

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

MINISTRE D'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

وزارة التعليم العالي

ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

والبحث العلمي



Domain : Science et technologie

Filière : Electrotechnique

Spécialité : commandes électriques

Mémoire
MASTER ACADEMIQUE

Présenté par :

- Zebiri aissa
- Ben slimane abdelkader

Thème :

Modélisation et simulation d'un variateur de vitesse d'un moteur asynchrone

Soutenu publiquement devant le jury composé de :

- | | |
|------------------------------|--------------|
| ➤ M.A.A. Kouzi Katia | Président |
| ➤ MCA. Ben seddiq Sidi ahmed | Examineur |
| ➤ MCA. Djekidel rabah | Encadreur |
| ➤ Mr. Meriouma takieddine | co-encadreur |

2019/2020

REMERCIEMENTS

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au département d'électrotechnique de l'université

Amar Telidji Laghouat

Nos remerciements vont tout d'abord à Dieu tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donné durant toutes ces longues années.

Nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur *Djekidel rabah* pour nous avoir d'abord proposé ce thème, pour le suivi continué tout au long de la réalisation de cette thèse et qui n'ont pas cessé de nous prodiguer leurs conseils et remarques

Nos sincères remerciements à messieurs les membres du jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en participant au jugement de ce travail.

Nos remerciements vont aussi à tous les enseignants du département d'électrotechnique qui ont contribué à notre formation.

Enfin nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collègues pour leur soutien moral et matériel

zebiri aissa & ben slimane abdelader

SOMMAIRE

Sommaire

Remerciement

Sommaire

Liste des figures

Liste des tableaux

Liste des symboles

Résumé

Introduction générale.....1

Chapitre I

Généralité sur les machines asynchrone

I.1 Introduction.....3

I.2 Historique.....3

I.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone.....4

I.4 Constitution de la machine asynchrone.....5

I.4.1 Stator.....6

I.4.2 Rotor.....8

I.4.3 Le bobinage.....9

I.4.4 Isolation.....9

I.4.5 Les organes mécaniques.....10

I.5 Les types des moteurs asynchrones.....10

a) Stator.....10

b) Rotor.....10

b).1 Moteur à rotor bobiné.....11

b).2 Moteur a cage d'écureuil.....12

b).3 Moteur a double cage.....13

b).4 Moteur a double encoches ou à encoches profondes.....13

I.6 Caractéristique des moteurs asynchrones triphasés.....13

I.6.1 La puissance.....14

I.6.1.1 Puissance d'entré.....14

I.6.1.2 Puissance de sortie.....	14
I.6.2 La vitesse angulaire.....	14
I.6.3 Fréquence de rotation du champ tournant.....	14
I.6.4 Glissement.....	15
I.6.4.1 Les trois modes de fonctionnement du moteur asynchrone.....	15
I.6.5 Couple du moteur.....	15
I.6.5.1 Couple électromagnétique.....	15
I.6.5.2 Couple utile nominale.....	16
I.7. Réglage de la vitesse.....	16
I.7.1 Réglage par variation de tension.....	16
I.7.2. Réglage par action sur le glissement.....	16
I.7.3. Réglage par variation de la vitesse.....	17
I.8 Avantages et inconvénients de la machine asynchrone.....	17
I.9 Les différents types des systèmes de démarrage.....	17
I.9.1 Démarrage classique.....	18
I.9.1.1 Démarrage direct.....	18
I.9.1.2 Démarrage moteur étoile triangle.....	18
I.9.1.3 Démarrage par résistances statoriques.....	19
I.9.1.4 Démarrage par résistances rotoriques.....	19
I.9.1.5 Démarrage par autotransformateur.....	19
I.9.2 Démarrage électronique.....	20
I.9.2.1 Démarrage par un convertisseur électronique.....	20
I.10 Freinage des moteurs asynchrones.....	21
I.10.1 Freinage à contre-courant.....	21
I.10.2 Freinage par injection du courant continu.....	21
I.10.3 Freinage mécanique par électro-frein.....	21
I.11 Conclusion.....	22

Chapitre II Variateurs de vitesse

II.1 Introduction.....	23
II.2 les semi-conducteurs de puissance.....	23
II .2.1 La Diode.....	24
II .2.2 Le thyristor.....	24
II.2.3 Le thyristor GTO (gate turn of thyristor).....	24
II.2.4 Transistor IGBT (insulated gate bipolar).....	25
II.3 Variateurs de vitesse	26
II.4 Principe de base du variateur de vitesse.....	27
II.4.1 Le Redresseur.....	27
II.4.1.1 Redressement non commande (diodes)	28
II.4.1.2 Redressement commandé (tous thyristors)	30
II.4.2 Filtrage.....	31
II.4.2.1 Filtres passifs.....	31
II.4.3 Les Onduleurs.....	31
II.4.3.1 Onduleur de courant	32
II.4.3.2 Onduleur de tension	32
II.5 Classification des onduleurs	32
II.5.1 Onduleurs monophasés	32
II.5.2 L'onduleur de tension triphasé	33
II.6 Techniques de commande de l'onduleur triphasé	34
II.6.1 Commande de MLI	34
II.6.2 modulation de largeur d'impulsion (MLI).....	35
II.6.3 Le circuit de commande.....	36
II.7 Les fonctions du variateur de vitesse.....	36
II.8 Avantages et inconvénients du variateur de vitesse.....	37
II.8.1 Avantages.....	37
II.8.2 Inconvénients.....	37
II.9 Conclusion.....	38

Chapitre III Modélisation et simulation de la machine asynchrone	
III.1 Introduction.....	39
III.2 Hypothèse simplificatrices.....	39
III.3 Modélisation de la MAS dans le plan triphasé abc [24].....	40
III.3.1 Équations générales de la machine asynchrone.....	40
a-Équations électriques.....	41
b-Équations magnétiques.....	42
c-Équations mécaniques.....	43
III.4 La transformation triphasée diphasée.....	44
III.4.1 Transformation de Park.....	44
III.4.1.1 Différents repères.....	44
III.4.1.2 Modélisation de la MAS dans le plan biphasé dq.....	45
III.4.1.2.1 Equation électrique.....	47
 a-Équations des tensions.....	47
 b-Équation magnétique.....	47
III.4.1.2.2 Equation mécanique.....	48
III.5 Transformation de Concordia.....	48
III.6 Simulation de MAS (Référentiel lié au champ tournant).....	49
III.6.1 A vide.....	51
III.6.2 En charge.....	52
III.6.3 Interprétation.....	54
III.7 Simulation de l'onduleur de tension MLI Triangulo –sinusoïdale	55
III.8 Simulation de l'association onduleur-moteur.....	58
III.8.1 Interprétation des résultats de la simulation.....	70
III.9 conclusion.....	72
Conclusion générale.....	73
Bibliographie.....	74
Annexe.....	77

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I

Fig. I.1 Constitution d'un moteur asynchrone.....5

Fig. I.2 Stator d'une machine asynchrone triphasée.....6

Fig. I.3 Enroulement statorique.....7

Fig. I.4 : Influence du nombre de paires de pôles sur la vitesse de rotation et de la du champ statorique résultant.....7

Fig. I.5 : rotor.....9

Fig.I.6: Machine asynchrone à rotor bobiné.....11

Fig.I.7: Rotor a cage d'écureuil.....12

Fig. I.8 : Tôle utilisé pour la réalisation des cages à double encoche.....13

Fig. I. 9 : Courbe de couple de moteur asynchrone.....15

Fig. I.10 : Techniques de freinage.....21

CHAPITRE II

Fig. II.1 : symboles des composants.....23

Fig. II.2 : Variateurs de vitesse.....26

Fig. II.3 : Schéma du variateur de vitesse27

Fig. II.4 La chaine de conversion alternative – continue.28

Fig. II.5 : Redresseur non commandé à diode (PD3).....28

Fig. II.6 : les courbes de redresseur non commandé à diode (PD3).....29

Fig. II.7 : Redresseur commandé à thyristor (PD3).....30

Fig. II.8 : les courbes de Redresseur commandé à thyristor (PD3).....31

Fig. II.9 : Montage pratique d'un onduleur en demi-pont.....33

Fig. II.10 : Structure d'un onduleur de tension monophasé (en pont).....	33
Fig. II.11 : structure d'un onduleur triphasé.....	34
Fig. II.12 : Schéma de position de MLI sur la chaine de régulation du moteur.....	35
Fig. II.13 : fonctionnement de la MLI. [34].....	35

CHAPITRE III

Fig. III.1 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.....	40
Fig. III.2 Transformation de Park.....	44
Fig. III.3 Référentiel tournant d'axes (d-q).....	45
Fig. III.4 Représentation de système triphasé dans le plan de Concordia.....	48
Fig. III.5 Résultats de simulation du modèle en tension de la MAS lors de démarrage à vide.....	52
Fig. III.6 : Résultats de simulation du modèle en tension de la MAS lors de démarrages charge ($C_r = 12 \text{ N.m}$ en $t = 0.7\text{s}$).....	54

LISTE DES TABLEAUX

Liste des tableaux

Tableau (I.1) : nombre de paires de pôles.....8

Tableau (I.2) : Avantages et inconvénients de la machine asynchrone.....17

Liste des symboles

MAS : Machine Asynchrone

R, S : Indice correspondants au stator et au rotor

Sa, Sb, Sc : Indice correspondants aux trois phases du stator

ra, rb, rc ; Indice correspondants aux trois phases du rotor

d, q : Axe correspondants au référentiel lié au champ tournant

θ : Angle électrique

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : tensions appliquées aux trois phases statoriques.

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} : courants qui traversent les trois phases statoriques.

$\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}$: flux totaux à travers ces enroulements.

V_{ra}, V_{rb}, V_{rc} : tensions rotoriques

i_{ra}, i_{rb}, i_{rc} : courants rotoriques

$\varphi_{ra}, \varphi_{rb}, \varphi_{rc}$: flux rotoriques

R_s : Résistance d'une phase statorique.

