



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 العربي التبسي - تيسة
Université Larbi Tebessi - Tébessa
معهد المناجم
Institut des Mines
قسم الإلكتروميكانيك
Département Electromécanique



MEMOIRE

Présenté en vue de l'obtention d'un diplôme de Master

Filière : Génie Minier

Option : Electromécanique Minière

Modélisation et Simulation de l'association onduleur- moteur à induction

Par

Ziaina Bouchra

Devant le jury :

Nour Eddine Fares	MAA	Président	Université Larbi Tebessi Tébessa
Zaamouche Fares	MCB	Encadreur	Université Larbi Tebessi Tébessa
Attia Moussa	MAA	Examineur	Université Larbi Tebessi Tébessa

Promotion 2020-2021

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Remerciement

Nous tenons tout d'abord à remercier ALLAH, tout puissant et Miséricordieux, qui nous donné la force, le courage et la patience d'accomplir ce modeste travail. Ensuite, nous tenons à exprimer toute ma reconnaissance à mon encadreur de mémoire monsieur **ZAAMOUCHE FARES**

Je le remercie d'avoir encadrés, orienté, aidés, conseillés et pour la Patience qui a constitué un apport considérable sans lequel ce travail n'aurait pas pu être menée au bon port. Qu'il trouve dans ce travail un hommage vivant à sa haute personnalité.

Je tiens à remercier également le président et les membres du jury pour avoir accepté d'examiner ce travail et leurs commentaires constructifs.

Je remercie tous nos professeurs, qui ont nous fournit les outils nécessaires à la réussite de nos études universitaires

Je tiens enfin à remercier tout particulièrement ma famille qui Nous encouragés, et accordé la liberté d'action et la patience nécessaires pour réaliser ce travail ainsi que toutes les personnes qui me ont soutenu.

Je remercie également l'ensemble des enseignants du département des mines et de l'Electromécanique minière.

Dédicaces

*Je dédie modestement le fruit de mes longues années d'étude tout
d'abord*

*A mon très cher père qui mérite tout mon respect, qui m'a indiqué
la bonne voie en me rappelant que la volonté fait toujours les
grands Hommes...*

*A la prunelle de mes yeux et la joie de ma vie ma mère
Messouda, qui a œuvré pour ma réussite, par son amour, son
soutien, tous les sacrifices consentis et ses précieux conseils. Que
dieu leur procure bonne santé et longue vie.*

*Au modèle et à l'idéale, à celui qui m'a appris le succès et la
patience à celui qui ma porte fièrement son nom, je demande à
dieu de prolonger la vie de ma cher père « Mokhtar », qui ne*

M'a jamais rien épargné

*A mes chers frères Mustafa, Salah, Abderrahmane, Benchokra
et Mohammed*

A ma chère sœur M'barika, Zineb, Saida, à ma deuxième mère

Et ma chère tant Djamila

A mes petits anges : Anis, Ratil, Souhaib, Zakaria et Mouad

A ceux qui m'encouragent avec soutien moral

*A celui qui m'indique que la patience est aussi une unité de
mesure non quantifiable tant qu'il ne cesse pas*

A ceux qui espèrent le plein succès dans ma vie

Je remercie en particulier et j'ai toutes les expressions de respect

et

*d'affection à Assil, Batoula, Barkouka, Bicha, Chaima,
Doudja, Fatiha, fatima, Hadjou, Kouka, Loubna , Mahnia,
Maroua, Nissa, oumnia, oumaïma , oum lkhir, Roumaïssa,
Rima et Samira vous êtes vraiment une merveilleuse amie je
souhaite du Succès.*

*A mes amis les plus sincères Sans oublier toute la promotion de
2 ème Année Master 2021 Avec qui j'ai partagé de très bons
moments A tous ceux qui m'aiment et que j'aime.*

Bouchra...

Résumé

Les moteurs électriques triphasés sont devenus nécessaires et motivés dans le domaine industriel et de puissance. La progression dans l'électronique de puissance a permis aux systèmes de contrôle de participer à l'utilisation permanente des moteurs asynchrones dans le domaine électrique. La vaste utilisation des moteurs asynchrones est due principalement à sa robustesse, de sa puissance massique et ses frais moins coûteux de sa fabrication. L'apparition des convertisseurs statiques (variateurs de vitesse) ont donné la possibilité de varier la vitesse de rotation des moteurs asynchrones dont ils ont participé à leurs développements d'utilisation. En réalité les variateurs de vitesse se trouvent dans plusieurs conceptions industrielles rassemblées entre les générateurs statiques et les moteurs électriques.

Ce document représente un travail de fin d'étude pour l'obtention de diplôme de master en électromécanique minière sous le thème : « la modélisation et la simulation de l'association onduleur_ moteur à induction » que nous avons étudié ses différentes parties.

A partir d'une source triphasée vers un redresseur à pont de thyristors la tension sortante du redresseur passe par un étage de filtrage ensuite en un onduleur commandé par MLI (modulation de largeur d'impulsion) pour fournir à l'entrée du moteur une tension à fréquence variable ce qui permet de varier la vitesse. C'est-à-dire si la fréquence augmente la vitesse augmente et si la vitesse diminue la fréquence diminue.

Abstract

Three-phase electric motors have become necessary and motivated in the industrial and power field. The progressing in power electronics allow control systems to participate in the permanent use of asynchronous motors is mainly due to its robustness of its specific power and its less expensive costs since its manufacture, the appearance of static converters (speed variators) have given the possibility of varying the speed of rotation of asynchronous motors, of which they have participated in their development of use. In reality variable speed drives are found in several industrial designs assembling between static generators and electric motors

This document represents a work of end of study for the obtaining of diploma of master electrical mining the theme: “modeling and simulation of the inverter _induction motor association” that we studied its various parts. From a three-phase source to a thyristor bridge rectifier, the output voltage of the rectifier passes through a filter stage and then into a PWM-controlled inverter (Pulse Width Modulation) to provide a voltage input to the motor input. Has variable frequency, which allows varying the speed that is, if the frequency increases the speed increases and if the speed decreases the frequency decrease.

خلاصة

اصبحت المحركات الكهربائية ثلاثية الطور ضرورية و محفزة في المجال الصناعي و مجال الطاقة .
يسمح التقدم في الكترولنيات الطاقة لأنظمة التحكم بالمشاركة في الاستخدام الدائم للمحركات غير المتزامنة في المجال الكهربائي. يرجع الاستخدام الواسع للمحركات غير المتزامنة بشكل اساسي الى متانة قوتها المحددة و تكاليفها الاقل تكلفة من تصنيعها و قد اعطى ظهور المحولات الساكنة(مغيرات السرعة) امكانية تغيير سرعة دوران المحركات غير المتزامنة و التي شاركوا في تطوير استخدامها . في الواقع توجد محركات متغيرة السرعة في العديد من التصاميم الصناعية التي يتم تجميعها بين المولدات الساكنة و المحركات الكهربائية

يمثل هذا الملف رسالة تخرج لنيل درجة الماستر تخصص كهر و ميكانيك منجميه تحت موضوع " نمذجة و محاكاة الرابطة عاكس _ محرك تحريضي " حيث قمنا بدراسة مختلف اجزائه

ينقل الجهد الخارج من مصدر ثلاثي الطور الى مقوم بجسر المقفل يمر الجهد الخارج من الجسر بمرحلة تصفية من ثم الى عاكس يمكن التحكم فيه عن طريق تعديل عرض النبضة لتوفير جهد عند مخرج المحرك ذو تردد متغير و الذي يسمح لنا بتغيير السرعة حيث اذا زاد التردد تزيد السرعة و اذا نقص التردد تنقص السرعة

Listes des figures

Chapitre I

Figure I. 1: Machine asynchrone..... 7
Figure I. 2: Stator..... 7
Figure I. 3: Rotor bobiné d’une Machine asynchrone..... 8
Figure I. 4: Rotor à cage d’une MAS..... 8
Figure I. 5: champ tournante de la machine asynchrone..... 9
Figure I. 6: Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée..... 11
Figure I. 7: le modèle de la machine après transformation de Park..... 14
Figure I. 8: Schéma bloc de la MAS alimentée directement par un réseau triphasé..... 20
Figure I. 9: les tensions simples $V_{abc,n}$ (V)..... 21
Figure I. 10: a) les courants statoriques $I_{abc,n}$ (A)et b) leur zoom..... 21
Figure I. 11: Spectre de l’harmonique de courant..... 21
Figure I. 12: Couple électromagnétique du moteur (N.m)..... 22
Figure I. 13: vitesse rotorique du moteur (rad/s)..... 22
Figure I. 14: les caractéristiques mécaniques du moteur..... 22

Chapitre II

Figure II. 1: Les différents convertisseurs..... 27
Figure II. 2: Schéma de principe redresseur triphasé non commandé..... 28
Figure II. 3: Chronogramme des tensions et du courant..... 29
Figure II. 4: Schéma bloc d’un redresseur triphasé non commandé..... 30
Figure II. 5: Les tensions simples $V_{abc, n}$ a l’entrée de redresseur (V)..... 31
Figure II. 6: La tension à la sortie du redresseur..... 31
Figure II. 7: Zoom sur la tension redressée..... 31
Figure II. 8: Schéma de principe redresseur triphasé commandé..... 32
Figure II. 9: Chronogramme des tensions..... 34
Figure II. 10: Schéma bloc d’un redresseur triphasé commandé..... 35
Figure II. 11: La tension redressée d’un redresseur triphasé commandé..... 35
Figure II. 12: Zoom de La tension redressée 36
Figure II. 13: Filtre LC..... 37
Figure II. 14: Schéma bloc d’un redresseur triphasé commandé avec filtre..... 38
Figure II. 15: La tension filtrée..... 38

Figure II. 16: Zoom sur la tension filtrée..... 39

Chapitre II

Figure III. 1: Onduleur monophasé en pont avec RL..... 44

Figure III. 2: Représentation schématique d'un onduleur triphasé..... 46

Figure III. 3: Principe de fonctionnement d'un onduleur triphasé..... 47

Figure III. 4: Formes d'onde des tensions composées de l'onduleur triphasé..... 48

Figure III. 5: Les différents types de commande..... 51

Figure III. 6: Principe de MLI Sinus-Triangle..... 52

Figure III. 7: Schéma bloc d'un onduleur attaqué avec la commande MLI..... 53

Figure III. 8: Les impulsions de commande des transistors Ta, Tb, Tc..... 54

Figure III. 9: Les tensions simples à la sortie de l'onduleur par la commande 180°..... 54

Figure III. 10: les impulsions de commande des transistors Ta, Tb, Tc..... 55

Figure III. 11: Les tensions simples à la sortie de l'onduleur par la commande 120°..... 55

Figure III. 12: Illustration de la MLI sinusoïdale pour (r=0.8 et m =20)..... 56

Figure III. 13: les impulsions d'un transistor pour (r=0.8 et m =20)..... 56

Figure III. 14: Tension simple à la sortie de l'onduleur pour (r=0.8 et m =20)..... 56

Figure III. 15: Illustration de la MLI sinusoïdale pour (r=0.8 et m =50)..... 57

Figure III. 16: les impulsions MLI d'un transistor pour (r=0.8 et m =50)..... 57

Figure III. 17: Tension simple à la sortie de l'onduleur pour (r=0.8 et m =50)..... 57

Figure III. 18: Illustration de la MLI sinusoïdale pour (r=0.8 et m =100)..... 57

Figure III. 19: les impulsions MLI d'un transistor pour (r=0.8 et m =100)..... 58

Figure III. 20: Tension simple à la sortie de l'onduleur pour (r=0.8 et m =100)..... 58

Figure III. 21: Illustration de la MLI sinusoïdale pour (m=100 et r =0.5)..... 58

Figure III. 22: Les impulsions MLI d'un transistor pour (m=100 et r =0.5)..... 59

Figure III. 23: Tension simple à la sortie de l'onduleur pour (m=100 et r =0.5)..... 59

Figure III. 24: Illustration de la MLI sinusoïdale pour (m=100 et r =1.1)..... 59

Figure III. 25: Les impulsions MLI d'un transistor pour (m=100 et r =1.1)..... 60

Figure III. 26: Tension simple à la sortie de l'onduleur pour (m=100 et r =1.1)..... 60

Chapitre IV

Figure .IV.1:	Déplacement de la caractéristique Couple-vitesse en fonction de la fréquence d'alimentation.....	64
Figure .IV.2:	Schéma synoptique d'un variateur de vitesse.....	65
Figure .IV.3:	courant I_{abc} , S (A) du MAS-Onduleur commandé en pleine onde.....	66
Figure .IV.4:	Spectre de l'harmonique de courant.....	66
Figure .IV.5:	couple électromagnétique du MAS-Onduleur commandé en pleine onde...	66
Figure .IV.6:	vitesse rotorique du MAS- Onduleur commandé en pleine onde.....	67
Figure .IV.7:	La caractéristique mécanique du MAS.....	67
Figure .IV.8:	courant I_{abc} , s (A) du MAS.....	67
Figure .IV.9:	Spectre de l'harmonique de courant.....	68
Figure .IV.10:	couple électromagnétique du MAS.....	68
Figure .IV.11:	vitesse rotorique du MAS.....	68
Figure .IV.12:	les caractéristiques mécaniques du moteur.....	68
Figure .IV.13:	Schéma bloc de l'association convertisseur-MAS.....	69
Figure .IV.14:	courant I_{abcs} du MAS-Onduleur à MLI en [A].....	70
Figure .IV.15:	Spectre de l'harmonique de courant.....	70
Figure .IV.16:	couple électromagnétique du MAS.....	70
Figure .IV.17:	vitesse rotorique du MAS.....	70
Figure .IV.18:	les caractéristiques mécaniques du moteur.....	71
Figure .IV.19:	Courant I_{abcs} en [A] du MAS.....	71
Figure .IV.20:	Spectre de l'harmonique de courant.....	71
Figure .IV.21:	Couple électromagnétique du MAS.....	71
Figure .IV.22:	vitesse rotorique du MAS- Onduleur à MLI [rad/s].....	72
Figure .IV.23:	Les Caractéristiques mécaniques du moteur.....	72
Figure .IV.24:	Courant I_{abcs} en [A] du MAS.....	72
Figure .IV.25:	Spectre de l'harmonique de courant.....	73
Figure .IV.26:	Couple électromagnétique du MAS.....	73
Figure .IV.27:	vitesse rotorique du MAS.....	73
Figure .IV.28:	les caractéristiques mécaniques du moteur.....	74
Figure .IV.29:	Courant I_{abcs} en [A] du MAS.....	75

Figure .IV.30: Spectre de l'harmonique de courant.....	75
Figure .IV.31: Couple électromagnétique du MAS.....	76
Figure .IV.32: vitesse rotorique du MAS.....	76
Figure .IV.33: les caractéristiques mécaniques du moteur.....	76
Figure .IV.34: Courant Iabcs du MAS.....	77
Figure .IV.35: Spectre de l'harmonique de courant.....	78
Figure .IV.36: Couple électromagnétique du MAS.....	78
Figure .IV.37: vitesse rotorique du MAS.....	78
Figure .IV.38: les caractéristiques mécaniques du moteur.....	79

Les notations et symboles

Ω	La vitesse de rotation
ω_s	Vitesse angulaire
p	Nombre de paires de pole
f	Fréquence de réseau
g	glissement
θ_s	L'angle entre les phases ; statorique et rotorique
$S_a S_b S_c$	Armature statorique
$R_a R_b R_c$	Armature rotorique
$R_s R_r$	Résistance propre d'une phase statorique et rotorique
$[V_{S abc} V_{R abc}]$	Vecteur de tension statorique et rotorique
$[I_{S abc} I_{R abc}]$	Vecteur de courant statorique et rotorique
M_{sr}	L'inductance mutuelles entre les phase
$L_s L_R$	Les inductances propres statorique et rotorique
Θ	L'angle de rotaation
C_e	Couple électromagnétique
C_r	Couple résistant
r_f	Coefficient de frottement visqueux
j	Moment d'inertie du rotor
$[P]$	La matrice de PARK
θ_{obs}	L'angle d'observation dans la matrice de PARK
$[P]^{-1}$	L'inverse d'une matrice de PARK
φ	Flux magnétique
ω	La pulsation mécanique
$[V_d]$	Vecteur directe (PARK)
$[V_q]$	Vecteur quadratique
U	Tension
I_{effch}	Le courant efficace de charge
I_{moych}	Le courant moyen de charge

I_{moyD} I_{effD}	Le courant moyen et efficace de la diode
V_{ABCN}	Les tensions simples
V_{AB} V_{BC} V_{CA}	Les tensions composées
U_{effAB}	La valeur efficace de la tension composée
U_{effAN}	Tension simple
U_{ref}	Tension de référence
U_p	Tension porteuse
m	L'indice de modulation
r	Le coefficient de réglage en tension
THD	Le facteur de distorsion totale des harmoniques
MAS	La machine asynchrone



Sommaire

Table de matière

Résumé I

Listes des figures VI

Notation et symboles VIII

Sommaire X

Introduction générale 1

Chapitre I : Modélisation et simulation de la machine asynchrone

I. 1. Introduction 5

I. 2. Généralité.....6

 I.2.1. Définition6

 I.2.2. structure de la machine asynchrone.....7

I. 3. le principe de fonctionnement de la machine asynchrone..... 8

I. 4. Modélisation de la machine asynchrone..... 10

 I.4.1. Hypothèses simplificatrice.....10

 I.4.2. Expression du couple électromagnétique.....10

 I.4.2.1. Equations générale de la machine asynchrone..... 10

 I.4.2.2. Expression du couple électromagnétique.....13

 I.4.2.3. transformation triphasé _ biphasé.....13

I. 5. Transformation de PARK..... 14

 I.5.1. équation électrique.....15

 I.5.2. choix de repère d q.....16

 I.5.3. dans un référentielle liée au stator.....16

 I.5.4. dans un référentielle liée au rotor.....17

 I.5.5. dans un référentielle liée aux champs tournante.....17

I. 6. Représentation d'état de la machine asynchrone..... 18

I. 7. Simulation de la machine asynchrone..... 20

 I.7.1. Résultat de la simulation et l'interprétation.....21

 I.7.1.1. Résultat de la simulation de la machine asynchrone..... 21

 I.7.1.2. l'interprétation des résultats de simulation.....22

I. 8. Conclusion.....23

Chapitre II : Modélisation et simulation d'un redresseur triphasé

II. 1. Introduction.....25

II. 2. Définition de convertisseur.....25

II. 3. Les applications des convertisseurs statiques.....26

II. 4. Les types de redresseur.....26

II.4.1. Conception d'un redresseur triphasé.....26

II.4.1.1. Les redresseurs non commandé triphasés en pont.....27

II.4.1.1.1. Principe de fonctionnement.....27

II.4.1.1.2. La simulation d'un redresseur triphasé non commandé en pont... 29

II.4.1.2. Les redresseurs triphasés commandés en pont.....31

II.4.1.2.1.Principe de fonctionnement.....31

II. 4.1.2.2.La simulation d'un redresseur triphasé commandé en pont..... 34

II.4.1.2. Filtre LC.....36

II.4.1.2.3. La simulation d'un redresseur triphasé commandé avec filtre..... 37

II. 5. Conclusion.....38

Chapitre III : Modélisation et simulation d'un onduleur triphasé

III. 1. Notions sur les onduleurs.....40

III. 2. Définition des onduleurs.....40

III. 3. Classification des onduleurs.....40

III.3.1. Onduleur non autonomes.....40

III.3. 2. Onduleur autonomes.....41

III.3. 2.1. Les Onduleurs autonomes de tension.....41

III.2.2.2. Les onduleurs autonomes de courants.....41

III.3. 3. Les onduleurs à résonance.....41

III. 4. Les utilisations de l'onduleur de tension.....42

III.5. Types d'onduleurs autonomes de tension.....42

III.5.1. Les onduleurs monophasés.....42

III.5.2. L'onduleur de tension triphasé.....43

III.5.2.1. Principe de fonctionnement.....44

III.5.2.2. Modélisation générale d'un onduleur de tension.....45

III.6. Les différents types de commande.....49

 III.6.1. La commande a modulation de largeur d’impulsions MLI sinusoïdale. 49

 III.6.2. Caractéristique de la modulation MLI..... 50

III.7. La simulation d’un onduleur par les trois commandes..... 51

 III. 7.1. Commande plein d’onde..... 51

 III. 7.1.1. Interprétation 52

 III .7. 2. La commande à 120° 53

 III.7.2.1. L’interprétation 53

 III .7. 3. Modulation de largeur de l’impulsion (MLI) 54

 III.7.3.1. Interprétation..... 58

III.8. Conclusion..... 59

Chapitre IV : les différentes commandes de la machine et la simulation

De l’association convertisseur _MAS

IV.1. Introduction..... 62

IV. 2. Commande scalaire..... 62

 IV .2. 1. Contrôle en v/f 63

IV.3. Commande vectorielles..... 63

IV. 4. Système d’alimentation de la machine 64

IV.5.simulation de l’association convertisseur moteur asynchrone avec le contrôle V/f..... 64

 IV.5.1. Résultat de la Simulation du MAS alimentée par onduleur à 180°..... 65

 IV.5.2. Résultats de la Simulation du MAS alimentée par onduleur à 120° 66

 IV.5.3. Interprétations des résultats 68

 IV.5.4. Résultats de la Simulation du MAS alimentée par onduleur à MLI 68

 IV.5.5. Interprétation des résultats..... 78

IV.6. Conclusion 79

Conclusion générale 82



Introduction

Générale

Introduction générale

1. Généralités

Après l'invention du premier moteur asynchrone à cage en 1889 par l'électricien allemand Mikhaïl Dolivo-Dobrovolski, et après l'évolution technologique, notamment dans le domaine d'électronique de puissance, le moteur asynchrone remplace efficacement le moteur à courant continu dans les applications à vitesses variables.

Plusieurs recherches scientifiques sont destinés à l'étude de la machine asynchrone dans le but d'élaborer un modèle aussi fin que possible qui puisse rendre compte de la réalité, afin d'arriver à identifier ses paramètres, qui permet par la suite la simulation, la commande et le diagnostic de la machine [1].

L'un des principaux éléments constitutifs des procédés industriels modernes est l'entraînement électrique à vitesse variable. Ce dernier, aussi présent sur les chaînes de production que dans les moyens de transport, se trouve généralement à des emplacements clés des processus industriels.

A cet effet, son fonctionnement optimal et ces caractéristiques de réglage influent directement sur le coût et la qualité de la production. Dans ce contexte, les industries optent actuellement pour les ensembles convertisseurs statique-moteurs asynchrone à cage d'écureuil en raison ,d'une part de leur robustesse et de leur faible coût, et d'autre part ,de la disponibilité des convertisseurs statiques ayant des fréquences de commutations très élevées et des moyens de traitement de signal très sophistiqués. Ces technologies permettent l'implémentation des stratégies de commande assez complexes, et les performances de réglage sont similaires à celle obtenue par le moteur à courant continu.

L'importance et la présence des onduleurs de tension triphasée dans le secteur industriel par leurs diverses applications tel que l'association aux machines électriques, qui permet de réaliser des entraînements électriques à vitesse variable, ainsi que l'alimentation sans interruption et secours des équipements électriques, était l'objectif de plusieurs études des leurs différentes techniques de commande des onduleurs.[2]

Grâce à l'évolution technologique de l'électronique de puissance, en paramétrant les instants de commutation des transistors, l'onduleur crée n'importe quelles tensions alternatives d'amplitude et de fréquence réglable à partir d'une source de tension continue.

2. L'Objectif du thème

Ce présent projet est relatif à la modélisation et simulation de l'association convertisseur_moteur à induction

3. Structure du mémoire

Le travail présenté dans ce mémoire est répartie comme suit :

- ❖ Le premier chapitre comprendra la modélisation de la machine asynchrone à cage qui permettra d'établir le modèle mathématique de la machine étudiée, en utilisant le formalisme d'état puis à la présentation des modèles sous forme de schéma-bloc. La simulation numérique permet la validation des modèles qui seront présentés
- ❖ Dans le deuxième chapitre on étudiera les différents convertisseurs statiques la modélisation de types de redresseur triphasé
- ❖ Puis dans le troisième chapitre on procédera à l'étude de la modélisation et la simulation de l'onduleur de tension piloté par les trois méthodes plein d'onde, commande 120° et de modulation de largeur d'impulsion (MLI)
- ❖ Finalement, le dernier chapitre sera une étude les différents commande de la machine asynchrone et la simulation de l'association moteur_ convertisseur



Chapitre I

*Modélisation et simulation
de la machine asynchrone*

I. 1. Introduction

L'élaboration de modèle mathématique du moteur asynchrone devient indispensable pour l'étude du régime de fonctionnement transitoire et permanent. Le choix d'un modèle de représentation qu'il soit formel ou issu d'une identification, se fait toujours en fonction du type de commande à réaliser.

Ce modèle peut être obtenu par l'application de la transformation de Park sur le modèle triphasé réel, ou bien par l'utilisation de la notion complexe (modélisation vectorielle)

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 biphasé tournant (U,V) déterminé à partir du référentiel triphasé conventionnel de la machine asynchrone à l'aide de transformations mathématiques adéquates.

I .2. Généralité sur les machines asynchrones triphasées

I.2.1. Définition

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales .Le rotor est toujours en retard par rapport à la vitesse du champ statorique. [3]

On appelle machine asynchrone toute machine, qui, ayant (2 p) pôles et étant reliée à un réseau de fréquence f, ne tourne pas exactement à la vitesse asynchrone. [4]

On parle généralement de moteurs asynchrones car ces machines sont destinées à fournir de la puissance mécanique à partir du réseau électrique.

Parmi les machines asynchrones, on peut distinguer deux types : [4]

- ✓ Les machines d'induction.
- ✓ Les machines à collecteur

La machine asynchrone, connue également sous le terme de machine à induction, est une machine dont le principe de fonctionnement repose essentiellement sur l'interaction entre deux circuits magnétique polyphasés placés respectivement au stator et au rotor, ayant le même nombre P de paires de pôle. [3]

La disposition et l'alimentation de ces deux bobinages sur les armatures ont pour effet la création d'une force de la place locale instantanée, qui conduit à un couple moyen non nul. [3]

Description et principe de fonctionnement : Le moteur asynchrone comporte deux parties essentielles, l'une fixe appelée stator (primaire) portant un bobinage triphasé logé dans les encoches et relie à la source d'alimentation, et l'autre mobile ou rotor (secondaire) qui peut être soit bobiné soit à cage d'écureuil. Ces deux parties sont coaxiales et séparées par un entrefer. [3]

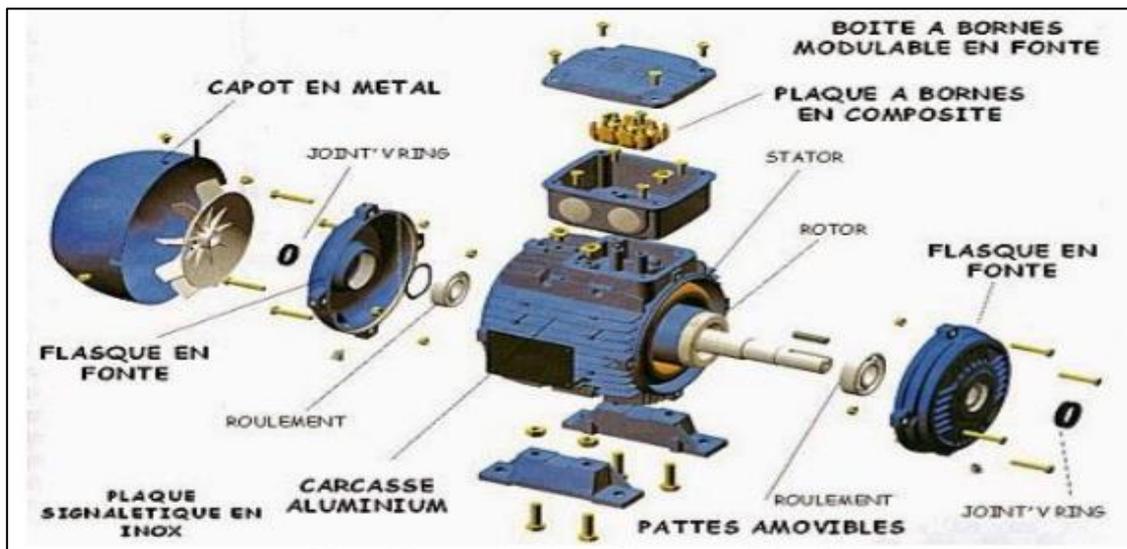


Figure I.1: Machine asynchrone. [5]

I.2 .2. La structure de la machine asynchrone

Une machine asynchrone comprend généralement:

- a. **Le stator:** triphasé comportant p paires de pôles par phase, identique à celui d'une machine synchrone. [4]



Figure I.2: Stator. [6]

- b. **Le rotor :** constitué de conducteurs mis en circuit fermé. On rencontre deux types de rotor:

✓ Rotor bobiné

L'enroulement, semblable à celui du stator, comporte p paires de pôles par phase; les trois paires sont reliées à trois bagues qui permettent d'accéder au rotor. [6]



Figure I. 3: Rotor bobiné d'une Machine asynchrone. [6]

✓ **Rotor à cage**

Le rotor est constitué de barreaux de cuivre ou d'aluminium reliés aux deux extrémités par deux couronnes conductrices. Ce modèle (en forme de cage d'écureuil) peu coûteux et très robuste est le plus répandu mais il ne permet pas l'accessibilité. [6]



Figure I. 4: Rotor à cage d'une MAS. [6]

I.3. Le principe de fonctionnement repose entièrement sur les lois de l'induction

La machine asynchrone est un transformateur à champ magnétique tournant dont le secondaire (rotor) est en court-circuit

La vitesse de rotation Ω_s du champ tournant d'origine statorique, rigidement liée à la fréquence f_s de tension triphasée d'alimentation. [3]

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (\text{I. 1})$$

On désigne par "P " le nombre de paires de pôles de chacune des enroulements des phases statoriques. Lorsque le rotor tourne à une vitesse Ω_s différente de Ω , l'application de la loi de Faraday aux enroulements rotoriques montre que ceux-ci deviennent le siège d'un système de forces électromotrices triphasées engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques, d'après la loi de LENZ ces derniers s'opposent à la cause qui leur a donné naissance, c'est-à-dire la vitesse relative de l'induction tournante statorique par rapport au rotor

Ceci va entraîner le rotor vers la poursuite du champ et essayer de le faire tourner à la même vitesse Ω_s ($\Omega_s = 60 \frac{f}{p}$), Cette vitesse ne peut être atteinte ; car il n'y aurait plus de courants induits donc plus de forces, et le rotor tourne à une vitesse Ω ($\Omega = \frac{\omega}{p}$) inférieure à Ω_s , il n'est pas au synchronisme du champ : la machine est dite asynchrone.

