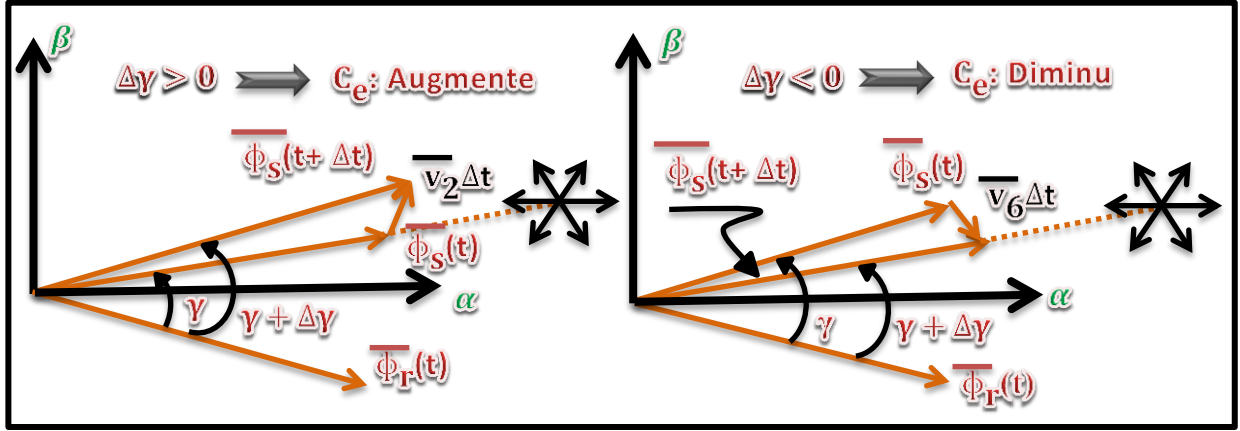


Fig.III.3: Evolution de l'angle γ en fonction du vecteur tension appliqué.

III.4 Présentation de la structure du contrôle :

Le choix du vecteur $\bar{V}_s$ dépend de la position du $\bar{\phi}_s$ dans le référentiel (α, β) , de la variation souhaitée pour le module de ϕ_s , de la variation souhaitée pour le couple, et du sens de rotation de ϕ_s .

L'espace d'évolution de $\bar{\phi}_s$ dans (α, β) est décomposé en six zones i , avec $i = [1, 6]$, tel qu'il est représenté sur la **Figure(III.4)**. Lorsque le flux $\bar{\phi}_s$ se trouve dans une zone i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants, [32] :

Si $\bar{V}_{i+1}$: est sélectionné alors ϕ_s croît et C_e croît.

Si $\bar{V}_{i-1}$: est sélectionné alors ϕ_s croît et C_e décroît.

Si $\bar{V}_{i+2}$: est sélectionné alors ϕ_s décroît et C_e croît.

Si $\bar{V}_{i-2}$: est sélectionné alors ϕ_s décroît et C_e décroît.

Avec : $i = [1, 6]$.

Si $\bar{V}_0$ ou $\bar{V}_7$ sont sélectionnées, alors la rotation du flux $\bar{\phi}_s$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du flux ϕ_s reste inchangé, [33].

La sélection des vecteurs de tension nuls, permet de diminuer la fréquence de commutation moyenne du variateur, une séquence nulle est systématiquement appliquée lorsque on emploie des régulateur à trois ou plus niveaux pour le couple [26], [29].

La sélection des vecteurs tension nuls, permet d'augmenter la valeur algébrique du couple et diminuer le module de flux, ou bien de diminuer la valeur algébrique du couple et diminuer le module de flux, selon le point de fonctionnement.

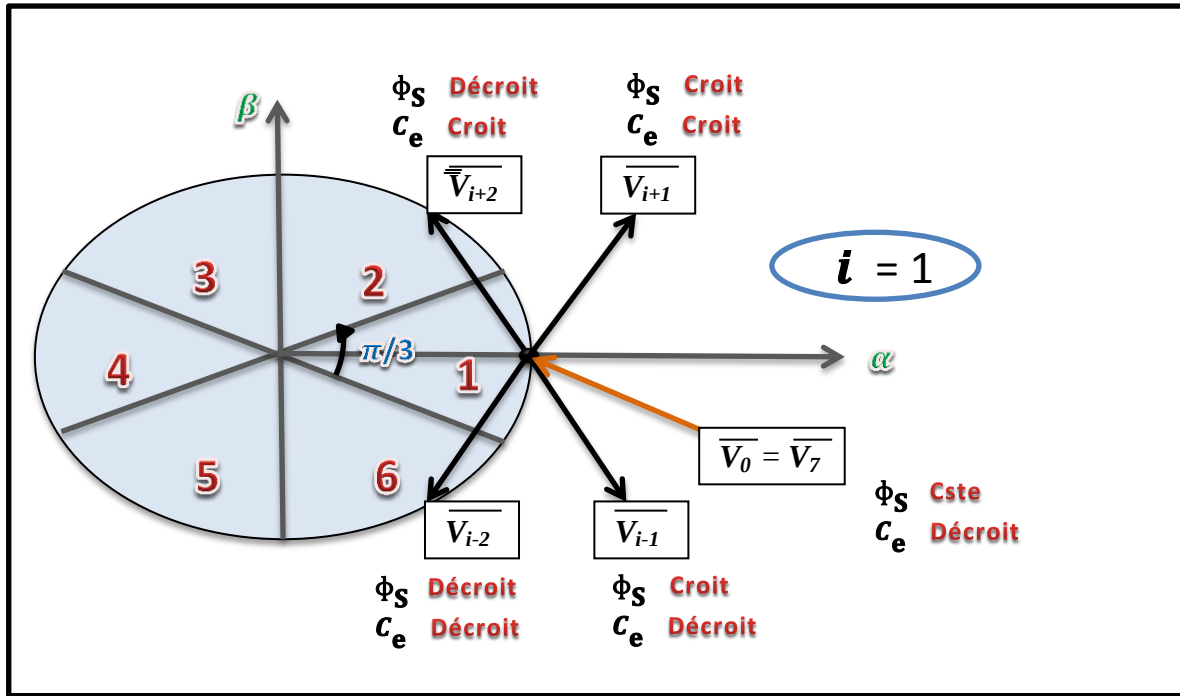


Fig.III.4: Choix du vecteur de tension

Le niveau d'efficacité des vecteurs tensions appliqués dépend également de la position du vecteur flux dans la zone i . En effet, en début de zone, les vecteurs $\bar{V}_{i+1}$ et $\bar{V}_{i-2}$ sont perpendiculaires à $\bar{\phi}_s$, d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux ϕ_s , alors qu'en fin de zone, l'évolution est inverse. Avec les vecteurs $\bar{V}_{i-1}$ et $\bar{V}_{i+2}$, il correspond à une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de ϕ_s en début de zone, alors qu'en fin de zone c'est le contraire.

Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans la zone i , les deux vecteurs $\bar{V}_i$ et $\bar{V}_{i+3}$ ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci ont la "composante de flux" la plus forte (évolution très rapide de ϕ_s) mais l'effet sur le couple lui, dépend de la position de $\bar{\phi}_s$ dans la zone, avec un effet nul en milieu de zone.

Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux, estimés par rapport à leur référence, ainsi que de la position du vecteur $\bar{\phi}_s$. Un estimateur de $\bar{\phi}_s$ en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires.

III.4.1 Estimation du flux statorique :

Le flux statorique peut être estimé par différentes techniques. Dans le cas où une solution numérique est retenue, il est impératif de limiter le volume algorithmique nécessaire à la reconstitution du flux statorique. C'est la raison pour laquelle la méthode la plus utilisée est celle qui consiste tout simplement à intégrer les équations statoriques. C'est de estimé le flux à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine [34].

L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ses composantes suivant les axes (α, β) comme suit :

$$\overline{\phi_s} = \hat{\phi}_{\alpha s} + j \hat{\phi}_{\beta s} \quad (III-14)$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\hat{\phi}_s = \sqrt{\hat{\phi}_{\alpha s}^2 + \hat{\phi}_{\beta s}^2} \quad (III-15)$$

Avec :

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{\alpha s} = \int_0^{T_e} (v_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}) dt \\ \hat{\phi}_{\beta s} = \int_0^{T_e} (v_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) dt \end{cases} \quad (III-16)$$

On obtient les tensions $v_{\alpha s}$ et $v_{\beta s}$ à partir de la connaissance des états des interrupteurs et de la mesure de la tension côté continu, en appliquant la transformée de CONCORDIA :

$$\begin{cases} v_{\alpha s} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c \left(s_a - \frac{1}{2} (s_b + s_c) \right) \\ v_{\beta s} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_c (s_b - s_c) \end{cases} \quad (III-17)$$

De même les courants $i_{\alpha s}$ et $i_{\beta s}$ sont obtenus à partir de la mesure des courants réels i_{as} , i_{bs} et i_{cs} et par application de la transformation de CONCORDIA :

$$\overline{I_s} = i_{\alpha s} + j i_{\beta s} \quad (III-18)$$

$$\begin{cases} i_{\alpha s} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot i_{as} \\ i_{\beta s} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{bs} - i_{cs}) \end{cases} \quad (III-19)$$

La zone i dans laquelle se situe le vecteur $\bar{\phi}_s$ est déterminée à partir des composantes $\phi_{\alpha s}$ et $\phi_{\beta s}$. L'angle α_s entre le référentiel (α, β) et le vecteur $\bar{\phi}_s$ est égal à :

$$\alpha_s = \arctg \frac{\hat{\phi}_{\beta s}}{\hat{\phi}_{\alpha s}} \quad (III-20)$$

III.4.2 Estimation du couple :

L'estimation du couple électromagnétique de la machine est possible grâce aux composantes du flux estimées et aux mesures des courants de ligne, en utilisant l'équation suivante :

$$\hat{C}_e = \frac{3}{2} p \left(\hat{\phi}_{\alpha s} i_{\beta s} - \hat{\phi}_{\beta s} i_{\alpha s} \right) \quad (III-21)$$

Cette relation montre que la précision de l'amplitude du couple estimé dépend de la précision de l'estimateur du flux statorique et de la mesure des courants.

III.5 Elaboration du vecteur de commande:

III.5.1 Correcteur du flux :

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur $\bar{\phi}_s$ dans une couronne circulaire comme le montre la **Figure (III.5)**. La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de $\bar{\phi}_s$, afin de sélectionner le vecteur de tension correspondant.

La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne d_ϕ indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ($d_\phi = 1$), ou diminuée ($d_\phi = 0$) de façon à maintenir :

$$\left| \phi_{sref} - \hat{\phi}_s \right| \leq H_\phi \quad (III-22)$$

Avec :

$e_\phi = \phi_{sref} - \hat{\phi}_s$: erreur entre le flux de référence et celle estimé.

ϕ_s : Le module de flux statorique.

ϕ_{sref} : Le flux de référence.

H_ϕ : La largeur de la bande d'hystérésis du correcteur de flux.

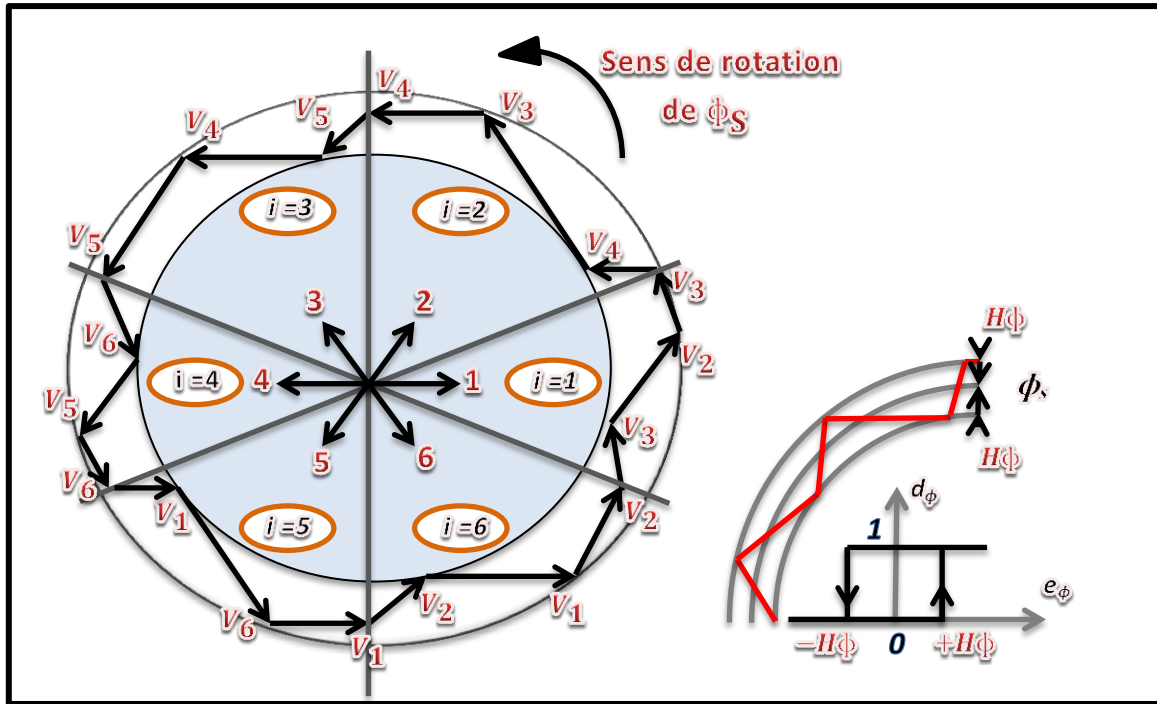


Fig.III.5: Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs tension correspondants.

III.5.2 Correcteur du couple :

Le contrôle de couple a pour but de maintenir son module autour d'une valeur de référence entre deux les limites admissibles, en utilisant des contrôleurs à hystérésis comme suit :

$$\left| C_{eref} - \hat{C}_e \right| \leq H_T \quad (III - 23)$$

Avec :

$e_T = C_{eref} - \hat{C}_e$: erreur entre le couple de référence et celle estimer

C_e : Le couple électromagnétique.