R_r : Résistance d'une phase rotorique

$[L_s]$: Matrice des inductances statoriques.

$[L_r]$: Matrice des inductances rotoriques.

$[M_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelles statoriques.

$[\mathbf{M}_{RS}]$: Matrice des inductances mutuelles rotoriques.

l_S : Inductance propre d'une phase statorique.

l_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_S : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

θ : Angle électrique définit la position relative instantanée entre les axes statoriques et les axes rotoriques qui sont choisis comme axes des références.

M : Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase correspondante du rotor

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

C_r : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.

Ω_r : Vitesse rotorique.

C_e : Couple électromagnétique.

f : Coefficient de frottement visqueux.

$[P(\theta_{obs})]$: est la matrice de Park

$L_S = l_S - M$, $L_r = l_r - M$; Inductance cyclique propre du stator et du rotor respectivement.

$M = \frac{2}{3}M_0$: Inductance cyclique mutuelle stator-rotor

MLI : Modulation de Largeur d'impulsion.

$V_{\text{réf}}$: Signal de référence sinusoïdale

U_P : Signale triangulaire porteuse

$f_{\text{réf}}$: Fréquence de la référence.

f_P : Fréquence de la porteuse

m : Coefficient de modulation

Résumé

Le contrôle de la vitesse d'un moteur asynchrone occupe une place de choix dans diverses applications industrielle.

Grâce à l'évolution technologique récente de l'électronique de puissance qui a permis de varier la vitesse de moteur asynchrone avec un variateur de vitesse facilement sans changer les caractéristiques du moteur par des lois de commande plus robuste, qui est le réglage par la technique modulation de largeur d'impulsion.

La technique utilisée pour la commande de l'onduleur est la modulation de largeur d'impulsion « MLI », vu les avantages du point de vue amélioration de la forme des tensions et courants, régulation de la vitesse du moteur et réduit les harmoniques de tension.

Mots clés: Moteur Asynchrone, la modulation de largeur d'impulsion « MLI »

ملخص

و يشغل التحكم في سرعة محرك الغير متزامن مكان في مختلف التطبيقات الصناعية. وبفضل التطور التكنولوجي الذي حدث مؤخرا في مجال إلكترونيات ، والذي أدى إلى تباين سرعات المحرك ذات السرعة المتغيرة بسهولة ، دون تغيير خصائص المحرك بقوانين تحكم أكثر قوة ، وهي قوانين تحكم وحدة عرض الزخم أما التكنولوجيا المستخدمة في إدارة موجات تعديل عرض النبضة ، مع مراعاة من حيث تحسين شكل التيار، تنظيم سرعة المحرك و تقليل توافقيات التيار

، موجات تعديل عرض النبضة « م ل ا » ، محرك الغير متزامن :الكلمات المفتاحية

Abstract

Controlling the speed of an asynchronous motor occupies a prominent place in various industrial applications.

Thanks to the recent technological evolution of power electronics which has allowed to vary the asynchronous motor speed with a speed variator easily without changing the characteristics of the motor by more robust control laws, which is the adjustment by the pulse width modulation technique.

The technique used for controlling the inverter is pulse width modulation "PWM," given the advantages of improving the shape of the voltages and currents, regulating the speed of the motor and reducing the voltage harmonics.

Key words: Asynchronous motor, pulse width modulation "PWM"

Keywords: asynchronous motor, pulse width modulation "PWM"

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Introduction générale

La machine asynchrone, de par sa simplicité de construction, son faible coût d'achat et sa robustesse mécanique, est considérée comme l'outil de conversion électromécanique le plus utilisé en industrie.

Les possibilités de la variation de vitesse des machines à courant alternatif intéressent tous les domaines industriels et techniques.

L'électronique de puissance connaît depuis long temps un essor très important. A l'heure actuelle, cette discipline du génie électrique touche des domaines d'application vastes et très divers pour des puissances couvrant une large gamme (quelques watts à plusieurs centaines de méga watt).

Les structures de conversion d'énergie, principales actrices de cette spécialité, commutent des puissances de plus en plus importantes.

L'apparition et le perfectionnement de nouveaux composants de puissance commandable à l'ouverture et à la fermeture tels que les GTO et l'IGBT ont permis la conception de nouveaux convertisseurs fiables, rapides et puissants. Ainsi, l'ensemble des variateurs (convertisseur statique machine à courant alternatif) ont vu leur cout diminuer considérablement [1] [17].

L'avènement de l'électronique de puissance à semi-conducteurs et le grand nombre de convertisseurs développés récemment permettent le choix d'une association optimale d'un moteur à courant alternatif et d'un onduleur de tension ou de courant .

Les onduleurs les plus connus jusqu'ici sont les onduleurs à deux niveaux. Ces onduleurs à deux niveaux sont limités en tension (1.4KV) et en puissance (1MVA).

La technique utilisée pour la commande de l'onduleur est la modulation de largeur d'impulsion « MLI », vu les avantages quelle peut apporter par rapport à la commande de pleine onde pour réduire les harmoniques.

Tel que la commande en pleine onde, la MLI sinusoidale, du point de vue amélioration de la forme des tensions et courants, destinés à alimenter la machine asynchrone étudiée.

Le premier chapitre, concerne une généralité sur les moteurs asynchrones et les différents types de démarrages, freinages et de réglages de la vitesse.

Le deuxième chapitre, est consacré à une généralité sur les convertisseurs statiques et aux les différents types d'onduleurs.

Le dernier chapitre sera consacré pour la modélisation et simulation avec interprétation.

En fin, nous terminons cette étude par une conclusion générale.

CHAPITRE 1

GÉNÉRALITÉ SUR LES MACHINES ASYNCHRONE

Chapitre I : Généralité sur les machines asynchrone

I.1 Introduction

La machine asynchrone, connue également sous le nom de la machine à induction, est une machine électrique à courant alternatif sans connexion entre le stator et le rotor.

Du fait de sa simplicité de construction, d'utilisation et d'entretien, de sa robustesse et son faible prix de revient. La machine asynchrone est aujourd'hui très couramment utilisée comme le moteur dans une gamme de puissance allant de quelque centaine de watts à plusieurs milliers de kilowatts.

On appelle machine asynchrone toute machine ; qui ayant, $(2p)$ pôles et étant reliée à un réseaux de fréquence f_s , ne tourne pas exactement à la vitesse asynchrone $(60 f_s / \pi)$. 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 [1] :

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

I.2 Historique

La paternité de la machine asynchrone est controversée. Elle pourrait être attribuée à trois inventeurs : en 1887, Nikola Tesla dépose un brevet sur la machine asynchrone [2], puis en Mai de l'année suivante cinq autres brevets. Pendant la même période, Galileo Ferraris publie des traités sur les machines tournantes, avec une expérimentation en 1885, puis une théorie sur le moteur asynchrone en avril 1888 [3].

En 1889, Michail Doliwo-Dobrowolski, électricien allemand d'origine russe, invente le premier moteur asynchrone à courant triphasé à cage d'écureuil qui sera construit industriellement à partir de 1891 [4].

I.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone

Les courants statoriques créent un champ magnétique tournant dans le stator. La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques, c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique. La vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme. L'enroulement du rotor est donc soumis à des variations de flux (du champ magnétique)[5].

Il s'y déclenche donc des courants de Foucault (qui peuvent exister puisque la spire est refermée sur elle-même). Ces courants créent une force de Laplace qui tend à mettre la spire en rotation pour s'opposer à la cause qui leur a donné naissance, d'après la loi de Lenz. Le rotor se met donc à tourner pour tenter de suivre le champ statorique [6].

Sur les moteurs asynchrones triphasés, le champ tournant est produit par trois bobinages fixes géométriquement décalés de 120°, et parcouru par des courants alternatifs présentant le même décalage électrique, les trois champs alternatifs qu'ils produisent se composent pour former un champ tournant d'amplitude constante [7].

La machine est dite asynchrone car elle est dans l'impossibilité, sans la présence d'un entraînement extérieur, d'atteindre la même vitesse que le champ statorique. En effet, dans ce cas, vu dans le référentiel du rotor, il n'y aurait pas de variation de champ magnétique ; les courants s'annuleraient, de même que le couple qu'ils produisent, et la machine ne serait plus entraînée. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est appelée vitesse de glissement [8].

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

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

Avec :

ω_s : Pulsation statorique, liée à la fréquence du stator.

P : Nombre de paires de pôles de la force magnétomotrice résultante.

I.4 Constitution de la machine asynchrone

Deux composants principales constituent le moteur asynchrone, souvent appelé moteur à induction. Elles sont faites des tôles d'aciers au silicium et comportent des encoches dans lesquelles en place les enroulements. L'une des composantes, appelé le stator, est fixe, on trouve les enroulements reliés à la source. L'autre composante, nommée le rotor, est montée sur un axe et libre de tourner. Selon que les enroulements du rotor sont accessibles de l'extérieur ou sont fermés sur eux-mêmes en permanence, on reconnaît deux types de rotor : le rotor bobiné et le rotor à cage d'écureuil [9].

Dans le cas du rotor bobiné, aussi appelé rotor à bague, l'enroulement triphasé, relié en Etoile ou en triangle, est connecté à trois bagues qui le rendent accessible de l'extérieur par l'intermédiaire de balais. On peut ainsi le court-circuiter comme cela se produit en marche normale, insérer des résistances dans le circuit lors du démarrage et dans certains cas spéciaux de fonctionnement ou y raccorder un convertisseur de courant à thyristors afin de régler le courant de démarrage et la vitesse en marche. Depuis quelques années le moteur à bagues a été délaissé au profit du moteur à cage piloté par des convertisseurs à fréquence variable.