De ce fait, selon que Ω est inférieure (hypo-synchrone) ou supérieur (hyper synchrone) à Ω_s , la machine développe respectivement un couple moteur tendant à accroître Ω , ou un couple résistant tendant à réduire Ω , de toute évidence le couple électromagnétique s'annule à l'égalité de vitesse. [7]

L'échange énergétique avec le réseau donne le signe de l'écart ($\Omega_s - \Omega$).

On caractérise ainsi le fonctionnement asynchrone par le glissement «g» défini par :

$$g = \frac{(\Omega_s - \Omega)}{\Omega_s} \quad (I.2)$$

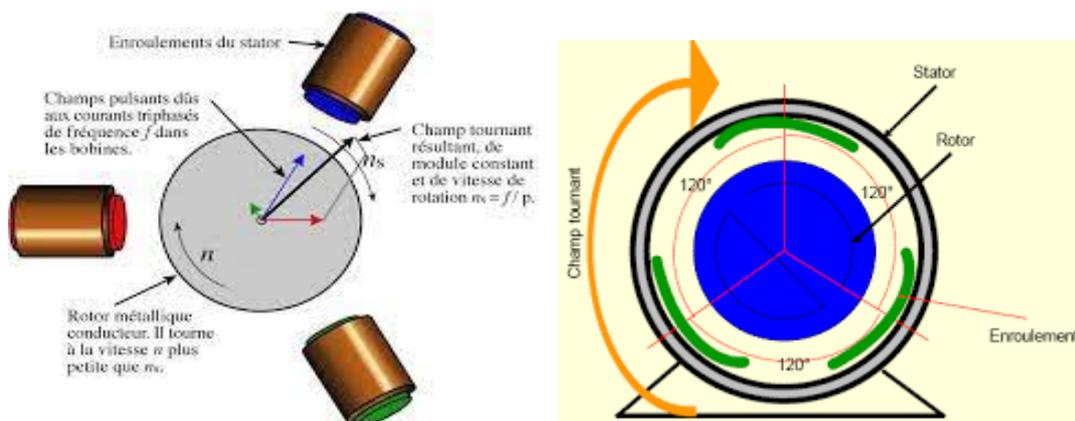


Figure I. 5: champ tournante de la machine asynchrone. [5]

I. 4. Modélisation de la machine asynchrone

I.4.1. Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone, avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, alors il est nécessaire d'adopter des hypothèses simplificatrices [8].[9].[10]

- ✓ L'entrefer constant ;
- ✓ Les courants homopolaires ne peuvent circuler (pas de neutre utilisé)
- ✓ La répartition spatiale de l'induction magnétique est sinusoïdale.
- ✓ Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- ✓ Pertes ferromagnétiques négligées.

I.4.2. Modèle mathématique de la machine asynchrone

Le modèle de la machine asynchrone triphasée est illustré par la figure (I.6) avec les armatures statoriques et rotoriques munies chacune des enroulements triphasée, pour le stator (S_a, S_b, S_c) et pour le rotor (R_a, R_b, R_c), et θ_s l'angle entre une phase statorique de référence (S_a) et une phase rotorique de référence (R_a).

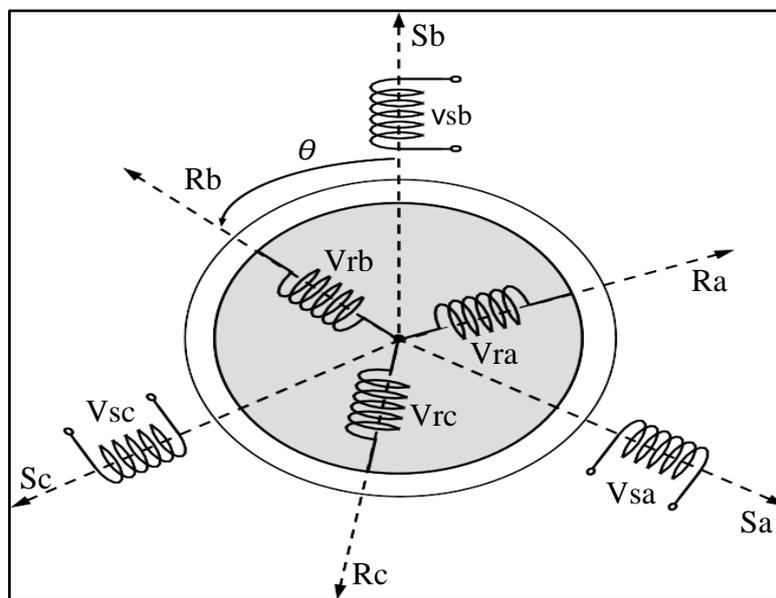


Figure I. 6: Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée. [3].[4].[7]

I.4.2.1. Equations générales de la machine

Dans ces conditions, si on considère que le moteur à induction est triphasé au stator et au rotor. Les trois types d'équations traduisant le comportement du moteur sont : [3].[4]

- ✓ Les équations électriques ;
- ✓ Les équations magnétiques ;
- ✓ L'équation mécanique.

a. Equations des tensions

Par l'application de la loi d'ohm à chaque phase, on peut écrire les deux équations statorique et rotorique comme suit : [3]

- Pour l'ensemble des phases Statoriques :

$$[v_s(abc)] = [R_s][i_s(abc)] + \frac{d}{dt} [\phi_s(abc)] \quad (\text{I.3})$$

- Pour l'ensemble des phases Rotoriques :

$$[v_r(abc)] = [R_r][i_r(abc)] + \frac{d}{dt} [\phi_r(abc)] \quad (\text{I.4})$$

Et

- **Vecteur de tension Statorique** : $[V_{S\ ABC}] = [V_{SA} \ V_{SB} \ V_{SC}]^T$
- **Vecteur de tension rotorique** : $[V_{R\ ABC}] = [V_{RA} \ V_{RB} \ V_{RC}]^T$
- **Vecteur de courant statorique** : $[I_{S\ ABC}] = [I_{SA} \ I_{SB} \ I_{SC}]^T$
- **Vecteur de courant rotorique** : $[I_{R\ ABC}] = [I_{RA} \ I_{RB} \ I_{RC}]^T$

Avec :

$$[R_s] = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix}, \quad (\text{I.5})$$

$$[R_r] = \begin{pmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{pmatrix} \quad (\text{I.6})$$

R_s : Résistance propre d'une phase statorique ;

R_r : Résistance propre d'une phase rotorique.

b. Equations magnétiques (de flux)

Les conséquences importantes des hypothèses simplificatrices conduisent aux relations linéaires entre les flux et les courants [3] :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \\ \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & L_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & L_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & L_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & L_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

Les coefficients instantanés de mutuelle inductance entre le rotor et le stator s'expriment en fonction de M_{sr} et de Θ

$$\begin{cases} M_1 = M_{sr} \cos(\theta) \\ M_2 = M_{sr} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_3 = M_{sr} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{I.8})$$

La matrice des flux réels fait apparaître quatre sous-matrices d'inductances:

$$\begin{bmatrix} \varphi_s \\ \varphi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_s \\ L_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

$$[M_{sr}] = [L_r]^T = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

M_{sr} : La valeur maximale des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques ;

$[L_s]$: Matrice des inductances propre statoriques ;

$[L_r]$: Matrice des inductances propre rotoriques ;

$[M_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelle entre stator et rotor ;

Θ : l'angle de rotation du rotor par rapport au stator.

Finalement les tensions statoriques et rotoriques seront écrites sous la forme suivante :

$$\begin{cases} [V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{dy}{dx} \{ [L_s][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \} \\ [V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{dy}{dx} \{ [M_{sr}]^t [I_{sabc}] + [L_r][I_{rabc}] \} \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

c. Equation mécanique

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire de la variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse). [2]

$$C_e = p [i_{s(abc)}] \frac{d}{dt} [M_{sr}] [i_{r(abc)}] \quad (\text{I.14})$$

L'équation mécanique est donnée par:

$$J \frac{d}{dt} \Omega_r = C_{em} - C_r f \Omega_r \quad (\text{I.15})$$

Avec :

J : Moment d'inertie du rotor ;

Ω : Vitesse angulaire mécanique du rotor ;

rf : Coefficient de frottement visqueux ;

C_{em} : Couple électromagnétique délivré par le moteur ;

C_r : Couple résistant, ou de charge ;

ω : Vitesse angulaire électrique du rotor.

I.4.2.2. Expression du couple électromagnétique

Le couple est donné par l'expression suivante:

$$C_{em} = p [i_{sa} i_{sb} i_{sc}] \frac{d}{dt} \left([M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \right) \quad (\text{I.16})$$

I.4.2.3. Transformation triphasé-biphasé

Elle consiste à se transférer d'un système triphasé vers un système biphasé, 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. [11]

La transformation de Park est ancienne (1929) et découle de la diagonalisation des matrices inductances statoriques et rotoriques. [12]

La transformation la plus connue est celle de Park. [11]

I. 5. Transformation de PARK

Pour obtenir un système d'équations à coefficients constants, on transforme le système réel triphasé en système biphasé équivalent, ce dernier consiste à remplacer tout enroulement statorique par deux enroulements, l'un sur l'axe direct (d) et l'autre sur l'axe en quadrature (q).

La transformation qui traduit ce passage du système triphasé au système biphasé (d, q) est dite transformation de PARK et donnée par : [3].[11]

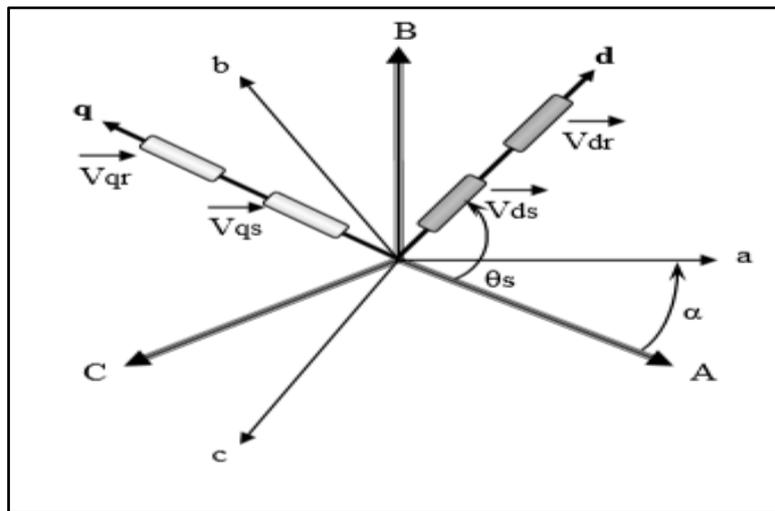


Figure I. 7: le modèle de la machine après transformation de Park. [11]

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = [P] \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}$$

Avec :

X: Tension, courant ou flux ;

O: Indice de l'axe homopolaire ;

d: Indice de l'axe (d) ;

q : Indice de l'axe (q).

On a ajouté les composantes homopolaires pour équilibrer la transformation (ces composantes sont égales à zéro dans le cas d'un système triphasé équilibré).

[P] : est la matrice de PARK, définie par :

$$[P] = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obc}) & \cos(\theta_{obc} - 2\pi/3) & \cos(\theta_{obc} - 2\pi/3) \\ -\sin(\theta_{obc}) & -\sin(\theta_{obc} - 2\pi/3) & -\sin(\theta_{obc} + 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

Θ_{obs} : L'angle d'observation dans la matrice [P] (écart angulaire entre l'axe "A" du système triphasé et l'axe (d) du système biphasé.

Le facteur ($\sqrt{\frac{2}{3}}$) : est là pour conserver la puissance électrique instantanée. [12]

$$[P]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obc}) & -\sin(\theta_{obc} - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_{obc} - 2\pi/3) & -\sin(\theta_{obc} - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_{obc} + 2\pi/3) & -\sin(\theta_{obc} + 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

Lorsque l'angle est attribué à la valeur zéro, la transformation de Park est dite Transformation de Clarke et la matrice de passage s'écrit comme suit :

$$[C] = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

L'application de la transformation de Park aux modèles matriciels électriques et magnétiques, permet d'obtenir les équations suivantes

I.5.1. Equation électrique

a. Equations des tensions

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sq} \\ \varphi_{sd} \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & (\omega_s - \omega_r) \\ (\omega_s - \omega_r) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sq} \\ \varphi_{sd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.21})$$

b. Equation magnétique (flux)

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.23})$$

Avec:

$L_s = l_s - M, L_r = l_r - M$: Inductance cyclique propre du stator et du rotor respectivement

$M = 3/2 M_0$: Inductance cyclique mutuelle stator-rotor

c. Equation mécanique

Le couple électromécanique devient :

$$C_{em} = P \frac{M}{L_r} (\varphi_{rd} i_{sd} - \varphi_{sd} i_{rd}) \quad (\text{I.24})$$

L'équation de la vitesse mécanique est représentée par l'équation

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

I.5.2. Choix du repère d q

L'isotropie du moteur asynchrone permet une grande souplesse dans la composition des équations de la machine selon deux axes à l'aide des composantes de Park, cela nécessite l'utilisation d'un repère qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques.

Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes, se ramène pratiquement à trois référentiels (systèmes biphasés) orthogonaux [15]:

- Référentiel immobile par rapport au stator : $(\alpha - \beta)$ lorsque $(\omega_{obs} = 0)$
- Référentiel immobile par rapport au rotor : $(x - y)$ lorsque $(\omega_{obs} = \omega_r)$;
- Référentiel immobile par rapport au champ tournant : $(d - q)$ lorsque $(\omega_{obs} = \omega_s)$

Où :

ω_{obs} : Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

I.5.3. Dans un référentiel lié au stator

Les équations de la machine dans ce repère s'écrivent sous la forme suivante :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} \\ 0 = R_r i_{dr} - \omega_r \varphi_{qr} \frac{d\varphi_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r i_{qr} - \omega_r \varphi_{dr} \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad \begin{cases} v_{ds} = \sqrt{\frac{3}{2}} v_m \cos(\omega_{st} + \theta) \\ v_{qs} = \sqrt{\frac{3}{2}} v_m \sin(\omega_{st} + \theta) \end{cases} \quad (\text{I.26})$$

Avec : θ angle initiale.

I.5.4.Cas d'un référentiel lié au rotor

Caractérisé par $w_e = w_m$ dans ce repère les équations sont écrites comme suivantes

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_r \phi_{qr} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_r \phi_{dr} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad \begin{cases} v_{ds} = \sqrt{\frac{3}{2}} v_m \cos(\omega_{st} + \theta) \\ v_{qs} = \sqrt{\frac{3}{2}} v_m \sin(\omega_{st} + \theta) \end{cases} \quad (\text{I.27})$$

Avec :

$$\omega_{s1} = \omega_s - \omega_m: \text{ Pulsation de glissement}$$

I.5.5.Dans un référentiel lié au champ tournant

Choisissons de fixer le repère dq au champ tournant. Notons $\omega_{s1} = \omega_s - \omega_m$ que nous appellerons pulsation statorique, bien que le régime puisse être quelconque (transitoire non sinusoïdal). De même, nous noterons $\omega_r = \theta_r$ la pulsation rotorique et

$$\omega = \omega_s - \omega_r = \theta = P\Omega \text{ la pulsation mécanique.}$$

Nous pouvons alors écrire :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \phi_{qs} \frac{d\theta_s}{dt} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} - \phi_{ds} \frac{d\theta_s}{dt} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \phi_{qr} \frac{d\theta_r}{dt} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - \phi_{dr} \frac{d\theta_r}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.28})$$

a. Equations magnétiques

L'expression des flux statoriques suivant les axes d et q :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \phi_{dr} = M i_{ds} + L_r i_{dr} \\ \phi_{qr} = M i_{qs} + L_r i_{qr} \end{cases} \quad (\text{I.29})$$

Avec :

$L_s = L_{as} - M_{as}$: Inductance cyclique du stator ;

$L_r = L_{ar} - M_{ar}$: Inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor ;

$M = \frac{3}{2} M_{rs}$: Inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor.

b. Equation mécanique

On donne l'équation dérivant le couple électromagnétique en fonction de la vitesse

$$C_{em} = J \frac{d\Omega}{dt} + C_r + f \Omega \quad (\text{I.30})$$

Avec :

$\Omega = \frac{\omega r}{p}$: La vitesse mécanique en (rad/s) ;

p : le nombre de pair de pôles rotorique.

I. 6. Représentation d'état de la machine asynchrone

L'ensemble des équations précédemment établi, constitue le modèle de la machine asynchrone En fonction de l'application considérée et des possibilités de mesure des variables d'état de la machine, telles que les courants, les flux, la vitesse et le couple, ce modèle est modifié ou écrit sous forme plus ou moins facile à manipuler. La représentation d'état ou modèle d'état est une forme moderne qui est de plus en plus utilisée dans la conception des systèmes de commande ou de contrôle de la machine asynchrone. [14]. [12]

On a les expressions des tensions statoriques et rotoriques suivant les axes d et q ainsi que les expressions des flux statoriques suivant aussi l'axe d et q :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \varphi_{qs} \frac{d\theta_s}{dt} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} - \varphi_{ds} \frac{d\theta_s}{dt} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \varphi_{qr} \frac{d\theta_r}{dt} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} - \varphi_{dr} \frac{d\theta_r}{dt} \end{cases} \quad \begin{cases} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \varphi_{dr} = M i_{ds} + L_r i_{dr} \\ \varphi_{qr} = M i_{qr} + L_r i_{qr} \end{cases} \quad (\text{I.31})$$

En remplaçant les expressions des flux statoriques et rotoriques dans les expressions des tensions statoriques et rotoriques et on développant les équations on aura ce modèle :

$$\begin{bmatrix} L'_{ds} \\ L'_{qs} \\ L'_{dr} \\ L'_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{\sigma L_s} & \left(\omega_s - \frac{M^2}{L_s L_r} \omega_r\right) \frac{1}{\sigma} & \frac{-MR_r}{\sigma L_s L_r} & \left(\omega_s - \frac{M^2}{L_s L_r} \omega_r\right) \frac{1}{\sigma} \\ -\left(\omega_s - \frac{M^2}{L_s L_r} \omega_r\right) \frac{1}{\sigma} & \frac{-R_s}{\sigma L_s} & -\left(\omega_s - \frac{M^2}{L_s L_r} \omega_r\right) \frac{1}{\sigma} & \frac{-MR_r}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{-MR_r}{\sigma L_s L_r} & -\left(\omega_s - \frac{M^2}{L_s L_r} \omega_r\right) \frac{1}{\sigma} & \frac{-R_r}{\sigma L_r} & \left(\omega_s - \frac{M^2}{L_s L_r} \omega_r\right) \frac{1}{\sigma} \\ \left(\omega_s - \frac{M^2}{L_s L_r} \omega_r\right) \frac{1}{\sigma} & \frac{-MR_r}{\sigma L_s L_r} & -\left(\omega_s - \frac{M^2}{L_s L_r} \omega_r\right) \frac{1}{\sigma} & \frac{-R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & \frac{-M}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & \frac{-M}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{-M}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & \frac{-M}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix}$$

La forme standard du modèle d'état est :

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{B} \cdot \mathbf{U}$$

Telle que :

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{\sigma L_s} & \left(\omega_s - \frac{M^2}{L_s L_r} \omega_r\right) \frac{1}{\sigma} & \frac{-MR_r}{\sigma L_s L_r} & \left(\omega_s - \frac{M^2}{L_s L_r} \omega_r\right) \frac{1}{\sigma} \\ -\left(\omega_s - \frac{M^2}{L_s L_r} \omega_r\right) \frac{1}{\sigma} & \frac{-R_s}{\sigma L_s} & -\left(\omega_s - \frac{M^2}{L_s L_r} \omega_r\right) \frac{1}{\sigma} & \frac{-MR_r}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{-MR_r}{\sigma L_s L_r} & -\left(\omega_s - \frac{M^2}{L_s L_r} \omega_r\right) \frac{1}{\sigma} & \frac{-R_r}{\sigma L_r} & \left(\omega_s - \frac{M^2}{L_s L_r} \omega_r\right) \frac{1}{\sigma} \\ \left(\omega_s - \frac{M^2}{L_s L_r} \omega_r\right) \frac{1}{\sigma} & \frac{-MR_r}{\sigma L_s L_r} & -\left(\omega_s - \frac{M^2}{L_s L_r} \omega_r\right) \frac{1}{\sigma} & \frac{-R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \quad (\text{I.32})$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & \frac{-M}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & \frac{-M}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{-M}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & \frac{-M}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \quad (\text{I.33})$$

$$\dot{\mathbf{X}} = \begin{bmatrix} L'_{ds} \\ L'_{qs} \\ L'_{dr} \\ L'_{qr} \end{bmatrix} \quad \mathbf{X} = \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad \mathbf{U} = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.34})$$

Avec :

A et **B** : Sont respectivement la matrice d'évolution et de commande de la machine ;

U: Le vecteur de commande ;

X: Le vecteur d'état

I. 7. Simulation de la machine asynchrone

Plusieurs logiciels sont utilisés pour la simulation, La simulation de notre modèle se fait sous le logiciel MATLAB dans l'environnement de temps réel SIMULINK, pour la simulation de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension

La figure (I.8) illustre le schéma bloc de la Machine asynchrone de 1.5 Kw; la MAS étant alimentée directement par un réseau triphasé équilibré (220v/380v, 50Hz).

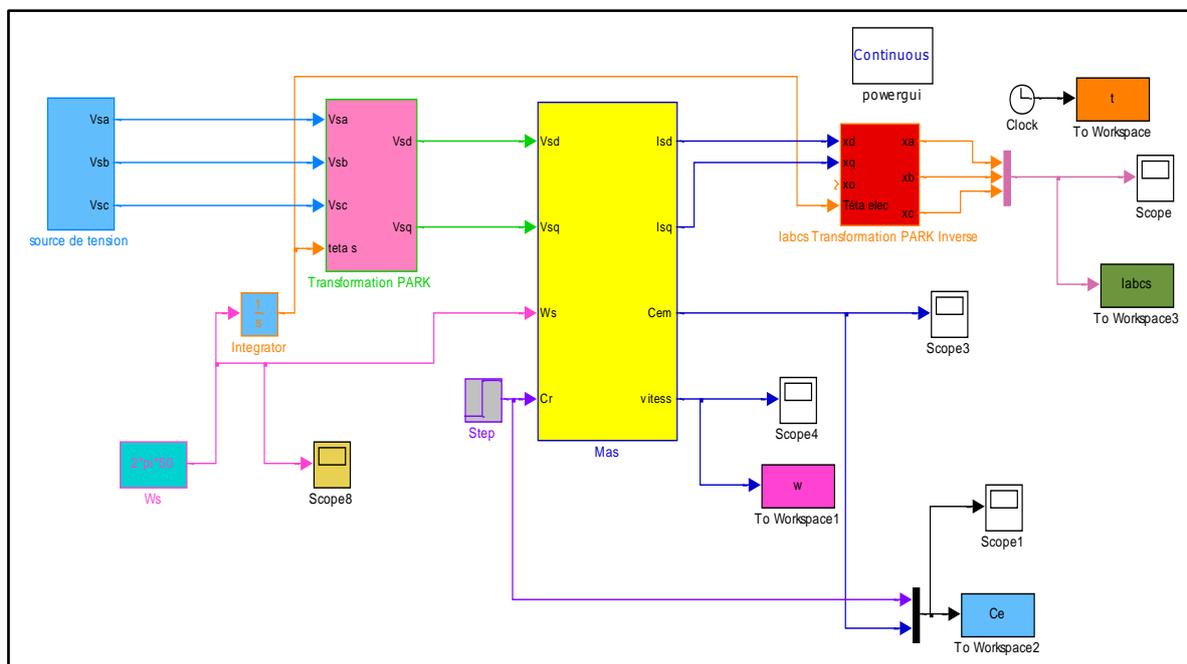


Figure I. 8: Schéma bloc de la MAS alimentée directement par un réseau triphasé.

I.7.1. Résultats de simulation et interprétation

I.7.1.1. Résultats de Simulation de la machine asynchrone

L'étude des performances de la (MAS) alimentée directement par un réseau triphasé a été faite pour deux cas : à vide et en charge. Les figures suivantes représentent les performances de la machine asynchrone lors d'un fonctionnement à vide ($C_r = 0$ N.m) de 0s jusqu'à 1.5s et puis la machine fonctionne en charge avec ($C_r = 5$ N.m) de 1.5s jusqu'à 3s.

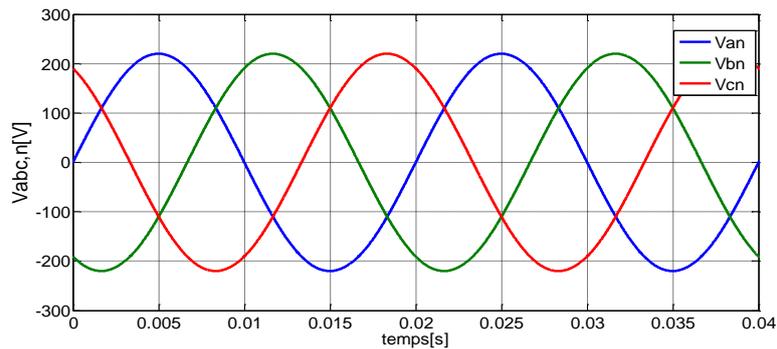


Figure I. 9: les tensions simples $V_{abc,n}$ (V).

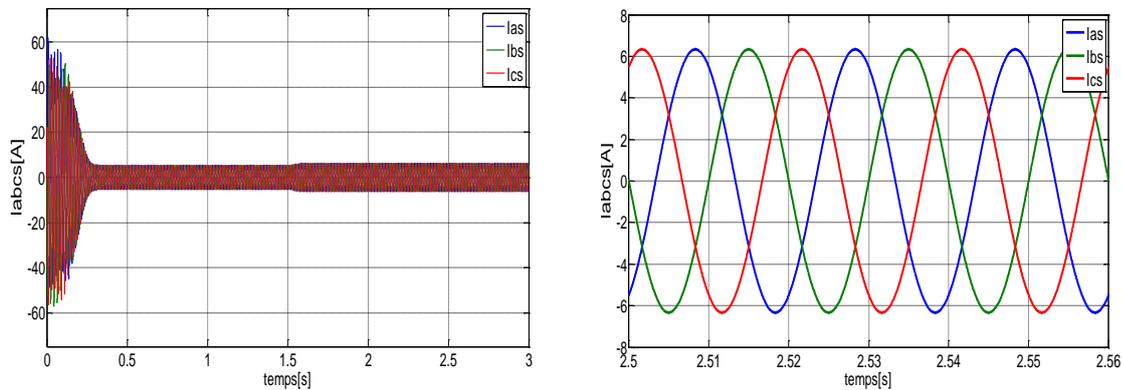


Figure I. 10: a) les courants statorique $I_{abc,n}$ (A) et b) leur zoom.

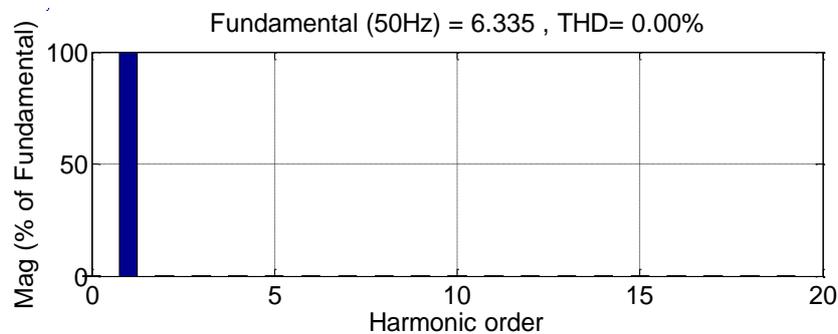


Figure I. 11: Spectre de l'harmonique de courant

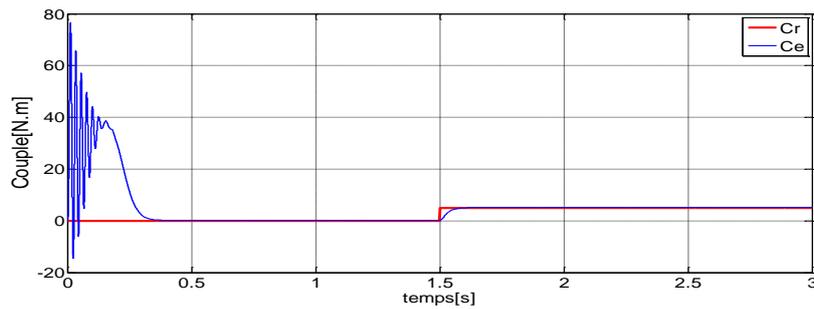


Figure I. 12: Couple électromagnétique du moteur (N.m)

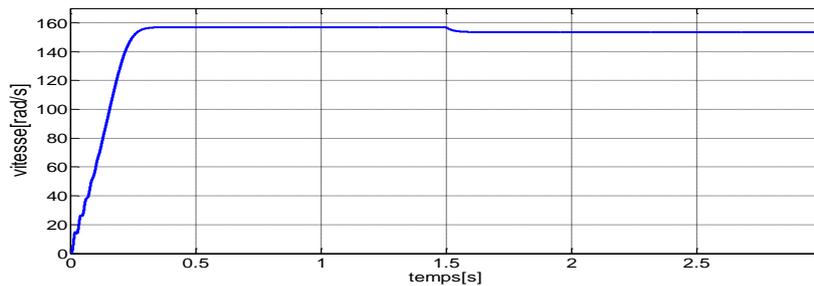


Figure I. 13: vitesse rotorique du moteur (rad/s).