C_{eref} : Le couple de référence.

H_T : La largeur de la bande d'hystérésis du correcteur de couple.

III.6 Contrôle direct de couple par la méthode classique :

On utilise un onduleur classique à deux niveaux pour alimenter la machine et pour celle-là un contrôleur du flux à deux niveaux et autre du couple à trois niveaux en été utilisé. Ce dernier permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif ; La sortie du correcteur délivre une variable binaire que l'on note dc . **Figure (III.6)** indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($d_T = 1$) pour une consigne positive et ($d_T = -1$) pour une consigne négative, ou doit être diminuée ($d_T = 0$).

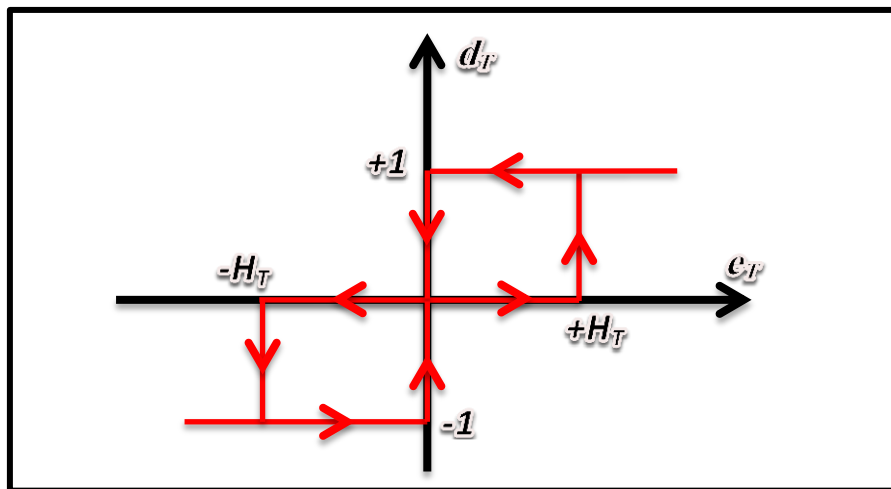


Fig.III.6: Correcteur du couple à hystérésis a trois niveaux

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

III.6.1 Elaboration de la table de commande :

A titre d'exemple et en prenant le secteur (1) **Figure (III.4)**. On peut montrer l'élaboration du choix du vecteur de tension à appliquer pour à la fois augmenter ou diminué le module du flux et le couple.

Les vecteurs ($\vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_6$) contribuent à l'augmentation du flux, et les vecteurs ($\vec{V}_2, \vec{V}_3$) contribuent à augmenter le couple. Donc, seul le vecteur $\vec{V}_2$ est applicable afin de répondre aux exigences voulues.

C'est le même raisonnement qu'il faut appliquer à tous les secteurs, ce qui permet d'élaborer la table de commande du flux et du couple.

III.6.1.1 Table de commande du flux statorique :

Le **Tableau (III.1)** résume les séquences de tensions actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux selon chaque secteur.

	Sect. 1	Sect. 2	Sect. 3	Sect. 4	Sect. 5	Sect. 6
$\phi_s \nearrow$	$\vec{V}_6, \vec{V}_1, \vec{V}_2$	$\vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_3$	$\vec{V}_2, \vec{V}_3, \vec{V}_4$	$\vec{V}_3, \vec{V}_4, \vec{V}_5$	$\vec{V}_4, \vec{V}_5, \vec{V}_6$	$\vec{V}_5, \vec{V}_6, \vec{V}_1$
$\phi_s \searrow$	$\vec{V}_3, \vec{V}_4, \vec{V}_5$	$\vec{V}_4, \vec{V}_5, \vec{V}_6$	$\vec{V}_5, \vec{V}_6, \vec{V}_1$	$\vec{V}_6, \vec{V}_1, \vec{V}_2$	$\vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_3$	$\vec{V}_2, \vec{V}_3, \vec{V}_4$

TAB.III.1: vecteurs de tensions à appliquer pour chaque secteur pour le contrôle du flux.

III.6.1.2 Table de commande du couple :

De la même manière précédente on résume les séquences de tensions actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le couple en fonction du secteur dans le **Tableau (III.2)**.

	Sect. 1	Sect. 2	Sect. 3	Sect. 4	Sect. 5	Sect. 6
$C_e \nearrow$	$\vec{V}_2, \vec{V}_3$	$\vec{V}_3, \vec{V}_4$	$\vec{V}_4, \vec{V}_5$	$\vec{V}_5, \vec{V}_6$	$\vec{V}_1, \vec{V}_6$	$\vec{V}_1, \vec{V}_2$
$C_e \searrow$	$\vec{V}_5, \vec{V}_6$	$\vec{V}_1, \vec{V}_6$	$\vec{V}_1, \vec{V}_2$	$\vec{V}_2, \vec{V}_3$	$\vec{V}_3, \vec{V}_4$	$\vec{V}_4, \vec{V}_5$

TAB.III.2: vecteurs de tensions à appliquer pour chaque secteur pour le contrôle du couple.

La comparaison des tables de commande du module du flux et du couple permet la synthèse d'une seule table de commande illustrée dans le **Tableau (III.3)**.

	Sect. 1	Sect. 2	Sect. 3	Sect. 4	Sect. 5	Sect. 6
$C_e \nearrow ; \phi_s \nearrow$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_1$
$C_e \nearrow ; \phi_s \searrow$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_2$
$C_e \searrow ; \phi_s \nearrow$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_5$
$C_e \searrow ; \phi_s \searrow$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_4$

TAB.III.3: vecteurs de tensions à appliquer pour chaque secteur pour le contrôle du flux et couple.

De cette table, les différents vecteurs de tensions actifs à appliquer sont connus, mais l'idée d'omettre les séquences de tensions nulles n'est pas optimale, en effet leur absence contribue à augmenter le nombre de commutation et donc les pertes correspondantes [35].

La table de commande donnée au **Tableau (III.4)** permet l'utilisation des séquences de tension nulle et ainsi limiter les pertes. Elle est construite en fonction de l'état des correcteurs du flux et de couple (d_ϕ et d_T), et de la zone i (*secteur i*) qui déterminé par la position de vecteur flux statorique $\bar{\phi}_s$. Elle se présente donc sous la forme suivante :

d_ϕ	1	1	1	0	0	0
d_T	1	0	-1	1	0	-1
Sect. 1	$\bar{V}_2$	$\bar{V}_7$	$\bar{V}_6$	$\bar{V}_3$	$\bar{V}_0$	$\bar{V}_5$
Sect. 2	$\bar{V}_3$	$\bar{V}_0$	$\bar{V}_1$	$\bar{V}_4$	$\bar{V}_7$	$\bar{V}_6$
Sect. 3	$\bar{V}_4$	$\bar{V}_7$	$\bar{V}_2$	$\bar{V}_5$	$\bar{V}_0$	$\bar{V}_1$
Sect. 4	$\bar{V}_5$	$\bar{V}_0$	$\bar{V}_3$	$\bar{V}_6$	$\bar{V}_7$	$\bar{V}_2$
Sect. 5	$\bar{V}_6$	$\bar{V}_7$	$\bar{V}_4$	$\bar{V}_1$	$\bar{V}_0$	$\bar{V}_3$
Sect. 6	$\bar{V}_1$	$\bar{V}_0$	$\bar{V}_5$	$\bar{V}_2$	$\bar{V}_7$	$\bar{V}_4$

TAB (III.4) : Table de commutation pour DTC deux niveaux

III.7 Contrôle direct de couple utilisant un onduleur à trois-niveaux de tension de type NPC :

Dans cette partie-là on utilise un onduleur multiniveaux de type NPC (trois niveaux) pour alimenter la machine et pour celle-là un contrôleur du flux a trois niveaux et autre du couple a cinq niveaux en été utilisé comme ils sont illustrent dans la **Figure (III.7)** :

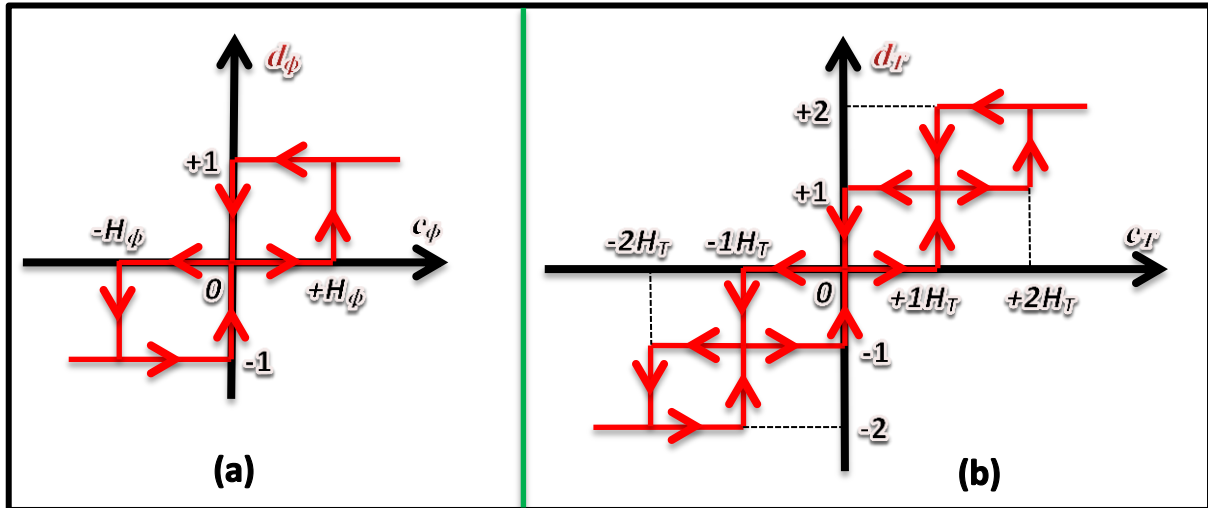


Fig.III.7: Blocs d'hystérésis : du flux 3NIV (a) : du couple 5 NIV (b).

Relativement à l'onduleur à deux niveaux qui est seulement capable de produire des 8 vecteurs de tension, un onduleur à trois niveaux à $3^3 = 27$ états de commutation que la **Figure (III.8)** montrant. Si les tensions des deux condensateurs sont équivalentes, certains vecteurs de commutation se chevauchent et il y a **19** vecteurs efficaces :

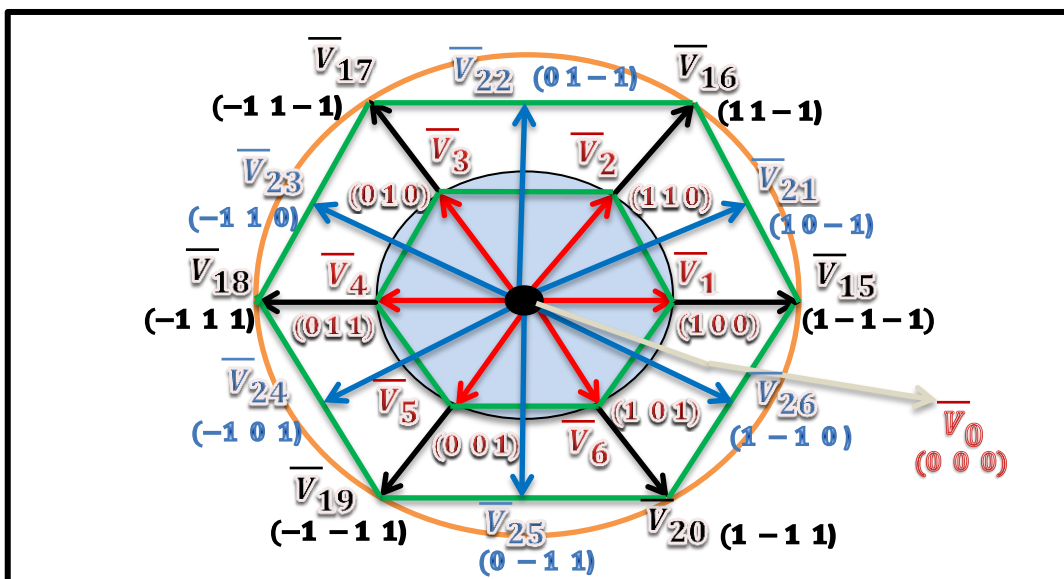


Fig.III.8: Vecteur de tension de l'espace avec leurs états de commutation

Selon l'amplitude des vecteurs de tension, on divise ces vecteurs en quatre types différents en fonction du module :

- Vecteurs nuls : $\bar{V}_0$.
- Vecteurs grands : $\bar{V}_{15}, \bar{V}_{16}, \bar{V}_{17}, \bar{V}_{18}, \bar{V}_{19}, \bar{V}_{20}$.
- Vecteurs moyennes : $\bar{V}_{21}, \bar{V}_{22}, \bar{V}_{23}, \bar{V}_{24}, \bar{V}_{25}, \bar{V}_{26}$.
- Petits vecteurs : $\bar{V}_1, \bar{V}_2, \bar{V}_3, \bar{V}_4, \bar{V}_5, \bar{V}_6$.

En utilisant les sorties des comparateurs d'hystérésis (d_ϕ) pour le flux et (d_T) pour le couple et la position du flux statorique qui indique le numéro de secteur i , le vecteur de sortie appropriée peut être choisie pour corriger l'erreur entre les valeurs de référence et les valeurs estimées. La configuration de commutation est réalisée par étapes.

L'espace d'évolution de vecteur $\bar{\phi}_s$ dans le référentiel considéré se décompose en douze (12) zones (secteur), $i (1, \dots, 12)$, se choisit est dicté par le souci d'un contrôle plus rigoureux, et tel que :

$$-\frac{\pi}{12} + (i-1)\frac{\pi}{6} < \theta(i) < \frac{\pi}{12} + (i-1)\frac{\pi}{6} \quad (III-24)$$

Où :

Le premier secteur s'étend de -15° à 15° .