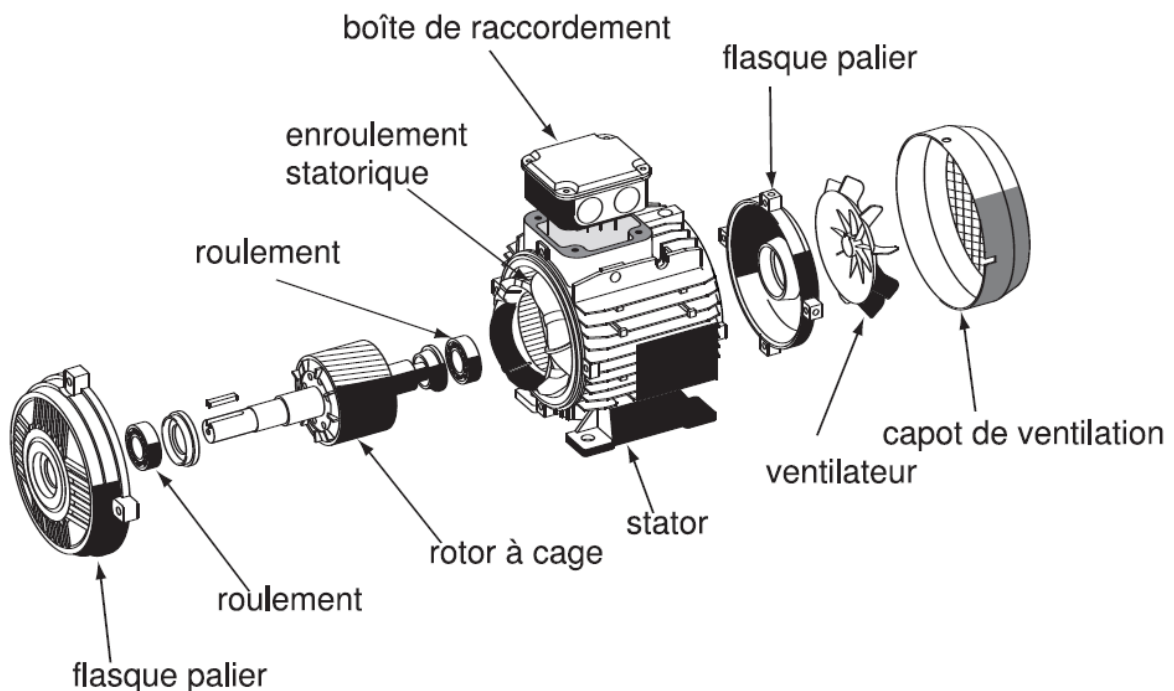


Fig. I.1 Constitution d'un moteur asynchrone.

Les encoches du rotor à cage d'écureuil comportent des barres en cuivre ou en aluminium réunies entre elles de part et d'autre du rotor par des anneaux. Dans le cas des

moteurs de faible puissance et même de puissance moyenne, les cages sont en aluminium coulé sous vide partiel et pression.

Ce procédé permet d'éviter la présence néfaste de bulles d'air dans les barres et d'obtenir en une seule opération les barres, les anneaux de chaque extrémité et parfois même les ailettes de ventilation. Toutefois, dans les petits moteurs de fabrication récente, on utilise plutôt des ailettes en plastique. Étant donné que cette matière est beaucoup moins couteuse que l'aluminium.

I.4.1 Stator

Le stator d'un moteur asynchrone est identique à celle d'un moteur synchrone(MS), 3 enroulements couplés en étoile ou en triangle et décalés entre eux de $2\pi/3$ qui sont alimentés par un système de tension équilibrée. Le stator d'un moteur triphasé (le plus courant en moyenne et grosse puissance), comme son nom l'indique, est la partie statique du moteur asynchrone. Il se compose principalement :

- De la carcasse,
- Des paliers,
- Des flasques de palier,
- Du ventilateur refroidissant le moteur,
- Le capot protégeant le ventilateur.



Fig. I.2 Stator d'une machine asynchrone triphasée.

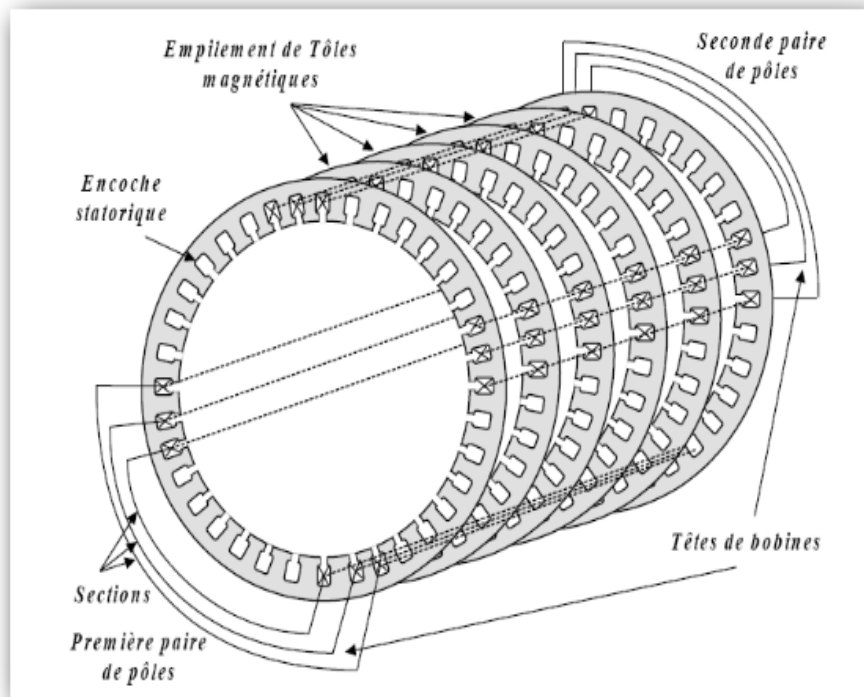


Fig. I.3 Enroulement statorique.

L'intérieur du stator comprend essentiellement :

- Un noyau en fer feuilleté de manière à canaliser le flux magnétique.
- Les enroulements (ou bobinage en cuivre) des trois phases logés dans les encoches du noyau.

Dans un moteur triphasé les enroulements sont au nombre minimum de trois décalés l'un de l'autre de 120° comme le montre le schéma ci-dessous.

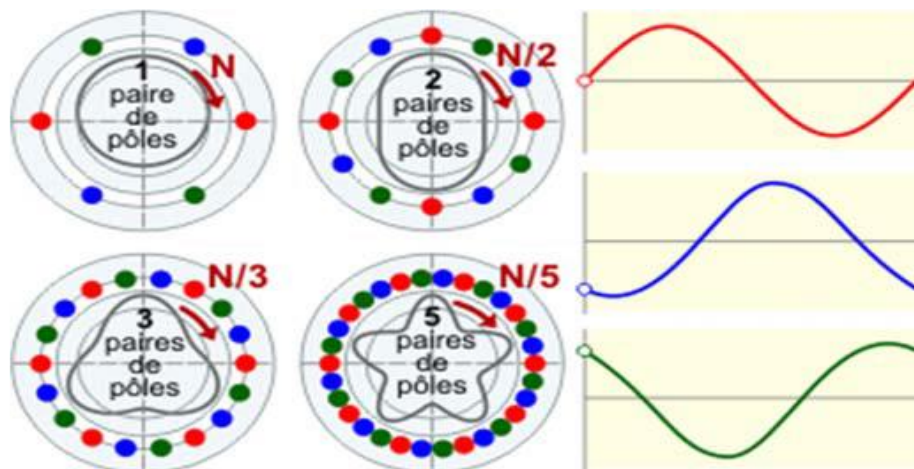


Fig. I.4 : Influence du nombre de paires de pôles sur la vitesse de rotation et de la forme du champ statorique résultant.

Lorsque les enroulements du stator sont parcourus par un courant triphasé. Ceux-ci produisent un champ magnétique tournant à la vitesse de synchronisme.

La vitesse de synchronisme est en fonction de la fréquence du réseau d'alimentation (50 Hz en Europe) et du nombre de paires de pôles. Vu que la fréquence est fixe.

La vitesse de rotation du champ tournant du moteur ne peut varier qu'en fonction du nombre de paires de pôles.

Paires de pôles	1	2	3	4	6
Nombre de pôles	2	4	6	8	12
N0 [tr/min]	3000	1500	1000	750	500

Tableau (I.1) : nombre de paires de pôles.

I.4.2 Rotor

Le rotor du moteur supporte un bobinage semblable à celle du stator du MS bobinage triphasé décalés de $2\pi/3$ à même nombre de pôles que celle du stator MS.

Ces 3 bobinages sont couplés en étoile et court-circuités sur eux-mêmes. Ce type de rotor est dit bobiné mais on peut envisager un rotor plus sommaire constitué de barres conductrices court-circuitées par un anneau conducteur à chaque extrémité.

Le rotor est la partie mobile du moteur asynchrone. Couplé mécaniquement à un treuil d'ascenseur par exemple, il va créer un couple moteur capable de fournir un travail de montée et de descente de la cabine d'ascenseur.

Il se compose essentiellement :

- D'un empilage de disques minces isolés entre eux et clavetés sur l'arbre du rotor afin de canaliser et de faciliter le passage du flux magnétique.
- D'une cage d'écureuil en aluminium coulé dont les barreaux sont de forme trapézoïdale pour les moteurs asynchrones standards et fermés latéralement par deux "flasques" conductrices.