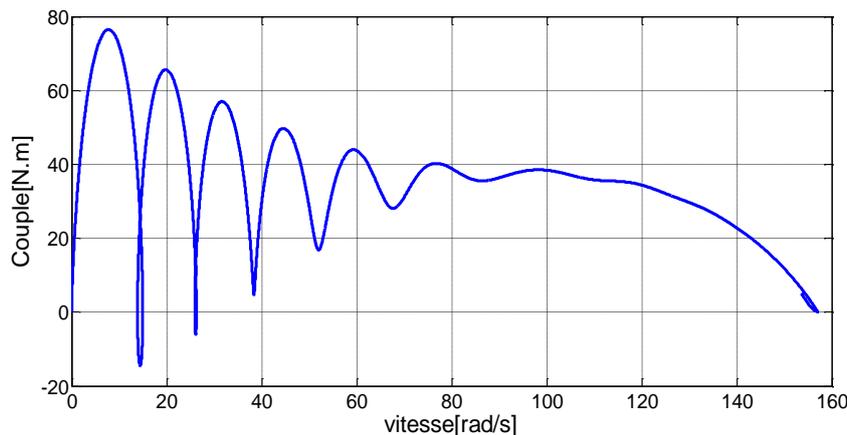


Figure I. 14: les caractéristiques mécaniques du moteur

I.7.1.2 l'interprétation des résultats du Simulation de la machine asynchrone

La figure (I.9) représente l'ensemble de tensions constituant un système alternatif triphasé équilibré du réseau d'alimentation avec 220 V/50 Hz.

- Le courant statorique en fonction du temps, on reconnaît le classique appel de courant au démarrage qui égale à 9 fois environ le courant nominal. Au démarrage le courant statorique est excessif, vu qu'il est de courte durée, la machine pourrait le supporter sans risquer un échauffement dangereux. Cette valeur de courant due au régime transitoire disparaît au bout de quelques alternances afin d'obtenir une forme sinusoïdale d'amplitude constante. A l'instant

$t=1.5s$, on constate que le courant statorique augmente à cause de l'augmentation du charge (5 N.m) ;

- Le spectre d'harmoniques du courant (la figure (I.11)), montre la valeur du taux de distorsion d'harmoniques qu'est égale à 0.00%, ce qui représente une meilleur qualité de l'énergie électrique distribuée par le réseau vers la machine.
- Le couple électromagnétique fonctionne de 0s jusqu'à 1.5s en fonctionnement à vide et à l'instant de 1.5s on charge notre moteur par une charge mécanique qui est représentée par une valeur de 5 N.m. On remarque que, la période du régime transitoire est de 0.35s, dans ce cas le couple présente au démarrage un pic de 78N.m avec des oscillations. Pendant le régime permanent, le couple électromagnétique se stabilise avec une valeur moyenne de 0 N.m lorsque le moteur fonctionne à vide et avec une valeur de 5N.m lorsque il fonctionne en charge.
- Du 0s jusqu'à 0.35s, et pour les premiers instants de démarrage, la vitesse augmente et atteint une valeur approchée de la vitesse de synchronisme de 157 rad/s. A l'instant de 1.5s et après le chargement de notre moteur, on observe qu'il y à une chute minimale de la vitesse causée par le raccordement d'une charge mécanique au moteur.
- L'allure de la caractéristique mécanique du moteur qui représente le couple électromagnétique en fonctionne de la vitesse de rotation. on remarque que, pour les petites vitesses, il y a des oscillations du couple causé par le régime transitoire du moteur. Après ce régime et lorsque la vitesse atteint la valeur nominale, ces oscillations sont disparaître.

I. 8. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation du moteur asynchrone alimenté par une source de tension sinusoïdal triphasée et équilibrée à fréquence constante établi sous des hypothèses simplificatrices. Après, nous avons utilisé la transformation du Park pour éviter la complexité des équations différentielles. Cette transformation permet le changement du système triphasé réel au système biphasé linéaire équivalent de cette machine ce qui signifie une facilité de résolution et de simulation.

Dans le chapitre suivant on va voir la modélisation et la simulation de redresseur triphasé.



Chapitre II

*La Modélisation et La
simulation d'un redresseur
triphase*

II. 1. Introduction

Un convertisseur statique est un système permettant d'adapter la source d'énergie électrique à un récepteur donné en la convertissant. Les premiers convertisseurs de puissance électrique ont été réalisés avec des machines électriques couplées mécaniquement. Avec l'apparition des semi-conducteurs et de l'électronique de puissance, avec les diodes, les transistors, thyristors etc. Les systèmes de conversion deviennent de plus en plus élaborés et ne nécessitent plus de machines tournantes.

C'est l'ère des convertisseurs statiques. On distingue plusieurs familles de convertisseurs statiques. [2]

II. 2. Définition de convertisseur

L'énergie électrique est fournie par des réseaux triphasés à la fréquence de 50Hz. Du point de vue de l'utilisateur, l'énergie est souvent utilisée en continu ou à des fréquences différentes de celle du réseau.

La mise en forme de l'onde électrique afin de l'adapter aux besoins Les performances des composants semi-conducteurs de l'électronique de puissance (diodes, thyristors, triacs, transistors) ont permis de réaliser cette fonction,

Ces composants sont à la base des convertisseurs statiques capables de modifier la tension et/ou la fréquence de l'onde électrique

On distingue deux types de sources de tension:

- ✓ Sources de tension continues caractérisées par la valeur V de la tension ;
- ✓ Sources de tension alternatives définies par les valeurs de la tension efficace V et de la fréquence f . [17]. [18]

On différencie quatre types de convertisseurs:[19]

- ✓ Convertisseur Alternatif-Continu : Redresseur ;
- ✓ Convertisseur Alternatif-Alternatif : Gradateur ;
- ✓ Convertisseur Continu-Continu : Hacheur ;
- ✓ Convertisseur Continu-Alternatif : Onduleur.

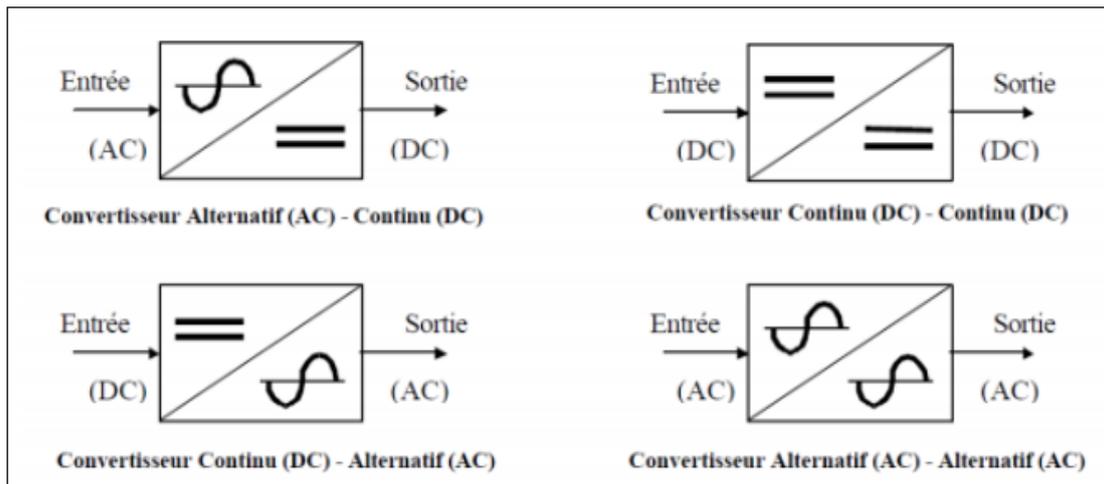


Figure II. 1: Les différents convertisseurs. [19]

II. 3. Les applications des convertisseurs statiques

- **Redresseurs** : Alimentation des moteurs à courant continu, charge des batteries;
- **Hacheurs** : Commande des moteurs à courant continu (vitesse variable) ;
- **Onduleurs** : Production de tensions alternatives, alimentation des appareils électriques autonomes, protection contre les surtensions et coupures de réseau, commande des machines à courant alternatif ; [19]
- **Cyclo-convertisseurs**: Production des vitesses variables en alternatif (levage, machine-outil).

II. 4. Les types de redresseur

II .4.1. Conception d'un redresseur triphasé

Un redresseur, également appelé convertisseur alternatif/continu ou pont de GRAETZ, est un convertisseur destiné à alimenter une charge qui nécessite de l'être par une tension et un courant tous deux les plus continus possibles, à partir d'une source de tension alternative. L'alimentation est, la plupart du temps, un générateur de tension. [17]

Il existe deux types de redresseurs :

- ✓ Redresseur non commandé (à diodes) ;
- ✓ Redresseur commandé (à thyristors).

II.4.1.1 Les redresseurs non commandé triphasés en pont

Ce type de redresseur est aussi appelé « pont de Graëtz triphasé », son schéma est donné à la figure (II. 2). Ce montage est constitué de trois bras. Chaque bras comporte deux diodes connectées en inverse.

$$\begin{cases} UA = U_{max} \sin(\theta) \\ UB = U_{max} \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ UC = U_{max} \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (II.1)$$

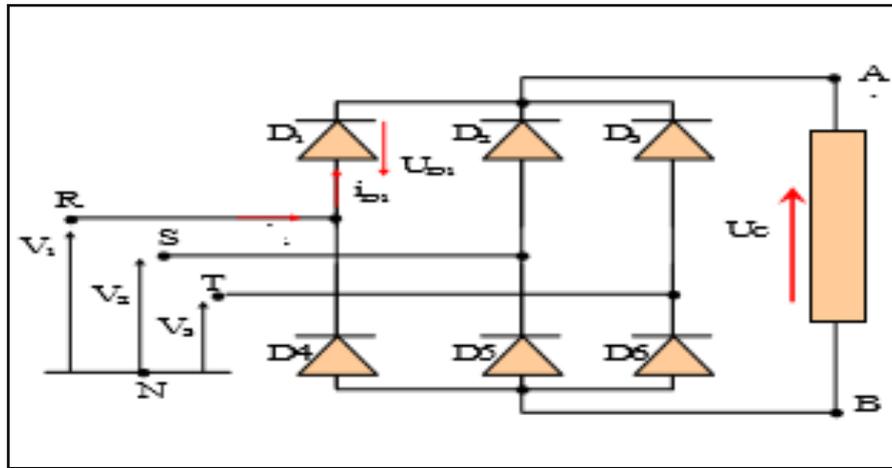


Figure II. 2:Schéma de principe redresseur triphasé non commandé. [20]

4.1.1.1. Principe de fonctionnement

➤ Pour $\omega t \in \left[\frac{\pi}{6} ; \frac{3\pi}{6} \right]$, les diodes D1 et D6 conduisent le courant. Les autres diodes sont

Considérées comme des interrupteurs fermés, donc on a :

$$U_{ch} = U_{AN} - U_{BN} = U_{AB} = \sqrt{3} U_{max} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \quad (II.2)$$

➤ Pour $\omega t \in \left[\frac{3\pi}{6} ; \frac{5\pi}{6} \right]$, les diodes D1 et D2 conduisent le courant. Les autres diodes

sont considérées comme des interrupteurs fermés, donc on a :

$$U_{ch} = U_{AN} - U_{CN} = U_{AC} = \sqrt{3} U_{max} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \quad (II.3)$$

➤ Pour $\omega t \in \left[\frac{5\pi}{6} ; \frac{7\pi}{6} \right]$, les diodes D3 et D2 conduisent le courant. Les autres diodes

sont considérées comme des interrupteurs fermés, donc on a :

$$U_{ch} = U_{BN} - U_{CN} = U_{BC} = \sqrt{3} U_{max} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (II.4)$$

➤ Pour $\omega t \in \left[\frac{7\pi}{6}; \frac{9\pi}{6} \right]$, les diodes D3 et D4 conduisent le courant. Les autres diodes sont considérées comme des interrupteurs fermés, donc on a :

$$U_{ch} = U_{BN} - U_{AN} = U_{BA} = \sqrt{3} U_{max} \sin\left(\omega t - \frac{5\pi}{6}\right) \quad (II.5)$$

➤ Pour $\omega t \in \left[\frac{9\pi}{6}; \frac{11\pi}{6} \right]$, les diodes D5 et D4 conduisent le courant. Les autres diodes sont considérées comme des interrupteurs fermés, donc on a :

$$U_{ch} = U_{CN} - U_{AN} = U_{CA} = \sqrt{3} U_{max} \sin\left(\omega t - \frac{7\pi}{6}\right) \quad (II.6)$$

➤ Pour $\omega t \in \left[\frac{11\pi}{6}; \frac{13\pi}{6} \right]$, les diodes D5 et D6 conduisent le courant. Les autres diodes sont considérées comme des interrupteurs fermés, donc on a :

$$U_{ch} = U_{AN} - U_{BN} = U_{CB} = \sqrt{3} U_{max} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \quad (II.7)$$

Les trois diodes (D1, D3, D5) forment un commutateur plus positif, qui laisse passer à tout instant la plus positive des tensions, et les diodes (D2, D4, D6) forment un commutateur plus négatif, qui laisse passer la plus négative des tensions. La tension redressée est à tout instant la différence entre ces deux tensions, soit :

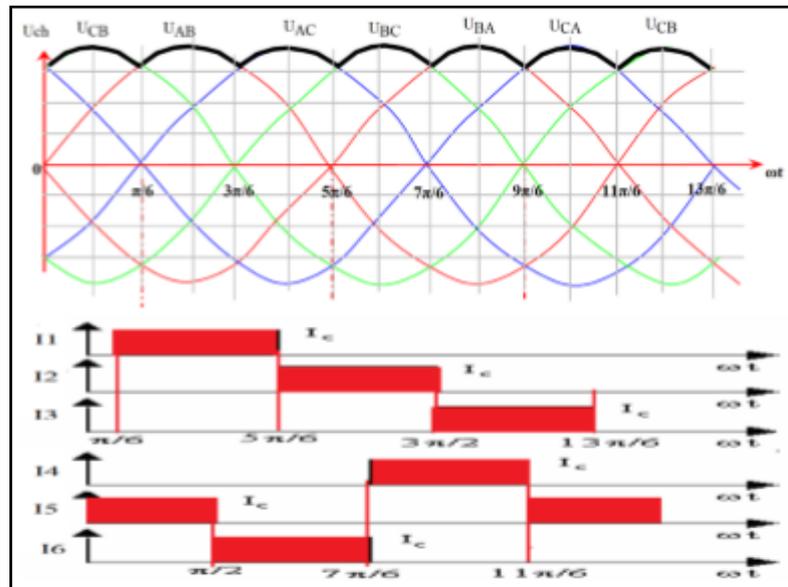


Figure II. 3: Chronogramme des tensions et du courant. [13]

a. Etude des tensions

➤ La tension moyenne aux bornes de la charge dans ce cas est déterminée comme suit :

$$U_{\text{moych}} = \frac{6}{T} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} U_{AB} d\omega t = \frac{6}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{3}U_{\text{max}} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) d\omega t \quad (\text{II.8})$$

$$= \frac{3\sqrt{3}U_{\text{max}}}{\pi} \quad (\text{II.9})$$

$$U_{\text{moych}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_{\text{max}} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_{\text{effs}} \quad (\text{II.10})$$

➤ La tension efficace aux bornes de la charge :

$$U_{\text{moych}} = \left[\frac{6}{T} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} (U_{AB})^2 d\omega t \right]^{\frac{1}{2}} = \left[\frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} \left(\sqrt{3}U_{\text{max}} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \right)^2 d\omega t \right]^{\frac{1}{2}} \quad (\text{II.11})$$

$$= \left[\frac{9U_{\text{max}}^2}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} \frac{1-\cos 2\omega t}{3} d\omega t \right]^{\frac{1}{2}} \quad (\text{II.12})$$

$$U_{\text{effch}} = \frac{U_{\text{max}}}{2} \left(6 + \frac{9\sqrt{3}}{\pi} \right)^{\frac{1}{2}} = 1.65U_{\text{max}} \quad (\text{II.13})$$

b. Etude des courants

- ✓ Le courant efficace de charge $I_{\text{effch}} = U_{\text{effch}}/R$;
- ✓ Le courant moyen de charge $I_{\text{moych}} = U_{\text{moych}}/R$;
- ✓ Le courant moyen de la diode $I_{\text{moyD}} = I_{\text{moych}}/3$;
- ✓ Le courant efficace de la diode $I_{\text{effD}} = I_{\text{effch}}/\sqrt{3}$.

II.4.1.1.2. La simulation d'un redresseur triphasé non commandé en pont

La figure suivante représente la modélisation d'un redresseur triphasé non commandé à base des diodes. Ce schéma est réalisé par la plateforme Simulink/MATLAB

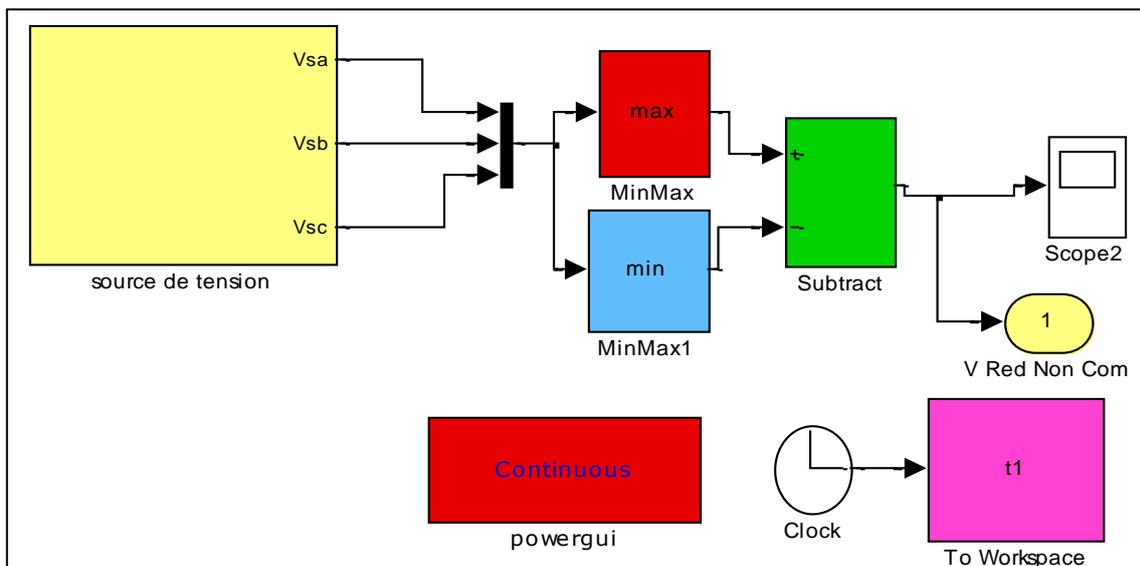


Figure II. 4: Schéma bloc d'un redresseur triphasé non commandé

a. Résultats de la simulation d'un redresseur triphasé non commandé

La figure (II.5) représente un système de tensions triphasé équilibré alimentant le redresseur.

Les figures (II.6) et (II.7) montrent la tension à la sortie du redresseur et leur zoom durant une période en respectivement.

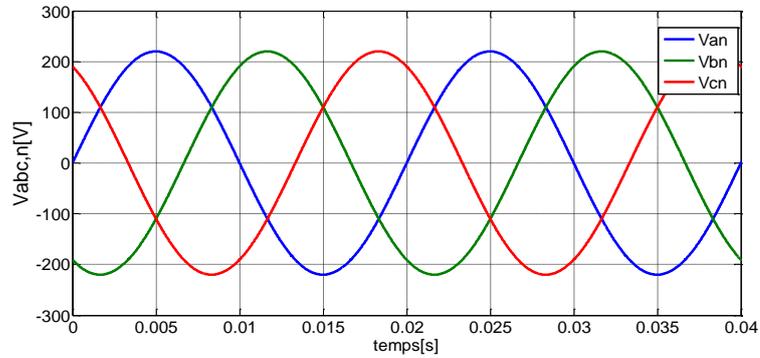


Figure II. 5: Les tensions simples $V_{abc, n}$ à l'entrée de redresseur

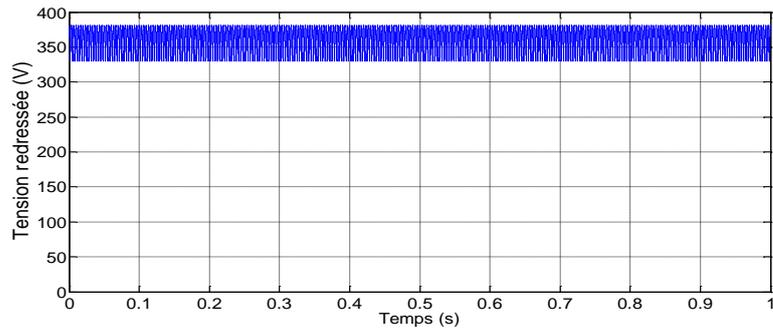


Figure II. 6: La tension à la sortie du redresseur

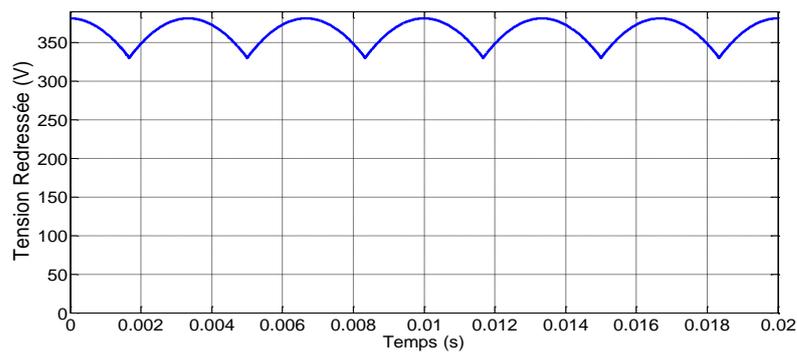


Figure II. 7: Zoom sur la tension redressée.

b. L'interprétation des Résultats de la simulation d'un redresseur triphasé non commandé

D'après les résultats de simulation, on remarque que :

- Les trois tensions simples forment un système triphasé équilibré et elles sont décalées entre elles de un tiers (1/3) de période.
- Le temps de réponse du redresseur est minimal et presque négligeable. A l'instant $t=0$ s, la valeur de la tension redressée monte directement vers une valeur moyenne qu'est égale à 350 V.
- Pendant une seule période (0.02 s), la forme de la tension redressée n'est parfaitement constante, elle est composée de six alternances.
- Chaque alternance est ondulée entre 330 et 390 V.

II.4.1.2 Redresseurs triphasé commandés en pont

Un montage redresseur commandé permet d'obtenir une tension continue réglable (de valeur moyenne non nulle) à partir d'une tension alternative sinusoïdale (de valeur moyenne nulle). L'utilisation de commutateurs commandables tels que les thyristors permet de réaliser des redresseurs dont la tension moyenne de sortie peut varier en fonction de l'angle d'amorçage α des commutateurs. [13]. [15]

Ce type de redresseur est aussi appelé « pont de Graëtz triphasé », son schéma est donné à la figure (II.8). Ce montage est constitué de trois bras. Chaque bras comporte deux thyristors connectés en inverse.

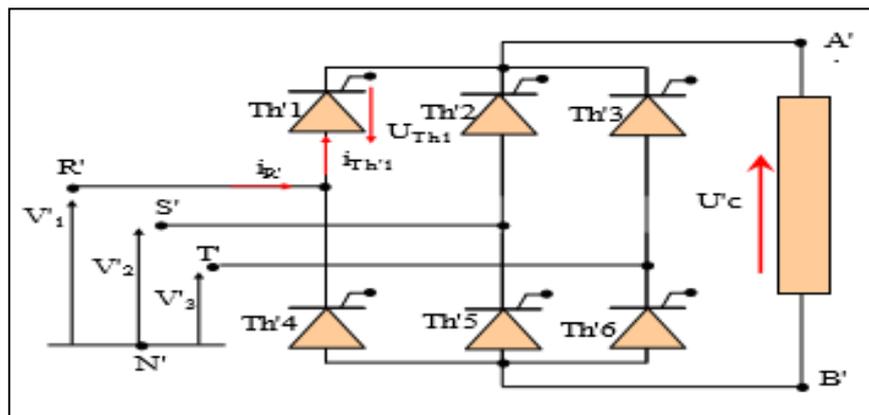


Figure II. 8: Schéma de principe redresseur triphasé commandé. [20]

II.4.1.2.1.Principe de fonctionnement

- Pour $\omega t \in \left[\frac{\pi}{6} + \alpha; \frac{3\pi}{6} + \alpha \right]$, les thyristors T1 et T6 conduisent le courant. Les autres thyristors sont considérés comme des interrupteurs fermés, donc on a :

$$U_{ch} = U_{AN} - U_{BN} = U_{AB} = \sqrt{3} U_{max} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \quad (\text{II.14})$$

➤ Pour $\omega t \in \left[\frac{3\pi}{6} + \alpha; \frac{5\pi}{6} + \alpha\right]$, les thyristors T1 et T2 conduisent le courant. Les autres thyristors sont considérés comme des interrupteurs fermés, donc on a :

$$U_{ch} = U_{AN} - U_{CN} = U_{AC} = \sqrt{3} U_{max} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \quad (\text{II.15})$$

➤ Pour $\omega t \in \left[\frac{5\pi}{6} + \alpha; \frac{7\pi}{6} + \alpha\right]$, les thyristors T3 et T2 conduisent le courant. Les autres thyristors sont considérés comme des interrupteurs fermés, donc on a :

$$U_{ch} = U_{BN} - U_{CN} = U_{BC} = \sqrt{3} U_{max} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (\text{II.16})$$

➤ Pour $\omega t \in \left[\frac{7\pi}{6} + \alpha; \frac{9\pi}{6} + \alpha\right]$, les thyristors T3 et T4 conduisent le courant. Les autres thyristors sont considérés comme des interrupteurs fermés, donc on a :

$$U_{ch} = U_{BN} - U_{AN} = U_{BA} = \sqrt{3} U_{max} \sin\left(\omega t - \frac{5\pi}{6}\right) \quad (\text{II.17})$$

➤ Pour $\omega t \in \left[\frac{9\pi}{6} + \alpha; \frac{11\pi}{6} + \alpha\right]$, les thyristors T5 et T4 conduisent le courant. Les autres thyristors sont considérés comme des interrupteurs fermés, donc on a :

$$U_{ch} = U_{CN} - U_{AN} = U_{CA} = \sqrt{3} U_{max} \sin\left(\omega t - \frac{7\pi}{6}\right) \quad (\text{II.18})$$

➤ Pour $\omega t \in \left[\frac{11\pi}{6} + \alpha; \frac{13\pi}{6} + \alpha\right]$, les thyristors D5 et D6 conduisent le courant. Les autres thyristors sont considérés comme des interrupteurs fermés, donc on a :

$$U_{ch} = U_{AN} - U_{BN} = U_{CB} = \sqrt{3} U_{max} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) \quad (\text{II.19})$$

Les trois thyristors (T1, T3, T5) forment un commutateur plus positif, qui laisse passer à tout instant la plus positive des tensions, et les thyristors (T2, T4, T6) forment un commutateur plus négatif, qui laisse passer la plus négative des tensions. La tension redressée est à tout instant la différence entre ces deux tensions, soit :

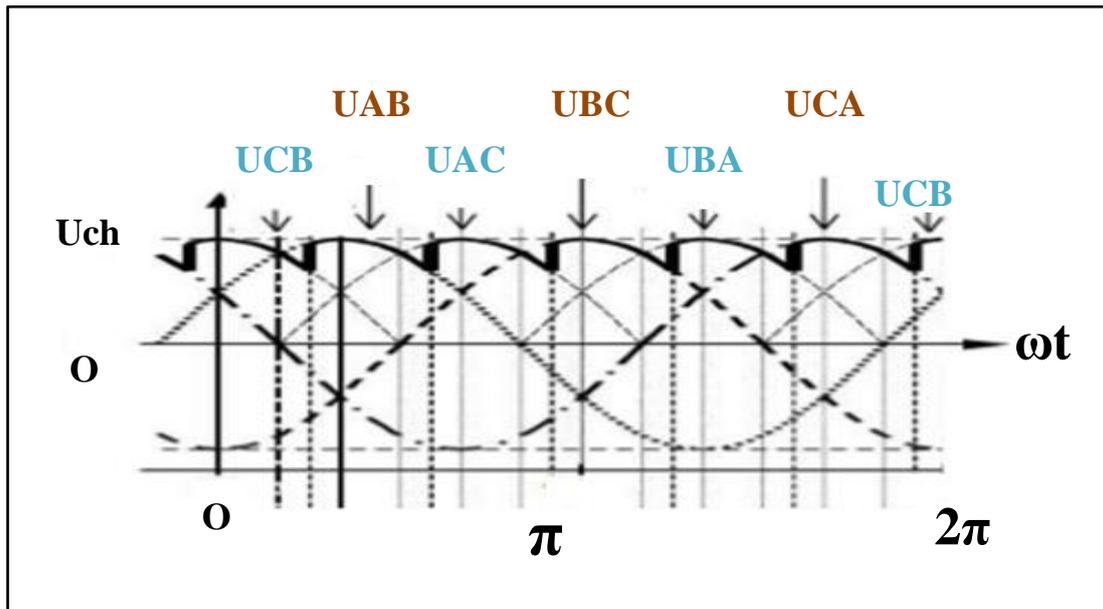


Figure II. 9: Chronogramme des tensions. [21]

a. Etude des tensions

La tension moyenne aux bornes de la charge dans ce cas est déterminée comme suit :

$$U_{moych} = \frac{6}{T} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}+\alpha} U_{AB} d\omega t = \frac{6}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{3}U_{max} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) d\omega t \quad (II.20)$$

$$= \frac{3\sqrt{3}U_{max}}{\pi} \left(-\cos\left(\frac{2\pi}{3} + \alpha\right) + \cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) \right) \quad (II.21)$$

$$U_{moych} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_{max} \cos\alpha = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_{effs} \cos\alpha \quad (II.22)$$

➤ La tension efficace aux bornes de la charge :

$$U_{effch} = \left[\frac{6}{T} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}+\alpha} (U_{AB})^2 d\omega t \right]^{\frac{1}{2}} = \left[\frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}+\alpha} \left(\sqrt{3}U_{max} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \right)^2 d\omega t \right]^{\frac{1}{2}} \quad (II.23)$$

$$= \left[\frac{9U_{max}^2}{\pi} \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} \frac{1-\cos\omega t}{2} d\omega t \right]^{\frac{1}{2}} \quad (II.24)$$

$$U_{effch} = \sqrt{6}U_{eff} \left(\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \cos 2\alpha \right)^{\frac{1}{2}} \quad (II.25)$$

b. Etude des courants

- ✓ Le courant efficace de charge $I_{effch} = U_{effch}/R$;
- ✓ Le courant moyen de charge $I_{moych} = U_{moych}/R$;
- ✓ Le courant moyen du thyristor $I_{moyT} = I_{moych}/3$;
- ✓ Le courant efficace du thyristor $I_{effT} = I_{effch}/\sqrt{3}$

II. 4.1.2.2. La simulation d'un redresseur triphasé commandé en pont

La figure suivante représente la modélisation d'un redresseur triphasé commandé à base des thyristors. Ce schéma est réalisé par la plateforme Simulink/MATLAB.