L'erreur entre la référence flux et sa valeur estimée, respectivement ϕ_{sref} et $\hat{\phi}_s$ sert pour entrée à un comparateur à hystérésis à trois niveaux. De même, l'erreur entre la référence couple et sa valeur estimée, respectivement C_{ref} et $\hat{C}_e$, sert pour entrée à un comparateur à hystérésis à deux bandes supérieures et deux bandes inférieures (cinq niveaux). La sortie de chaque comparateur, représentée par une variable signe (d_ϕ et d_T) indique directement si l'amplitude du flux (ou du couple) doit être augmentée ou diminuée de façon à maintenir le flux et le couple dans les limites de leurs bandes d'hystérésis.

L'élaboration des tables de commutation sur douze secteurs, fait une bonne localisation de vecteur flux.

De là, une nouvelle table de commande est déduite donnant une relation directe entre i , d_ϕ et d_T et les ordres de commutation de l'onduleur à trois-niveaux de tension sont les paramètres de sortie. Cette table est valable dans les deux sens de rotation de la machine.

Les ordres de commutation d'un bras d'onduleur à trois niveaux en fonction de la séquence appliquée sont représentés dans la table suivante :

	F_{1k}	F_{2k}	F_{3k}	F_{4k}
$V_s(k) = 1$	1	1	0	0
$V_s(k) = 0$	0	1	0	1
$V_s(k) = -1$	0	0	1	1

TAB (III.5) : Table de commutation d'un bras en fonction d'une tension V_s appliquée

Avec :

$K = (1, 2, 3)$: c'est le numéro du bras et le numéro de l'élément du vecteur $\vec{V}_s$.

La table de commande directe du couple est donnée dans le **Tableau (III.6)** :

d_ϕ	d_T	<i>Les secteurs</i>											
		<i>Sec.1</i>	<i>Sec.2</i>	<i>Sec.3</i>	<i>Sec.4</i>	<i>Sec.5</i>	<i>Sec.6</i>	<i>Sec.7</i>	<i>Sec.8</i>	<i>Sec.9</i>	<i>Sec.10</i>	<i>Sec.11</i>	<i>Sec.12</i>
+1	+2	$\vec{V}_{21}$	$\vec{V}_{16}$	$\vec{V}_{22}$	$\vec{V}_{17}$	$\vec{V}_{23}$	$\vec{V}_{18}$	$\vec{V}_{24}$	$\vec{V}_{19}$	$\vec{V}_{25}$	$\vec{V}_{20}$	$\vec{V}_{26}$	$\vec{V}_{15}$
	+1	$\vec{V}_{21}$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_{22}$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_{23}$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_{24}$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_{25}$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_{26}$	$\vec{V}_1$
	0	<i>Vecteur nul</i>											
	-1	$\vec{V}_{26}$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_{21}$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_{22}$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_{23}$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_{24}$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_{25}$	$\vec{V}_6$
	-2	$\vec{V}_{26}$	$\vec{V}_{15}$	$\vec{V}_{21}$	$\vec{V}_{16}$	$\vec{V}_{22}$	$\vec{V}_{17}$	$\vec{V}_{23}$	$\vec{V}_{18}$	$\vec{V}_{24}$	$\vec{V}_{19}$	$\vec{V}_{25}$	$\vec{V}_{20}$
-1	+2	$\vec{V}_{17}$	$\vec{V}_{23}$	$\vec{V}_{18}$	$\vec{V}_{24}$	$\vec{V}_{19}$	$\vec{V}_{25}$	$\vec{V}_{20}$	$\vec{V}_{26}$	$\vec{V}_{15}$	$\vec{V}_{21}$	$\vec{V}_{16}$	$\vec{V}_{22}$
	+1	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_{23}$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_{24}$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_{25}$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_{26}$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_{21}$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_{22}$
	0	<i>Vecteur nul</i>											
	-1	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_{25}$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_{26}$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_{21}$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_{22}$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_{23}$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_{24}$
	-2	$\vec{V}_{19}$	$\vec{V}_{25}$	$\vec{V}_{20}$	$\vec{V}_{26}$	$\vec{V}_{15}$	$\vec{V}_{21}$	$\vec{V}_{16}$	$\vec{V}_{22}$	$\vec{V}_{17}$	$\vec{V}_{23}$	$\vec{V}_{18}$	$\vec{V}_{24}$
0	+2	$\vec{V}_{22}$	$\vec{V}_{17}$	$\vec{V}_{23}$	$\vec{V}_{18}$	$\vec{V}_{24}$	$\vec{V}_{19}$	$\vec{V}_{25}$	$\vec{V}_{20}$	$\vec{V}_{26}$	$\vec{V}_{15}$	$\vec{V}_{21}$	$\vec{V}_{16}$
	+1	$\vec{V}_{22}$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_{23}$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_{24}$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_{25}$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_{26}$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_{21}$	$\vec{V}_2$
	0	<i>Vecteur nul</i>											
	-1	$\vec{V}_{25}$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_{26}$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_{21}$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_{22}$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_{23}$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_{24}$	$\vec{V}_5$
	-2	$\vec{V}_{25}$	$\vec{V}_{20}$	$\vec{V}_{26}$	$\vec{V}_{15}$	$\vec{V}_{21}$	$\vec{V}_{16}$	$\vec{V}_{22}$	$\vec{V}_{17}$	$\vec{V}_{23}$	$\vec{V}_{18}$	$\vec{V}_{24}$	$\vec{V}_{19}$

TAB (III.6) : Table de commutation pour un onduleur à trois-niveaux.

III.8 Structure générale du contrôle direct du couple :

Le schéma bloc de la **Figure (III.9)**, représente le synoptique d'une commande de la machine asynchrone basée sur la stratégie de commande directe du couple avec une table de commutation donnée.

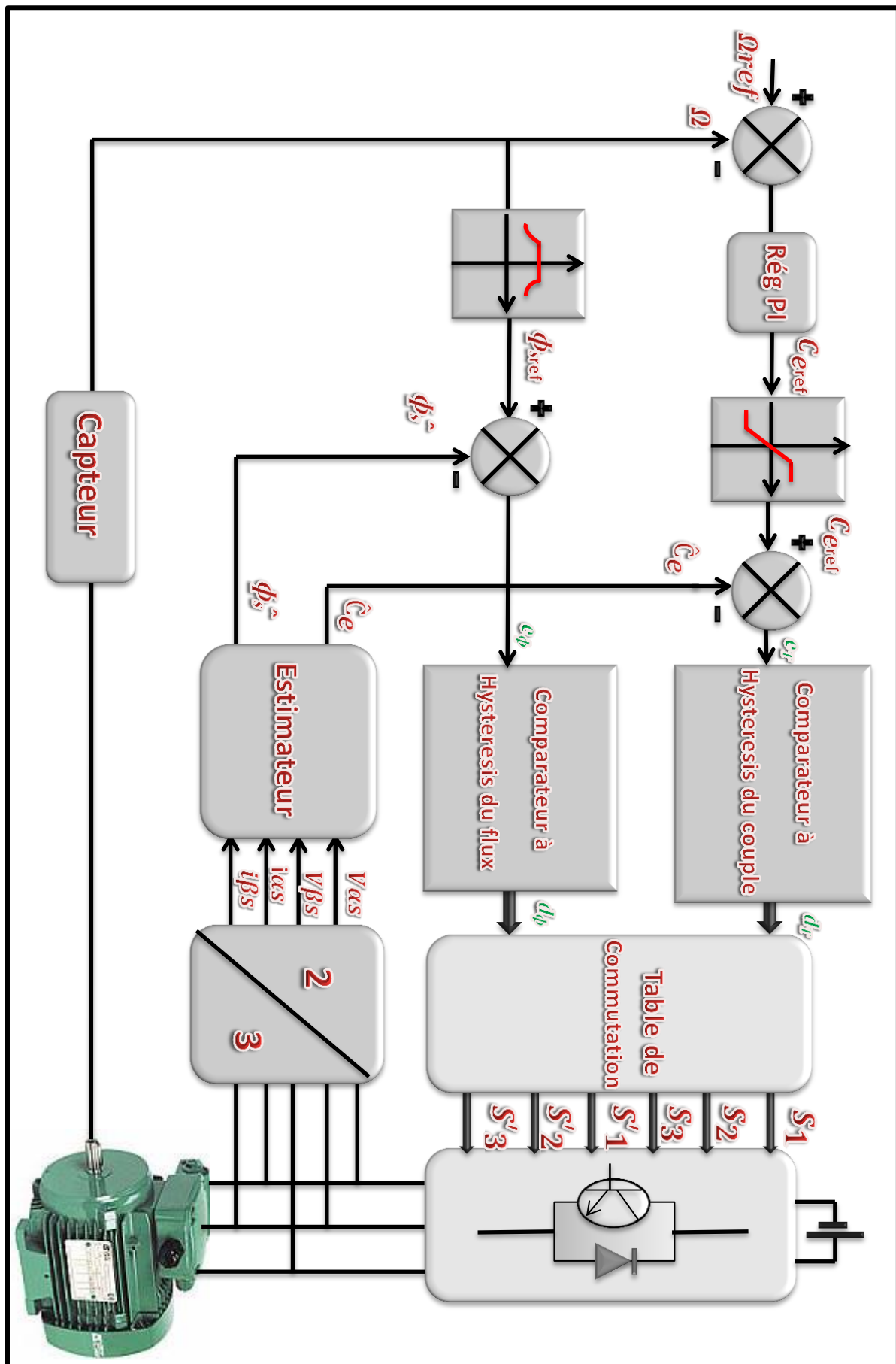


Fig.III.9: Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple.

III.9 Résultats de simulation :

III.9.1 pour DTC deux niveaux :

La simulation est effectuée dans les conditions suivantes :

La bande d'hystérésis du comparateur de couple est, dans ce cas, fixée à $(\pm 0.5 \text{ Nm})$, et du comparateur de flux à $(\pm 0.01 \text{ Wb})$. (C_{ref} est récupéré à la sortie d'un **PI**), ($\phi_{\text{sref}} = 0.98 \text{ web}$).

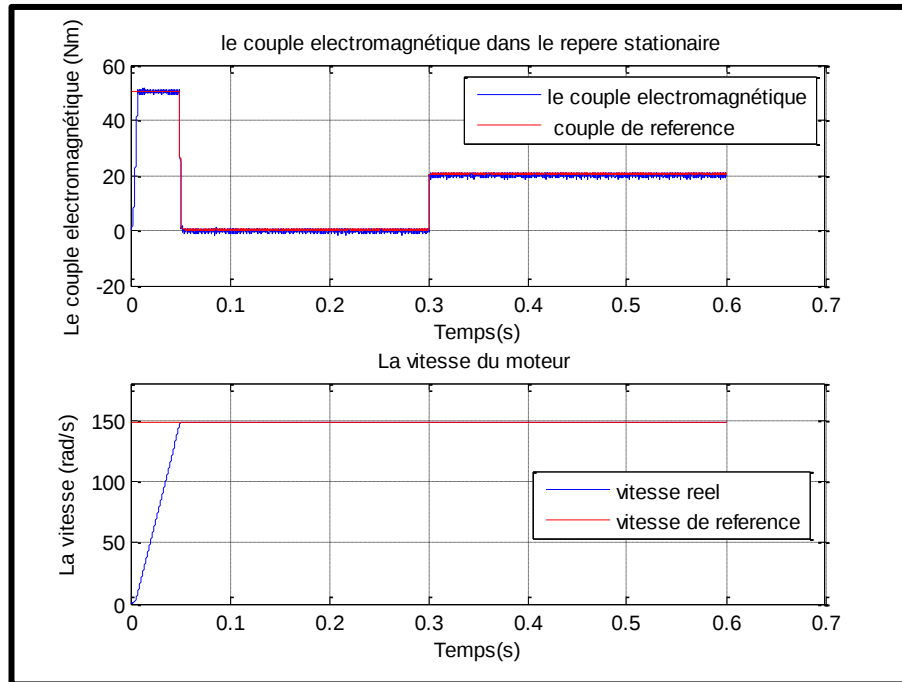


Fig.III.10:Le couple électromagnétique et la vitesse pour DTC 2N.

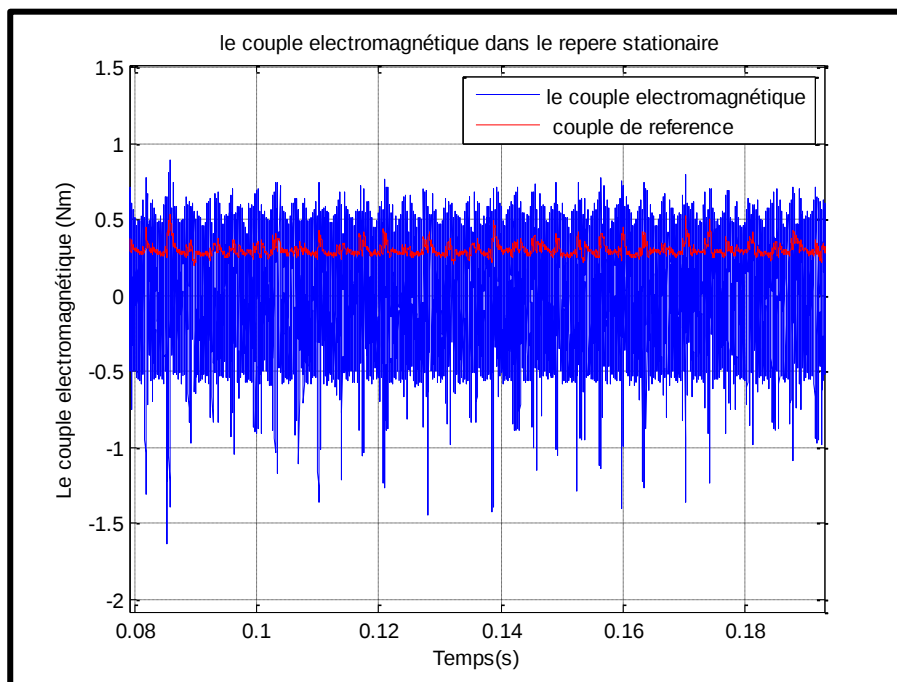


Fig.III.11: Zoom sur l'ondulation de couple C_e pour DTC 2N.