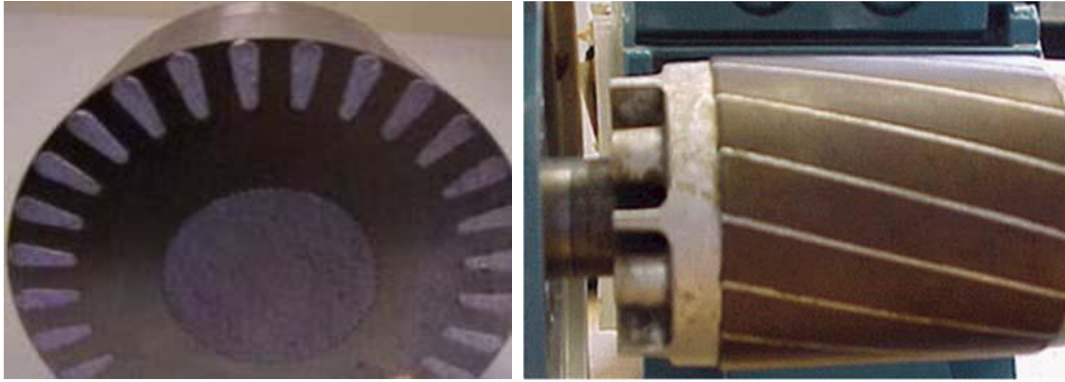


Fig. I.5 : rotor.

I.4.3 Le bobinage

L'enroulement de toute machine électrique est la pièce maîtresse nécessaire pour la création du champ magnétique. Il est constitué de bobines ou de sections, généralement en cuivre, connectées en série ou en parallèle.

Trois types de bobinage de stator sont habituellement utilisés :

- L'imbriqué
- le concentrique
- et l'ondulé

Chacun d'entre eux présentent ses propres avantages :

- L'enroulement imbriqué s'utilise pour le bobinage de moteurs à partir de quelques dizaines de kW. Dans les petits moteurs asynchrones on emploie généralement l'enroulement concentrique, surtout quand le bobinage est mécanisé.
- L'enroulement ondulé est indiqué pour les moteurs à bagues. Les enroulements imbriqué et ondulé sont le plus souvent à double couche, de manière que chaque encoche contient deux côtés de bobine et le nombre de conducteurs par encoche doit forcément être pair.

Pour utiliser le moteur sous plusieurs tensions différentes, on peut répartir les bobines en un certain nombre de groupes qu'on peut relier en série ou en parallèle.

Dans ce dernier cas on s'y réfère comme des chemins en parallèle.

I.4.4 Isolation

L'isolation entre conducteurs, bobines et circuit magnétique peut être réalisée avec plusieurs types de matériau. Dans le passé ils ont employaient des matériaux tels que le papier ou le coton, imprégnés ou non d'huile. Les développements dans le domaine de la chimie les permettent d'avoir toute une gamme de produits synthétiques parmi lesquels on choisit en

fonction des caractéristiques isolantes et thermiques souhaitées. On peut citer le nylon, l'époxy, le polyester ou le polyvinyle, par exemple. On groupe ces matériaux en classes selon sa température maximale d'utilisation. Les vernis utilisés pour couvrir les fils ronds doivent rester flexibles. Selon l'épaisseur du vernis on peut avoir des fils isolés simple, double ou triple couche, la double couche étant le plus utilisé.

I.4.5 Les organes mécaniques

La carcasse joue le rôle d'enveloppe et assure la protection contre l'environnement extérieur.

L'arbre est un organe de transmission comprenant une partie centrale qui sert de support au corps du rotor et un bout d'arbre sur lequel est fixé un demi-accouplement. Généralement il est constitué en en acier moulé ou forgé.

Il est supporté par un ou plusieurs paliers. Ces paliers soutiennent le rotor et assurent sa libre rotation.

Le second palier est libre pour assurer les dilatations thermiques de l'arbre. Une isolation électrique de l'un des paliers assure l'élimination des courants dans l'arbre dû aux dissymétries des réluctances du circuit magnétique. Ils sont généralement à roulement pour les machines de petite et moyenne puissance [10].

I.5 Les types des moteurs asynchrones

a) Stator

Le stator des moteurs asynchrones triphasés est le même que celui du moteur synchrone ou de l'alternateur, c'est lui qui crée le champ tournant. Il consiste à un bâti d'acier, contenant un empilage de tôles rainurées pour recevoir les enroulements qui sont divisés en trois bobines séparées, de manière à produire chacune des phases du système triphasé.

b) Rotor

Dans la réalité le rotor est constitué de tôles empilées de façon à former un cylindre comportant des encoches où sont logés des conducteurs en aluminium coulé ou en cuivre dont les extrémités sont court-circuitées par des couronnes de même nature formant ainsi une "cage d'écureuil" comme le montre dans Fig.(I.5). Le rotor peut recevoir également trois enroulements identiques constitués de conducteurs en cuivre reliés à des bagues servant à les court-circuiter. On à faire dans ce cas à un "rotor bobiné".

Les différents types des moteurs asynchrones ne distinguent que par le rotor. Dans tous les cas, le stator reste, au moins dans son principe, le même : il est constitué d'un enroulement bobiné réparti à l'intérieur d'une carcasse cylindrique faisant office de bâti et logé à l'intérieur d'un circuit magnétique supporté par cette carcasse. Ce circuit magnétique est formé d'un empilage de tôles, en forme de couronnes circulaires, dans lesquelles sont découpées les encoches parallèles à l'axe de la machine [11].

b).1 Moteur à rotor bobiné

Le moteur à rotor bobiné possède un bobinage triphasé relié en étoile et branché à trois résistances externes à l'aide des bagues collectrices.

Ce type de moteur s'avère plus coûteux que le moteur à cage d'écureuil.

Cependant, il présente les avantages suivants :

- Le couple de démarrage est plus élevé,
- Il est possible de régler la vitesse du moteur à l'aide de résistances extérieures (rhéostats),
- Le courant de démarrage est plus faible lorsqu'on ajoute un rhéostat.

Avec l'apparition de contrôleurs électroniques de plus en plus performants l'utilisation des moteurs à rotor bobiné tend toutefois à diminuer dans les applications à vitesse variable au profit de moteurs à cage d'écureuil associés à des Variateurs de vitesse

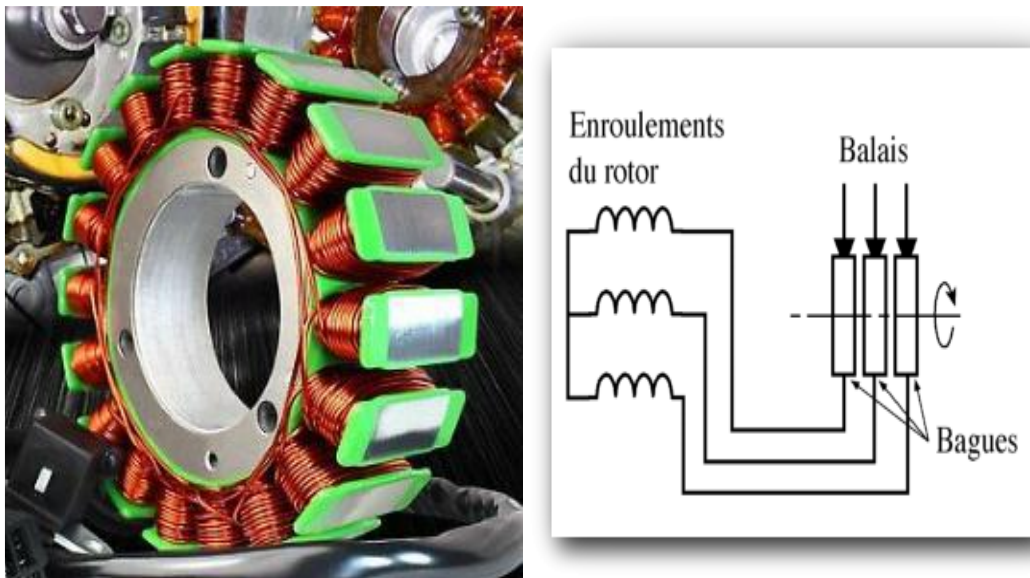


Fig.I.6: Machine asynchrone à rotor bobiné.

b).2 Moteur a cage d'écureuil

C'est le plus fréquent. Ce type de moteur a été inventé au début des années 1890. Ces rotors sont constitués de tôles ferromagnétiques et de barres conductrices régulièrement réparties à la périphérie du rotor. Les barres sont reliées entre elles par des anneaux de court-circuit. Les tôles ferromagnétiques servent à guider les lignes de champ tandis que les barres accueillent les courants d'induits.

Pour les machines de faible puissance, les rotors sont réalisés à partir d'un empilement de tôles découpées et isolées les unes des autres (feuilletage) dans lesquelles on injecte un matériau conducteur de manière à constituer les barres ainsi que les anneaux de court-circuit.

Pour les machines de forte puissance, les barres sont insérés dans le rotor puis les anneaux de court-circuit sont soudés ou brasés aux barres.

Le matériau constituant les barres et les anneaux de court-circuit est généralement un alliage à base d'aluminium, mais on peut aussi rencontrer du cuivre ou du laiton. En général, les barres sont légèrement inclinées suivant l'axe du rotor afin que le nombre de barres présentes sous une phase statorique soit constant quelle que soit la position du rotor.

Ce procédé permet de diminuer la variation de la réluctance du circuit magnétique au cours de la relation du rotor.

(Ou « effet d'encoches ») et de diminuer ainsi les oscillations de couple.

C'est cette inclinaison des encoches qui donne à l'ensemble barres plus anneaux de court-circuit la forme d'une cage d'écureuil déformée. Les moteurs à cage d'écureuil sont de loin les plus utilisés : ils représentent de 80 à 85 % en milieu industriel.

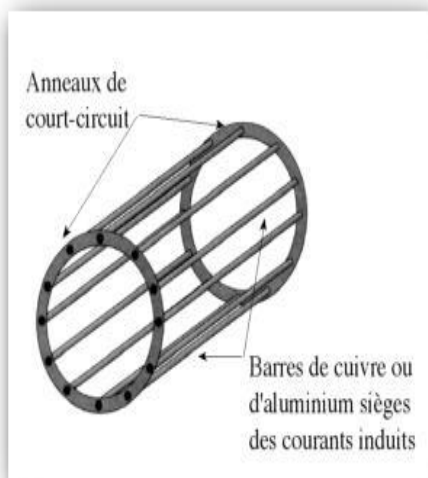


Fig.I.7: Rotor a cage d'écureuil.