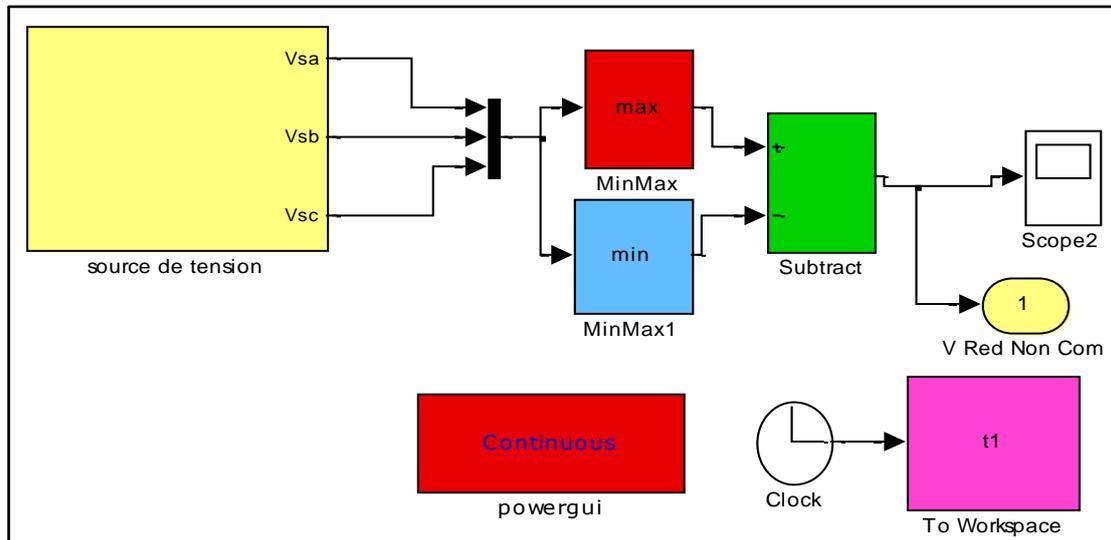


Figure II. 10: Schéma bloc d'un redresseur triphasé commandé

a. Résultats de la simulation d'un redresseur triphasé commandé

Les figures (II.11) et (II.12) montrent la tension à la sortie du redresseur et leur zoom durant une période en respectivement

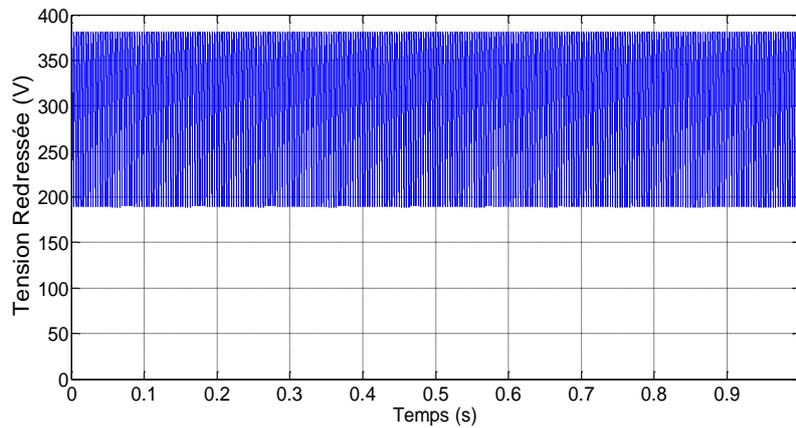


Figure II. 11: La tension redressée d'un redresseur triphasé commandé

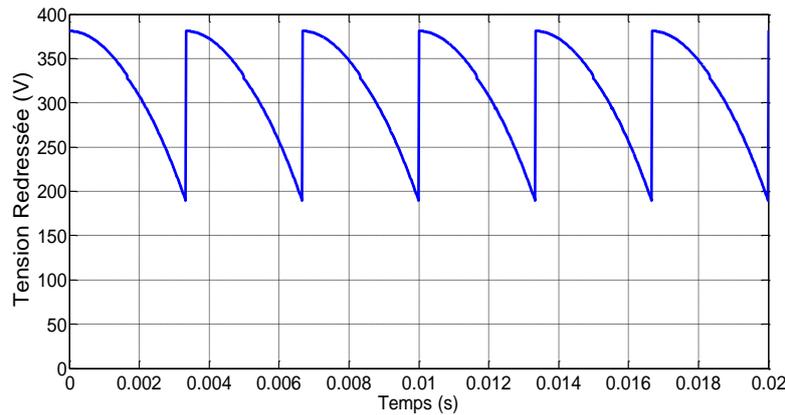


Figure II. 12: Zoom de La tension redressée

b. L'interprétation de résultats de la simulation d'un redresseur triphasé commandé

D'après les résultats de simulation, on remarque que :

- Le temps de réponse du redresseur est minimal et presque négligeable. A l'instant $t=0$ s, la valeur de la tension redressée monte directement vers une valeur moyenne qu'est égale à 300 V.
- Pendant une seule période (0,02 s), la forme de la tension redressée n'est parfaitement constante, elle est composée de six alternances.
- Chaque alternance est ondulée entre 190 et 380 V.
- D'après les résultats de simulation obtenus pour les deux topologies du redresseur, on observe que,
- La tension à ces sorties a une forme continue mais elle n'est pas parfaitement une composante constante. Donc elle nécessite le filtrage à l'aide d'un filtre passe bas LC
- La topologie du redresseur commandé est plus avantageuse par rapport l'autre topologie, grâce à l'obtention d'une tension continue variable en amplitude à sa sortie.

II.4.1.2 Filtre LC

Pour corriger la source de tension continue, on insère à l'entrée de l'onduleur une capacité C , celle-ci absorbe la différence entre le courant unidirectionnel I_{ch} et le courant I_d , et supprime les brusques variations de U_d lors de la commutation; par contre, pour réduire l'ondulation du courant I_d et protéger l'onduleur contre la vitesse critique de croissance de courant, on place en série une inductance de lissage L (de résistance interne R) l'ensemble. [17]

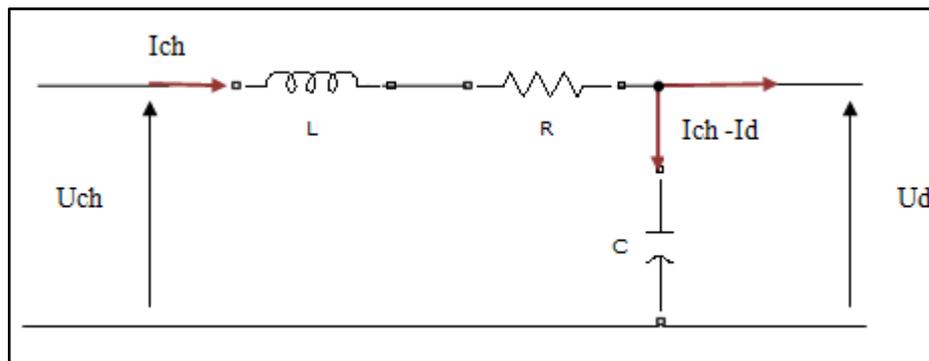


Figure II. 13 : Filtre LC.

$$L \frac{dI_{ch}}{dt} = U_{ch} - U_d - RI_{ch} \quad (II.26)$$

$$\frac{dU_d}{dt} = \frac{1}{C} (I_{ch} - I_d) \quad (II.27)$$

En combinant les deux équations précédentes, nous obtenons la fonction de transfert $F(s)$ du filtre :

$$F(s) = \frac{U_d}{U_{ch}} = \frac{1}{LCs^2 + RCs + 1} \quad (II.28)$$

La pulsation correspondante de coupure est :

$$f = \sqrt{\frac{2}{LC} - \frac{R^2}{L^2}} \quad (II.29)$$

Le rôle essentiel de ce filtre peut être résumé comme suit :

- Il dérive les harmoniques des courants créés par l'onduleur et empêche qu'ils ne soient injectés dans le réseau d'alimentation.
- Il évite les fluctuations importantes de la tension continue d'alimentation, que ces fluctuations viennent du redresseur (filtrage des harmoniques de la tension redressée)

ou du débit instantané variable de l'onduleur, le maintien de cette tension continue apparaît comme un facteur favorisant la stabilité des montages variateurs de vitesse.

- Il limite la vitesse de croissance des courants de court-circuit, en freinant les grandeurs qui interviennent. [17]

II.4.1.2.3. La simulation d'un redresseur triphasé commandé avec filtre

On va choisir le redresseur commandé grâce à sa facilité et simplicité de leur commande à l'ouverture et fermeture des thyristors puisque il donne des tensions redressées avec des différentes valeurs

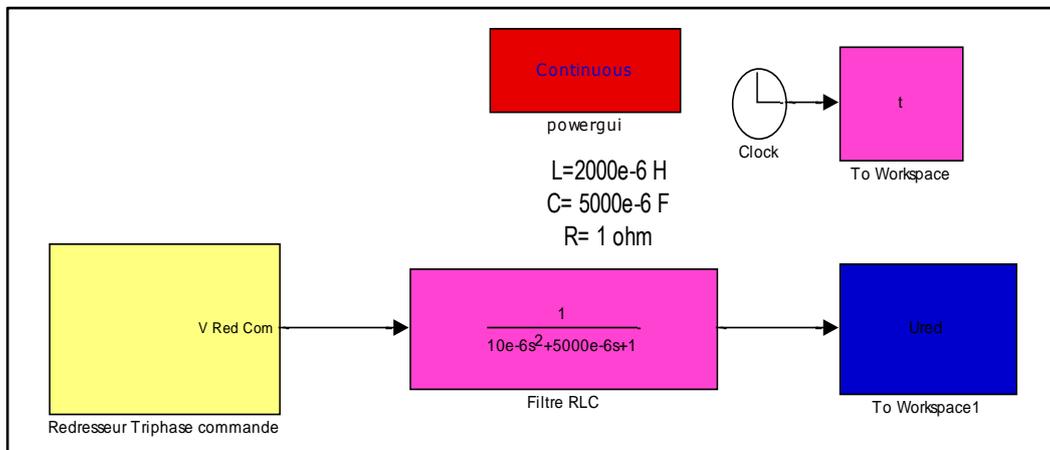


Figure II. 14: Schéma bloc d'un redresseur triphasé commandé avec filtre

Les paramètres du filtre sont :

$L = 2 \text{ mH}$, $C = 5 \text{ mF}$ et $R = 1 \Omega$.

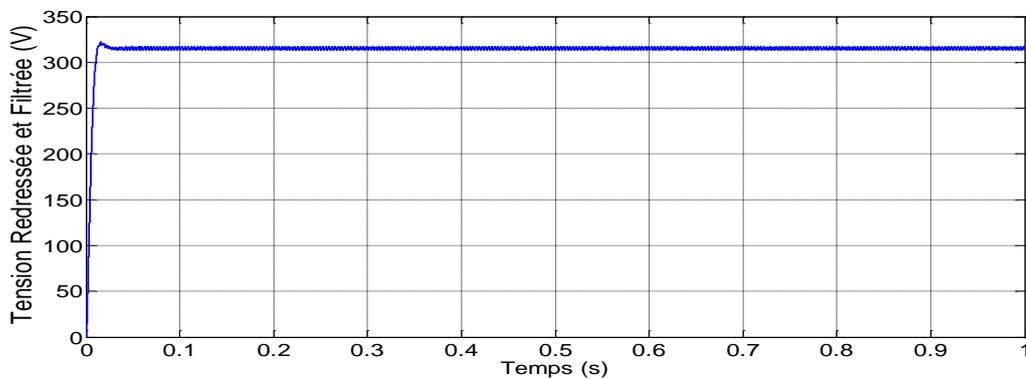


Figure .II. 15. La tension filtrée.

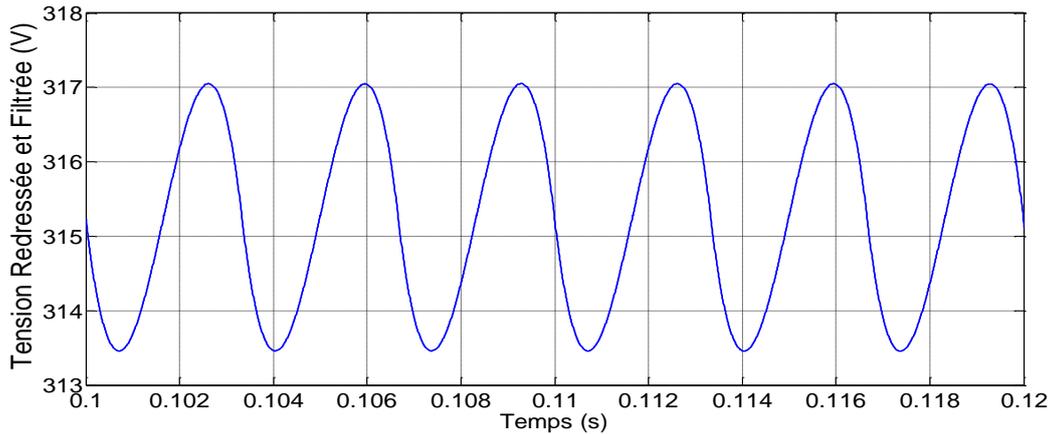


Figure .II. 16. Zoom sur la tension filtrée.

On remarque que,

- La tension à la sortie du filtre est presque à une valeur constante d'environ 315 V.
- Les oscillations de cette tension sont faibles par rapport à celles obtenues directement à la sortie du redresseur (entre 313.5 et 317 V).
- L'apparition du régime transitoire pendant quelques millisecondes, causé par le chargement du condensateur à l'instant $t=0$ s.
- Donc on peut dire que, il y a une amélioration de la source de tension continue et on peut maintenant d'alimenter l'onduleur.

II. 5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté une étude détaillée sur les convertisseurs statiques AC/DC. Leurs principe de fonctionnement, leurs modélisation et en fin une simulation réalisée à l'aide de la plateforme MATLAB/Simulink. Les résultats obtenus sont discutés et interprétés.

Le chapitre suivant touche d'autre type de conversion de l'énergie électrique. Ce sont les onduleurs.



Chapitre III

*La Modélisation et La
simulation d'un Onduleur
de tension*

III. 1. Notions sur les onduleurs

Dans le monde industriel, les entraînements électriques exigent de plus en plus des vitesses variables, à cet effet, le progrès de l'électronique de puissance a permis de développer plusieurs moyens qui assurent des entraînements alternatifs à vitesse variable. Parmi ces moyens, citons les onduleurs autonomes commandés en modulations de largeurs d'impulsion (MLI). [22]

III. 2. Définition des onduleurs

Un onduleur est un dispositif permettant de transformer en alternatif une énergie électrique de type continue.

Ils sont utilisés en électrotechnique pour :

- ✓ Soit fournir des tensions ou courants alternatifs de fréquence et amplitudes variables.
- ✓ Soit fournir une ou des tensions alternatives de fréquence et d'amplitude fixes.

En fait, cette conversion d'énergie est satisfaite au moyen d'un dispositif de commande (semi-conducteurs). Il permet d'obtenir aux bornes du récepteur une tension alternative réglable en fréquence et en valeur efficace, en utilisant ainsi une séquence adéquate de commande. [22]

On distingue les onduleurs de tension et les onduleurs de courant, en fonction de la source d'entrée continue : source de tension ou source de courant. [23]

III. 3. Classification des onduleurs

Une première classification peut être faite en distinguant : onduleurs non autonome et onduleur autonome.

Entre ces deux types d'onduleurs, il existe un type intermédiaire d'onduleur appelé onduleur à commutation par la charge « ou encore onduleur à résonance ». [24]

III.3. 1. Onduleur non autonomes

Un onduleur est dit non autonome si l'énergie nécessaire pour la commutation des thyristors est fournie par le réseau alternatif qui est donc un réseau actif. C'est le cas du fonctionnement en onduleur des redresseurs. La fréquence et la forme d'onde de la tension sont imposées par le réseau alternatif. [25]

III.3. 2. Onduleur autonomes

Un onduleur autonome est un convertisseur statique continu- alternatif ; il permet d'obtenir une tension alternative réglable en fréquence et en valeur efficace à partir d'une tension continue donnée.

Dans certaines conditions, un redresseur commandé peut envoyer de l'énergie d'une source alternative : c'est le fonctionnement dit en onduleur non autonome ou assisté

Un onduleur autonome dépend essentiellement de la nature du générateur et du récepteur entre lesquels il est monté cela conduit à distinguer : [22]

- les onduleurs de tensions ;
- Les onduleurs de courant.

III.3.2.1. Les Onduleurs autonomes de tension

Un onduleur de tension est un onduleur qui est alimenté par une source de tension continue, la tension « u » n'est pas affecté par les variations du courant « i » qui la traverse, la source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie. Le courant à la sortie « i' » et donc le courant à l'entrée « i » dépendent de la charge placée du côté alternatif. Cette charge peut être quelconque à la seule condition qu'il ne s'agisse pas d'une autre source de tension directement branchée entre les bornes de sortie.

En se limitant pour le moment au cas des onduleurs monophasés, on peut classer ceux-ci en fonction de la forme d'onde qu'ils délivrent, classement que nous avons résumé ci-après. [22]

III.3.2.2. Les onduleurs autonomes de courants

Un onduleur de courant est alimenté par une source de courant continu, c'est –à – dire par une source d'inductance interne si grande que le courant « i » qui la traverse ne peut être affecté par les variations de la tension « u » à ses bornes. [26]

III.3.3. Les onduleurs à résonance

Ces onduleurs permettent d'imposer le courant ou la tension et la fréquence. Alors, pour le cas particulier où la charge est constituée d'un circuit oscillant peu amorti, on peut command les interrupteurs à une fréquence très proche de la fréquence de résonance de la charge. Si la charge varie, la fréquence de commande varie. Ce qui signifie que la fréquence de l'onduleur dépend de la charge, il n'est plus non autonome. [27]. [28]. [21]

III.4. Les utilisations de l'onduleur de tension

On utilise l'alimentation du moteur asynchrone par onduleur de tension dans le cas de petites machines ayant une fréquence nominale élevée, surtout si l'onduleur est alimenté par une batterie d'accumulateurs, car alors la réversibilité en courant ne pose aucun problème.

On l'utilise dans le cas des machines de moyenne et forte puissance quand l'onduleur est alimenté par un réseau de tension continue. C'est généralement le cas des réseaux urbains de traction, où l'essentiel de la récupération s'effectue entre engins alimentés par la même sous-station.

Dans le cas des machines de moyenne et forte puissance alimentées par un redresseur, on utilise l'onduleur de tension quand la fréquence des commutations doit être élevée, lorsqu'il s'agit de machines à grande vitesse par exemple.

Lorsque la puissance du moteur est importante vis-à-vis de la puissance de court-circuit de réseau, on alimente le plus souvent l'onduleur par un redresseur à MLI. C'est aussi la solution fréquemment adoptée en grande traction. [29]

III.5. Types d'onduleurs autonomes de tension

III.5.1. Les onduleurs monophasés

Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue en utilisant deux interrupteurs, il faut un point milieu, soit du côté de la sortie alternative, soit du côté de l'entrée continue, cela correspond à :

- L'onduleur monophasé avec transformateur de sortie à point milieu appelé onduleur push-pull.
 - L'onduleur monophasé avec diviseur capacitif à l'entrée appelé onduleur en demi pont.
- Si on veut varier la largeur relative des créneaux formant les alternances de la tension de sortie, il faut quatre interrupteurs c'est : l'onduleur monophasé en pont (figure III.1). [2]

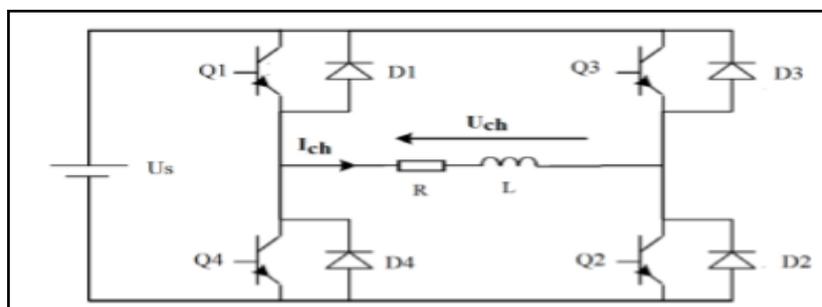


Figure III. 1: Onduleur monophasé en pont avec RL. [30]

III.5.2. L'onduleur de tension triphasé

L'onduleur de tension triphasé est plus important et plus utilisé que le monophasé, son application principale consiste en alimentation de moteur asynchrone à fréquence variable, dans ce cas il faut que la tension alternative soit pratiquement proportionnelle à la fréquence.

La figure (III.2) montre la topologie d'un onduleur triphasé à deux niveaux utilisé dans ce travail. Cet onduleur est basé sur une structure en pont en H, constituée de trois bras. Chacun de ces derniers est équipé de deux cellules composé de semi-conducteur considéré comme interrupteurs électroniques de type IGBT bi-commandables, au borne desquels est monté une diode de retour en antiparallèle. La cellule ainsi définit forme un interrupteur bidirectionnel. [32]

La représentation schématique de l'onduleur est fournie par la (figure III.2) Pour assurer la continuité des courants de sortie alternatif I_a , I_b et I_c , les interrupteur D_1 et D_4 , D_3 et D_6 , D_5 et D_2 doivent être complémentaire deux à deux, et pour que les tensions de sortie V_a , V_b et V_c soient identiques à un tiers de la période T de leur fondamental prés, il faut commander chaque demi pont avec un retard de $T/3$ sur le précédent.

En commande pleine onde on ferme donc :

- ✓ S_1 pour $\omega t = 0$ et S_1' pour $\omega t = \pi$;
- ✓ S_2 pour $\omega t = 2\pi/3$ et S_2' pour $\omega t = \pi + 2\pi/3$;
- ✓ S_3 pour $\omega t = 4\pi/3$ et S_3' pour $\omega t = \pi + 4\pi/3$.

La présence du neutre relié à la source est indispensable si le récepteur est déséquilibré et tout particulièrement s'il comporte des charges monophasées montées entre phase et neutre. Si le récepteur triphasé est équilibré (moteur triphasé par exemple) on peut supprimer la liaison entre le point neutre « N » et le point milieu « 0 » du la source, Donc supprimer celui-ci, on obtient alors l'onduleur triphasé proprement dit. [32]

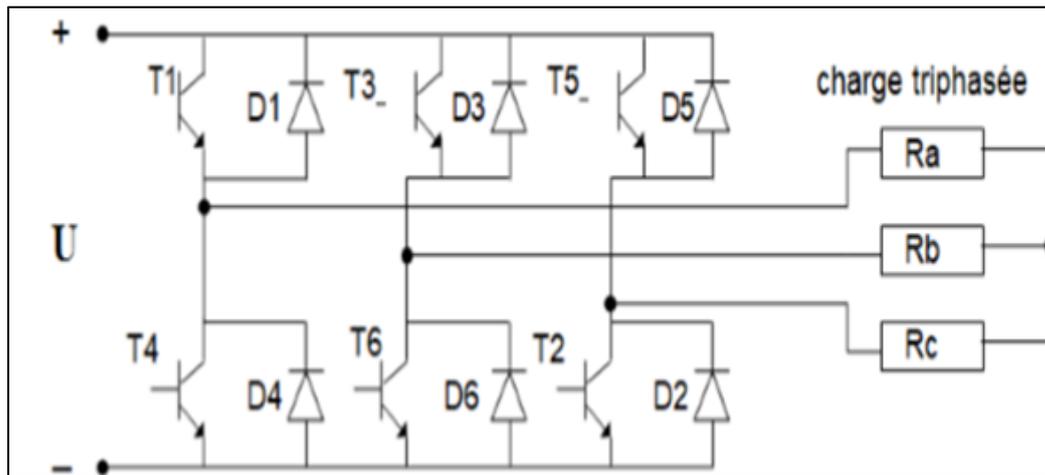


Figure III. 2: Représentation schématique d'un onduleur triphasé. [32]

III.5.2.1. Principe de fonctionnement

- Pour $\omega t \in [0 \text{ à } 60]$ les transistors T_1 , T_5 , T_6 conduisent le courant. Le courant positif se divise en deux (T_1 et T_5 sont concernés) et le courant négatif (courant de retour) passe par T_6 . Les autres transistors sont considérés comme des interrupteurs ouverts
- Pour $\omega t \in [60 \text{ à } 120]$ les transistors T_1 , T_2 , T_6 conduisent le courant et les autres transistors sont considérés comme des interrupteurs ouverts.
- Pour $\omega t \in [120 \text{ à } 180]$ les transistors T_1 , T_2 , T_3 conduisent le courant et les autres transistors sont considérés comme des interrupteurs ouverts.
- Pour $\omega t \in [180 \text{ à } 240]$ les transistors T_2 , T_3 , T_4 conduisent le courant et les autres transistors sont considérés comme des interrupteurs ouverts.
- Pour $\omega t \in [240 \text{ à } 300]$ les transistors T_3 , T_4 , T_5 conduisent le courant et les autres transistors sont considérés comme des interrupteurs ouverts.
- Pour $\omega t \in [300 \text{ à } 360]$ les transistors T_4 , T_5 , T_6 conduisent le courant et les autres transistors sont considérés comme des interrupteurs ouverts.