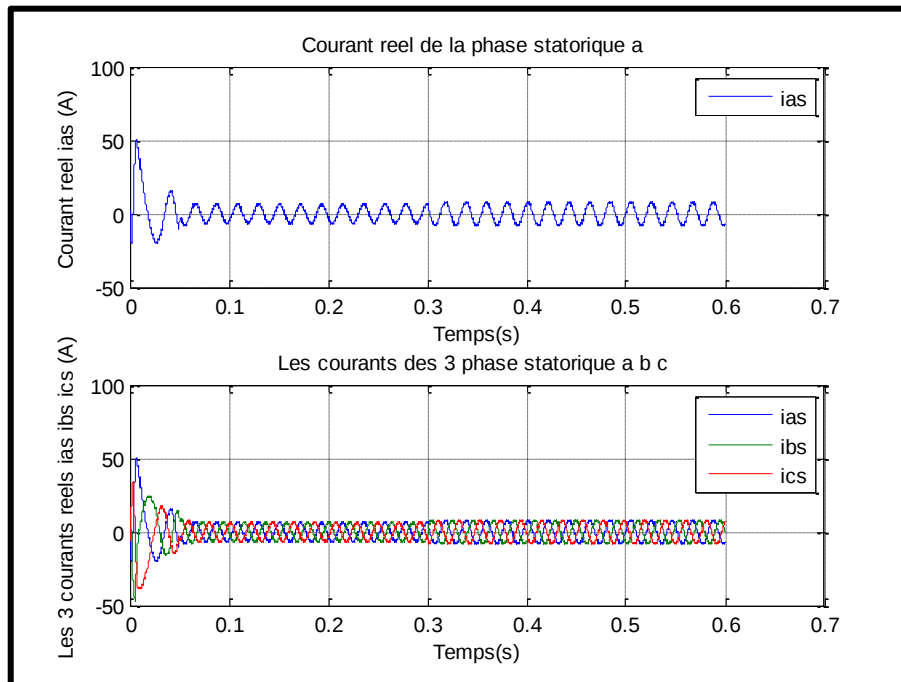


Fig.III.12: les courants réels pour les 3 phases statorique pour DTC 2N.

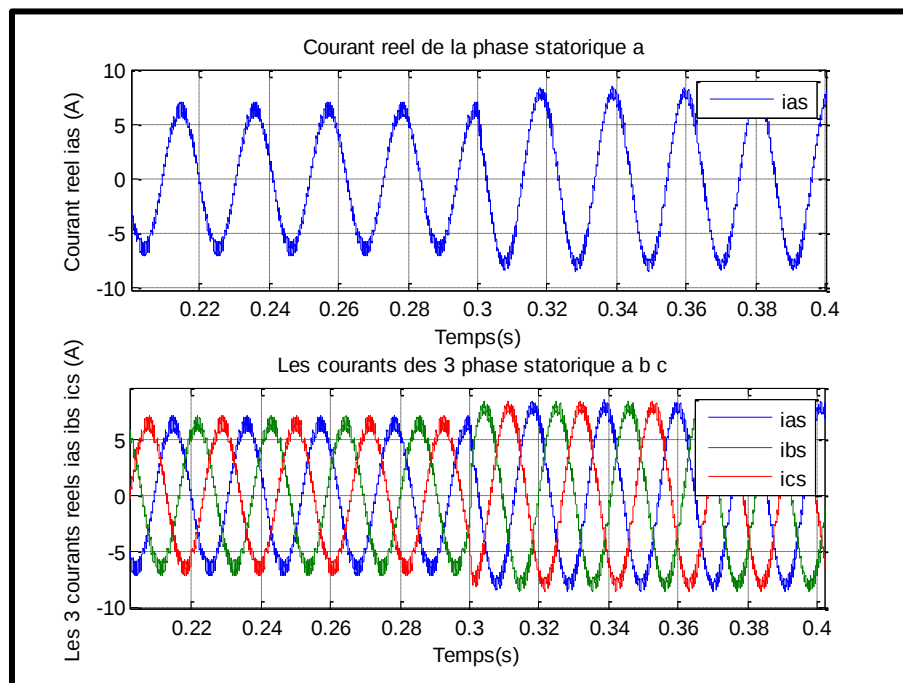


Fig.III.13:Zoom sur les courants réels pour les 3 phases statorique pour DTC 2N.

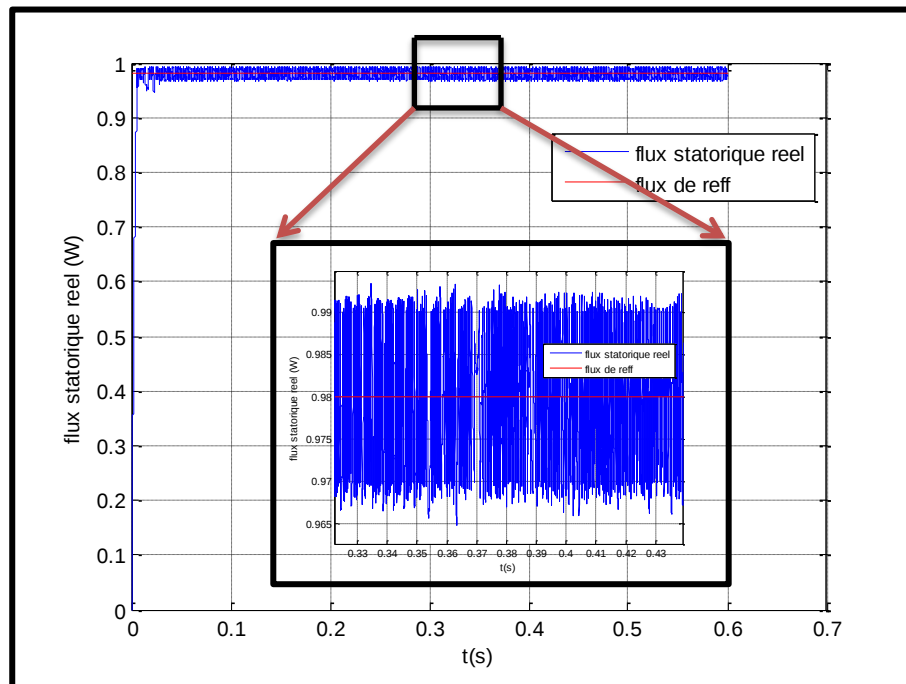


Fig.III.14 : Module du flux statorique et sa référence pour DTC 2N.

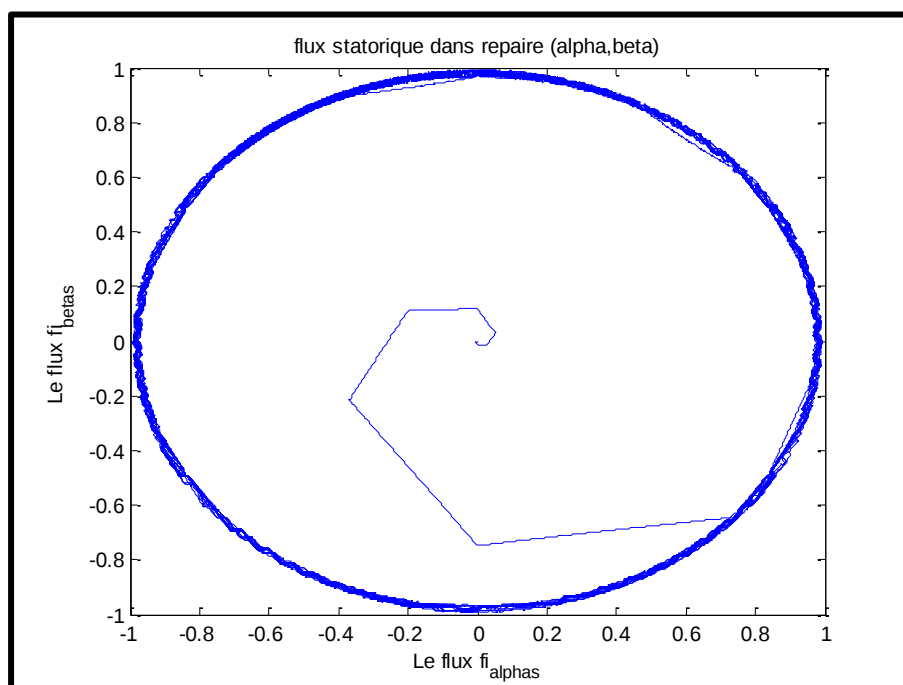


Fig.III.15 : Flux statorique dans le repère (α, β) pour DTC 2N.

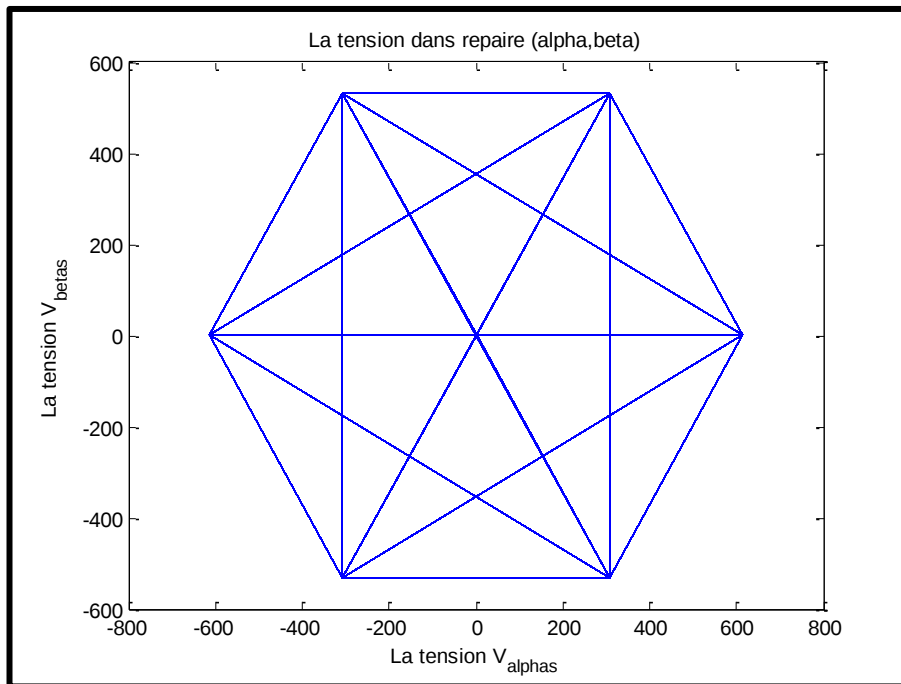


Fig.III.16 : La tension dans le repère (α,β) pour DTC 2N.

- Test d'inversement de sens de rotation de la machine (pour plusieurs niveaux de vitesse).

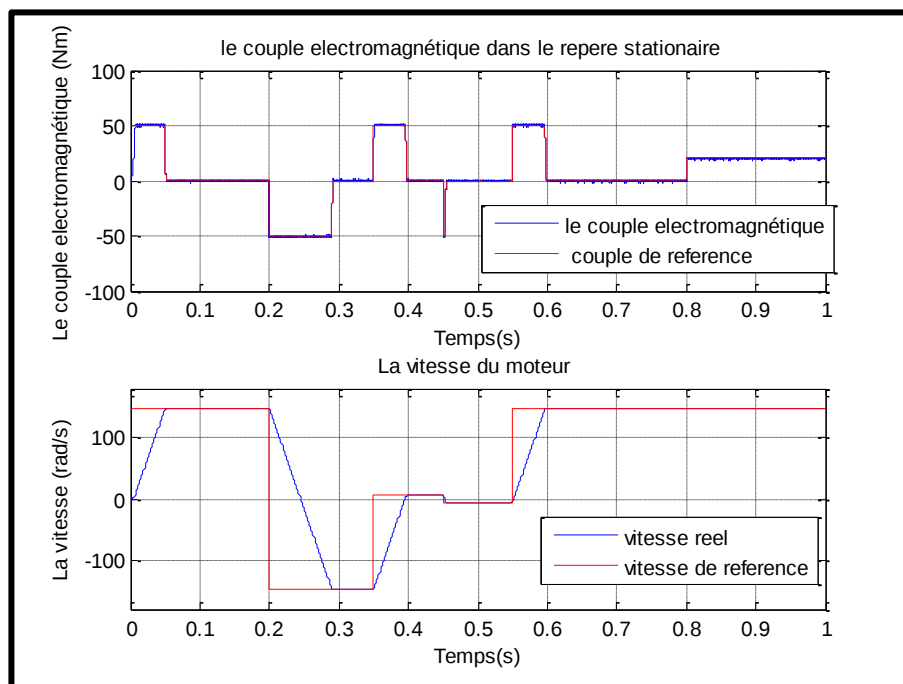


Fig.III.17 : Couple et vitesse après le test pour DTC 2N.