Son inconvénient majeur est qu'il ne permet pas d'insérer un rhéostat et qu'il a au démarrage de mauvaise performance (courant élevé et couple faible). C'est pour remédier à cette situation qu'ils ont développés deux autres types de moteur (rotor à double cage et rotor à encoche profondes).

b).3 Moteur a double cage

Le rotor est construit suivant le principe du rotor à cage simple, mais avec deux cages électriquement indépendantes. Une cage externe à la périphérie du rotor est composée de matériaux résistifs (laiton, bronze) et possède une faible dispersion magnétique. Une cage interne en cuivre possède une résistivité plus faible et une dispersion magnétique importante.



Fig. I.8 : Tôle utilisé pour la réalisation des cages à double encoche

b).4 Moteur a double encoches ou à encoches profondes

Ce sont des rotors à cage qui utilisent l'effet de peau dans les conducteurs afin de faire varier la résistance du rotor en fonction de la vitesse de fonctionnement de la machine.

L'effet de peau est un phénomène électromagnétique qui fait que plus la fréquence des courants augmentent, plus le courant a tendance à ne circuler qu'en surface des conducteurs.

I.6 Caractéristique des moteurs asynchrones triphasés

Un moteur est caractérisé essentiellement par sa puissance, la fréquence de rotation de son arbre, sa fixation, ses éléments mécanique.

I.6.1 La puissance

I.6.1.1 Puissance d'entrée

$$P_e = U.I\sqrt{3} \cos\varphi \dots\dots\dots (I.2)$$

Avec :

P_e : Puissance électrique en watts.

U : Tension entre phase en volts.

I : intensité dans un fil de ligne en ampères.

I.6.1.2 Puissance de sortie

$$P_m = T_m.\Omega \dots\dots\dots (I.3)$$

Avec:

P_m : Puissance mécanique en watts.

T_m : Couple moteur en mètres newton.

Ω : Vitesse angulaire en radians par seconde.

I.6.2 La vitesse angulaire

$$\Omega = 2\pi.n' \dots\dots\dots (I.4)$$

n' : fréquence de rotation du rotor.

I.6.3 Fréquence de rotation du champ tournant

La fréquence de rotation du champ tournant, encore appelée vitesse de synchronisme, est donnée par la relation :

$$n = f/p \dots\dots\dots (I.5)$$

Avec :

f : fréquence du réseau en hertz.

P : nombre de paires de pôles du stator.

n : fréquence de rotation du champ tournant [tr/s]

I.6.4 Glissement

Le rotor est constitué de manière à obtenir trois enroulements ayant un nombre de pôles identique à celui du stator. Les enroulements rotoriques sont en court-circuit, la vitesse de rotation de rotor est inférieure à Ω_s , et on note : [12]

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \dots \dots \dots (I.6)$$

g : glissement de la vitesse de rotation par rapport à celle du champ tournant statorique.

I.6.4.1 Les trois modes de fonctionnement du moteur asynchrone

- ✓ Lorsque « g » est négative le couple est négatif et la machine transforme de l'énergie mécanique en énergie électrique elle fonctionne en génératrice.
- ✓ Lorsque « g » est compris entre 0 et 1 la machine fournit un couple positif et transformé l'énergie électrique en énergie mécanique.
- ✓ Lorsque « g » positive supérieur à 1, la machine fonctionne en frein électrique elle absorbe l'énergie fournie par le réseau pour transformer en une puissance mécanique négative.

I.6.5 Couple du moteur

Un moteur asynchrone est caractérisé par sa loi de couple en fonction de la fréquence de rotation de son arbre.

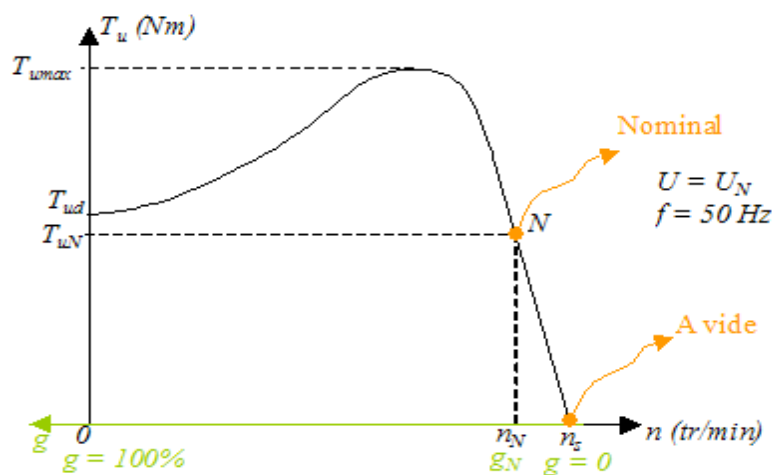


Fig. I. 9 : Courbe de couple de moteur asynchrone.

I.6.5.1 Couple électromagnétique

La puissance P_{tr} est transmise du stator vers le rotor par l'action du champ tournant statorique sur les courants du rotor, c'est-à-dire par effet électromagnétique. La puissance électromagnétique transmise au rotor est égale à :

$$P_{tr} = T_{em} \cdot \Omega \dots\dots\dots (I.7)$$

Le moment du couple électromagnétique est donc égal à :

$$T_{em} = P_{tr} / \Omega \dots\dots\dots (I.8)$$

Avec :

T_{em} : En newton-mètre (Nm).

P_{tr} : En watt (W).

Ω : En radian par seconde (rad/s).

I.6.5.2 Couple utile nominale

$$T_{uN} = P_{uN} / \Omega_N \dots\dots\dots (I.9)$$

Avec :

T_{uN} : En newton-mètre (Nm).

P_{uN} : En watt (W).

Ω_N : En radian par seconde (rad/s).

I.7. Réglage de la vitesse

Le réglage de la vitesse de la machine asynchrone est donc obtenu en agissant sur le couple qu'elle produit, on peut modifier la vitesse en augmentant le glissement ou en changeant la fréquence d'alimentation.

I.7.1 Réglage par variation de tension

Le couple électromagnétique de la machine asynchrone est proportionnel au carré de la tension d'alimentation statorique.

Il est donc possible d'envisager un ajustement de la vitesse au-dessous de la vitesse nominale en modifiant la tension d'alimentation statorique avec un Gradateur triphasé.

Cette solution est le plus souvent utilisée pour le démarrage de charges à caractéristique de couple quadratique ($C_r = k \cdot \Omega^2$).

I.7.2. Réglage par action sur le glissement

L'utilisation de résistances rotorique permet un réglage de la vitesse au-dessous de la vitesse nominale mais avec un rendement déplorable.

On essaiera donc de récupérer cette énergie transmise au rotor : c'est la cascade hypo synchrone réservée à la très forte puissance pour des machines à rotor bobiné.

I.7.3. Réglage par variation de la vitesse

La fréquence de rotation de la machine étant au glissement près proportionnel à la fréquence d'alimentation des enroulements statorique, on essaiera de créer pour ces enroulements un réseau à fréquence variable ce sont les Onduleurs de tension.

On peut aussi chercher à injecter des courants dans les enroulements pour imposer le couple de la machine ce sont les Onduleurs de courant ou commutateurs de courant.

On peut également convertir directement la fréquence du réseau industriel en une fréquence variable plus faible (de 0 à 1/3 de la fréquence réseau) à l'aide d'un **cyclo convertisseur** à commutation naturelle piloté lui aussi en fréquence en courant ou vectoriellement.

I.8 Avantages et inconvénients de la machine asynchrone

Les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone sont résumés dans le tableau suivant :

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> • Structure simple. • Robuste et facile à construire. • Coût réduit. • Absence d'un système bagues balais. 	<ul style="list-style-type: none"> • Non découplage naturel. • Non linéarités.

Tableau (I.2) : Avantages et inconvénients de la machine asynchrone

I.9 Les différents types des systèmes de démarrage

Il existe différents commutations et méthodes de démarrage les plus importantes utilisées dans l'industrie sont présentés ci-dessous :

➤ Démarrage classique :

- Démarrage direct.
- Démarrage étoile-triangle.
- Démarrage par élimination des résistances statoriques.
- Démarrage par élimination des résistances rotoriques.
- Démarrage par autotransformateur.

➤ Démarrage électronique :

- Démarrage avec démarreur progressif électronique.
- Démarrage avec variateur de vitesse.

I.9.1 Démarrage classique

I.9.1.1 Démarrage direct

C'est le mode de démarrage le plus simple qui ne peut être exécuté qu'avec le moteur asynchrone à cage. Dans ce procédé de démarrage, le moteur asynchrone est branché directement au réseau d'alimentation le démarrage s'effectue en un seul temps. Le courant de démarrage peut atteindre 4 à 8 fois le courant nominal du moteur. Le couple de décollage est important, peut atteindre 1.5 fois le couple nominal. [13]

Avantages

- Installation très simple.
- Démarrage simple.
- Couple de démarrage important.
- Prix faible.
- Temps de démarrage court.

Inconvénient

- Pointe de courant très important.
- S'assurer que le réseau admet cette pointe.
- Démarrage brutal.
- Dans le démarrage direct d'un moteur asynchrone triphasé, le couplage des enroulements doit être en étoile ou en triangle selon les caractéristiques du moteur et le réseau d'alimentation.

I.9.1.2 Démarrage moteur étoile triangle

Un moteur asynchrone triphasé alimenté d'une puissance importante nécessite ce type de démarrage, qui permet de limiter le courant d'appel au démarrage. Le moteur est commandé par un bouton marche et un bouton d'arrêt, l'arrêt est prioritaire.

Avantages

- Réduction du courant de démarrage.
- Faible complication d'appareillage.
- Bon rapport couple/courant.

Inconvénients

- Couple très réduit.
- Coupure d'alimentation lors du passage étoile-triangle.
- Temps de démarrage plus élevé.