III.5.2.2. Modélisation générale d'un onduleur de tension

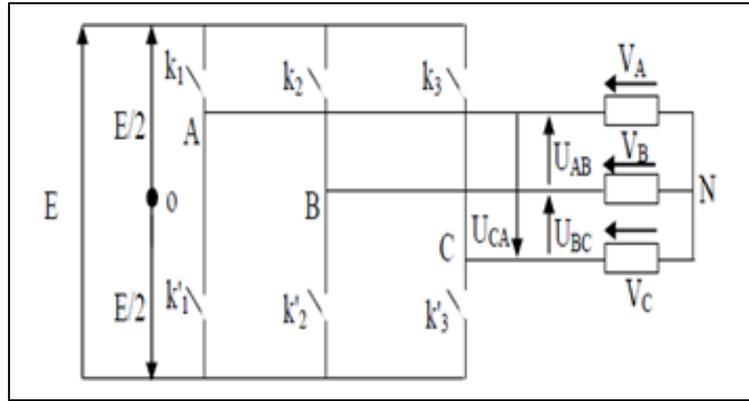


Figure III. 3: Principe de fonctionnement d'un onduleur triphasé. [32]

Les équations de tension simples appliquées aux trois phases statoriques sont :

$$\begin{cases} V_{AN} = V_{AO} + V_{ON} \\ V_{BN} = V_{BO} + V_{ON} \\ V_{CN} = V_{CO} + V_{ON} \end{cases} \quad \text{(III.1)}$$

Par addition on a:

$$V_{AN} + V_{BN} + V_{CN} = V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + 3V_{ON} \quad \text{(III.2)}$$

Sachant que le système des tensions triphasées statoriques est symétrique, donc :

$$V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + 3V_{ON} = 0 \quad \text{(III.3)}$$

D'où :

$$V_{ON} = \frac{1}{3}(V_{AO} + V_{BO} + V_{CO}) \quad \text{(III.4)}$$

On remplace les trois équations de tensions dans cette dernière, on aura le système suivant :

$$\begin{cases} V_{AN} = \frac{2}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_{BN} = -\frac{1}{3}V_{AO} + \frac{2}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_{CN} = -\frac{1}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} + \frac{2}{3}V_{CO} \end{cases} \quad \text{(III.5)}$$

On peut écrire le système ci-dessus sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} \quad \text{(III.6)}$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{AN} = ES_1 \\ V_{BN} = ES_2 \\ V_{CN} = ES_3 \end{cases} \quad \text{(III.7)}$$

Tel que:

$$\begin{cases} S_1 = 1 & \text{si } K_1 \text{ fermé si non } S_1 = 0 \\ S_2 = 1 & \text{si } K_2 \text{ fermé si non } S_2 = 0 \\ S_3 = 1 & \text{si } K_3 \text{ fermé si non } S_3 = 0 \end{cases} \quad \text{(III.8)}$$

Finalement, on aura le système suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad \text{(III.9)}$$

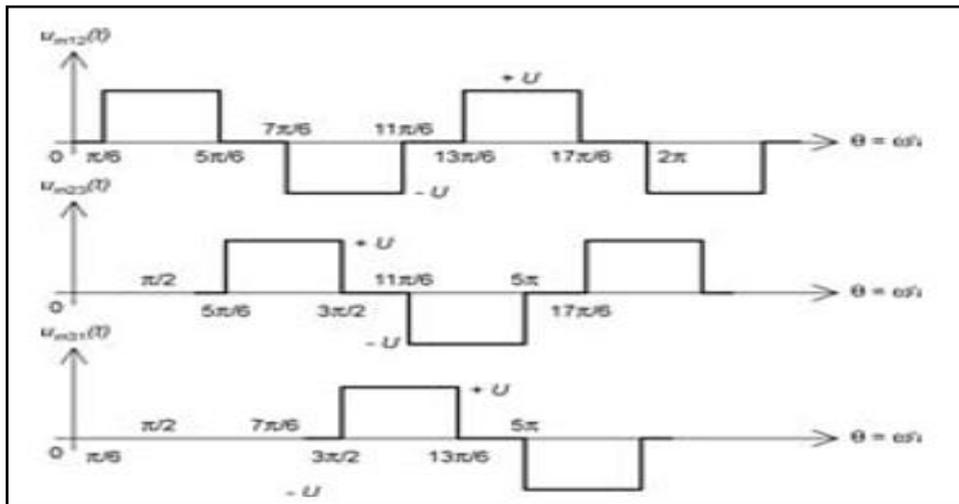


Figure III. 4 : Formes d'onde des tensions composées de l'onduleur triphasé. [33]

a. La valeur efficace de la tension composée

$$U_{effAB} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T U_{AB}^2 d\omega t} \quad \text{(III.10)}$$

$$= \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} U_{AB}^2 d\omega t \right]^{\frac{1}{2}} \quad \text{(III.11)}$$

$$= \left[\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi/3} U_s^2 d\omega t \right]^{\frac{1}{2}} \quad \text{(III.12)}$$

$$U_{effAB} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_s \quad \text{(III.13)}$$

La composante fondamentale efficace de tension composée

- Pour $n=1$:

$$U_{ABeff} = \left[\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{4U_s}{\pi} \right)^2 \cos^2 \frac{\pi}{6} \sin^2 \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) d\omega t \right]^{\frac{1}{2}} \quad (\text{III.14})$$

$$U_{ABeff} = \frac{4U_s}{\sqrt{2}\pi} \cos \frac{\pi}{6} \quad (\text{III.15})$$

Pour = n harmonique :

$$U_{ABneff} = \frac{4U_s}{\sqrt{2}n\pi} \cos \frac{\pi}{6} \quad (\text{III.16})$$

b. Tension simple

$$U_{effAN} = \frac{U_{effAB}}{\sqrt{3}} \quad (\text{III.17})$$

$$U_{effAN}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4U_s}{n\pi\sqrt{3}} \cos n \frac{\pi}{6} \sin n\omega t \quad (\text{III.18})$$

c. Tension simple de fondamentale

$$U_{ANs1} = \frac{U_{AB1eff}}{\sqrt{3}} \quad (\text{III.19})$$

$$U_{ANs1} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left(\frac{4U_s}{\sqrt{2}\pi} \cos \frac{\pi}{6} \right) \quad (\text{III.20})$$

Il est nécessaire de déterminer la tension instantanée de sortie de l'onduleur pour identifier les harmoniques qui existe dans cette tension non sinusoïdale on doit écrire cette tension en série de fourrier

➤ La tension instantanée exprime en série de fourrier :

$$f(t) = \frac{a_0}{2} \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t \quad (\text{III.21})$$

$a_0=0$: La surface positive égale la surface négative.

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(n\omega t) d\omega t \quad (\text{III.22})$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(n\omega t) d\omega t \quad (\text{III.23})$$

$a_n=0$: C'est une fonction impaire.

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(n\omega t) d\omega t \quad (\text{III.24})$$

On a $f(t) = U_{AB}$

$$b_n = \frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} U_{AB} \sin(n\omega t) d\omega t \quad (\text{III.25})$$

$$b_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{3}} U_s \sin(n\omega t) d\omega t \quad (\text{III.26})$$

$$b_n = \frac{4U_s}{\pi} \left[\int_0^{\frac{\pi}{3}} - \frac{1}{n} \cos(n\omega t) \right]_{0+\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{3}+\frac{\pi}{6}} \quad (\text{III.27})$$

$$b_n = \frac{4U_s}{n\pi} \left[\cos\left(n\frac{\pi}{6}\right) \right] \quad (\text{III.28})$$

$$U_{AB} = \frac{4U_s}{n\pi} \left[\cos\left(n\frac{\pi}{6}\right) \right] * \sin\left(n\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \quad (\text{III.29})$$

d. Etude de courant

$$b_n = \frac{4U_s}{n\pi} \left[\cos\left(n\frac{\pi}{6}\right) \right] \quad (\text{III.30})$$

Le courant de phase :

$$I_a(t) = \frac{U_{AN}}{Z} \quad (\text{III.31})$$

$$I_a(t) = \frac{4U_s}{n\pi\sqrt{3}Z} \left[\cos\left(n\frac{\pi}{6}\right) \right] * \sin(n\omega t - \varepsilon_n) \quad (\text{III.32})$$

Pour $n=1$:

$$I_a(1) = \frac{4U_s}{\sqrt{3}\pi\sqrt{R^2+(\omega L)^2}} \left[\cos\frac{\pi}{6} \right] * \sin(\omega t - \varepsilon_1) \quad (\text{III.33})$$

Avec :

ε_n Le déphasage entre le courant et la tension.

Z : impédance

$$Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2} \quad (\text{III.34})$$

$$\varepsilon_n = \arctan\left(\frac{n\omega L}{R}\right) \quad (\text{III.35})$$

Les onduleurs de tension peuvent être pilotés suivants plusieurs stratégies. A faible fréquence, ils sont pilotés en pleine onde, le signal de commande sera à la fréquence de la tension désirée à la sortie, et la source continu doit être réglable. A fréquence élevée, ils

sont pilotés en modulation de largeur d'impulsion. Cette dernière stratégie permet de régler à la fois l'amplitude et la fréquence en gardant la source continue constante. [15]

III.6. Les différents types de commande

Afin de produire une tension de sortie proche de la sinusoïde, différentes stratégies de commande ont été proposées par des différents auteurs pour l'étude des onduleurs: [21]

- Commande en pleine onde.
- Commande sinus triangle.
- Commande par hystérésis.
- Commande à MLI vectorielle

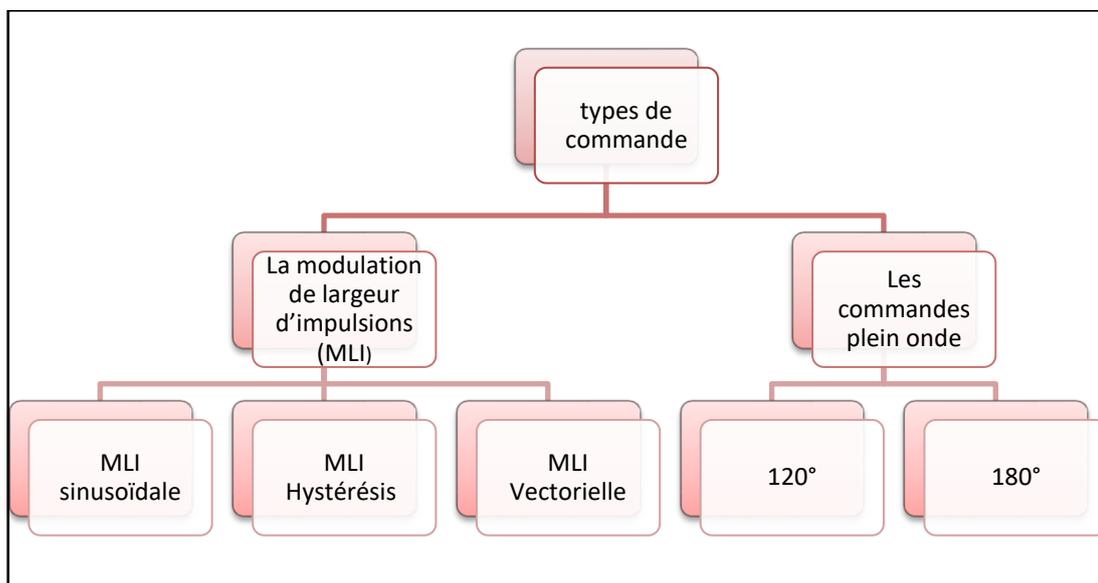


Figure III. 5: Les différents types de commande

III.6.1. La commande a modulation de largeur d'impulsions MLI sinusoïdale

Le principe général de cette stratégie est basé sur comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante, la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. [7]

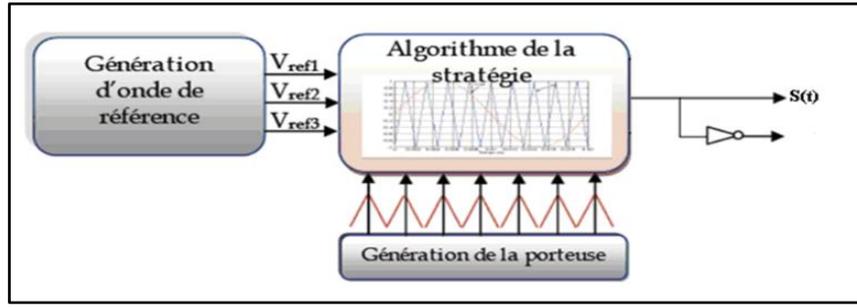


Figure III. 6: Principe de MLI Sinus-Triangle. [25]

En triphasé, trois références sinusoïdale déphasées de $2\pi/3$ à la même fréquence. Comme la sortie de l'onduleur de tension n'est pas purement sinusoïdale, l'intensité de courant ne l'est pas aussi, donc elle comporte des harmoniques, seuls responsables des parasites (pulsation de couple électromagnétique) ce qui engendre des pertes supplémentaires. [7]

III.6.2. Caractéristique de la modulation MLI

➤ Le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant :

➤

$$\begin{cases} U_{ref} \geq U_p, S_j = 1 \\ U_{ref} \leq U_p, S_j = 0 \end{cases} \quad \text{(III.36)}$$

➤ La porteuse est définie par la formule suivante avec n : entier naturel.

$$U_p = \begin{cases} \frac{4t}{T_p} - (4n + 1) & \text{si } t \in \left[nT_p, \left(n + \frac{1}{2} \right) \cdot T_p \right] \\ \frac{-4t}{T_p} + (4n + 3) & \text{si } t \in \left[\left(n + \frac{1}{2} \right) \cdot T_p, (n + 1) \cdot T_p \right] \end{cases} \quad \text{(III.37)}$$

➤ Les signaux de référence sont donnés par l'équation suivante :

$$U_{ref} = V\sqrt{2} \cdot \sin \left[(2\pi f) \cdot t - 2 \cdot (j - 1) \cdot \frac{\pi}{3} \right], \text{ avec } j = 1, 2, 3 \quad \text{(III.38)}$$

Avec :

U_{ref} : Tension référence ;

U_p : Tension porteuse ;

S_j : Le signal MLI résultant.

Cette stratégie est caractérisée par trois paramètres :

➤ L'indice de modulation 'm' qui est l'image du rapport de fréquences de la porteuse f_p

Sur celle de la référence f_{ref} :
$$m = \frac{f_p}{f_{ref}} = \frac{T_{ref}}{T_p} = 48 \quad \text{(III.39)}$$

- Le taux de la modulation (le coefficient de réglage en tension) ' r ' qui est l'image du rapport des amplitudes de tension de la référence V_{mref} sur la tension de porteuse V_{mp} :

$$r = \frac{V_{mref}}{V_{mp}} = 0.8 \quad 0 \leq r \leq 1 \quad (III.40)$$

- La valeur maximale de la tension fondamentale (à la sortie de l'onduleur) vaut exactement:

$$V_{max} = \frac{E}{2} \cdot r \quad (III.41)$$

- Le facteur d'évaluation des performances de la MLI est le facteur de distorsion totale des harmoniques (THD) de la tension de sortie, défini par le rapport de la tension :

$$THD = \frac{(\sum_{i=2}^n V_i^2)^{\frac{1}{2}}}{(\sum_{i=1}^n V_i^2)^{\frac{1}{2}}} \quad (III.42)$$

III. 7. La simulation d'un onduleur par les trois commande

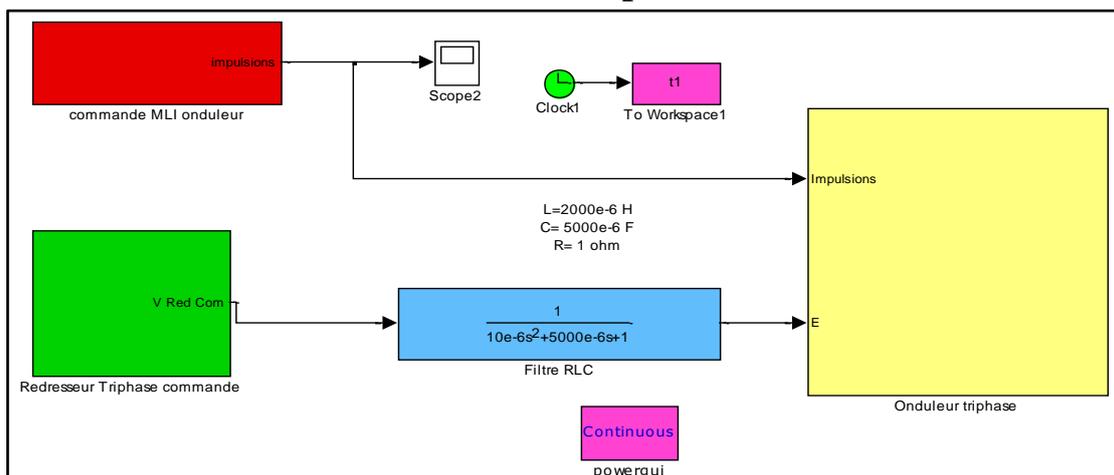
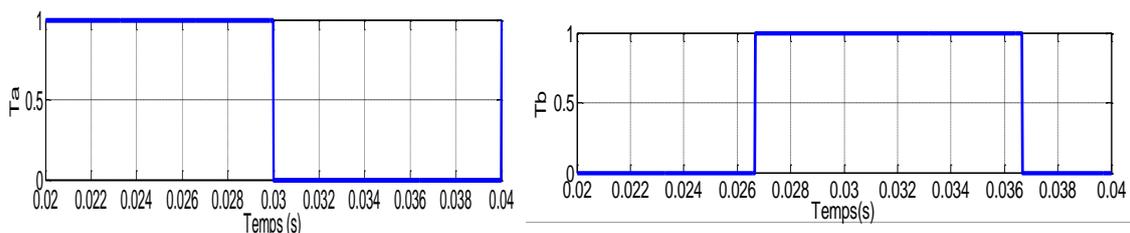


Figure III. 7: Schéma bloc d'un onduleur attaqué avec la commande MLI.

III. 7.1. Commande plein d'onde

Nous avons fait la simulation de la commande en plein onde ou la commande 180° sur notre onduleur, et dont sa charge est inductive RL couplé en étoile et permettant de mesurer la tension simple, avec une fréquence imposée de 50Hz, et un bus DC de 300V. Les résultats de simulation sont donnés par les figures (III.8, III.9).



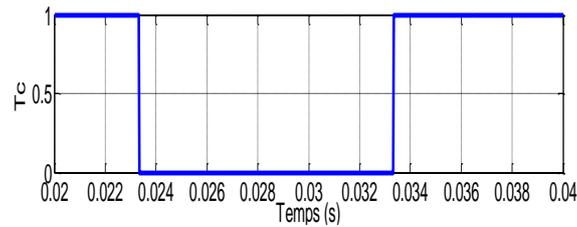


Figure III. 8: Les impulsions de commande des transistors T_a , T_b , T_c .

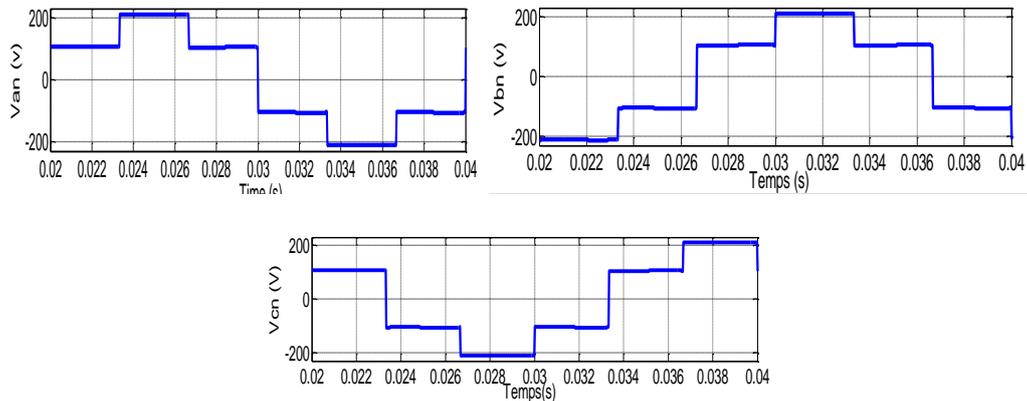


Figure III. 9: Les tensions simples à la sortie de l'onduleur par la commande 180° .

- Les impulsions de commande sont décalées entre elles de un tiers de période.
- Les trois tensions forment un système triphasé équilibré et elles sont décalées entre elles de un tiers de période.

III. 7.1.1. Interprétation

La figure III.8 représente les impulsions ou les signaux de commande des transistors en haut de l'onduleur. Les transistors en bas de l'onduleur sont commandés d'une façon complémentaire. On remarque dans cette commande que, Les impulsions sont décalées entre elles de un tiers de période. A chaque instant il y a trois transistors conduisant le courant, et qu'ils sont considérés comme des interrupteurs ouverts.

- Les trois tensions forment un système triphasé équilibré et elles sont décalées entre elles d'un tiers de période.
- La tension simple obtenue à la sortie de l'onduleur, à une forme alternative et n'est pas sinusoïdale, elle est sous forme des escaliers. Elle est très riche en harmoniques.
- La tension simple est ondulée entre (100 et 200 V) pendant l'alternance positive et (-100 et -200 V) pendant l'alternance négative.

III .7. 2. La commande à 120°

Les résultats de simulation sont donnés par les figures (III.10, III.11).

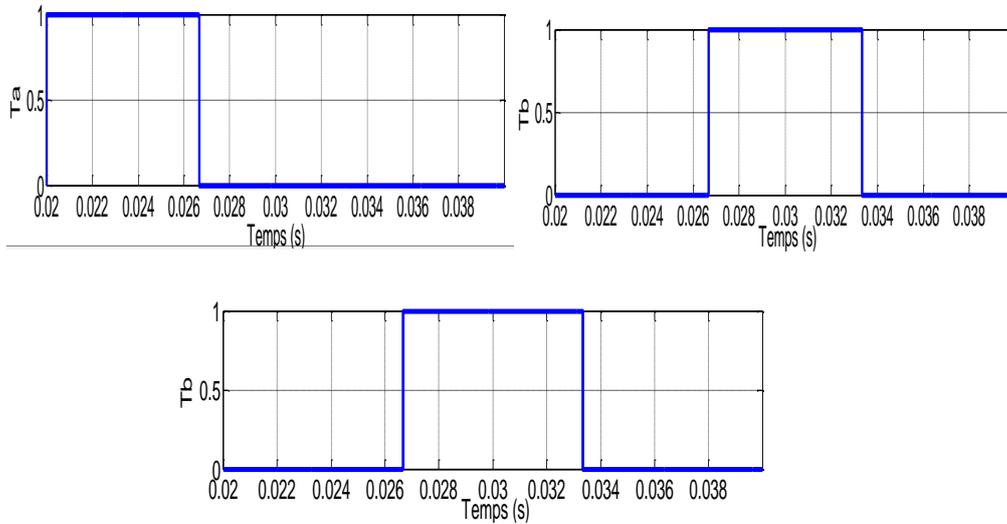


Figure III. 10: les impulsions de commande des transistors T_a , T_b , T_c .

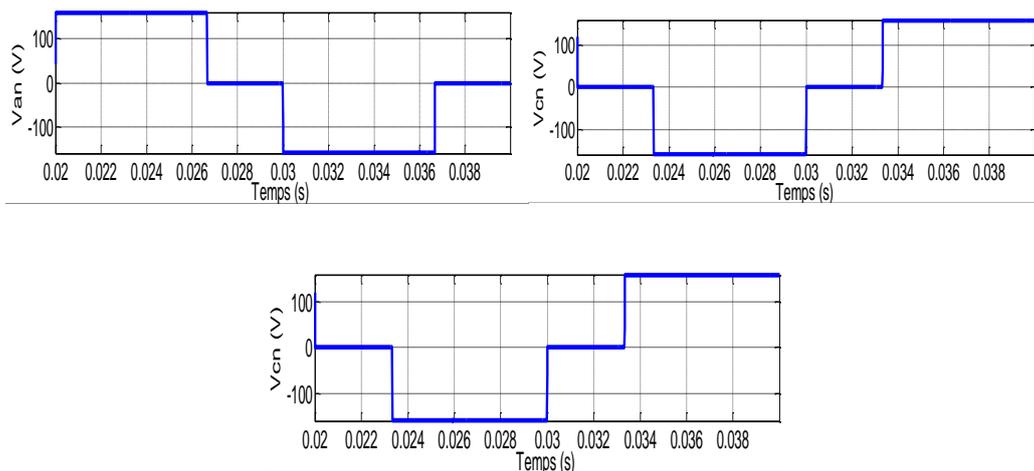


Figure III. 11 : Les tensions simples à la sortie de l'onduleur par la commande 120°.

III. 7.2.1. L'interprétation

La figure III.9 représente les impulsions ou les signaux de commande des transistors en haut de l'onduleur. On remarque dans cette commande que, Les impulsions sont décalées entre elles de un tiers de période. A chaque instant il y a deux transistors conduisant le courant, et qu'ils sont considérés comme des interrupteurs ouverts.

- Les trois tensions forment un système triphasé équilibré et elles sont décalées entre elles d'un tiers de période.
- La tension simple obtenue à la sortie de l'onduleur, à une forme alternative et n'est pas sinusoïdale, elle est sous forme rectangulaire. Elle est très riche en harmoniques.

- La tension simple est ondulée entre (0 et 150 V) pendant l'alternance positive et (0 et -150 V) pendant l'alternance négative.

III .7. 3. Modulation de largeur de l'impulsion (MLI)

Dans cette section, on va simuler la stratégie MLI sinusoïdale appliquée aux onduleurs triphasés pour deux cas. Le premier cas, on fixe le coefficient de réglage et on varie l'indice de modulation, et vice versa pour le second cas.

1. Le premier cas

On va fixer le coefficient de réglage pour $r=0.8$ et on va varier l'indice de la modulation pour trois valeurs ($m = 20, 50$ et 100), c-à-d, pour une fréquence de la porteuse ($f_p = 1000, 2500$ et 5000 Hz).

a. Pour $r=0.8$ et $m=20$

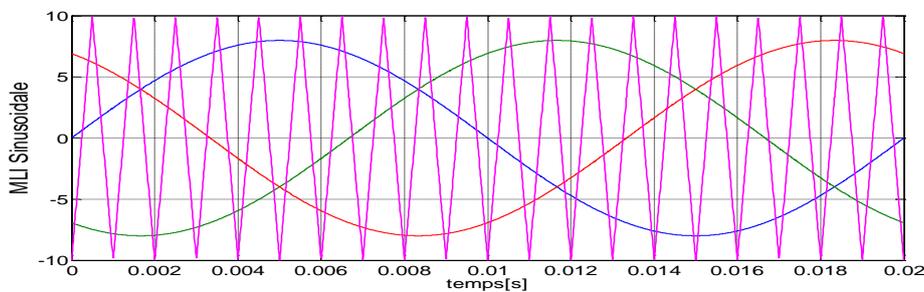


Figure III. 12: Illustration de la MLI sinusoïdale pour ($r=0.8$ et $m=20$).

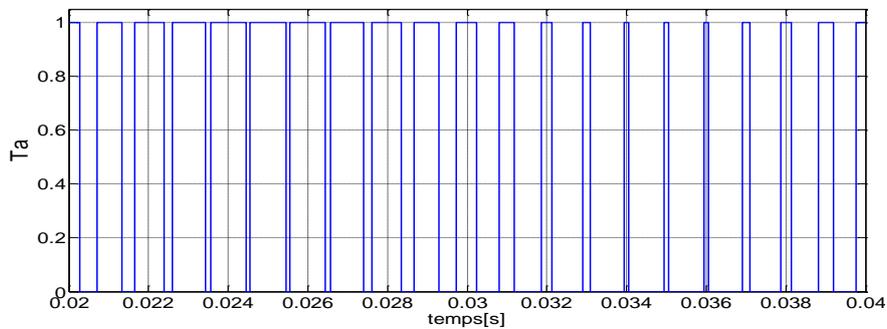


Figure III. 13: les impulsions d'un transistor pour ($r=0.8$ et $m=20$).

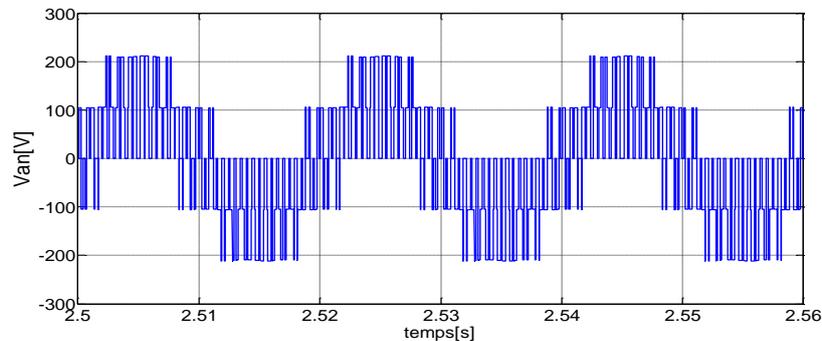


Figure III. 14: Tension simple à la sortie de l'onduleur pour ($r=0.8$ et $m=20$).

b. Pour $r=0.8$ et $m=50$

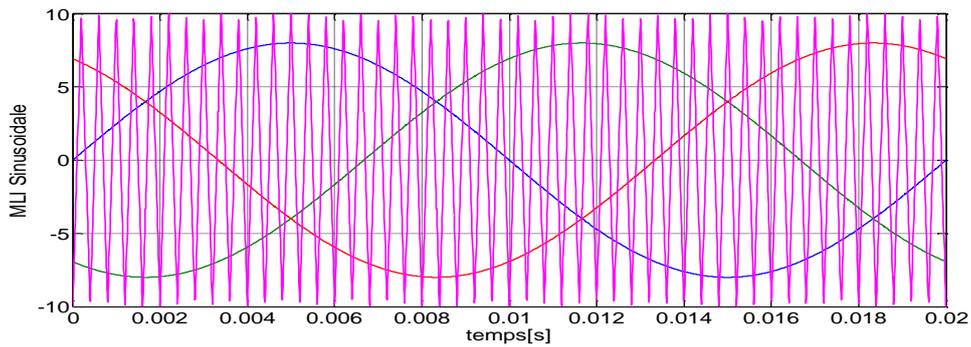


Figure III. 15: Illustration de la MLI sinusoidale pour ($r=0.8$ et $m =50$).

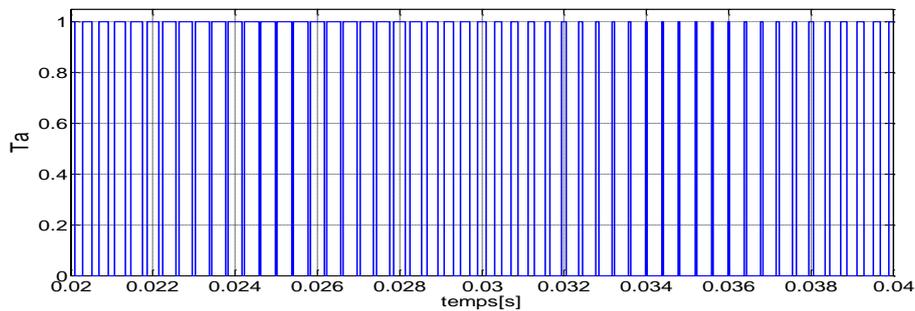


Figure III. 16: les impulsions MLI d'un transistor pour ($r=0.8$ et $m =50$).