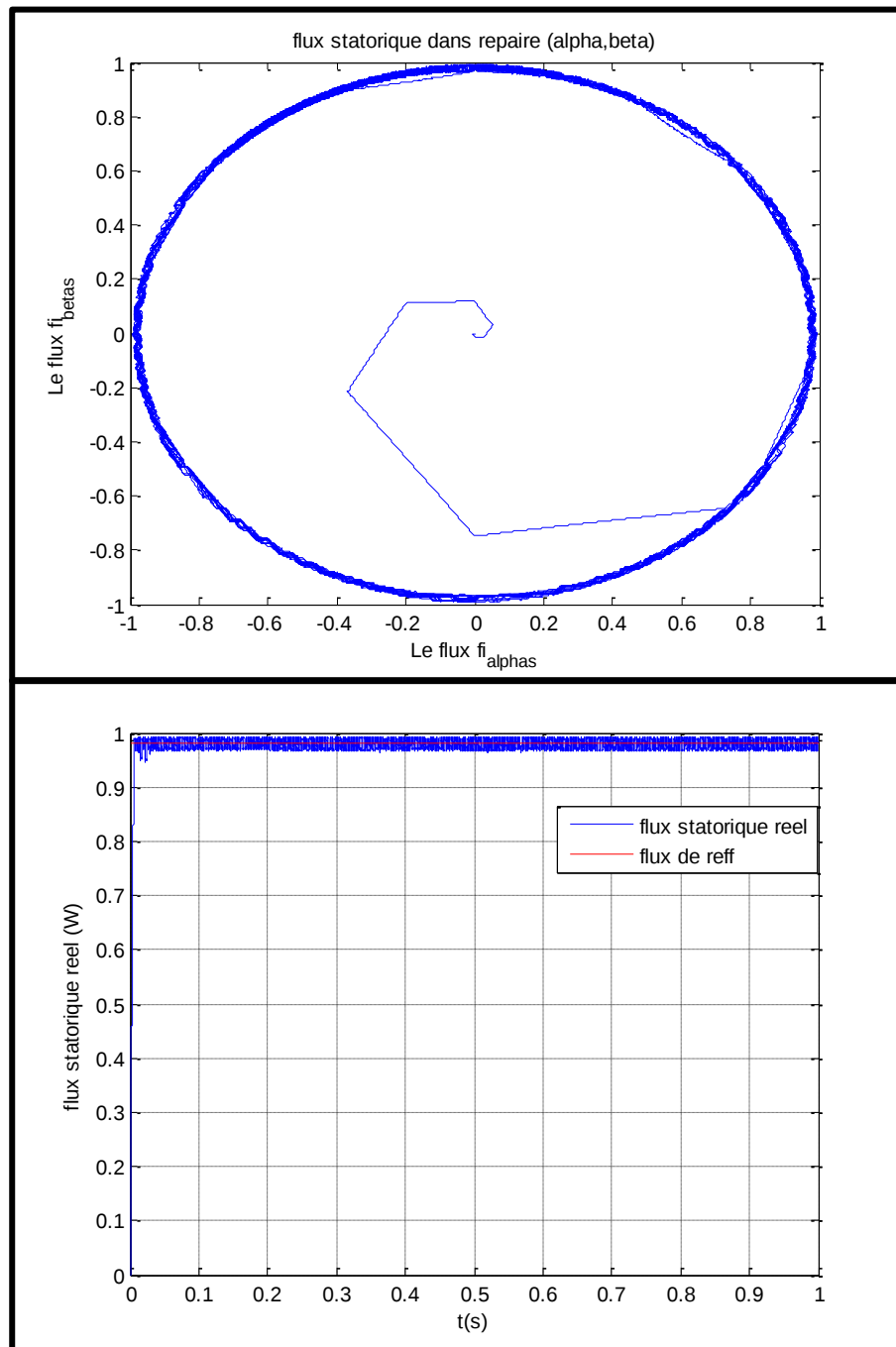


Fig.III.18: le flux statorique après le Test pour DTC 2N.

III.9.1.1 Interprétation des résultats pour DTC 2N :

Dans les **Figures (III.10, III.14)** on retrouve les deux régimes transitoire et permanent. Dans le régime transitoire, les variations du couple de même rapides que celles du flux, on remarque que le couple de démarrage arrive à **(50 Nm)**, et il n'y a pas des grands ondulations comme le cas de démarrage d'une **MAS** sans commande, le couple Conserver à osciller autour de cette valeur jusqu'à la fin de ce régime, et puis retourner à osciller autour de zéro dans le régime permanent lorsque la vitesse arrive à sa valeur de référence. À **(t = 0.3s)** on introduire un couple résistant qui égale à **(20 Nm)**.

Les différents résultats de simulation montrent que le flux et le couple et la vitesse suit leurs valeurs de références **(respectivement 0.98 Wb, 0.5 N.m et 148.17 rad/s)**. Et on montre que le flux et le couple oscillent autour de leurs valeurs de références dans leurs bands d'hystérésis avec un dépassement pour le couple voir les **Figures (III.10, III.11, III.14)**.

La trajectoire de l'extrémité du vecteur flux est pratiquement circulaire ce qui confirme que le module de flux est constant voir la **Figure (III.15)**.

On relève un grand rapprochement de la forme du courant statorique de la forme sinusoïdale, et on note un dépassement de courant statorique au démarrage qui atteint la valeur de **(50A)** avec un régime transitoire court par rapport à une **MAS** sans commande. et une augmentation de ce dernier lorsque l'apparition du couple résistant mais avec une valeur moins que celle d'une **MAS** sans commande **Figures (III.12, III.13)**.

Enfin, en ce qui concerne le teste de l'inversement de sens de rotation (la robustesse de la commande) la vitesse suit sa référence pour quelle que soit la valeur, et pour les grandeurs contrôlé (couple, flux) reste toujours dans les normes (suivent leurs valeurs de références) avec un dépassement voir les **Figures (III.17, III.18)**.

III.9.2 pour DTC trois niveaux :

La simulation est effectuée dans les conditions suivantes :

Les deux bandes d'hystérésis du comparateur de couple est, dans ce cas, fixée à $(\pm 0.5 \text{ Nm})$, $(\pm 1 \text{ Nm})$, et la bande d'hystérésis du comparateur de flux à $(\pm 0.01 \text{ Wb})$. (C_{ref} est récupéré à la sortie d'un *PI*), ($\phi_{sref} = 0.98 \text{ web}$).

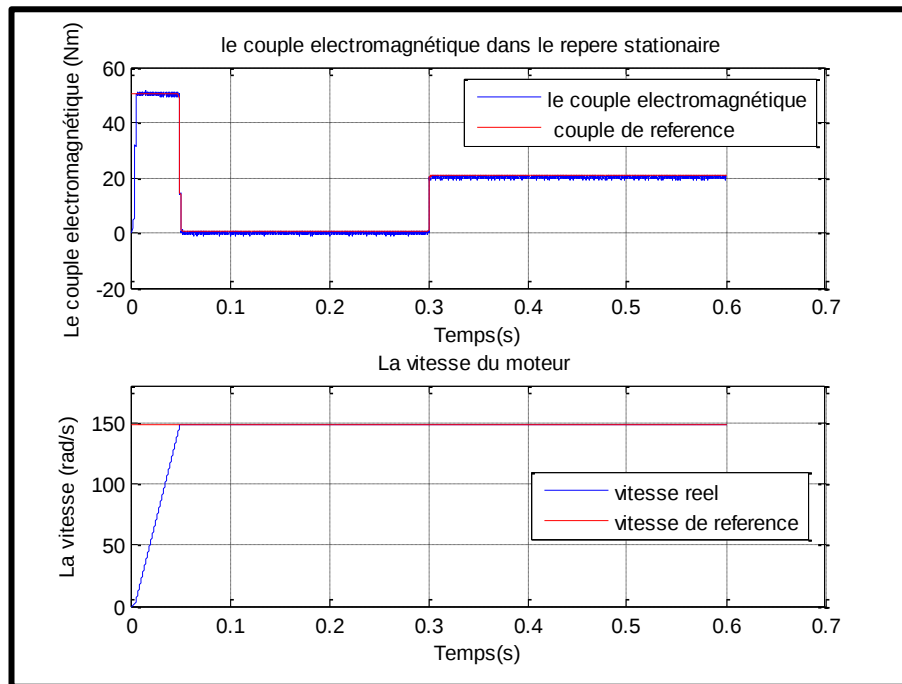


Fig.III.19:Le couple électromagnétique et la vitesse pour DTC 3N.

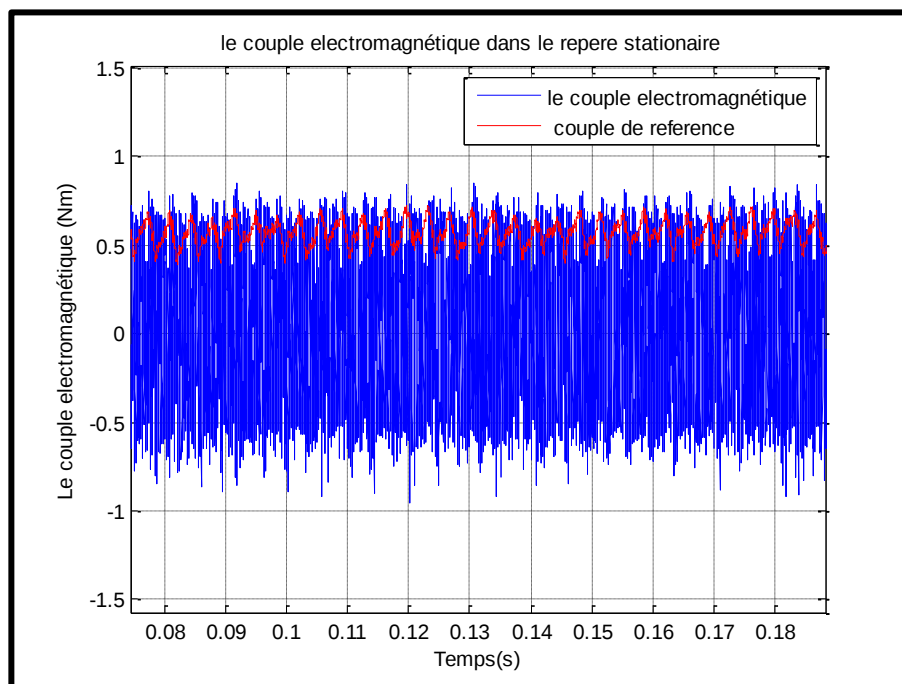


Fig.III.20: Zoom sur l'ondulation de couple C_e pour DTC 3N.

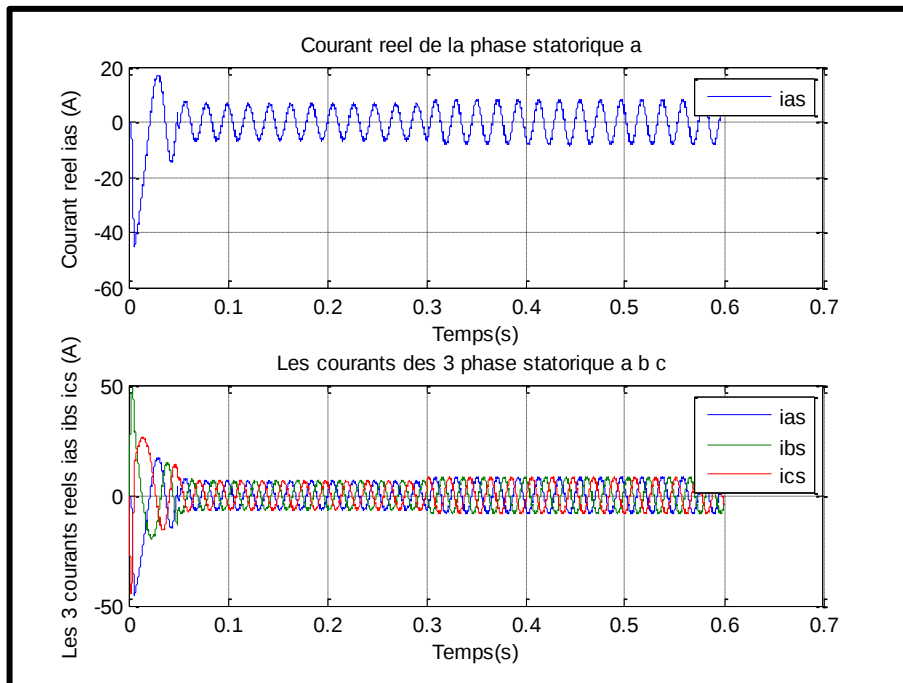


Fig.III.21: les courants réels pour les 3 phases statorique pour DTC 3N.

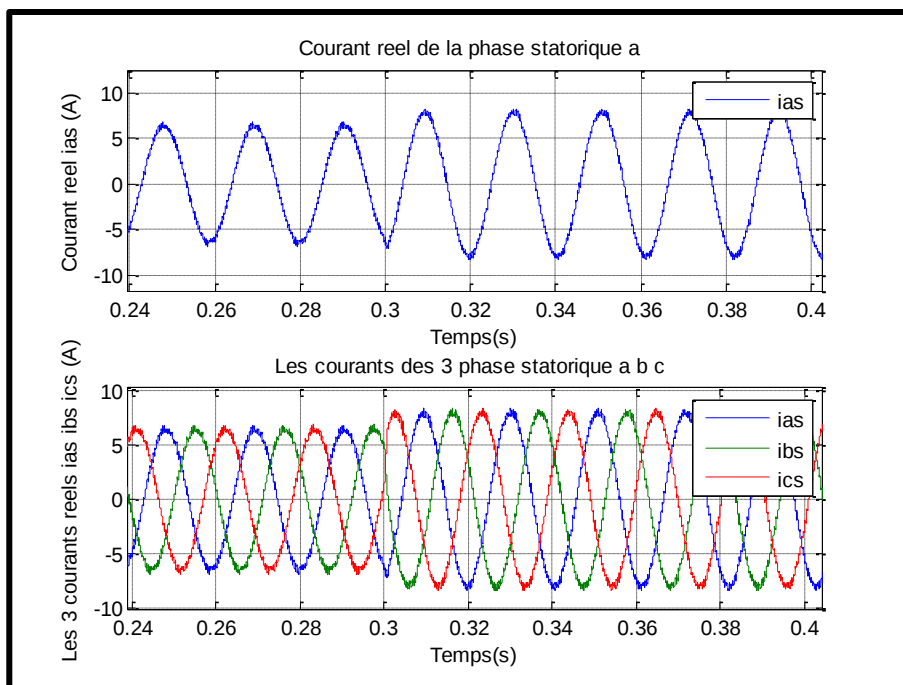


Fig.III.22:Zoom sur les courants réels pour les 3 phases statorique pour DTC 3N.