I.9.1.3 Démarrage par résistances statoriques

L'alimentation à tension réduite est obtenue dans un premier temps par la mise en série d'une résistance dans le circuit ; cette résistance est ensuite court-circuitée. Le courant de démarrage est réduit proportionnellement à la tension. Le couple de démarrage est réduit proportionnellement au carré de la tension. Peu utilisé (pour les machines à fort couple de démarrage).

Avantages

- Possibilité de choisir le couple de démarrage.
- Choix du courant de démarrage avec précision.
- Passage entre phases de démarrage sans interruption du courant

Inconvénients

- Faible réduction de la pointe au démarrage.
- Nécessite des résistances.
- Une chute de tension importante aux bornes du moteur et par conséquent diminution du couple de démarrage.
- Perte de puissance dans les résistances.

I.9.1.4 Démarrage par résistances rotoriques

Ce procédé est utilisé pour les moteurs à rotor bobiné avec sortie de l'enroulement rotorique sur trois bagues. On limite le courant au stator en augmentant la résistance du rotor. Des résistances montées en série dans le circuit du rotor sont éliminés au fur et à mesure que la vitesse augmente.

Avantages

- L'appel de courant est pour un couple de démarrage donné le plus faible par rapport tous les autres modes de démarrage. – Possibilité de choisir par construction, couple et le nombre de temps de démarrage. – Pas de coupure d'alimentation pendant le démarrage.

Inconvénients

- Moteur onéreux et moins robuste.
- Nécessite des résistances et des moteurs à rotor bobiné.

I.9.1.5 Démarrage par autotransformateur

Le moteur est alimenté sous tension réduite par l'intermédiaire d'un autotransformateur. Ce dernier est alimenté par la tension du réseau au primaire,

l'autotransformateur est mis hors tension à la fin du démarrage. Cette opération s'effectue en trois temps :

-Le premier temps: L'autotransformateur est d'abord couplé en étoile, puis le moteur est couplé au réseau à travers ses enroulements. Le démarrage est réalisé sous une tension réduite qui est fonction du rapport de transformation. L'autotransformateur est choisi de façon à ce que la tension réduite soit la mieux adaptée (suffisante pour démarrer le moteur).

Le deuxième temps: Avant de passer au couplage plein charge, le couplage en étoile est ouvert. La fraction de bobinage constitue une inductance en série avec le moteur.

Le troisième temps: Le couplage plein tension intervient après le deuxième temps, généralement très court (fraction de seconde). Les inductances en série avec le moteur sont court-circuitées ; puis l'autotransformateur est mis hors circuit [13].

Le courant et le couple de démarrage varient dans la même proportion, ces derniers sont divisés.

Avantages

- Possibilité de choisir le couple de décollage – Réduction de l'appel du courant.
- Démarrage en 3 temps sans coupure.

Inconvénients

- Prix d'achat élevé de l'équipement.
- Présente des risques sur le réseau perturbé.

I.9.2 Démarrage électronique

I.9.2.1 Démarrage par un convertisseur électronique

Les démarreurs progressifs sont des appareils de commande électronique conçus pour le démarrage progressif des moteurs asynchrones triphasés. Par le biais d'une commande en angle de phase, les trois phases du moteur sont influencées par des thyristors (Gradateur) de telle sorte que les intensités puissent augmenter constamment. Le gradateur est un dispositif qui permet à partir d'une source alternative de convertir une tension sinusoïdale de valeur efficace constante à une tension alternative de même fréquence mais de valeur efficace variable, c'est un interrupteur statique constitué de deux thyristors « tête-bêche ».

I.10 Freinage des moteurs asynchrones

I.10.1 Freinage à contre-courant

le principe consiste à inverser deux phases pendant un court instant. Ceci est donc équivalent à un freinage hyper-synchrone à fréquence fixe et mal géré. Le couple résistant est faible et le courant appelé est également très important (de l'ordre de 10 à 12 fois l'intensité nominale). La conséquence en est que les enroulements de la machine risquent un sur-échauffement : il est conseillé de prévoir des résistances supplémentaires afin de diminuer l'intensité.

Enfin, avec cette méthode, le couple décélérateur reste négatif pendant toute la phase de freinage, il faut donc prévoir de couper l'alimentation au passage par zéro de la vitesse (temporisation, contact centrifuge), sinon la rotation s'inverse.

I.10.2 Freinage par injection du courant continu

Cette technique repose sur l'excitation du stator par un courant continu, un champ non variable qui va s'opposer au mouvement et créer ainsi le frein. Cette technique nous oblige à déconnecter la machine de l'alimentation lorsqu'on l'effectue.

I.10.3 Freinage mécanique par électro-frein

Ce système est constitué d'un frein à disque solidaire de l'arbre de la machine asynchrone et dont les mâchoires initialement serrées hors tension sont commandées par un électroaimant. Après alimentation de l'électroaimant, les mâchoires se desserrent laissant la rotation libre.

La coupure de l'alimentation provoque le freinage. Ce dispositif aussi appelé « frein à manque de courant » est souvent prévu comme dispositif d'arrêt d'urgence.

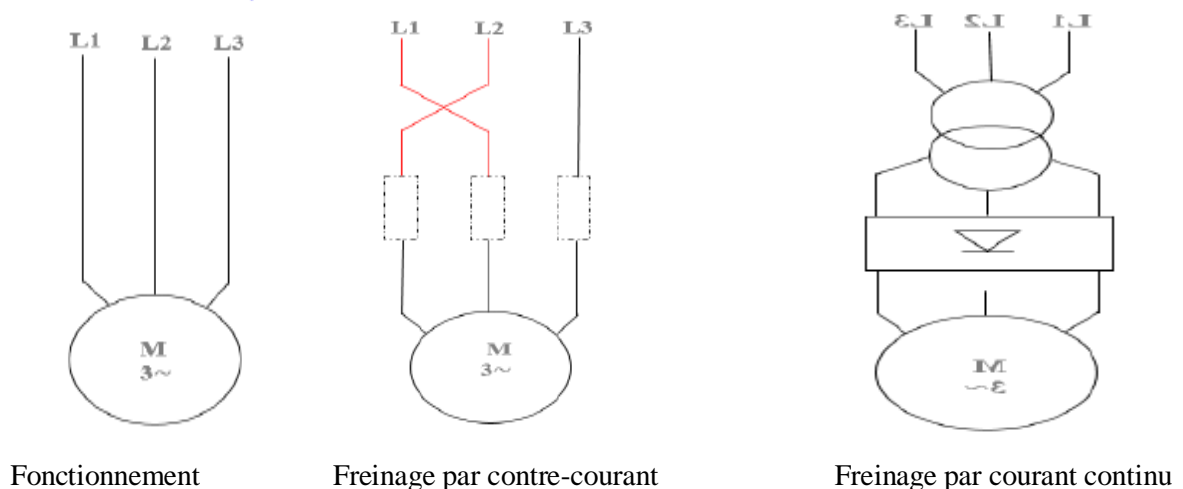


Fig. I.10 : Techniques de freinage.

I.11 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre le principe de fonctionnement et la constitution du moteur asynchrone triphasé et son rôle majeur dans l'industrie grâce à sa robuste et sa simple constitution, ainsi les différents types du moteur et les critères pour le Réglage de la vitesse

Dans ce chapitre, nous avons cité les différents modes de démarrage et freinage d'un moteur asynchrone triphasé.

Aussi donné un aperçu sur les avantages et les inconvénients de ces différents modes.

CHAPITRE 2

VARIATEURS DE VITESSE

II.1 Introduction

Pour démarrer les moteurs électriques et contrôler leur vitesse, les démarreurs rhéostatiques, les variateurs mécaniques et les groupes tournants (Ward Leonard en particulier) ont été les premières solutions ; puis les variateurs électroniques se sont imposés dans l'industrie comme la solution moderne, économique, fiable et sans entretien.

Les variateurs de vitesse assurent une mise en vitesse et une décélération progressives, ils permettent une adaptation précise de la vitesse aux conditions d'exploitation.

Le variateur pour moteur à courant continu a été la première solution offerte. Les progrès de l'électronique de puissance et de la microélectronique ont permis la réalisation de convertisseurs de fréquence fiables et économiques.

Les convertisseurs de fréquence modernes permettent l'alimentation de moteurs asynchrones avec des performances analogues aux meilleurs variateurs de vitesse à courant continu [14].

II.2 les semi-conducteurs de puissance

Les composants de l'électronique de puissance, doivent répondre à une commande qui exige l'état passant ou bloqué, ce changement de conductivité est possible grâce aux structures spéciales des semi-conducteurs qui contrôlent les porteurs de charges mobiles, trois différents types sont définis :

- Semi-conducteurs non contrôlés : diodes
- Semi-conducteurs contrôlés avec commande amorçage: Thyristors
- semi-conducteurs contrôlés avec commande amorçage /blocage :

-Le thyristor à ouverture commandée (*GTO*) ;

-Le transistor bipolaire à grille isolée (*IGBT*)

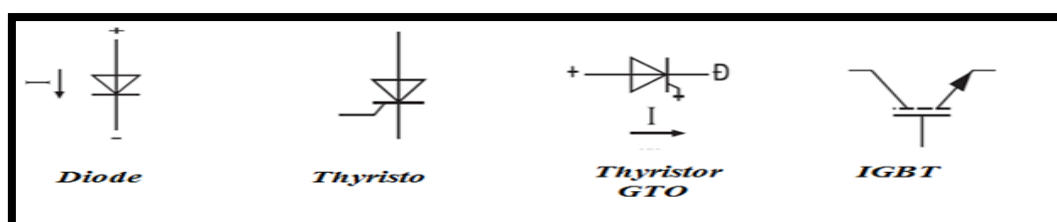


Fig. II.1 : symboles des composants.

II .2.1 La Diode

La diode est un semi-conducteur élémentaire constituée par une seule jonction PN, aussi on la définit comme un interrupteur électronique non commandé réalisant les fonctions suivantes :

-Fermé dans un sens (direct) : Elle conduit quand l'anode est à une tension plus positive que celle de la cathode, elle se comporte alors comme un interrupteur fermé.