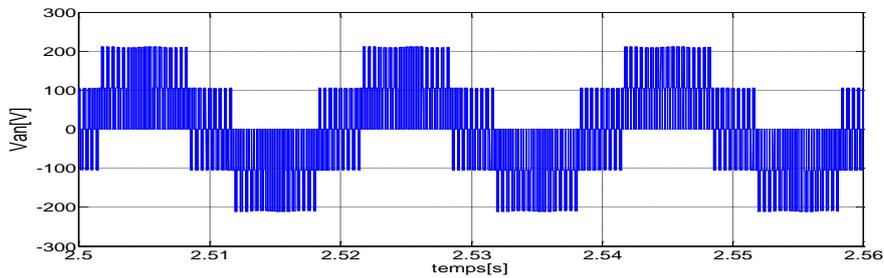


Figure III. 17: Tension simple à la sortie de l'onduleur pour ($r=0.8$ et $m =50$).

c. Pour $r= 0.8$ $m= 100$

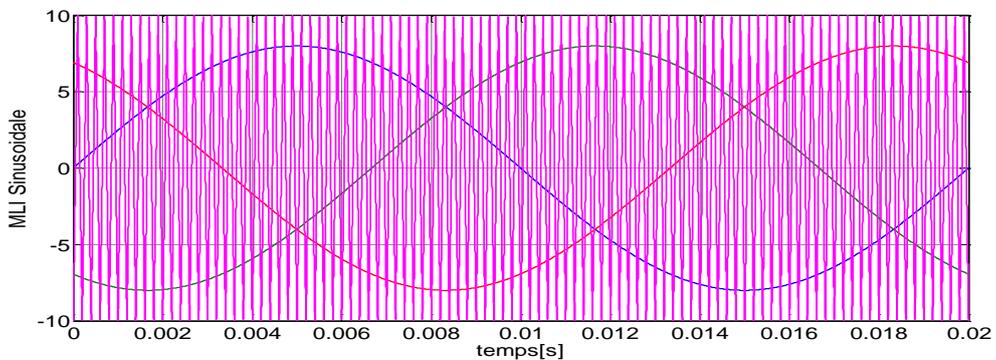


Figure III. 18 : Illustration de la MLI sinusoidale pour ($r=0.8$ et $m =100$).

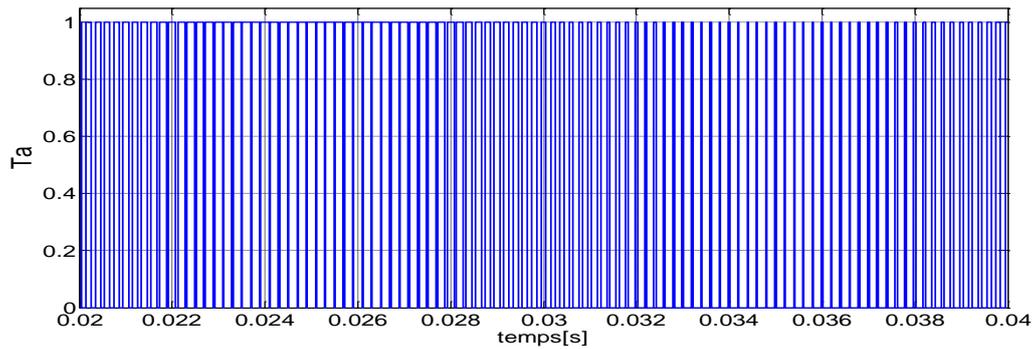


Figure III. 19: les impulsions MLI d'un transistor pour ($r=0.8$ et $m=100$).

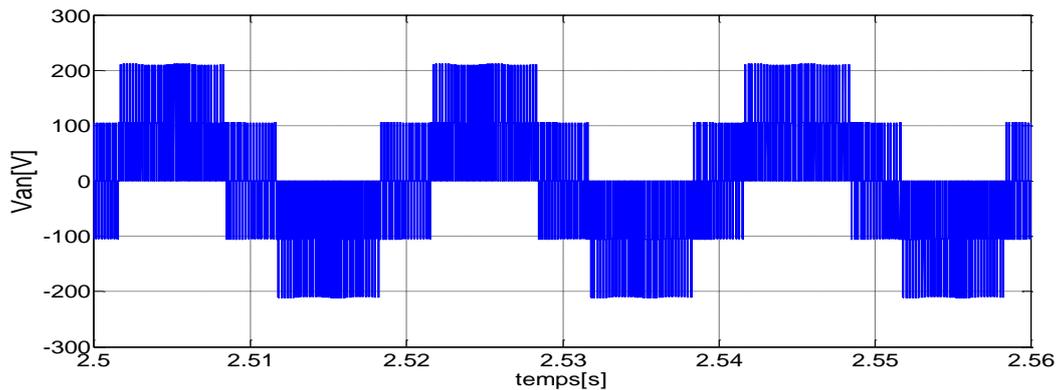


Figure III. 20: Tension simple à la sortie de l'onduleur pour ($r=0.8$ et $m=100$).

1. Le deuxième cas

On va fixer l'indice de la modulation pour $m=100$ ($f_p=5000$ Hz) et on va varier le coefficient de réglage pour deux valeurs ($r=0.5$ et 1.1).

a) Pour $m=100$ et $r=0.5$

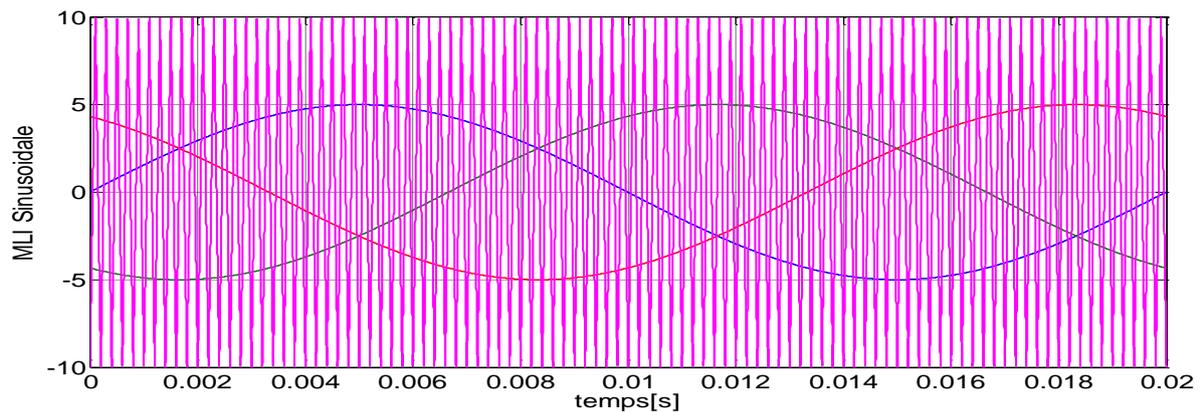


Figure III. 21: Illustration de la MLI sinusoïdale pour ($m=100$ et $r=0.5$).

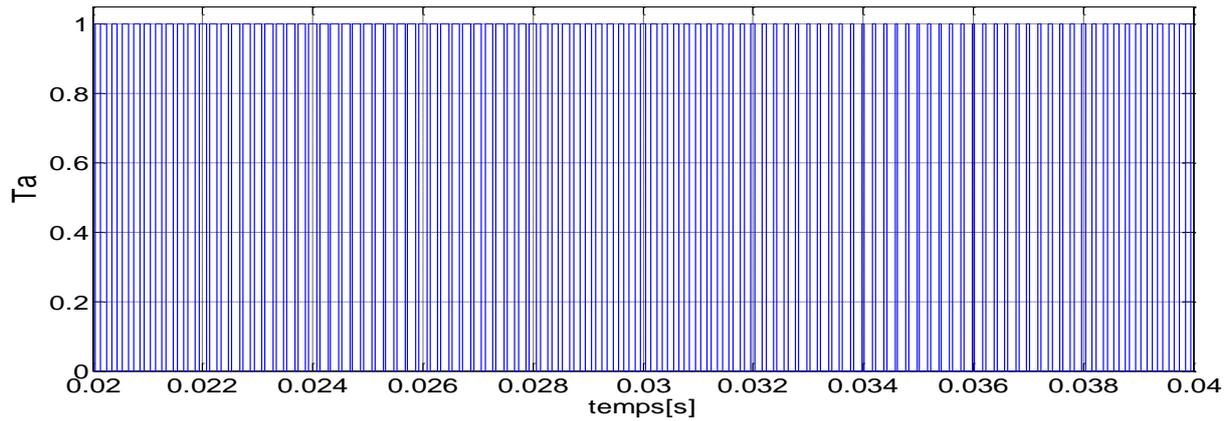


Figure III. 22: Les impulsions MLI d'un transistor pour ($m=100$ et $r=0.5$).

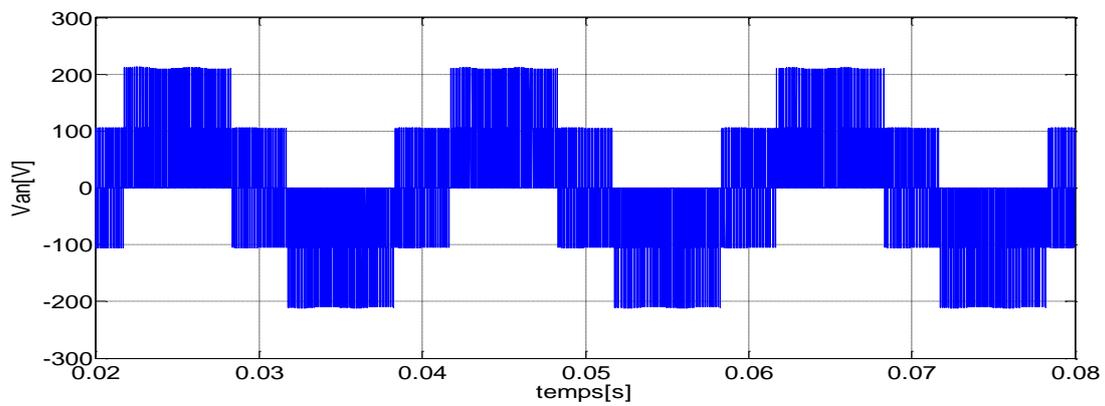


Figure III. 23: Tension simple à la sortie de l'onduleur pour ($m=100$ et $r=0.5$).

b) Pour $m=100$ $r=1.1$

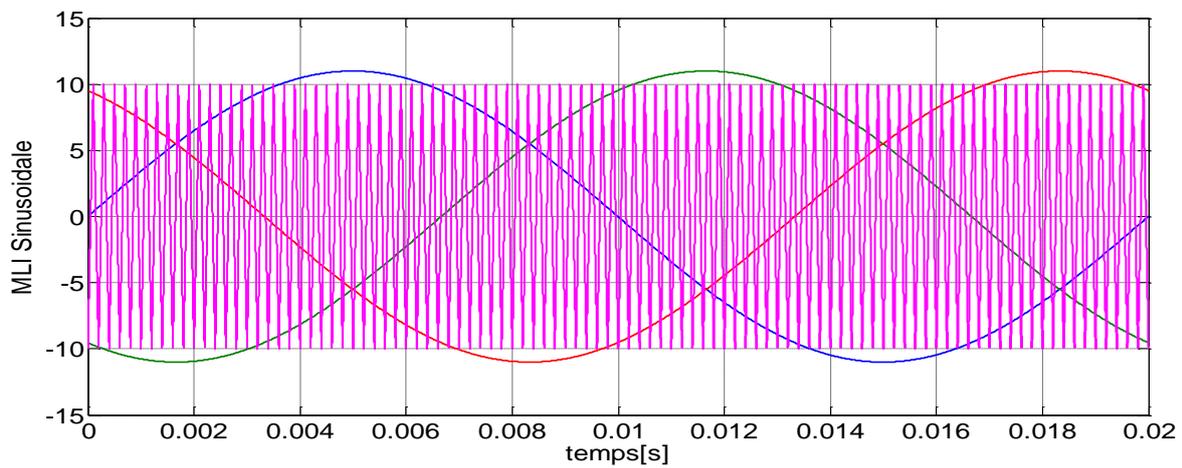


Figure III. 24: Illustration de la MLI sinusoïdale pour ($m=100$ et $r=1.1$).

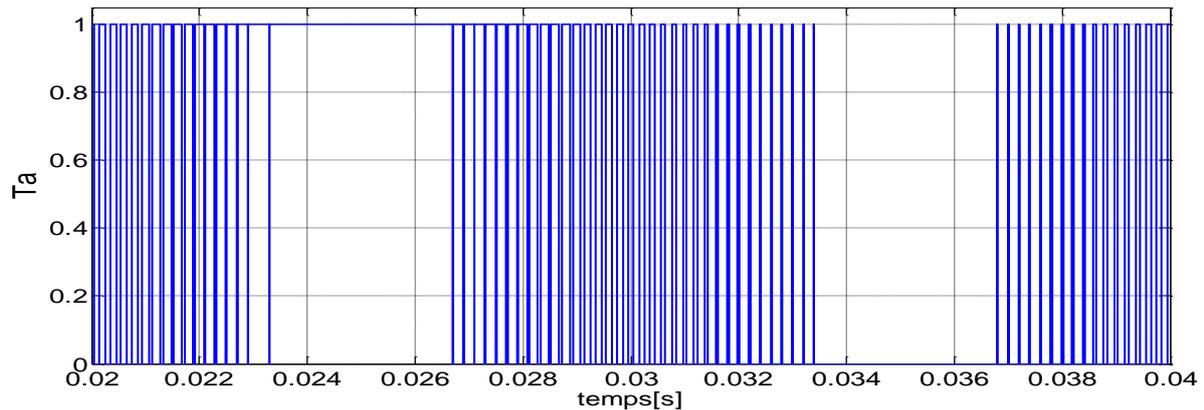


Figure III. 25: Les impulsions MLI d'un transistor pour ($m=100$ et $r=1.1$).

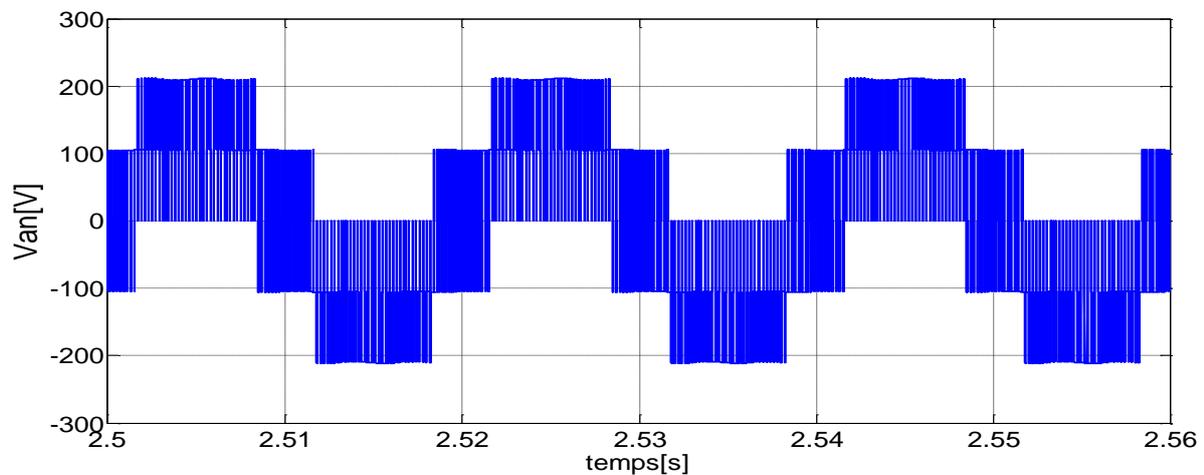


Figure III. 26 : Tension simple à la sortie de l'onduleur pour ($m=100$ et $r=1.1$).

III. 7.3.1. Interprétation

- La tension simple est toujours sous une forme d'escaliers. Elle est ondulée entre (200 et -200 V) pour les différents cas.
- Lorsqu'on augmente l'indice de modulation, on remarque que :
- Le nombre d'impulsions augmente aussi par période, ce qui entraîne, l'augmentation du nombre d'ouverture et de fermeture des transistors de l'onduleur.
- La surface du signal de la tension simple augmente aussi, ce qui donne aussi, une amélioration de la qualité de l'énergie à la sortie.
- Lorsque $r>1$, c-à-d, on remarque que :
- Le nombre d'ouverture et de fermeture des transistors diminue dans quelques transitions. Puisque l'amplitude de la référence dépasse l'amplitude de la porteuse. Ce qui entraîne la diminution de la surface de la tension.

III. 8. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons vu les différentes stratégies de modulation en expliquant les principes sur lesquels basées ces stratégies.

Nous avons aussi fait la modélisation la simulation de l'onduleur triphasé à deux niveaux commandé par MLI sinus triangle ainsi nous avons interprété les résultats de simulations.

Dans le chapitre suivant nous allons étudier les différentes techniques de commande et la simulation de l'association convertisseur machine asynchrone .



Chapitre IV

*Les différentes commandes
de la machine et la
simulation de l'association
convertisseur_ MAS*

IV. 1. Introduction

Nous allons présenter dans ce chapitre les techniques de commande permettant de faire varier la vitesse des machines asynchrones à cage. De par sa structure, la machine à cage d'écureuil possède un défaut important par rapport à la machine à courant continu et aux machines de type synchrone. En effet, l'alimentation par une seule armature fait que le même courant crée le flux et le couple.

Il est donc logique de dire que toute commande de ce moteur ne peut se faire qu'à travers la variation des paramètres de l'onde tension (alimentation en tension) ou de l'onde courant (alimentation en courant) [35].

Ces variateurs peuvent être divisés en deux groupes [16]:

- Variateurs de vitesse à fréquence constante
- Variateurs de vitesse à fréquence variable

IV. 2. Commande scalaire

La commande scalaire est, la plus ancienne et la plus simple des lois de commande d'une machine asynchrone. Elle est utilisée essentiellement pour des applications ne nécessitant que des performances statiques ou dynamiques moyennes. De nos jours, grâce aux avancées de l'électronique de puissance, de nombreux variateurs utilisent ce mode de commande. On en retrouve essentiellement pour des applications industrielles de pompage, climatisation, ventilation. Le principe de cette méthode est assez rustique. Il consiste à imposer aux bornes de l'induit de la machine, le module de la tension ou du courant ainsi que la pulsation. Plusieurs commandes scalaires existent selon que l'on agit sur le courant ou sur la tension. Elles dépendent surtout de la topologie de l'actionneur utilisé (Onduleur de tension ou de courant). Dans l'alimentation en tension, les onduleurs fournissent des tensions dont la forme et l'amplitude peuvent être considérées indépendante de la charge. Par contre dans l'alimentation en courant, les courants fournis ont des formes et des amplitudes influencées par la nature de la charge. La variation de la vitesse est obtenue par la variation de la pulsation statorique qui est générée directement par le régulateur. Cette méthode de commande est basée sur le modèle de la machine en régime permanent. [35]

IV .2. 1. Contrôle en v/f

Son principe est de maintenir $V/f=Constant$ ce qui signifie garder le flux constant. Le contrôle du couple se fait par l'action sur le glissement. Quand la tension atteint sa valeur maximale, on commence alors à décroître ce rapport ce qui provoque une diminution du couple que peut produire la machine. On est en régime de "défluxage". Ce régime permet de dépasser la vitesse nominale de la machine, on l'appelle donc aussi régime de survitesse [5]

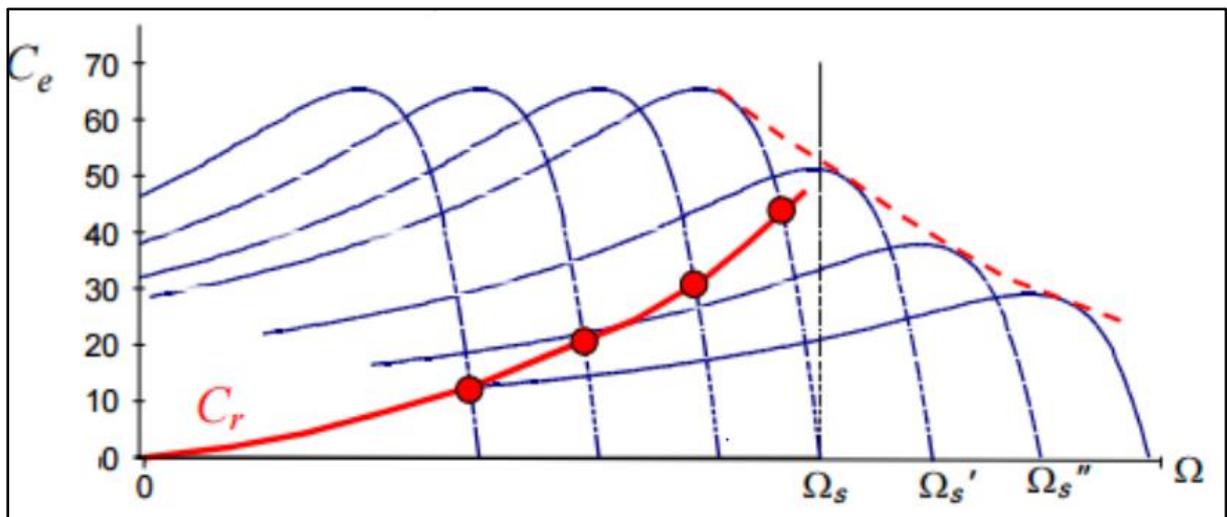


Figure .IV 1: Déplacement de la caractéristique Couple-vitesse en fonction de la fréquence d'alimentation. [5]

IV. 3. Commande vectorielles

Par analogie au moteur à aimantation permanente, cette technique aspire à découpler les commandes de manière à contrôler le flux et le couple électromagnétique indépendamment [35]. Cela permet d'obtenir des performances dynamiques intéressantes et un contrôle précis du couple jusqu'à une vitesse nulle, elle est largement répandue chez les fabricants de variateurs de vitesses. Le niveau de courant maximum dans la machine est imposé par des limitations techniques. Cette limite est aux alentours de (6-7) fois le courant nominal. Selon l'orientation de flux on distingue plusieurs stratégies de commandes vectorielles, dans lesquels on distingue deux méthodes de contrôle de flux direct et indirect [36]. [21]

❖ Orientation du flux

La commande vectorielle est basée sur le choix d'un repère de référence. Dans la commande vectorielle, le flux est orienté selon l'axe d de façon à ce que sa composante selon

l'axe q soit nulle. Nous pouvons donc, orienter l'un des trois flux afin d'obtenir un couple maximal, Il existe trois types d'orientation du flux [16]. [37]

- Orientation du flux rotorique avec les conditions : $\phi_{ir} = \phi_r, \phi_{qr} = 0$
- Orientation du flux statorique avec les conditions : $\phi_{ds} = \phi_s, \phi_{qs} = 0$
- Orientation du flux d'entrefer avec les conditions : $\phi_{dm} = \phi_m, \phi_{qm} = 0$

IV. 4. Système d'alimentation de la machine

L'alimentation de la machine asynchrone triphasée est constituée de deux étages qui sont connectés l'un à l'autre par un circuit intermédiaire constitué d'une inductance et / ou d'un condensateur alimenté par un réseau triphasé, le premier étage est un redresseur et le deuxième étage est un onduleur de tension. La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, d'une tension à amplitude et fréquence imposées et constantes. Le redresseur et le filtre de tension doivent être dimensionnés convenablement afin de les associer à l'onduleur de tension alimentant la machine asynchrone. [13]

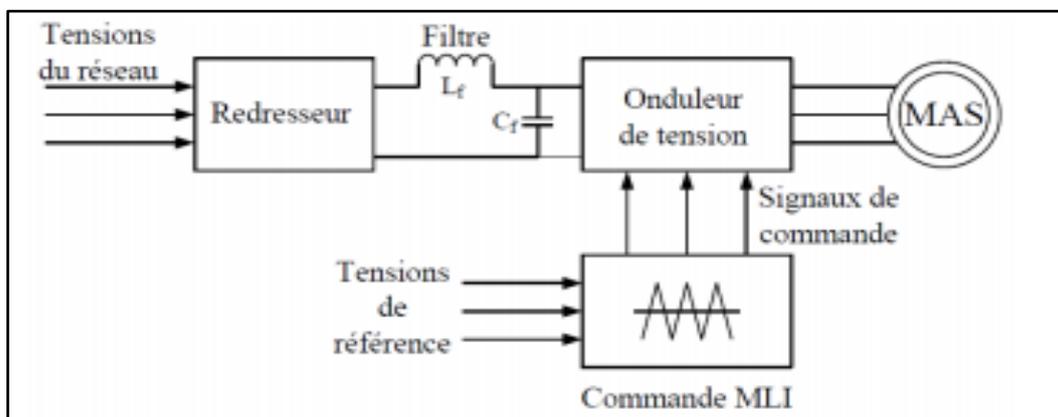


Figure .IV 2: Schéma synoptique d'un variateur de vitesse. [32]

IV. 5. Simulation de l'association convertisseur moteur asynchrone avec le contrôle V/f

Dans cette partie d'étude nous avons associé à la MAS un convertisseur statique. Ce dernier est composé d'un redresseur triphasé commandé, d'un filtre LC et d'un onduleur triphasé de tension à base des transistors. Pour cela nous avons provoqué un couple de charge à l'instant $t=1.5s$ de valeur $C_r=5$ N.m.

IV. 5.1. Résultat de la Simulation du MAS alimentée par onduleur à 180°

Dans cette partie d'étude nous avons associé à la MAS un onduleur de tension qui fonctionne en pleine onde pour cela nous avons provoqué un couple de charge à l'instant $t=1.5s$ de valeur $Cr=5 \text{ N.m}$

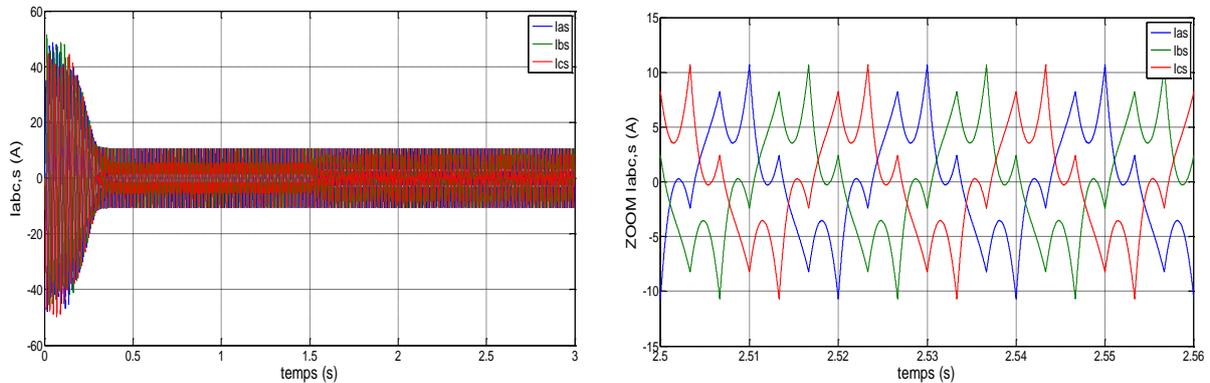


Figure .IV 3: courant $i_{abc, S}$ (A) du MAS-Onduleur commandé en pleine onde

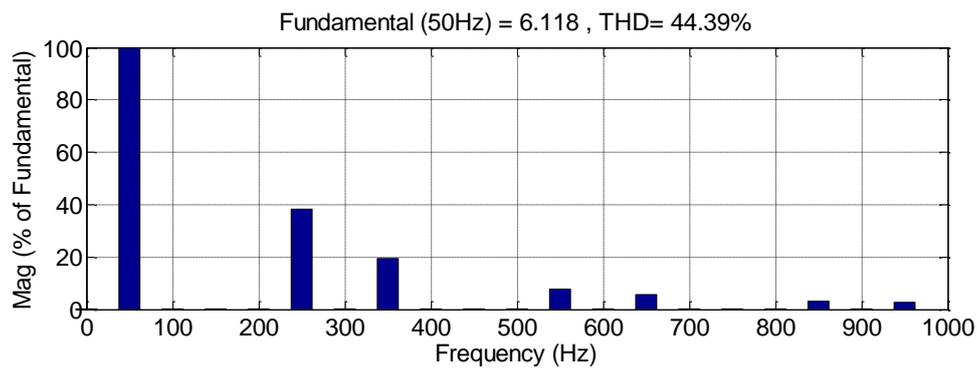


Figure .IV 4: Spectre de l'harmonique de courant

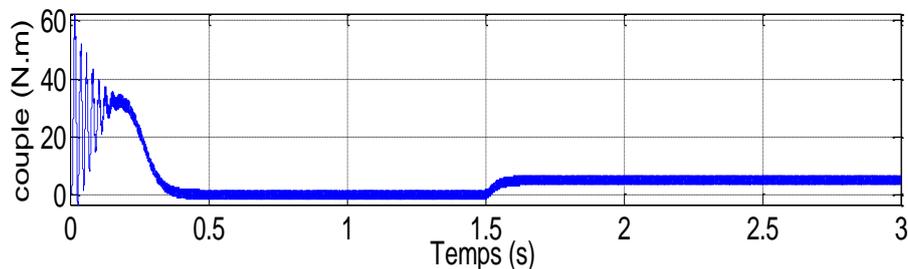


Figure .IV 5: couple électromagnétique du MAS-Onduleur commandé en pleine onde

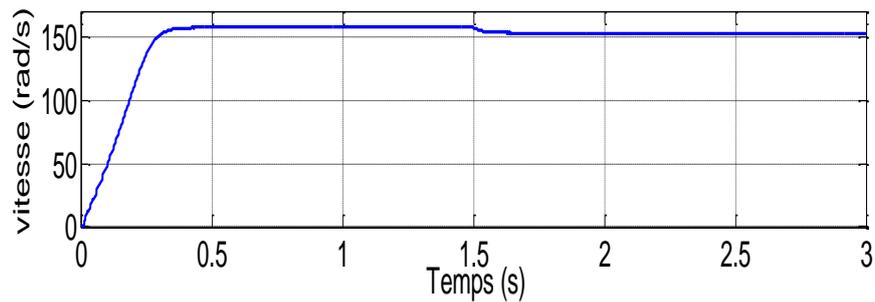


Figure .IV 6: vitesse rotorique du MAS- Onduleur commandé en pleine onde

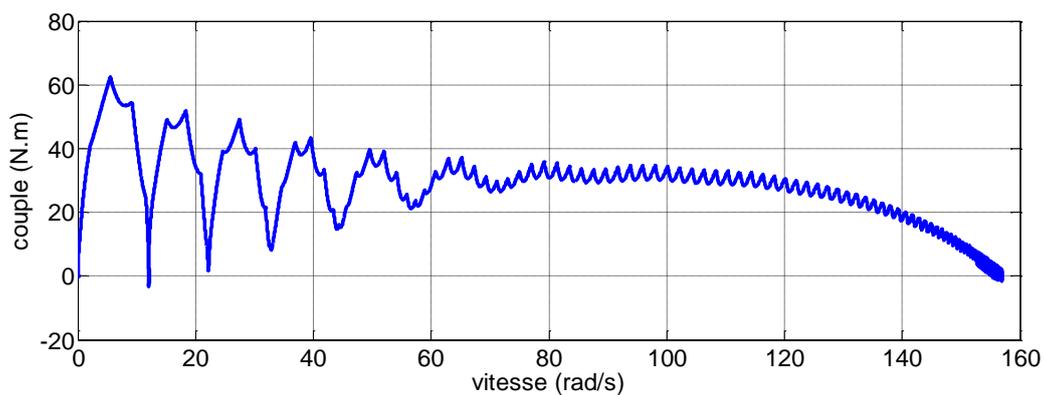


Figure .IV 7: La caractéristique mécanique du MAS.