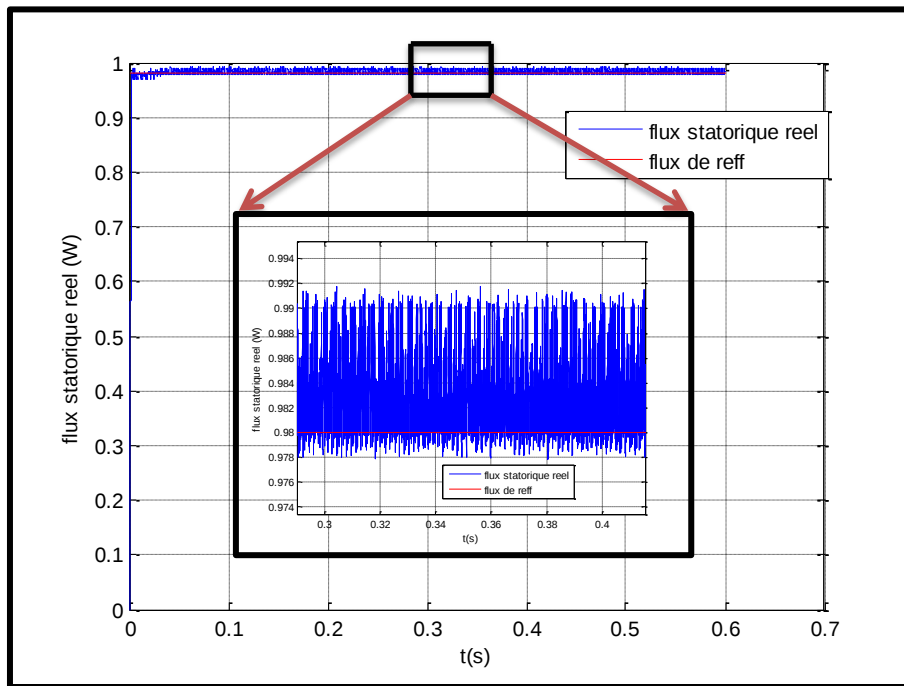


Fig.III.23 : Module du flux statorique et sa référence pour DTC 3N.

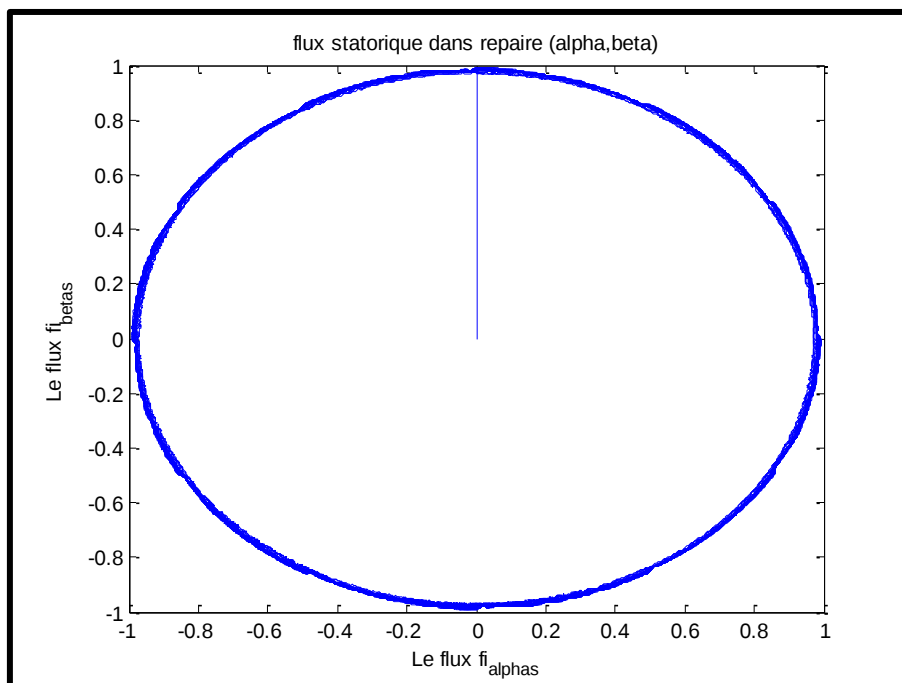


Fig.III.24 : Flux statorique dans le repère (α, β) pour DTC 3N.

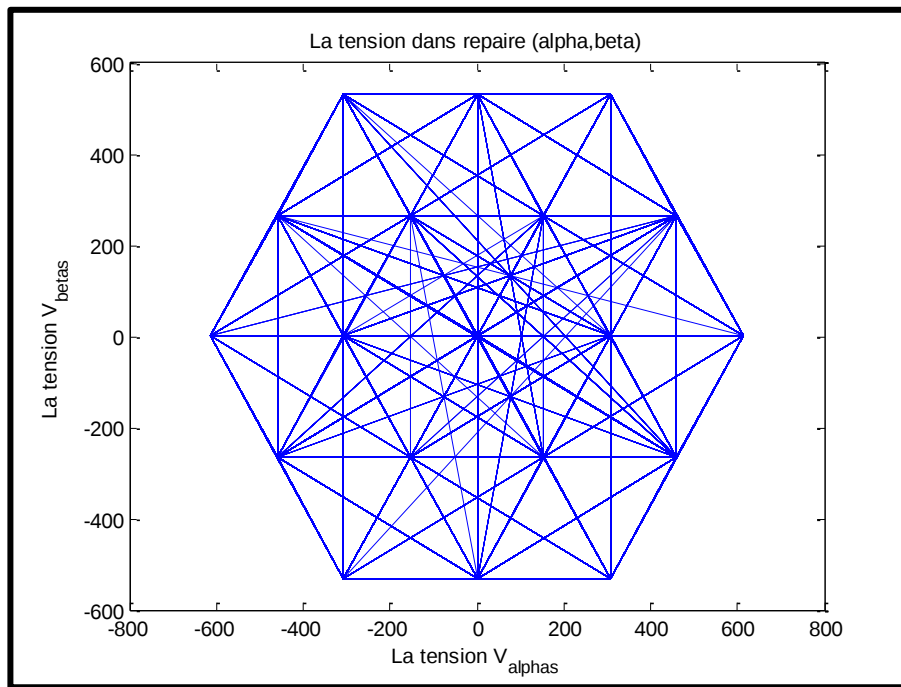


Fig.III.25: La tension dans le repère (α, β) pour DTC 3N.

- Test d'inversement de sens de rotation de la machine (pour plusieurs niveaux de vitesse).

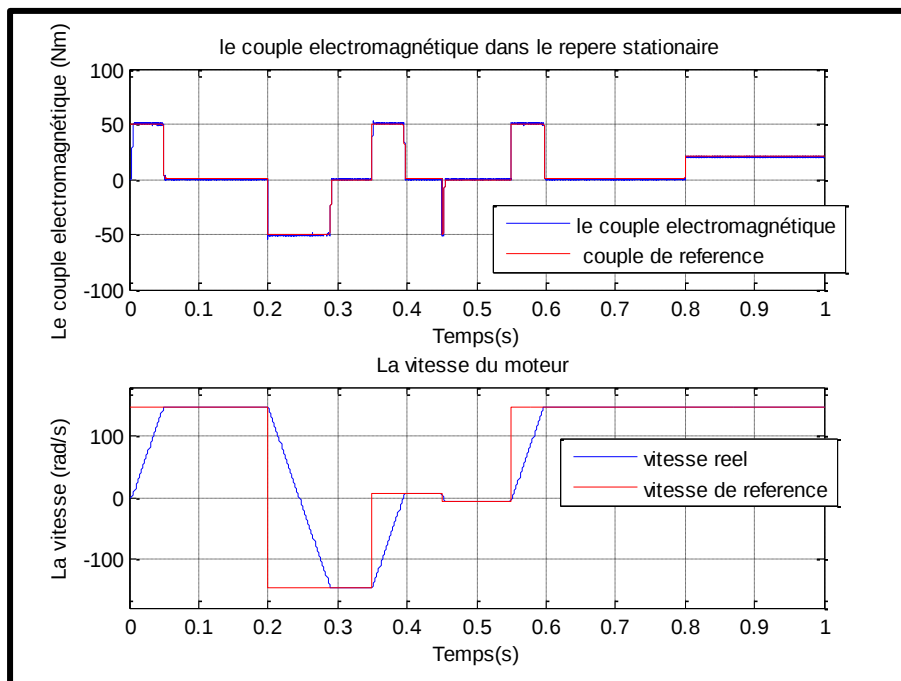


Fig.III.26: Couple et vitesse après le test pour DTC 3N.

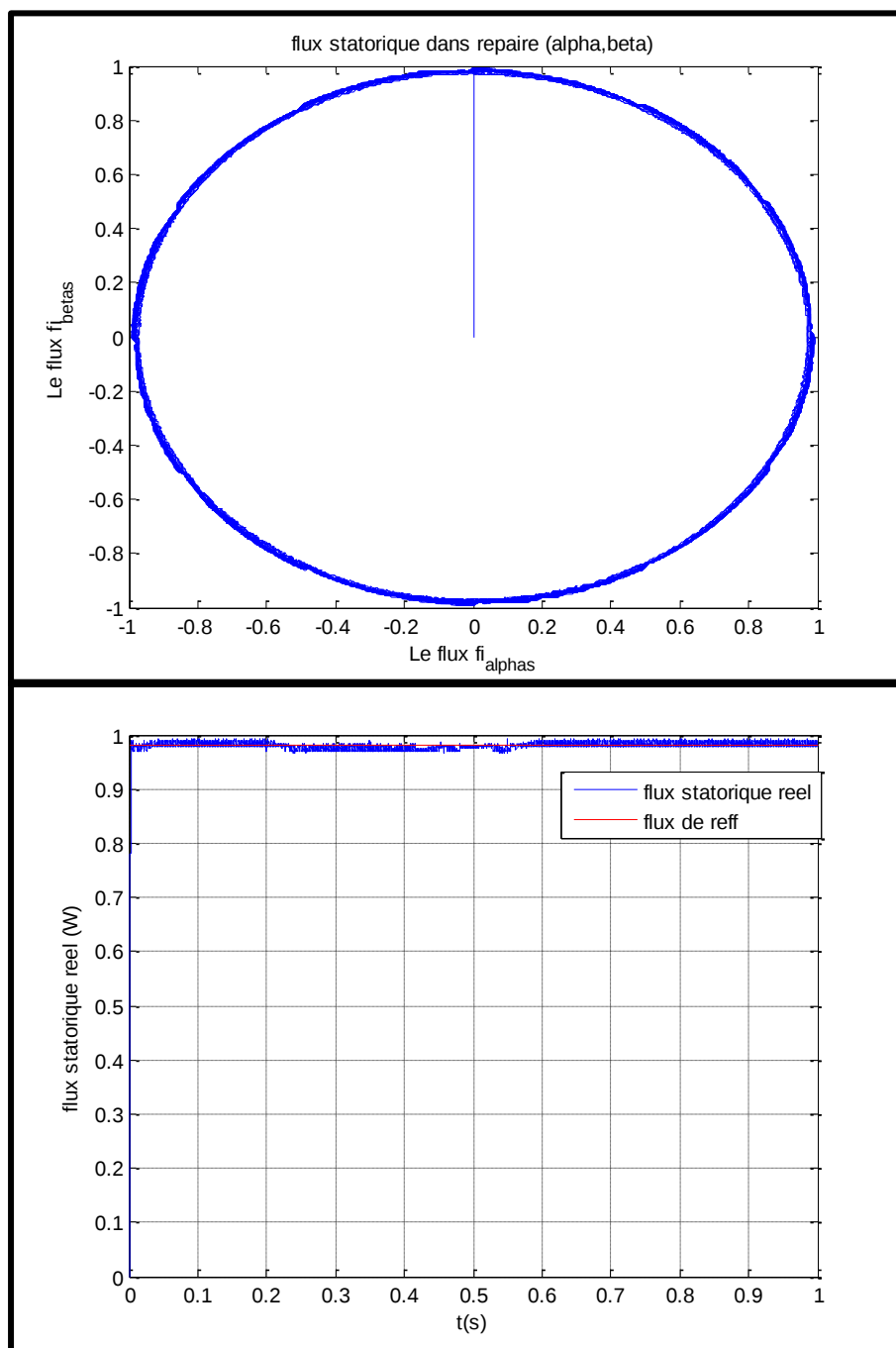


Fig.III.27: le flux statorique après le Test pour DTC 3N.

III.9.2.1 Interprétation des résultats pour DTC 3N :

Comme la **DTC** classique, la réponse de la **MAS** est la même, concernant les deux régimes.

Dans les **Figures (III.19, III.23)** on retrouve les deux régimes transitoire et permanent. Dans le régime transitoire, les variations du couple de même rapides que celles du flux, on remarque que le couple de démarrage arrive à **(50 Nm)**, et il n'y a pas des grands ondulations comme le cas de démarrage d'une **MAS** sans commande, le couple Conserver à oscillé autour de cette valeur jusqu'à la fin de ce régime, et puis retourner à osciller autour de zéro dans le régime permanent lorsque la vitesse arrive à sa valeur de référence. À **(t = 0.3s)** on introduire un couple résistant qui égale à **(20 Nm)**.

Les différents résultats de simulation montrent que le flux et le couple et la vitesse suit leurs valeurs de références (**respectivement 1 Wb, 0.5 N.m et 148.17 rad/s**).

Mais par rapport à la **DTC** classique les résultats obtenus montrent que le flux et le couple oscillent autour de leurs valeurs de références dans leurs bands d'hystérésis sans dépassement (moins d'ondulation) voir les **Figures (III.19, III.20, III.23)**.

La trajectoire de l'extrémité du vecteur flux est parfaitement circulaire ce qui confirme que le module de flux est constant voir la **Figure (III.24)**.

Et on remarque un grand rapprochement de la forme du courant statorique de la forme sinusoïdale et moins d'ondulation par rapport à la **DTC** classique et mielleux que ce dernier.