-Ouvert dans l'autre (inverse) : Elle bloque le courant et se comporte comme un interrupteur ouvert, si la tension d'anode devient moins positive que celle de la cathode.

En électronique de puissance, la diode a principalement deux fonctions. Elle est utilisée soit pour assurer les fonctions de redressement dans les convertisseurs statiques alternatif/continu soit pour assurer la continuité du courant (phase de roue libre).

II .2.2 Le thyristor

Le thyristor est un dispositif à semi-conducteur comportant trois jonctions, donc 4 zones alternativement P et N sur la zone P centrale, on montre une électrode de commande appelée Gachette ou Gâte.

❖ Les caractéristiques de thyristor

-en général les tensions directes et inverses sont identiques, un courant de gâchette permettant l'allumage du composant.

-un temps de recouvrement qui est le temps minimal pendant lequel une tension anode-cathode positive ne peut être appliquée au composant sous peine de le voir se réamorcer spontanément.

-un courant de gâchette permettant l'allumage du composant., Il existe des thyristors destinés à fonctionner à la fréquence du réseau, d'autres dits « *rapides* » pouvant fonctionner à quelques kilohertz, en disposant d'un circuit d'extinction.

II.2.3 Le thyristor GTO (gate turn of thyristor)

Comme le thyristor, le GTO peut être commandé de l'état « off » à l'état « on » par une impulsion de courant brève appliquée sur la gâchette.

Le GTO peut en plus être commandé de l'état « on » à l'état « off » par application d'une tension Gâchette-Cathode négative, créant un fort courant négatif de gâchette, Ce fort courant négatif de gâchette doit seulement être maintenu pendant quelques microsecondes (durant le temps de commutation « on-off »), mais il doit avoir une amplitude importante, typiquement un tiers du courant d'anode devant être annulé.

Le GTO est utilisé sur les convertisseurs de très forte puissance, car il est capable de maîtriser les fortes tensions et intensités (jusqu'à 5 000 V et 5 000 A). Cependant, en raison des progrès des IGBT, leur part de marché tend à s'amenuiser.

❖ Caractéristiques

-Le courant direct moyen ou efficace tolérable I_{TAV} ou I_{TRMS}

-La tension directe répétitive maximale tolérable V_{DMR}

-La tension inverse répétitive maximale tolérable V_{RRM} ; Celle-ci étant très faible si la GTO est asymétrique.

II.2.4 Transistor IGBT (insulated gate bipolar)

C'est un transistor de puissance commandé par une tension appliquée à une électrode appelée grille ou isolée du circuit de puissance, d'où son nom « *Insulated Gate Bipolaire Transistor* ».

Ce composant nécessite des énergies infimes pour faire circuler des courants importants.

C'est aujourd'hui le composant utilisé en interrupteur tout ou rien dans la majorité des convertisseurs de fréquence jusqu'à des puissances élevées (de l'ordre du MW).

Ses caractéristiques tension-courant sont similaires à celles des transistors bipolaires, mais ses performances en énergie de commande et fréquence de découpage sont très nettement supérieures à tous les autres semi-conducteurs.

II.3 Variateurs de vitesse

Egalement appelé variateur de fréquence cet appareillage électrique est souvent utilisé en électricité industrielle et dans les ateliers.

Le variateur de puissance se raccorde directement sur le moteur, sa source d'entrée peut être monophasée ou triphasée il peut donc être alimenté soit en 220V soit en 380V.

La sortie de ce variateur de vitesse moteur possède une tension de 380V lorsque l'entrée est en triphasée ou une tension de $3 \times 220V$ si l'entrée est en monophasée.

Le variateur électronique de vitesse monophasé contient un redresseur, un filtre ainsi qu'un onduleur.

Ces éléments permettent de créer une forme d'onde de type MLI qui permettra de simuler une alimentation triphasée. La fréquence étant variable, on peut ainsi contrôler la vitesse du moteur. Pour piloter le variateur moteur, un potentiomètre est généralement prévu pour régler finement la consigne de vitesse [15].



Fig. II.2 : Variateurs de vitesse

II.4 Principe de base du variateur de vitesse

Les variateurs de vitesses des MAS ont généralement la structure suivante :

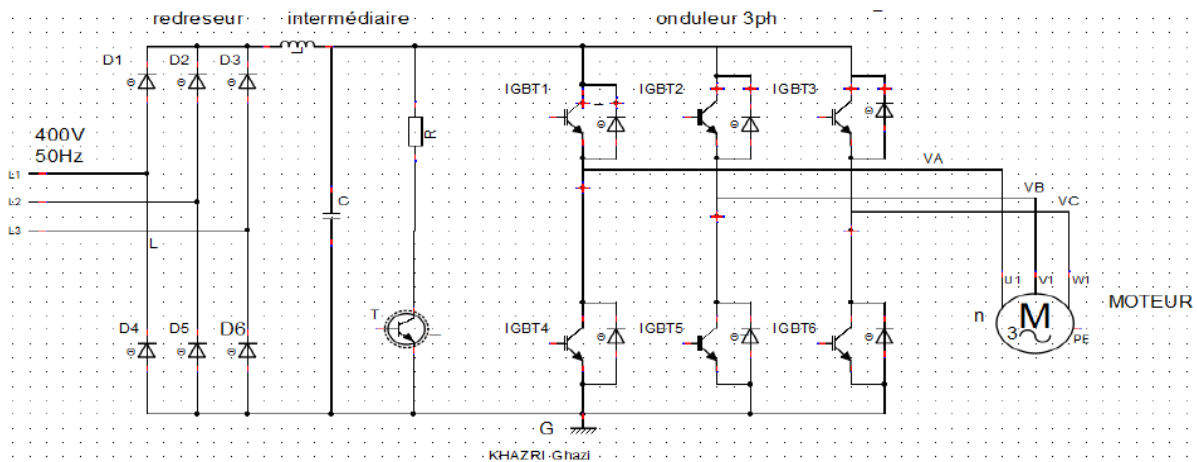


Fig. II.3 : Schéma du variateur de vitesse

Les variateurs de vitesse, traditionnellement utilisés dans l’industrie, sont composés de deux convertisseurs connectés par un étage intermédiaire continu (Bus DC), constitué de condensateurs.

Cette topologie permet d’assurer une conversion indirecte de type AC/DC/AC. Le premier convertisseur est un redresseur à diodes, non commandable, très robuste et peu coûteux. Il génère une tension continue aux bornes du bus DC, à partir d’un réseau d’entre monophasé (pour les faibles puissances) ou triphasé (pour les plus fortes puissances).

Cet étage intermédiaire continu est connecté à un onduleur de tension monophasé ou triphasé, commande en Modulation de Largeur d’Impulsions (MLI), permettant ainsi de faire varier l’amplitude et la fréquence du fondamental des tensions qui seront appliquées au moteur à l’aide d’un cyclo convertisseur à commutation naturelle piloté lui aussi en fréquence en courant ou vectoriellement.

II.4.1 Le Redresseur

Un redresseur, également appelé convertisseur alternatif/continu, est un convertisseur destiné à alimenter une charge qui nécessite de l’être par une tension ou un courant continu à partir d’une source alternative.

L'alimentation est la plupart du temps, un générateur de tension. Quant à son utilisation à l'intérieur du variateur de vitesse, sa fonction est de convertir la tension alternative triphasée en une tension continue monophasée. [16]

cela se fait par:

- soit d'un pont de diodes, le redresseur est "non-commandé",
- soit d'un pont de thyristors, alors le redresseur est commandé.

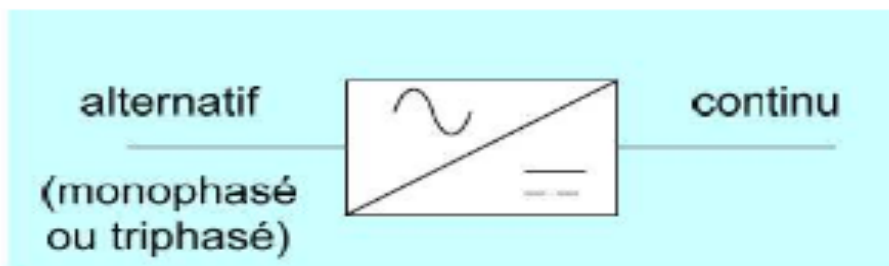


Fig. II.4 : La chaîne de conversion alternative – continue.

II.4.1.1 Redressement non commande (diodes)

❖ Montage PD3

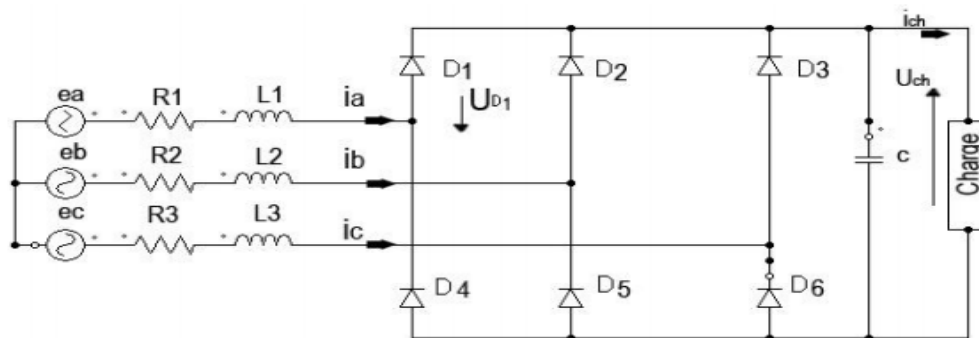


Fig. II.5 : Redresseur non commandé à diode (PD3)

Les trois diodes D1, D2, D3 forment un commutateur plus positif, qui laisse passer à tout instant la plus positive des tensions, et les diodes D4, D5, D6 forment un commutateur plus négatif, qui laisse passer la plus négative des tensions [17].