IV.5.2. Résultats de la Simulation du MAS alimentée par onduleur à 120°

Les figures (IV.8) et (IV.9), représentent les courants statoriques de la machine et leur spectre d'harmoniques. Les figures (IV.10), (IV.11) et (IV.12) montrent le couple électromagnétique, la vitesse de rotation et la caractéristique mécanique du moteur en respectivement.

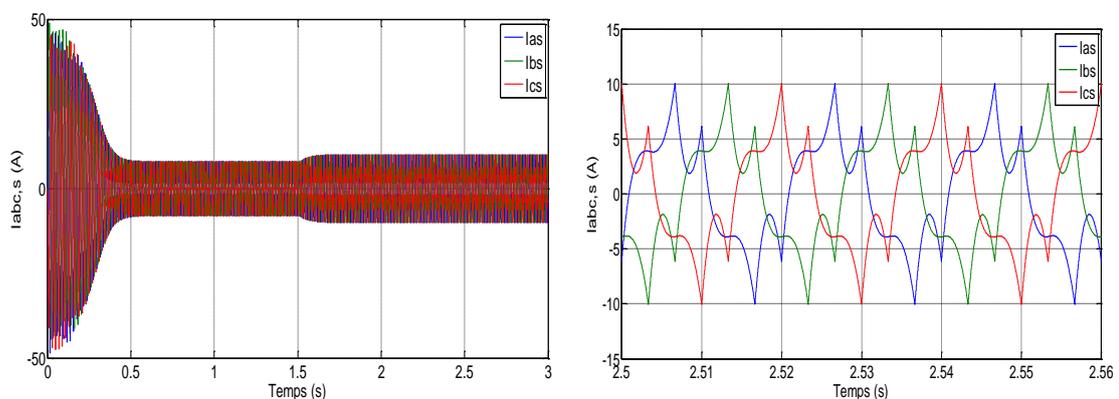


Figure .IV 8: courant I abc, s (A) du MAS

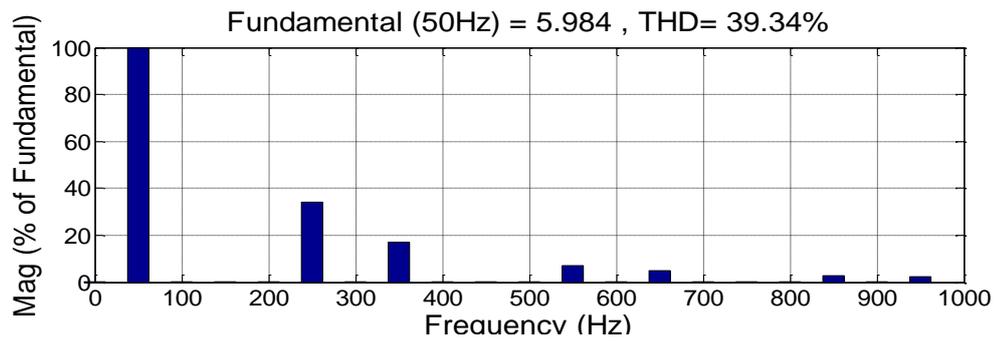


Figure .IV 9: Spectre de l'harmonique de courant

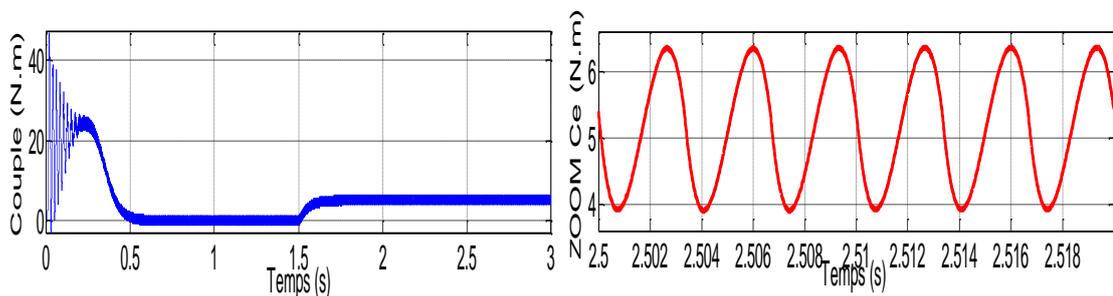


Figure .IV 10: couple électromagnétique du MAS

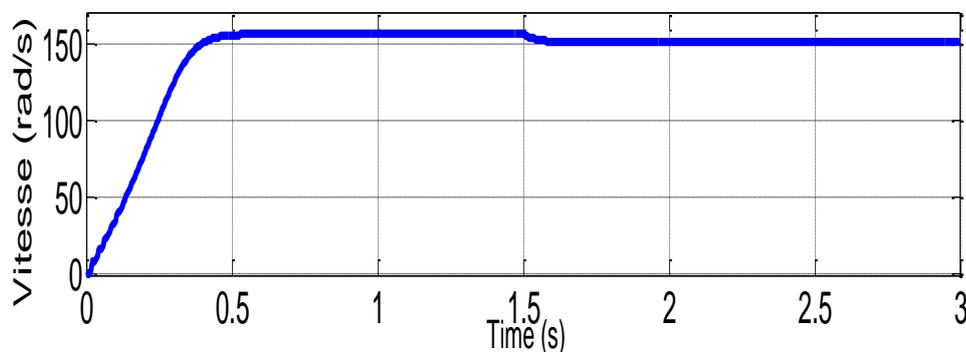


Figure .IV 11: vitesse rotorique du MAS

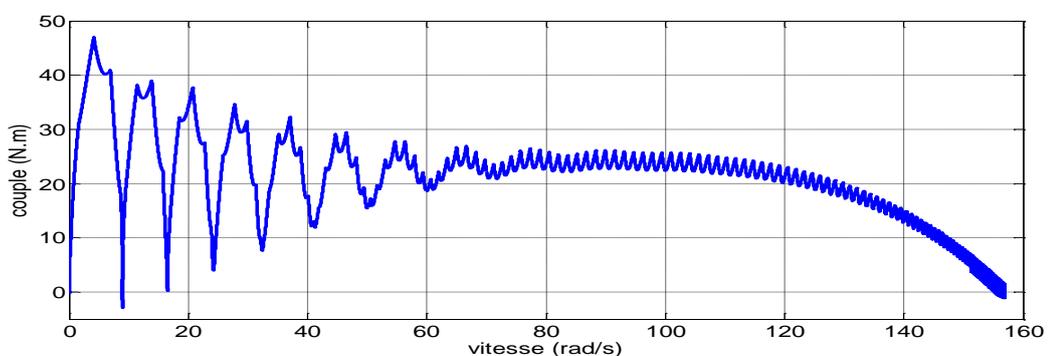


Figure .IV 12: les caractéristiques mécaniques du moteur

a. Pour $r=0.8$ et $m=20$ et

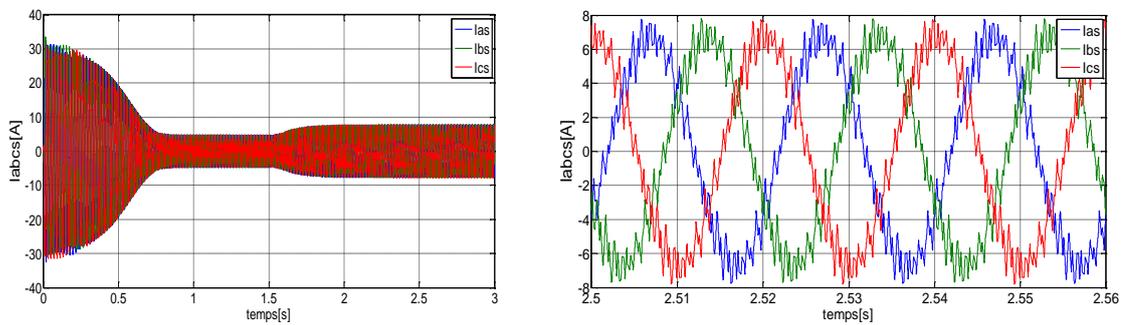


Figure .IV 14: courant iabc du MAS-Onduleur à MLI en [A].

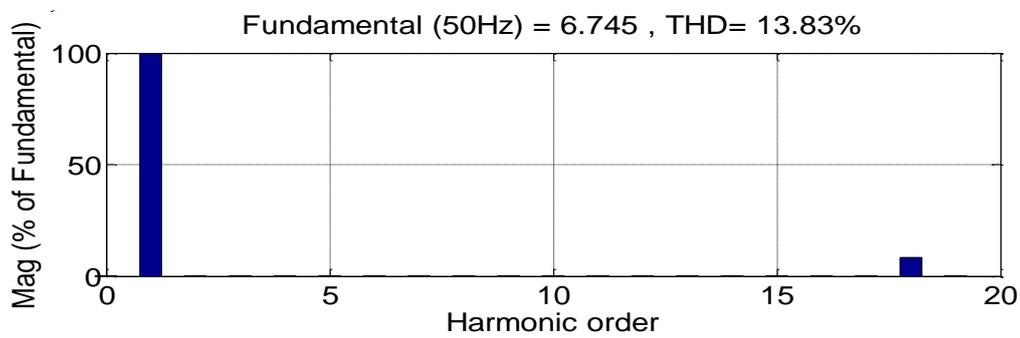


Figure .IV 15: Spectre de l'harmonique de courant.

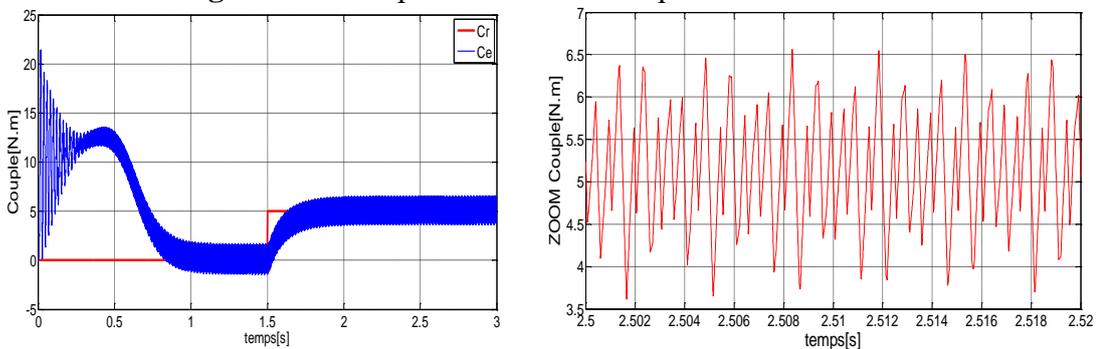


Figure .IV 16: couple électromagnétique du MAS.

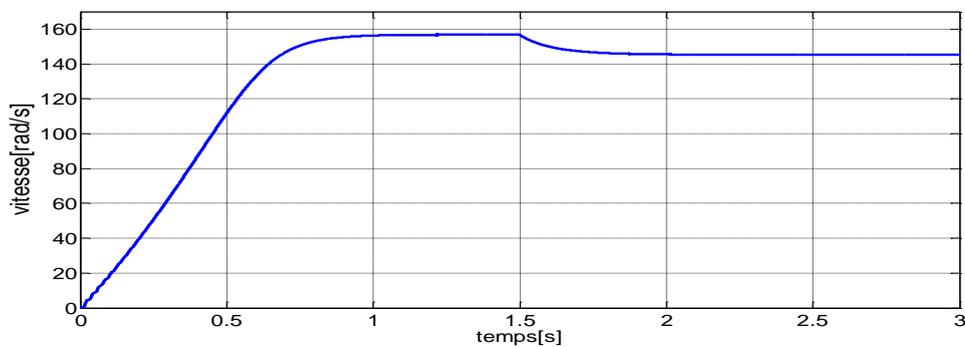


Figure .IV 17: vitesse rotorique du MAS

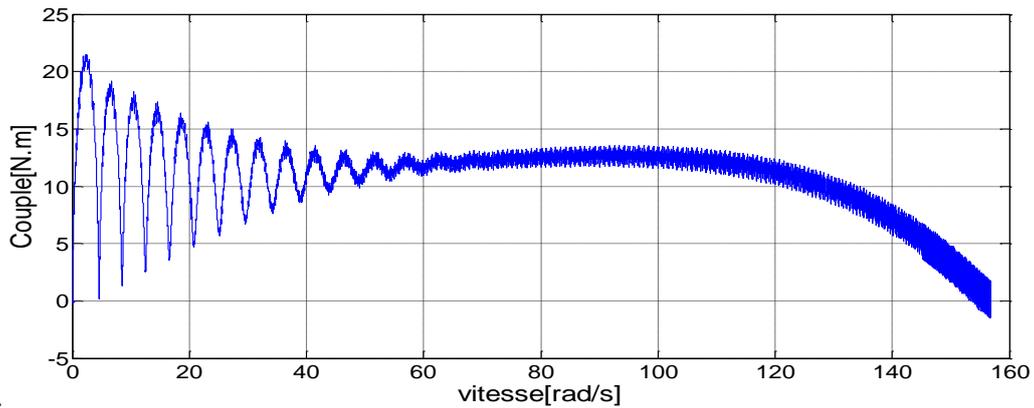


Figure .IV 18: les caractéristiques mécaniques du moteur.

b. Pour $r=0.8$ et $m=50$

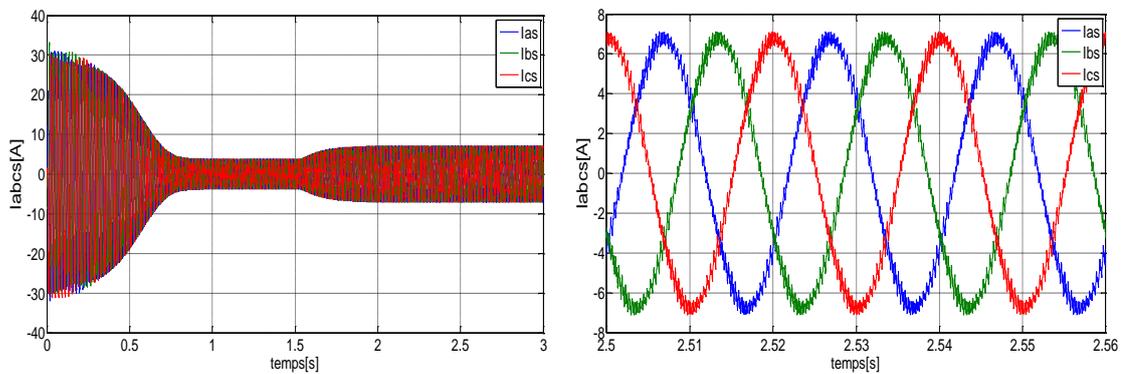


Figure .IV 19: Courant Iabc en [A] du MAS.

Fundamental (50Hz) = 6.745 , THD= 5.51%

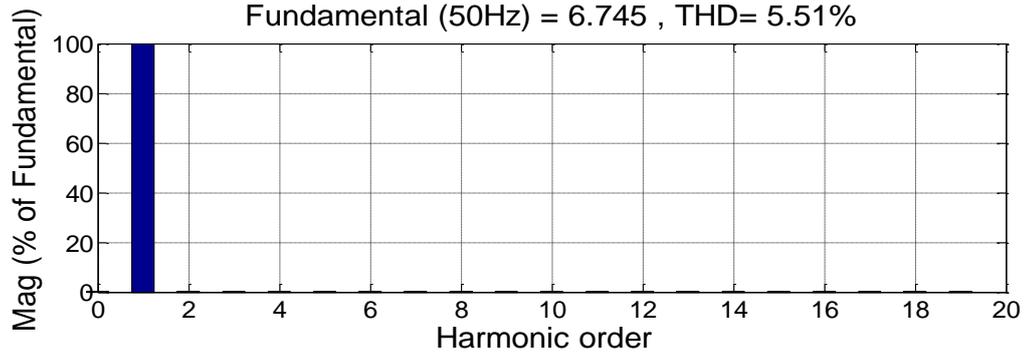


Figure .IV 20: Spectre de l'harmonique de courant.

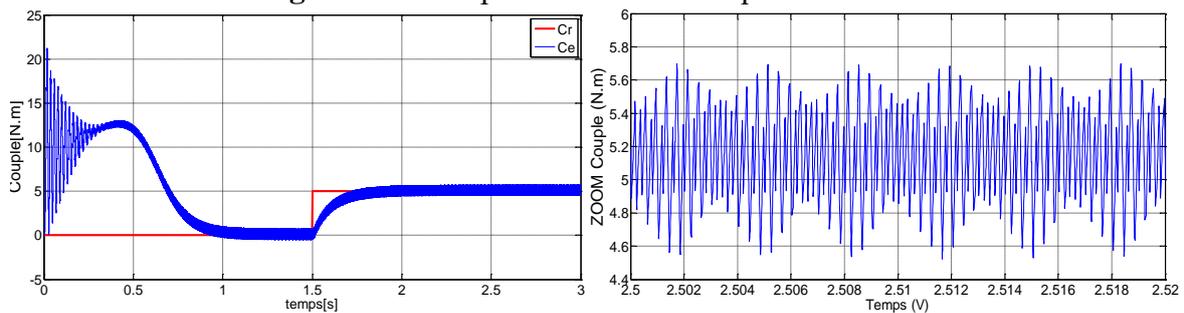


Figure .IV 21: Couple électromagnétique du MAS.

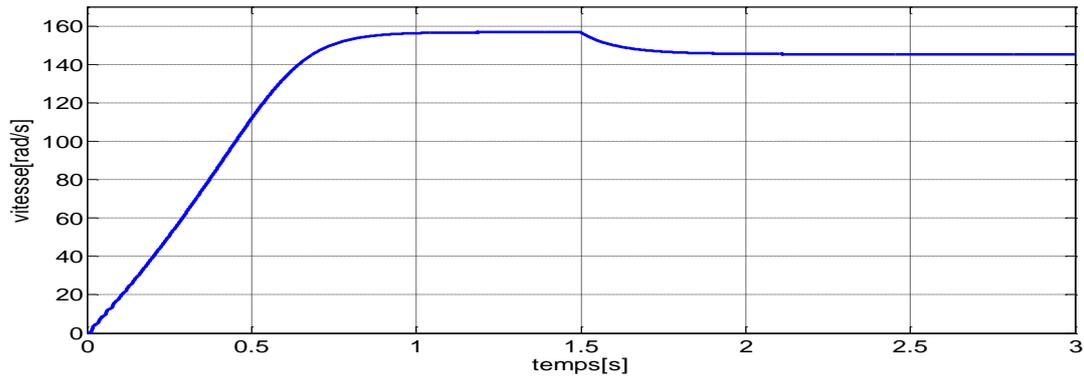


Figure .IV 22: vitesse rotorique du MAS- Onduleur à MLI [rad/s].

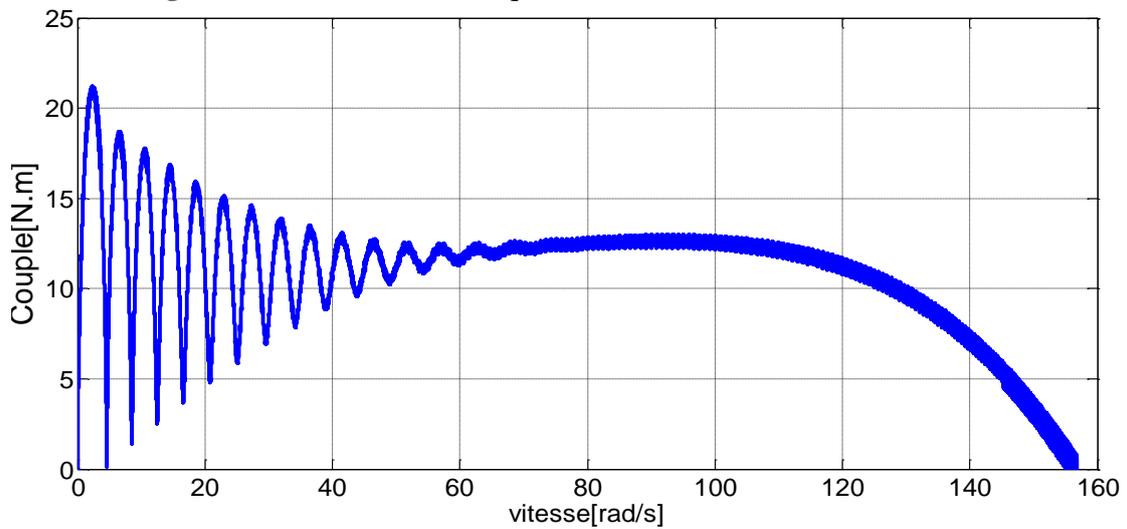


Figure .IV 23 : Les Caractéristiques mécaniques du moteur.

c. Pour $r=0.8$ et $m=100$

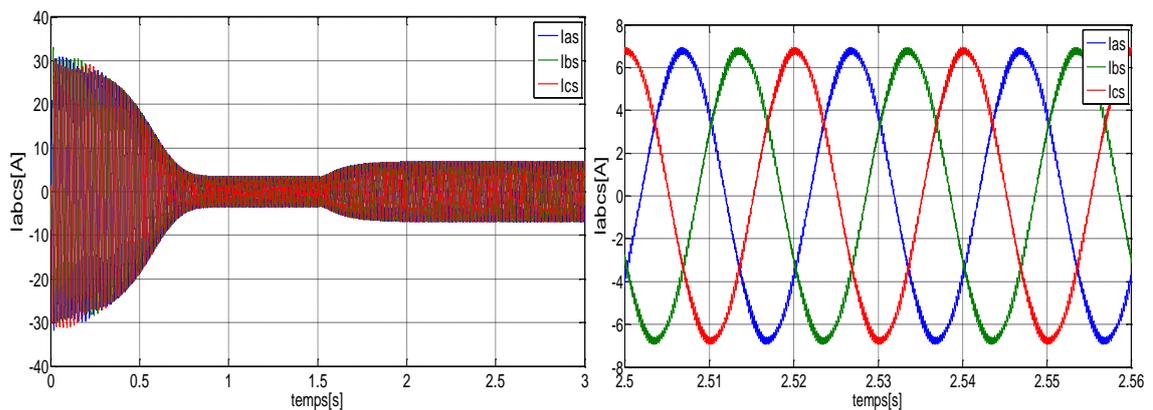


Figure .IV 24: Courant i_{abc} en [A] du MAS.

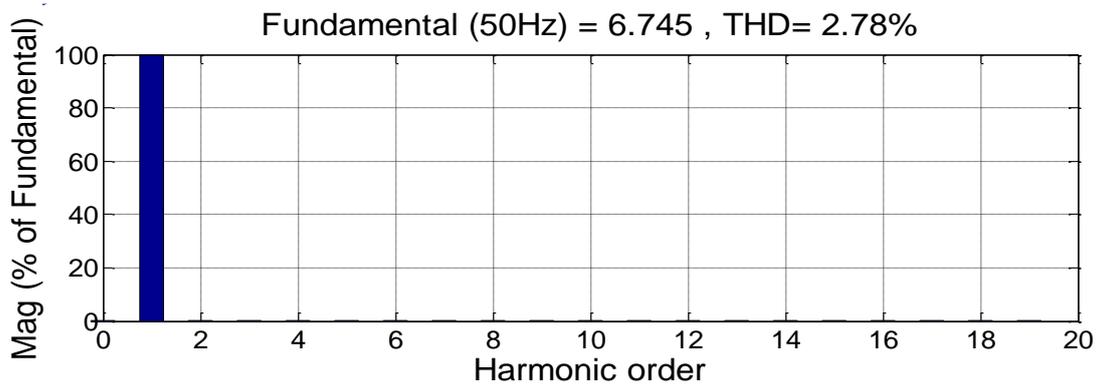


Figure .IV 25: Spectre de l'harmonique de courant.

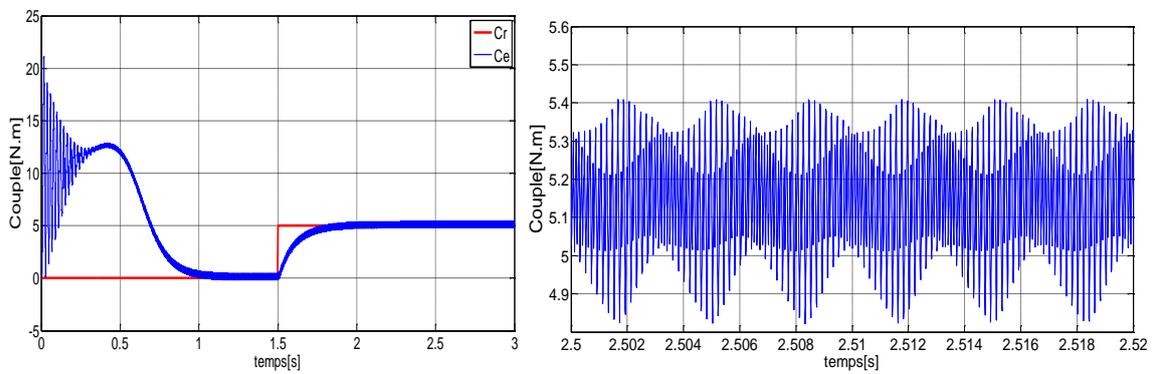


Figure .IV 26: Couple électromagnétique du MAS.

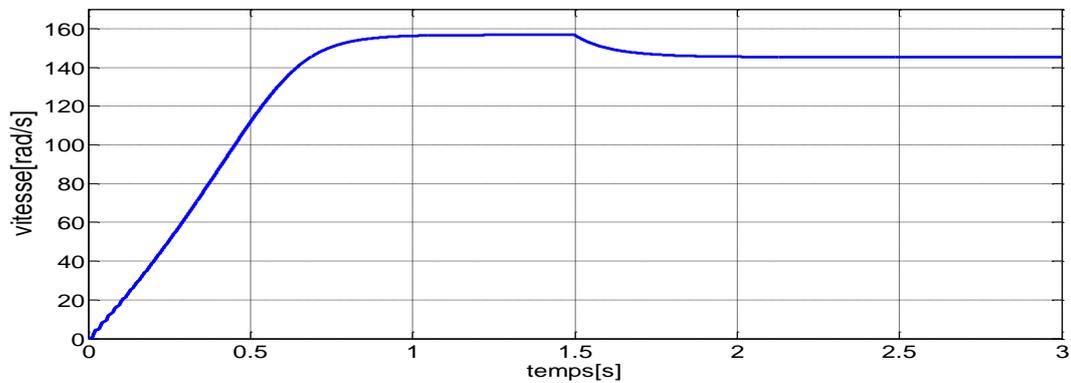


Figure .IV 27: vitesse rotorique du MAS.