On note un dépassement de courant statorique au démarrage qui atteint la valeur de **(50A)** avec un régime transitoire court par rapport à une **MAS** sans commande. et une augmentation de ce dernier lorsque l'apparition du couple résistant mais avec une valeur moins que celle d'une **MAS** sans commande **Figures (III.21, III.22)**.

Enfin, en ce qui concerne le teste de l'inversement de sens de rotation (la robustesse de la commande) la vitesse suit sa référence pour quelle que soit la valeur, et pour les grandeurs contrôlé (couple, flux) reste toujours dans les normes (suivent leurs valeurs de références) sans dépassement (moins d'ondulation) voir les **Figures (III.26, III.27)**.

III.10 Conclusion :

Dans ce chapitre on a présenté le principe et la structure du contrôle direct du couple **DTC**.

Cette stratégie de commande est insensible aux variations des paramètres rotoriques de la machine, l'estimation de flux ne dépend que de la résistance du stator et des courants et les tensions des phases, l'estimation du couple dépend à une bonne estimation du flux statorique et une bonne mesure des courants des phases, donc le fût de faire une bonne estimation et contrôle du flux statorique, le couple et le flux rotorique à une bonne contrôle.

Cette loi de contrôle permet d'obtenir des performances dynamiques remarquables de même qu'une bonne robustesse. Cette méthode apporte donc une solution concrète aux problèmes de dynamique et de robustesse rencontrée dans les autres structures de contrôle telle que la commande vectorielle.

A partir de ces simulations obtenues effectuées avec cette loi de commande, on vérifie qu'il y a des améliorations considérables quand on passe de deux à trois niveaux pour l'onduleur. Ces améliorations sont visibles sur les ondulations de flux et de couple, ainsi qu'en ce qui concerne la forme de courant statorique de la **MAS**. Pour la **DTC** classique est robuste et capable de gérer la vitesse mais elle contient des dépassements sur le couple et le flux statorique (des ondulations à l'extérieur des bandes d'hystérésis) par contre la **DTC** trois niveaux elle est mieux avec moins d'ondulation de couple et de flux statorique, moins d'ondulation des courants des phases avec une forme améliorée et proche de la sinusoïde que la **DTC** classique.

En général la **DTC** elle apparaît comme un moyen efficace et simple de piloter une machine asynchrone.

Chapitre II

TAB.II.1: état possible de l'onduleur NPC à $N-1$ étages avec $\Delta U = \frac{v_{dc}}{N-1}$	50
TAB.II.2: Etats possibles de l'onduleur multicellulaire à p cellules $\Delta U = E_c/p$	54
TAB.II.3: Grandeurs électriques correspondantes pour chacune des configurations d'un bras k	60
TAB.II.4: Table d'excitation des interrupteurs d'un bras d'onduleur à trois Niveaux.....	61

Chapitre III

TAB.III.1: vecteurs de tensions à appliquer pour chaque secteur pour le contrôle du flux.....	87
TAB.III.2: vecteurs de tensions à appliquer pour chaque secteur pour le contrôle du couple.....	87
TAB.III.3: vecteurs de tensions à appliquer pour chaque secteur pour le contrôle du flux et couple.....	87
TAB.III.4 : Table de commutation pour DTC deux niveaux.....	88
TAB.III.5 : Table de commutation d'un bras en fonction d'une tension V_s appliquée.....	91
TAB.III.6 : Table de commutation pour un onduleur à trois-niveaux.....	91

Annexe A

TAB. A : Les paramètres de la machine asynchrone étudiée.....	111
---	-----

Chapitre I

Fig.I.1: Machine asynchrone avec rotor à cage d'écureuil.....	4
Fig.I.2: Machine asynchrone avec rotor bobiné.....	4
Fig.I.3: rotor bobiné.....	5
Fig.I.4: rotor à cage d'écureuil.....	5
Fig.I.5: Photo réel d'un stator.....	6
Fig.I.6: Représentation spatial des enroulements de la MAS.....	7
Fig.I.7: Position des axes dq par rapport aux axes de la machine.....	10
Fig.I.8: position des repères dq et $\alpha\beta$	20
Fig.I.9: le couple électromagnétique et la vitesse.....	21
Fig.I.10: les courants réels pour les 3 phases statoriques.....	22
Fig.I.11 : Le flux réel statorique pour la phase a.....	22
Fig.I.12: le couple électromagnétique et la vitesse.....	23
Fig.I.13: Les courants réels pour les 3 phases statoriques.....	23
Fig.I.14: Le flux réel statorique pour la phase a.....	24
Fig.I.15: Les courants(les grandeurs d'état) des repères (1) et (2).....	25
Fig.I.16: Les flux (les grandeurs d'état) des repères (1) et (2).....	26

Chapitre II

Fig.II.1: Choix des composants selon la puissance et la fréquence.....	30
Fig.II.2: Convertisseur avec onduleur de courant.....	31
Fig.II.3: Convertisseur avec onduleur de tension.....	31
Fig.II.4: schéma d'un onduleur triphasé à deux niveaux.....	32
Fig.II.5: schéma d'un bras d'onduleur deux niveaux.....	33
Fig.II.6: schéma équivalent de l'onduleur deux niveaux.....	34
Fig.II.7: La porteuse et la référence 1 et l'état de l'interrupteur $S1$	40
Fig.II.8: La porteuse et les trois références et l'état..... des trois interrupteurs $S1$, $S2$, et $S3$	40
Fig.II.9: le couple électromagnétique et la vitesse.....	41
Fig.II.10: Zoom sur le couple électromagnétique et la vitesse.....	41
Fig.II.11: les courants réels pour les 3 phases statorique.....	42
Fig.II.12: Zoom sur les courants réels pour les 3 phases statorique.....	42

Fig.II.13: Spectre d'harmonique de la tension pour la phase a.....	43
Fig.II.14: Les tensions des phases et leur spectre d'harmonique.....	43
Fig.II.15: Spectre d'harmonique de la tension pour la phase a.....	
Par instruction plot dans une échelle logarithmique.....	44
Fig.II.16: Les trois tensions statorique pour voir la forme d'onde.....	44
Fig.II.17: onduleur à niveaux multiples à deux (a) à trois (b) et à m niveaux (c).....	48
Fig.II.18: Les différentes topologies multiniveaux.....	49
Fig.II.19 : Bras d'onduleur NPC à N-niveaux.....	50
Fig.II.20 : Bras d'un onduleur NPC a trois (a) et a cinq niveaux (b).....	51
Fig.II.21 : Bras d'un onduleur à condensateur floteurs.....	
à trois (a) et à cinq niveaux (b).....	52
Fig.II.22 : Bras d onduleur multicellulaire à N-niveaux ($P=N-1$ Cellules) possibles.....	53
Fig.II.23:structure d'un bras d'onduleur en cascade n niveaux.....	55
Fig.II.24: Onduleur multiniveaux de type NPC (3 Niveaux).....	57
Fig.II.25: structure d'un bras d'onduleur triphasé à trois niveaux.....	58
Fig.II.26: Les cinq configurations possibles E_0, E_1 (a): E_2, E_3 (b): E_4 (c).....	59
Fig.II.27: Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire diode-transistor.....	59
Fig.II.28: la porteuse unipolaire et les impulsions de command.....	
des interrupteurs f_{11} et f_{12}	64
Fig.II.29: le couple électromagnétique et la vitesse pour une MAS.....	
alimenté par un onduleur 3 niveaux à une seule porteuse.....	65
Fig.II.30: Zoom sur le couple électromagnétique et la vitesse pour une MAS.....	
alimenté par un onduleur 3 niveaux à une seule porteuse.....	65
Fig.II.31: les courants réels pour les 3 phases statorique pour une MAS.....	
alimenté par un onduleur 3 niveaux à une seule porteuse.....	66
Fig.II.32: Zoom sur les courants réels pour les 3 phases statorique pour.....	
une MAS alimenté par un onduleur 3 niveaux à une seule porteuse.....	66
Fig.II.33: Spectre d'harmonique de la tension pour la phase (a) pour une.....	
MAS alimenté par un onduleur 3 niveaux à une seule porteuse.....	67
Fig.II.34: Les tensions des phases et leur spectre d'harmonique pour.....	
une MAS alimenté par un onduleur 3 niveaux à une seule porteuse.....	67
Fig.II.35: Les trois tensions statorique pour voir la forme d'onde pour.....	
une MAS alimenté par un onduleur 3 niveaux à une seule porteuse.....	68

Fig.II.36: les deux porteuses arrangées et les impulsions de command.....	
des interrupteurs f_{11} et f_{12}	69
Fig.II.37: le couple électromagnétique et la vitesse pour une MAS.....	
alimenté par un onduleur 3 niveaux à deux porteuses.....	69
Fig.II.38: Zoom sur le couple électromagnétique et la vitesse pour une.....	
MAS alimenté par un onduleur 3 niveaux à deux porteuses.....	70
Fig.II.39: les courants réels pour les 3 phases statorique pour une MAS.....	
alimenté par un onduleur 3 niveaux à deux porteuses.....	70
Fig.II.40: Zoom sur les courants réels pour les 3 phases statorique pour.....	
une MAS alimenté par un onduleur 3 niveaux à deux porteuses.....	71
Fig.II.41: Spectre d'harmonique de la tension pour la phase (a) pour une MAS.....	
alimenté par un onduleur 3 niveaux à deux porteuses.....	71
Fig.II.42: Les tensions des phases et leur spectre d'harmonique pour.....	
une MAS alimenté par un onduleur 3 niveaux à deux porteuses.....	72
Fig.II.43: Les trois tensions statorique pour voir la forme d'onde pour une MAS.....	
alimenté par un onduleur 3 niveaux à deux porteuses.....	72

Chapitre III

Fig.III.1: Evolution du vecteur flux statorique en fonction du vecteur.....	
tension appliqué.....	78
Fig.III.2: Illustration de l'angle γ	80
Fig.III.3: Evolution de l'angle γ en fonction du vecteur tension appliqué.....	81
Fig.III.4: Choix du vecteur de tension.....	82
Fig.III.5: Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs tension.....	
Correspondants.....	85
Fig.III.6: Correcteur du couple à hystérésis a trois niveaux.....	86
Fig.III.7: Blocs d'hystérésis : du flux 3NIV (a) : du couple 5 NIV (b).....	89
Fig.III.8: Vecteur de tension de l'espace avec leurs états de commutation.....	89
Fig.III.9: Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple.....	92
Fig.III.10:Le couple électromagnétique et la vitesse pour DTC 2N.....	93
Fig.III.11: Zoom sur l'ondulation de couple C_e pour DTC 2N.....	93
Fig.III.12: les courants réels pour les 3 phases statorique pour DTC 2N.....	94
Fig.III.13:Zoom sur les courants réels pour les 3 phases statorique pour DTC 2N.....	94

Fig.III.14 : <i>Module du flux statorique et sa référence pour DTC 2N</i>	95
Fig.III.15 : <i>Flux statorique dans le repère (α,β) pour DTC 2N</i>	95
Fig.III.16 : <i>La tension dans le repère (α,β) pour DTC 2N</i>	96
Fig.III.17 : <i>Couple et vitesse après le test pour DTC 2N</i>	96
Fig.III.18: <i>Le flux statorique après le Test pour DTC 2N</i>	97
Fig.III.19: <i>Le couple électromagnétique et la vitesse pour DTC 3N</i>	99
Fig.III.20: <i>Zoom sur l'ondulation de couple C_e pour DTC 3N</i>	99
Fig.III.21: <i>les courants réels pour les 3 phases statorique pour DTC 3N</i>	100
Fig.III.22: <i>Zoom sur les courants réels pour les 3 phases statorique pour DTC 3N</i>	100
Fig.III.23 : <i>Module du flux statorique et sa référence pour DTC 3N</i>	101
Fig.III.24 : <i>Flux statorique dans le repère (α,β) pour DTC 3N</i>	101
Fig.III.25: <i>La tension dans le repère (α,β) pour DTC 3N</i>	102
Fig.III.26: <i>Couple et vitesse après le test pour DTC 3N</i>	102
Fig.III.27: <i>Le flux statorique après le Test pour DTC 3N</i>	103

Annexe B

Fig.B.1 : <i>boucle de régulation de la vitesse</i>	113
---	-----

DTC	: <i>Commande Directe du Couple</i>
CEM	: <i>Champ électromagnétique</i>
MAS	: <i>Machine Asynchrone</i>
[Lss]	: <i>Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases statoriques</i>
[Lrr]	: <i>Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases rotoriques</i>
[Lmsr]	: <i>Matrice des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques</i>
Ms	: <i>Inductance mutuelle entre enroulements statoriques</i>
Mr	: <i>Inductance mutuelle entre enroulements rotoriques</i>
I_m	: <i>Maximum de l'inductance mutuelle entre phase statorique et rotorique</i>
LS	: <i>Inductance cyclique statorique</i>
Lr	: <i>Inductance cyclique rotorique</i>
Lm	: <i>Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor</i>
$\omega_s, \omega, \omega_{sl}$	: <i>Pulsations statorique, rotorique, et de glissement</i>
Ω	: <i>La vitesse mécanique ($\omega = p \Omega$)</i>
$\theta_s, \theta, \theta_{sl}$	: <i>Angles électriques statorique, rotorique, et du glissement</i>
γ	: <i>Angle entre le flux statorique et le flux rotorique</i>
dq	: <i>Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant</i>
xd, xq	: <i>Composantes des vecteurs dans le repère dq</i>
$\alpha\beta$	: <i>Axes correspondant au référentiel lié au stator</i>
x_α, x_β	: <i>Composantes des vecteurs dans le repère $\alpha\beta$</i>
s, r	: <i>Indice des grandeurs statoriques et rotoriques</i>
ϕ	: <i>Flux</i>
U_c	: <i>Tension continue à l'entrée de l'onduleur</i>
R_s, R_r	: <i>Résistances d'enroulements statorique et rotorique par phase</i>
Ce	: <i>Couple électromagnétique</i>
Cr	: <i>Couple résistant</i>
f_v	: <i>Coefficient de frottement visqueux</i>
J	: <i>Moment d'inertie</i>
K	: <i>Interrupteur</i>
S	: <i>Opérateur de Laplace</i>
T_r	: <i>Constate de temps rotorique</i>
T_e	: <i>Période de commutation</i>
σ	: <i>Coefficient de dispersion de Blondel</i>
T	: <i>Transistor</i>

D	: Diode
F	: Fonction logique
U_p	: La porteuse triangulaire
V_p	: Amplitude de la porteuse triangulaire
V_m	: Amplitude de tension de référence
ω	: Pulsation électrique
f_s	: Fréquence de la tension de référence
f_m	: Fréquence de la porteuse triangulaire
m	: Indice de modulation
r	: Coefficient de réglage
F_1	: Harmonique fondamental
THD	: Taux de distorsion harmonique
F_{ks}	: Fonction de connexion de chaque interrupteur
F_{km}^b	: Fonction de connexion du demi-bras
v_{an}, v_{bn}, v_{cn}	: Sont les tensions simple des phases
v_{no}	: La tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif
v_{ao}, v_{bo} et v_{co}	: Les tensions simples entre les bornes du moteur et le point milieu
u_{ab}, u_{bc} et u_{ac}	: Les tensions composées au bornes du moteur
v_{no}	: La tension simple au borne du neutre du moteur et le point milieux
M	: Point milieux fictif
DF	: Le facteur de distorsion
HFN	: Facteur de la nième harmonique
NPC	: Neutral point clamped
$IGBT$	: Le transistor bipolaire à grille isolée (IGBT, de l'anglais Insulated Gate Bipolar Transistor)
GTO	: Le thyristor à extinction par la gâchette (thyristor GTO ou plus simplement GTO, de l'anglais Gate Turn-Off Thyristor)
$MOSFET$	: (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)

CONCLUSION GENERALE

Nous avons commencé ce mémoire par la présentation du modèle de la machine asynchrone qui est basée sur la transformation de Park, ce qui a permis de simplifier les équations de la machine asynchrone, cette machine a des paramètres qui varient et subit des perturbations extérieures comme la variation de couple de charge. Les résultats obtenus montrent bien la validité du modèle de Park pour la détermination des différentes caractéristiques de la machine. Donc l'étude du comportement dynamique et statique de la **MAS** exige une bonne modélisation mathématique décrivant de façon adéquate son comportement. Mais avant de tout ça on ne peut pas modéliser la machine asynchrone sans utilisé les hypothèses simplificatrices concernant ce dernier.

On n'a pas le droit de parler sur la commande de machine sans citer le convertisseur qui lui est associé. Pour cette raison, on a abordé dans le deuxième chapitre la modélisation de l'onduleur classique à deux niveaux à **MLI** intersectif associé à la machine asynchrone et en suit on a fait une introduction aux onduleurs multiniveaux, les diverses structures topologiques et les principales caractéristiques. Et en fin, dans ce chapitre La modélisation de l'onduleur à structure **NPC** (trois niveaux) à **MLI** intersectif associé à la machine asynchrone a été fait. Pour les deux topologies on a fait des simulations pour voire le comportement de chacun.

Finalement dans le troisième chapitre, nous avons présenté la commande directe du couple (**DTC**), cette commande été présentée comme une alternative à la commande par orientation du flux rotorique, qui présente l'inconvénient majeur d'être relativement sensible aux variations des paramètres de la machine. D'autre part, la **DTC** est aussi simple, car son algorithme de calcul est, par ailleurs, simple puisqu'il est lié à un modèle machine où le seul paramètre intervenant est la résistance statorique. Nous avons présenté une synthèse de cette commande base sur la technique de **TAKAHASHI** pour un onduleur à deux niveaux et trios niveaux **NPC** de tension.

Comme perspectives, nous pouvons proposer la continuité des études suivantes :

- Ajouter les observateurs (de vitesse et de résistance statorique) pour améliorer la commande.
- Analyse des défauts dans les bras de l'onduleur et leur impact sur la commande.
- Etude des performances de la conduite d'autres machines alternatives alimentées par l'onduleur de type **NPC** à trois niveaux.
- Analyse de la **DTC** pour les onduleurs 5 et 7 niveaux.

TAB.A: LES PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE ETUDIEE

<i>Symboles</i>	<i>Description</i>	<i>Valeurs</i>	<i>Unités</i>
Pn	Puissance nominale	4	kW
Vs	Tension statorique nominale	230	V
Ω	Vitesse nominale	1415	tr/min
Is	Courant statorique nominal	6.9	A
Rs	Résistance statorique	1.84	Ω
Rr	Résistance rotorique	1.84	Ω
Ls	Inductance cyclique statorique	0.17	H
Lr	Inductance cyclique rotorique	0.17	H
Lm	Inductance mutuelle	0.16	H
P	Nombre de paires de pôles	2	pôles
J	Moment d'inertie	0.0154	kg.m ²
ψ_s	Flux statorique nominal	0.98	Wb
fv	Coefficient de frottement	0.00	N.m/Rd/s
<i>I</i>	Nombre de phases	3	Phases
Cos φ	Facteur de puissance	0.89	<i>I</i>

**DETERMINATION DES PARAMETRES D'UN REGULATEUR PI CLASSIQUE DE
LA VITESSE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE**

La fonction de transfert du régulateur **PI** est donnée par :

$$C(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{sT_i} \right) \quad (B-1)$$

Avec : $T_i = \frac{K_p}{K_i}$.

La détermination des paramètres de ce régulateur **PI** classique est basée sur l'équation mécanique de la machine asynchrone. En effet cette équation dans le plan de Laplace a la forme suivante :

$$C_e(s) - C_r(s) = sJ\Omega(s) \quad (B-2)$$

Par ailleurs le régulateur génère à sa sortie le couple électromagnétique de référence, qui peut être exprime par :

$$C_{eref}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{sT_i} \right) (\Omega_{ref}(s) - \Omega(s)) \quad (B-3)$$

En égalisant les deux équations (2) et (3) on obtient :

$$\Omega(s) = \frac{T_i s + 1}{\frac{J}{K_i} s^2 + T_i s + 1} \Omega_{ref}(s) - \frac{\frac{s}{K_i}}{\frac{J}{K_i} s^2 + T_i s + 1} C_r(s) \quad (B-4)$$

Le dénominateur de (4) a la forme canonique comme suit :

$$G(s) = \frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + 1 \quad (B-5)$$

Par indentification on a :

$$\begin{cases} T_i = \frac{2\xi}{\omega_n} \\ \frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \end{cases} \quad (B-6)$$

Donc le système (6) devienne :

$$\begin{cases} K_i = J\omega_n^2 \\ K_p = K_i \frac{2\xi}{\omega_n} \end{cases} \quad (B-7)$$

Avec :

$$\omega_n = \frac{3}{t_r \xi} \quad \text{et} \quad \begin{cases} t_r = 0.5s \\ \xi = 0.7 \end{cases} \quad (B-8)$$

Où :

ξ : Un coefficient d'amortissement optimal.

t_r : Temps de réponse en boucle fermée.

La boucle de régulation de la vitesse est donnée par la **Figure (B.1)**.

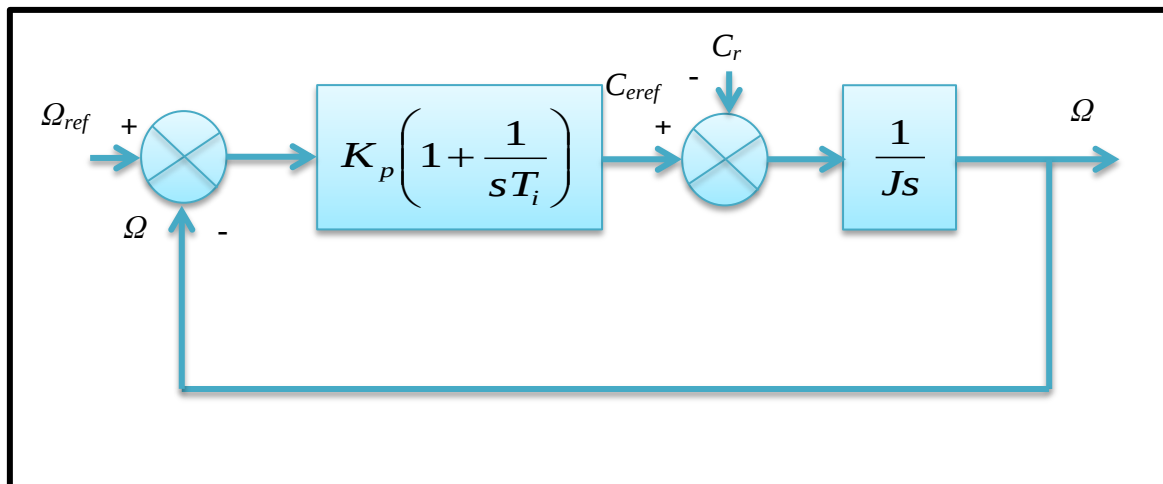


Fig.B.1 : boucle de régulation de la vitesse.

LES COMPAREURS A HYSTERESIS POUR LA COMMANDE DTC

C.1 La DTC pour l'onduleur deux niveaux :

- Un comparateur à deux niveaux pour le flux est obtenu en utilisant l'algorithme suivant :

On a $e_\phi = \phi_{sref} - \hat{\phi}_s$ qu'est l'erreur entre le flux de référence et celle estimer.

$$\begin{cases} Si \dots \dots e_\phi \geq +H_\phi \dots \dots \dots Alors \dots \dots d_\phi = 1 \\ Si \dots \dots e_\phi \leq -H_\phi \dots \dots \dots Alors \dots \dots d_\phi = 0 \end{cases}$$

- Et un comparateur à trois niveaux pour le couple est obtenu en utilisant l'algorithme suivant :

On a $e_T = C_{eref} - \hat{C}_e$ qu'est l'erreur entre le couple de référence et celle estimer.

$$\begin{cases} Si \dots \dots e_T > +H_T \dots \dots \dots Alors \dots \dots d_T = +1 \\ Si \dots \dots 0 \leq e_T \leq +H_T \dots \dots et \dots de_T/dt > 0 \dots \dots Alors \dots \dots d_T = 0 \\ Si \dots \dots 0 \leq e_T \leq +H_T \dots \dots et \dots de_T/dt < 0 \dots \dots Alors \dots \dots d_T = +1 \\ Si \dots \dots -H_T \leq e_T < 0 \dots \dots et \dots de_T/dt > 0 \dots \dots Alors \dots \dots d_T = -1 \\ Si \dots \dots -H_T \leq e_T < 0 \dots \dots et \dots de_T/dt < 0 \dots \dots Alors \dots \dots d_T = 0 \\ Si \dots \dots e_T < -H_T \dots \dots \dots Alors \dots \dots d_T = -1 \end{cases}$$

C.2 La DTC pour l'onduleur trois niveaux :

- Un comparateur à trois niveaux pour le flux est obtenu en utilisant l'algorithme suivant :

On a $e_\phi = \phi_{sref} - \hat{\phi}_s$ qu'est l'erreur entre le flux de référence et celle estimer.

$$\begin{cases} Si \dots \dots e_\phi > +H_\phi \dots \dots \dots Alors \dots \dots d_\phi = +1 \\ Si \dots \dots 0 \leq e_\phi \leq +H_\phi \dots \dots et \dots de_\phi/dt > 0 \dots \dots Alors \dots \dots d_\phi = 0 \\ Si \dots \dots 0 \leq e_\phi \leq +H_\phi \dots \dots et \dots de_\phi/dt < 0 \dots \dots Alors \dots \dots d_\phi = +1 \\ Si \dots \dots -H_\phi \leq e_\phi < 0 \dots \dots et \dots de_\phi/dt > 0 \dots \dots Alors \dots \dots d_\phi = -1 \\ Si \dots \dots -H_\phi \leq e_\phi < 0 \dots \dots et \dots de_\phi/dt < 0 \dots \dots Alors \dots \dots d_\phi = 0 \\ Si \dots \dots e_\phi < -H_\phi \dots \dots \dots Alors \dots \dots d_\phi = -1 \end{cases}$$

- Et un comparateur à trois niveaux pour le couple est obtenu en utilisant l'algorithme suivant :

On a $e_T = C_{ref} - \hat{C}_e$ qu'est l'erreur entre le couple de référence et celle estimer.

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Si} \dots e_T > H_{T2} \dots \text{Alors} \dots d_T = +2 \\ \text{Si} \dots H_{T1} \leq e_T \leq H_{T2} \dots \text{et} \dots de_T/dt > 0 \dots \text{Alors} \dots d_T = +1 \\ \text{Si} \dots H_{T1} \leq e_T \leq H_{T2} \dots \text{et} \dots de_T/dt < 0 \dots \text{Alors} \dots d_T = +2 \\ \text{Si} \dots 0 \leq e_T \leq H_{T1} \dots \text{et} \dots de_T/dt > 0 \dots \text{Alors} \dots d_T = 0 \\ \text{Si} \dots 0 \leq e_T \leq H_{T1} \dots \text{et} \dots de_T/dt < 0 \dots \text{Alors} \dots d_T = +1 \\ \text{Si} \dots -H_{T1} \leq e_T < 0 \dots \text{et} \dots de_T/dt > 0 \dots \text{Alors} \dots d_T = -1 \\ \text{Si} \dots -H_{T1} \leq e_T < 0 \dots \text{et} \dots de_T/dt < 0 \dots \text{Alors} \dots d_T = 0 \\ \text{Si} \dots -H_{T2} \leq e_T \leq -H_{T1} \dots \text{et} \dots de_T/dt > 0 \dots \text{Alors} \dots d_T = -2 \\ \text{Si} \dots -H_{T2} \leq e_T \leq -H_{T1} \dots \text{et} \dots de_T/dt < 0 \dots \text{Alors} \dots d_T = -1 \\ \text{Si} \dots e_T < -H_{T2} \dots \text{Alors} \dots d_T = -2 \end{array} \right.$$