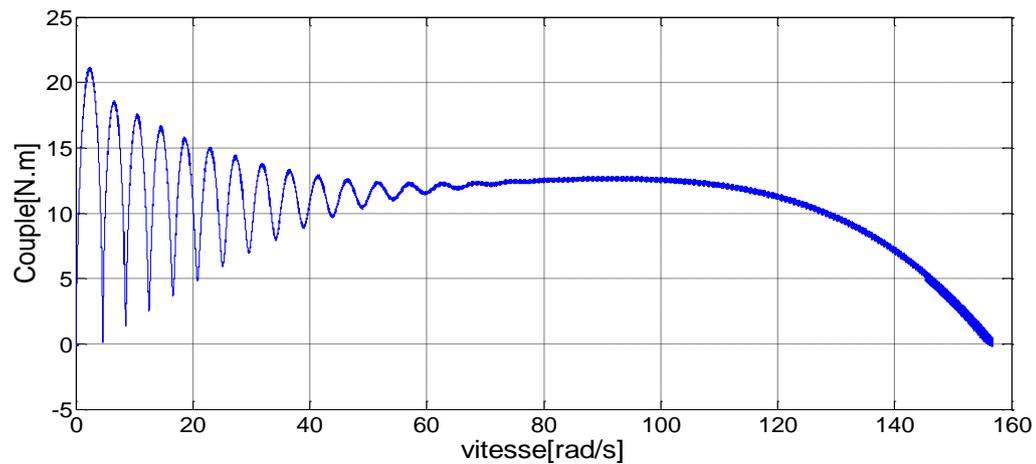


Figure .IV 28: les caractéristiques mécaniques du moteur.

❖ Interprétation des résultats

On remarque que :

- Les trois courants forment un système triphasé équilibré et elles sont décalées entre elles de un tiers ($1/3$) de période.
- Le temps de réponse du moteur est caractérisé par une période de 0.75 s.
- En régime transitoire, le courant atteint des valeurs très élevées environs de 33A.
- En régime permanent,
 - Pour $m = 20$, la forme du courant statorique à une forme n'est pas sinusoïdale, elle est très riche en harmoniques avec un taux de distorsion est de $THD\%=13.83\%$.
 - Pour $m=50$, la forme du courant statorique à une forme presque sinusoïdale, avec un taux de distorsion est de $THD\%=05.51\%$. Cette valeur est inférieure à 8%, donc c'est une valeur acceptable d'après les normes IEEE.
 - Pour $m=100$, la forme du courant statorique à une forme sinusoïdale, avec un taux de distorsion est de $THD\%=02.78\%$. Elle représente une meilleure qualité spectrale.
- En régime transitoire, le couple électromagnétique atteint des valeurs élevées, avec une valeur de 22 N.m. Les ondulations du couple sont faibles avec l'indice de modulation $m=100$ par rapport les autres cas.
- En régime permanent, il oscille autour de sa valeur moyenne, et après l'application de la charge il monte à $C_e=5N.m$ mais continu à osciller aussi autour de cette valeur.

- La vitesse angulaire de rotation atteint sa valeur permanente qui est proche de la valeur de synchronisme $\omega=157\text{rad/s}$ en marche à vide, mais à la mise en marche en charge cette valeur est diminuée à 150 rad/s .
- La caractéristique mécanique du moteur est meilleure dans le cas $m=100$. Elle représente une grande stabilité pour le moteur.

• Le deuxième cas

On va fixer l'indice de la modulation pour $m=100$ ($f_p=5000\text{ Hz}$) et on va varier le coefficient de réglage pour deux valeurs ($r = 0.5$ et 1.1).

a. Pour $m=100$ et $r=0.5$

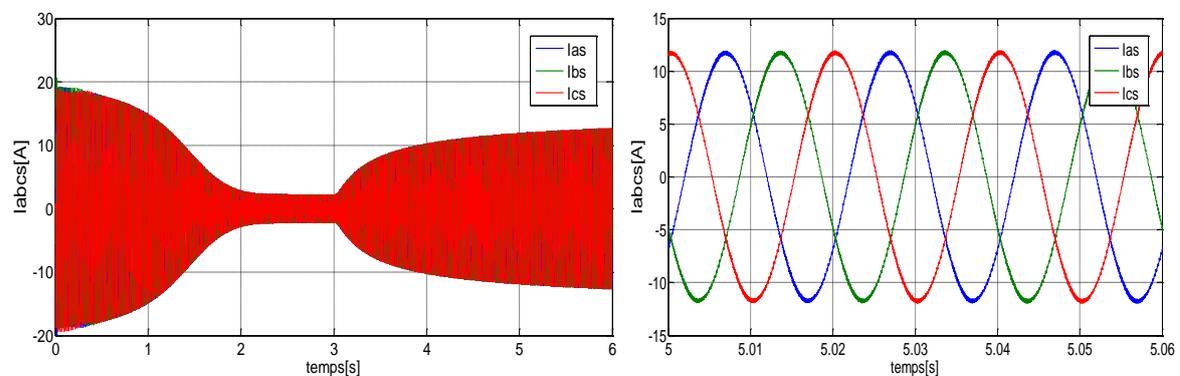


Figure .IV 29: Courant I_{abc} en [A] du MAS.

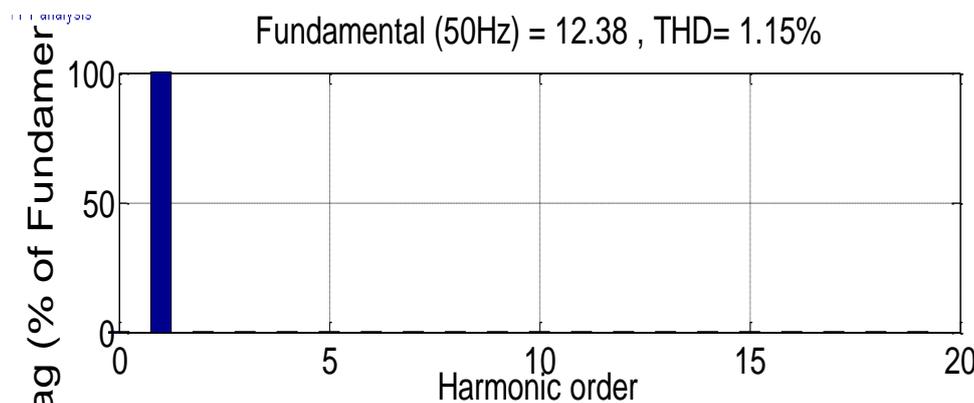


Figure .IV 30: Spectre de l'harmonique de courant.

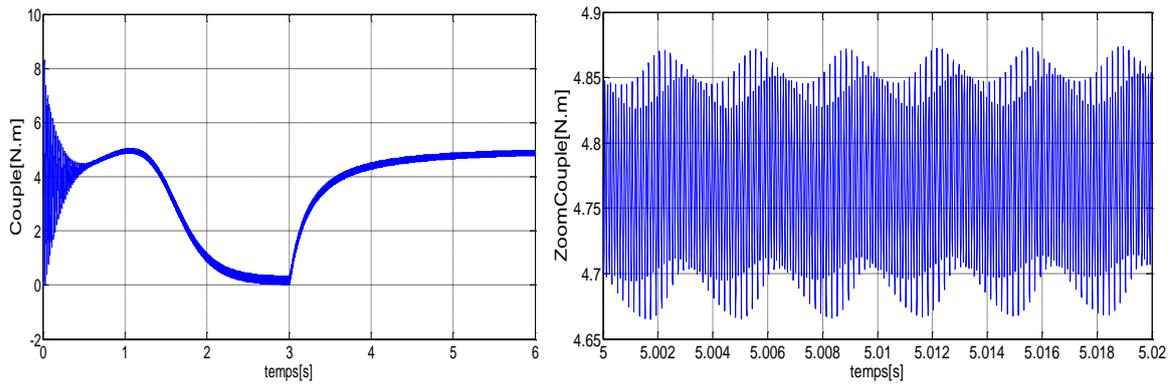


Figure .IV 31: Couple électromagnétique du MAS.

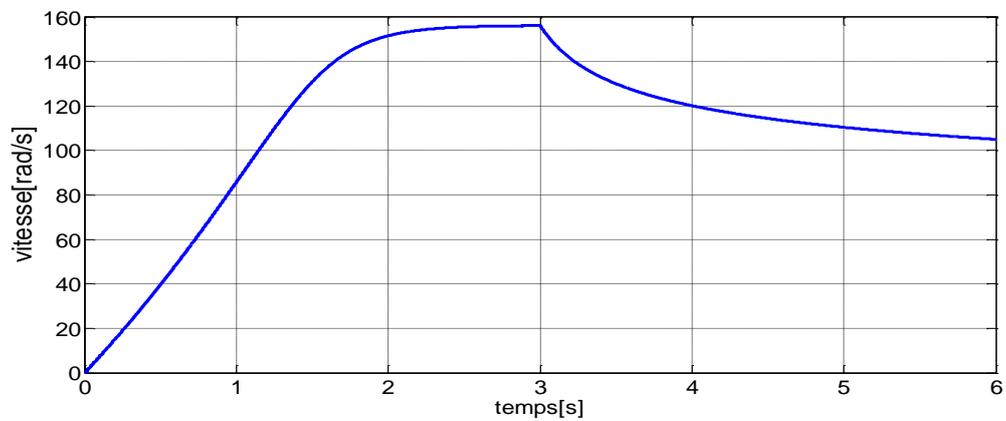


Figure .IV 32 : vitesse rotorique du MAS.

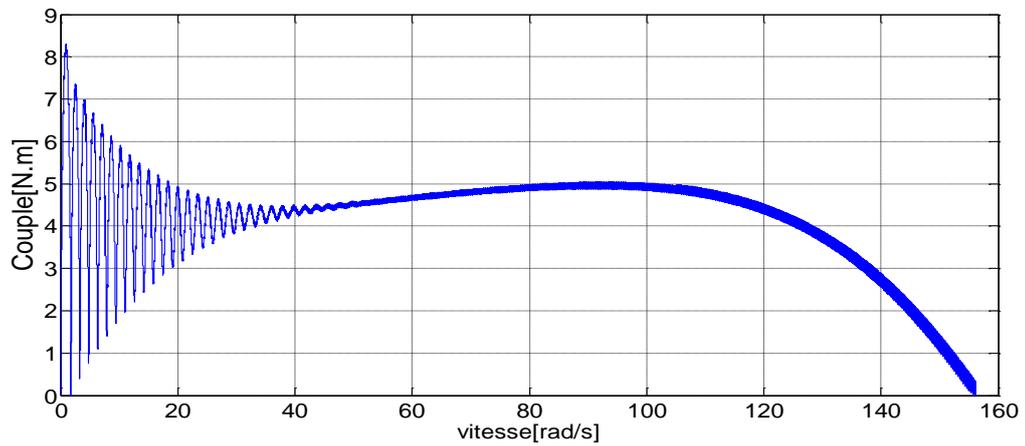


Figure .IV 33: les caractéristiques mécaniques du moteur.

❖ Interprétation

On remarque que :

- Les trois courants forment un système triphasé équilibré et elles sont décalées entre elles de un tiers ($1/3$) de période.
- Le temps de réponse du moteur est trop long. Il est caractérisé par une période de 2.70 s.
- En régime transitoire, le courant atteint des valeurs élevées environs de 20A.
- En régime permanent, la forme du courant statorique à une forme sinusoïdale, avec un taux de distorsion est de $THD\%=01.15\%$. Mais elle se stabilise à une valeur maximale de 12.5 A. Donc le stator risque de chauffer avec cette intensité du courant.
- En régime transitoire, le couple électromagnétique atteint la valeur de 8.5 N.m.
- En régime permanent, il oscille autour de sa valeur moyenne, et après l'application de la charge il monte à $C_e=5N.m$ mais continu à osciller aussi autour de cette valeur.
- La vitesse angulaire de rotation atteint sa valeur permanente qui est proche de la valeur de synchronisme $\omega=157rad/s$ en marche à vide, mais à la mise en marche en charge cette valeur est diminué à 105 rad/s.

b. Pour $m=100$ et $r=1.1$

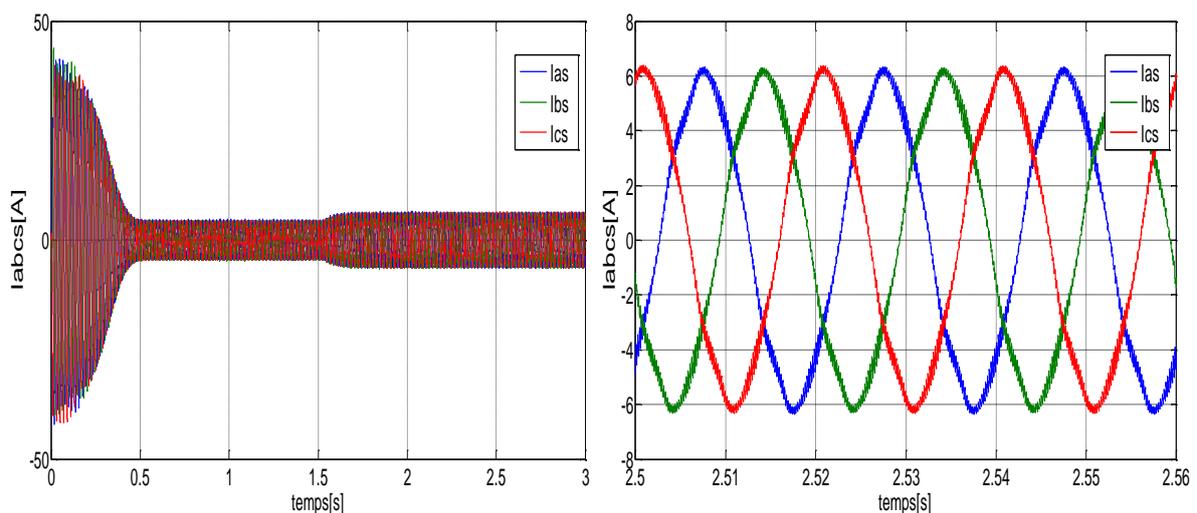


Figure .IV 34: Courant Iabcs du MAS.

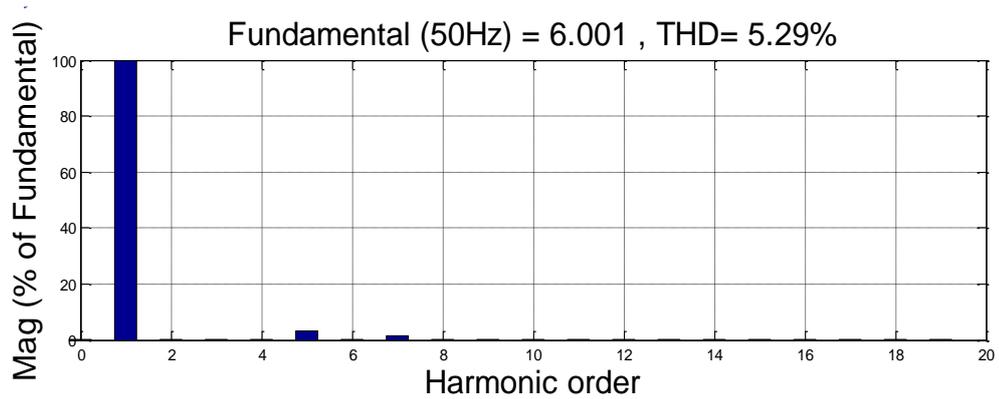


Figure .IV 35: Spectre de l'harmonique de courant.

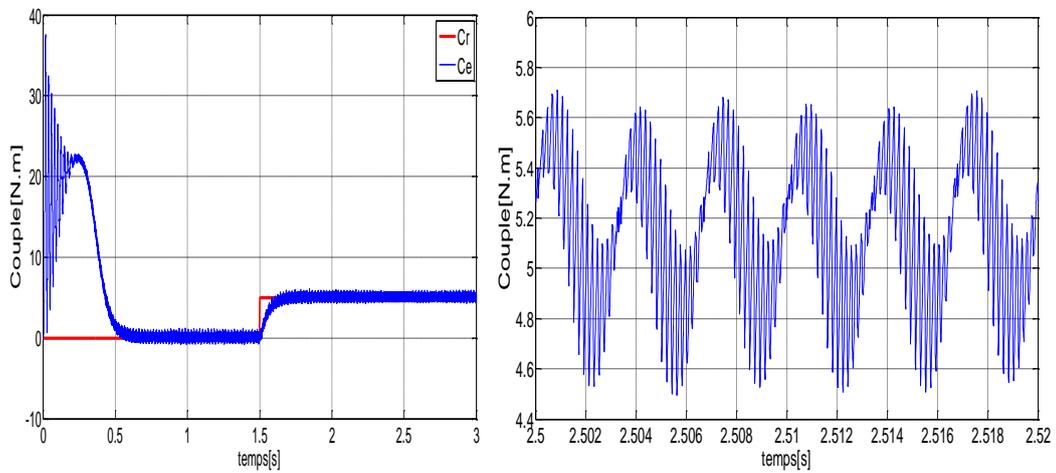


Figure .IV 36: Couple électromagnétique du MAS.

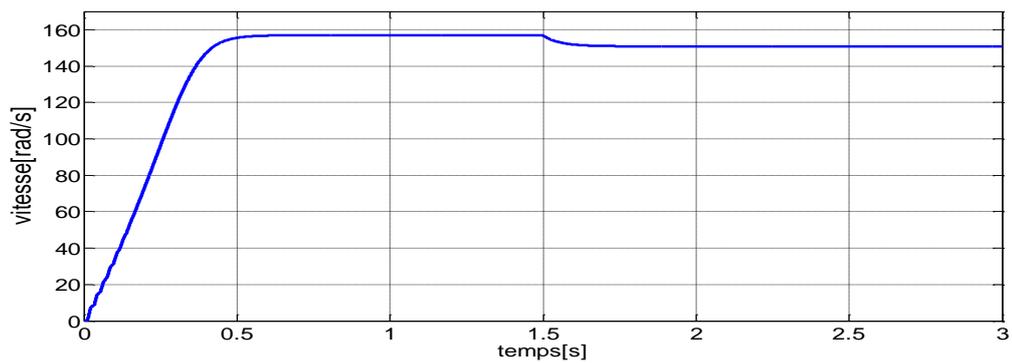


Figure .IV 37: vitesse rotorique du MAS.

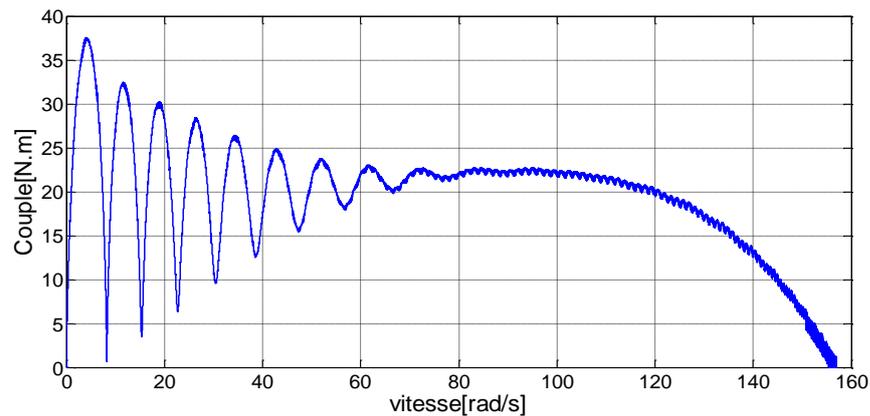


Figure .IV 38: les caractéristiques mécaniques du moteur.

IV. 5.5. Interprétation des résultats

On remarque que :

- Les trois courants forment un système triphasé équilibré et elles sont décalées entre elles de un tiers ($1/3$) de période.
- Le temps de réponse du moteur est minimal. Il est caractérisé par une période de 0.5 s.
- En régime transitoire, le courant atteint des valeurs très élevées environs de 45A.
- En régime permanent, la forme du courant statorique à une forme n'est pas parfaitement sinusoïdale, avec un taux de distorsion est de $THD\%=05.29\%$.
- En régime transitoire, le couple électromagnétique atteint la valeur de 39 N.m.
- En régime permanent, il oscille autour de sa valeur moyenne, et après l'application de la charge il monte à $C_e=5N.m$ mais continu à osciller aussi autour de cette valeur.
- La vitesse angulaire de rotation atteint sa valeur permanente qui est proche de la valeur de synchronisme $\omega=157rad/s$ en marche à vide, mais à la mise en marche en charge cette valeur est diminué.

IV. 6. Conclusion

Dans ce dernier chapitre, nous avons simulé l'association du redresseur – filtre – onduleur –MAS. On prend comme stratégie de commande des onduleurs, la technique en pleine onde et la technique MLI sinusoïdale. Les résultats obtenus après plusieurs essais de simulation sous MATLAB/Simulink démontrent l'efficacité de l'algorithme de commande à MLI utilisé. Il est clair que la MLI sinusoïdale donne des résultats meilleurs sur le plan THD, ainsi que l'utilisation de la tension d'alimentation de l'onduleur.

Enfin, nous déduisons que la modulation sinusoïdale doit être favorisée dans le domaine des entraînements à vitesse variable que la commande en pleine onde lorsqu'on utilise la commande par champ orienté car ce type de modulation s'intègre de façon naturelle dans les systèmes de régulation de ces entraînements.



*Conclusion
Générale*

Conclusion générale

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.

Dans le deuxième chapitre fait l'étude de convertisseur statique et le modèle mathématique de redresseur triphasé commandé et non commandé on choisissait ce dernier grâce à leur facilité et simplicité de varier les courants s à l'entrée de l'onduleur

On a ensuite fait l'étude de l'onduleur de tension où on a fait la modélisation de l'onduleur de tension et les différentes commandes plein d'onde, 120° et la stratégie de largeur d'impulsion MLI sinus triangle. L'utilisation de l'onduleur de tension pour alimenter le MAS nous a permis d'obtenir une tension d'alimentation triphasée de fréquence et d'amplitude variable et de pouvoir varier ainsi la vitesse du MAS.

Finalement nous avons vu l'accordement de la machine asynchrone avec l'onduleur MLI en boucle ouverte et ses résultats de simulation on remarque que la stratégie MLI elle est plus précise que les autres commandes

En fin ce travail m'a permis d'élargir mes connaissances dans le domaine de l'électronique de puissance et de commande ainsi que la maîtrise de l'outil de simulation.



Bibliographie

- [1] : Felipe CORCOLES « Analysis of the Induction Machine Parameter Identification », IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CON VERSION JUNE 2002
- [2] : OKBA Salah et BEDDIAR Walid « Etude et réalisation d'un onduleur de tension triphasé à MLI », mémoire Master Académique, département génie électrique, UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA ,2018 /2019
- [3] : BENGUESMIA Toufik et GUERAR Khalil « implémentation de la commande scalaire pour une machine asynchrone triphasé » Mémoire de Master Académique, université de M'sila, 2017/2018
- [4] : Fraoun Safia et Khadi Chafia « MISE EN ŒUVRE D'ALGORITHME MLI VECTORIELLE AVEC UNE CARTE DSPACE DS 1102 », promotion 2008
- [5] : Saleck Mohamed ch'beil « Simulation d'un variateur de vitesse pour un moteur asynchrone triphasé », Département: Electronique, diplôme de MASTER, UNIVERSITE BADJI MOKHTAR ANNABA, 2019
- [6] : A. OUALI M. TAHRI Thème « Commande scalaire d'un Moteur Asynchrone » Mémoire de Fin d'Etude de master Académique Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou « 2018 »
- [7] : Alia Salim Guedda Smail « Commande Vectorielle d'une Machine à Induction », département Electrotechnique, master académique, UNIVERSITE ECHAHID HAMMA LAKHDAR D'EL-OUED, 2018
- [8] : Carlos Canudas de Witt. Commande des moteurs asynchrones. Volume1 « Modélisation, contrôle vectoriel et DTC » Hermès science publication 2000
- [9] : Chee Num-Ong « dynamic simulation of electric machinery » 1998 by prentice HALL PTR
- [10] : Guy Grellet Guy clerc « Actionneurs électriques » Edition eyrolles 1997.
- [11] : AISSAINE Mohamed IMAMOUINE Nadjib « Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur multi-niveaux » Mémoire de Master Année Universitaire 2015-2016

- [12] : MEKKAOUI Naïma « Contribution à la Modélisation et à la Commande d'une Mini-Centrale Eolienne à Base de Machines à Induction Simple et Double Alimentée » Mémoire de Magister UNIVERSITE DE BATNA Promo : 2004
- [13] : LADGHEM CHICOUCHE Brahim, MOKHTARI Raouf, « étude et simulation d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur de tension multi-niveaux. », diplôme master Département d'électrotechnique, UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF DE M'SILA, 2004-2005
- [14] : L. Djaghдали, "Contribution à la commande prédictive directe au couple de la machine à induction", Thèse de doctorat électrotechnique, Université de Batna 2, 2016
- [15] : TAYEBI Boudjamaa et HAFAOUI Rachid « Contrôle directe de couple (DTC) de la machine asynchrone alimentée par un onduleur triphasé de tension », département de génie des mines, diplôme de Master, UNIVERISTIE LARBI TEBESSI – TÉBESSA, 2018/2019
- [16] : CHEBLI. S « Modélisation et optimisation des performances de la commande d'un moteur Asynchrone »
- [17] : J. Châtelain, « Machine électrique » traité d'électricité ; volume 10 édition géométrie 1983
- [18] : Guy Segulier, « Alternatif continu » électrotechnique approfondi
- [19] : Mme H. DAMMAH, « Les Convertisseurs Alternatif Continu Les redresseurs », université international de CASABLANCA
- [20] : Dr. F. Bouchafaa 2009/2010 MEL502 / LGE604 Université des Sciences et de Technologie Houari Boumediene Faculté d'Electronique et d'Informatique ELECTRONIQUE DE PUISSANCE
- [21] : WILIDI T, SYBILLE G., «Electrotechnique, partie III systèmes d'entrainement et électronique de puissance», 4e édition De Boeck Et Larcier s .a. 2005, Ouargla, 2017
- [22] : BERREZZEK FARID, « Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs à MLI Associés à une Machine Asynchrone », Département d'Electrotechnique, UNIVERSITE BADJI MOKHTAR – ANNABA, 2006

[23] : BOUKAROURA Abdelkader, « Modélisation et diagnostic d'un onduleur triphasé par l'approche Bond Graph », Mémoire de Master en Electrotechnique, département d'électrotechnique, Université Ferhat Abbas de Sétif, 2009.

[24] : Muhammad H .Rashid « Power Electronics » Circuits, Devices, and applications
Second édition - prentice Hall

[25] : F. Brichant « Électronique de puissance » Agence parisienne des distributions.

[26] : Guy Segulier, Francis Labrique, Robert Baussiere « Les convertisseurs de l'électronique de puissance », « Volume 4 »

[27] : Onduleur de tension: mise en œuvre et Structures-principes-applications. Techniques d'ingénieur, Traité de génie électrique D.3176-3177.

[28] : Onduleurs et harmoniques, Cahiers techniques Merlin Gerin N°159.

<https://www.se.com/fr/fr/download/document/CT159>

[29] : F. Labrique, G. Séguier, R. Bausiere, « Les convertisseurs de l'électronique de Puissance -volume 2- : la conversion continu-alternatif », Technique & Documentation-Lavoisier, 1995.

[30] : ZAAMOUCHE Fares ELECTRONIQUE DE PUISSANCE (Cours) NIVEAU 3ème
Année Licence OPTION Electromécanique 2019/2020

[31] : Benadel HANI Choudira MESSAOUD, technique de commande d'un onduleur triphasé, projet de fin d'étude licence génie électrique

[32] : BOURGHIDA Mama et MEZAOULI Abdelkader, « Commande en V/f en Boucle Ouverte des Machines Electriques Basée sur les Variateurs de Vitesse », Département Electromécanique, mémoire master académique, Université Larbi Tebessi – Tébessa, Promotion 2019-2020

[33] : livre 21004967 Michel Pinard « CONVERTISSEURS ET ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE », SÉRIE | EEA ; Commande • Description Mise en œuvre

[34] : BERRAH Ramdane et BLAL Abdelhamid « Simulation et Tests Expérimentaux en Temps Réel de la Technique MLI pour Commander un Onduleur de Tension Alimentant un

Moteur à Induction », département de génie des mines , diplôme de Master, UNIVERISTIE LARBI TEBESSI – TÉBESSA , 2016/2017

[35] : étude comparative entre la commande scalaire et la commande vectorielle / mémoire master en génie électrique université de OUM EL BOUAGHI

[36] : HADDA B., « Commande vectorielle de la machine à induction avec observateur de flux », Thèse d'ingénieur d'état, 2005, L'université de M'sila.

[37] : TEGGAR A., « Etude comparative entre la commande vectorielle a flux oriente et la commande directe du couple de la machine asynchrone » Mémoire de Master, Université Kasdi Merbah Ouargla, 2016.

[38] : Nabti. K., «Contribution à la commande de la machine asynchrone par DTC et logique floue», Mémoire Magister en Electrotechnique, Université Mentouri de Constantine, 19/07/2006.



Annexe

Annexe A

Plaque Signalétique

La plaque signalétique du moteur nous donne ses caractéristiques principales



Figure.1: représente une plaque signalétique du moteur asynchrone

Les caractéristiques de la plaque

- Type: (LS90Lz)
- Puissance utile délivré sur l'arbre du moteur : 1.5KW
- Cos φ : (0.78) facteur de puissance du moteur pour la charge nominale
- Tensions :(230 / 400) la première indique la valeur nominale de la tension aux bornes d'un enroulement, elle justifie le couplage (étoile ou triangle) à effectuer en fonction du réseau d'alimentation
- Intensité : (6.65A/ 3.8A) il s'agit e l'intensité en ligne (dans chaque phase) pour chacun des couplages
- Rendement (rdt% 76) permet de connaitre la puissance électrique absorbée
- Vitesse (1440tr/min) indique la vitesse nominale du rotor , la vitesse de synchronisme n_s du moteur est donc ici de 1500tr/min
- Fréquence : (50 hZ) fréquence de réseau d'alimentation
- Nombre de phases (ph3) moteur triphasé
- Amb^{ce} °C : (40°C) température recommandée maximum