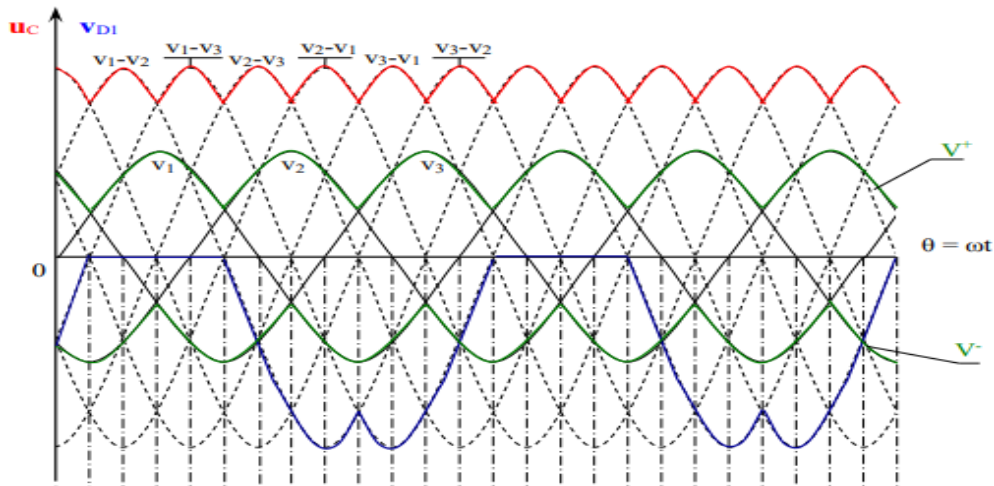


Fig. II.6 : les courbes de redresseur non commandé à diode (PD3)

Valeur moyenne de la tension redressée

Calculer la valeur moyenne de la tension \$U_c\$:

$$U_{cmoy} = \frac{1}{T} \int_0^T U_c(t) dt = \frac{3}{\pi} \int_{\pi/6}^{\pi/2} V_m \left[\sin(\omega t) - \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \right] d(\omega t) = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m$$

Courants dans les diodes (exemple : diode D1) :

$$i_{D1max} = I_c$$

$$i_{D1max} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} I_c d(\omega t) = \frac{I_c}{2\pi} \left[\omega t \int_{\pi/6}^{5\pi/6} \Rightarrow i_{D1MOY} = \frac{I_c}{\sqrt{3}} \right]$$

$$\Rightarrow ID1eff = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} (i_1)^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} I_c^2 d(\omega t)} = \frac{I_c}{\sqrt{3}} \Rightarrow ID1eff = \frac{I_c}{\sqrt{3}}$$

Courant et facteur de puissance secondaire

- Courant secondaire efficace \$I_{1eff}\$:

$$I_{1eff} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} (i_1)^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} I_c^2 d(\omega t)} = I_c \sqrt{\frac{2}{3}} \Rightarrow I_{1eff} = I_c \sqrt{\frac{2}{3}}$$

- Puissance de la charge : \$P_c = U_{cmoy} I_c = \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} I_c\$

- Puissance apparente secondaire : $S=3V I_1 =3 \frac{V_m}{\sqrt{2}} I_c \sqrt{\frac{2}{3}} = \frac{3}{\sqrt{3}} V_m I_c = \sqrt{3} V_m I_c$
- Facteur de puissance : $f_s = \frac{P_c}{S} = \frac{\frac{3\sqrt{3}V_m I_c}{\pi}}{\sqrt{3}V_m I_c} = \frac{3}{\pi}$

II.4.1.2 Redressement commandé (tous thyristors)

❖ Montage PD3

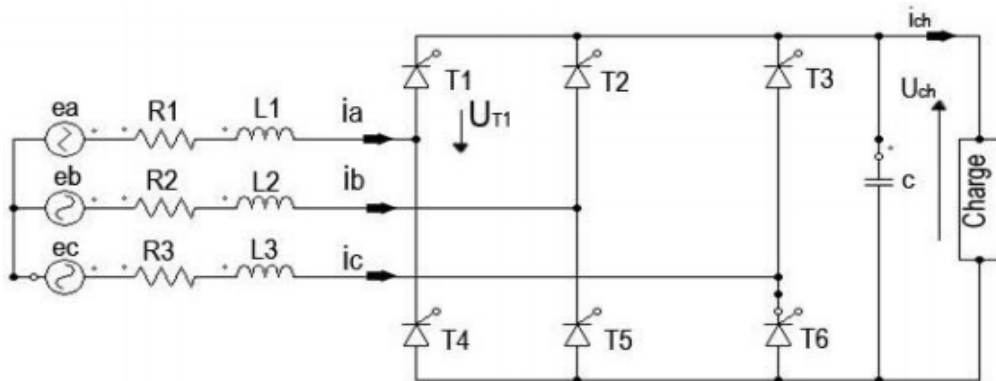


Fig. II.7 : Redresseur commandé à thyristor (PD3)

Ce pont est composé de 6 thyristors. Les thyristors T1, T2 et T3 sont amorcés pendant l’alternance positive des tensions ea, eb et ec. Les thyristors T4, T5 et T6 sont amorcés pendant l’alternance négative.

La référence des angles d’amorçage est toujours l’angle d’amorçage naturel. Tel que ea, eb, ec les tensions d’entrée et elles sont égales a [17]:

$$\begin{cases} ea = V_m \sin(\theta) \\ eb = V_m \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ ec = V_m \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{cases}$$

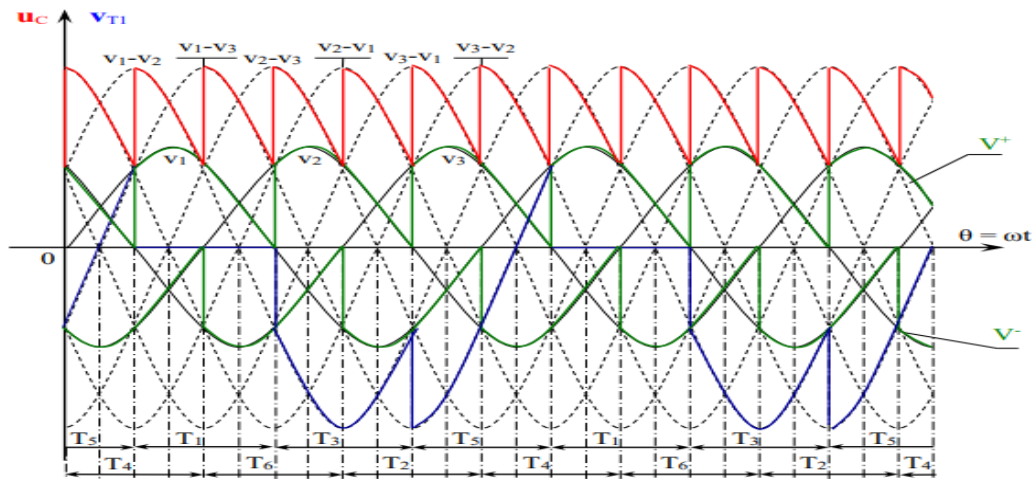


Fig. II.8 : les courbes de Redresseur commandé à thyristor (PD3)

II.4.2 Filtrage

Il atténue ou élimine les phénomènes d'ondulation de la tension en sortie du redresseur.

II.4.2.1 Filtres passifs

Un filtre passif se caractérise par l'usage exclusif de **composants passifs** (résistances, condensateurs, bobines). Par conséquent, leur gain (rapport de puissance entre la sortie et l'entrée) ne peut excéder 1. Autrement dit, ils ne peuvent qu'atténuer en partie des signaux, mais pas les amplifier.

Les réalisations les plus simples sont basées sur des circuits RC, RL, LC ou Circuit RLC. Mais il est bien sûr permis d'augmenter la complexité du filtre (et le nombre de composants).

Les filtres passifs sont rarement sujet à des phénomènes de saturation, d'où par exemple leur usage dans les enceintes de haut-parleurs. De plus ils peuvent exister dans toutes les gammes de fréquences (d'où leur usage dans certains circuits haute fréquence comme en radio par exemple). Toutefois, un même circuit peut difficilement couvrir à lui seul une très large gamme de fréquences car le choix d'un type de bobine ou de condensateur dépend de la fréquence. C'est faisable mais plus complexe [18].

II.4.3 Les onduleur

L'onduleur constitue la dernière partie du variateur de vitesse. Il s'agit d'un convertisseur statique continu-alternatif (DC/AC), permettant de fabriquer une source de trois tensions alternatives à partir de une source de tension continue.

L'onduleur est très utilisé en commande à MLI pour l'alimentation des récepteurs triphasés équilibrés à tension et fréquence variables.

Des commutateurs à semi-conducteurs sont utilisés pour créer la sortie ; différents types sont disponibles, le plus courant étant le transistor bipolaire à grille isolée (IGBT) [19].

II.4.3.1 Onduleur de courant

Lorsqu'il fonctionne en source de courant, le hacheur fournit un courant constant à l'onduleur ; une inductance de lissage permet de maintenir le courant constant.

II.4.3.2 Onduleur de tension

Lorsqu'il fonctionne en source de tension, le hacheur fournit une tension constante à l'onduleur.

La présence d'un condensateur dans le circuit de liaison permet de maintenir une tension constante à l'entrée de l'onduleur.

Le fonctionnement de l'onduleur de tension est fort affecté par les imperfections de la source continue, peu par celle de la charge. Pour l'onduleur de courant, c'est l'inverse.

II.5 Classification des onduleurs

Les structures des onduleurs sont très nombreuses en fonction de leurs applications, et leurs commandes. Nous pouvons classer les onduleurs selon les critères suivants :

- Nombre de phase.
- Nature de la source d'entrée.
- Nature des interrupteurs.
- Nombre des niveaux de tension de sortie.

II.5.1 Onduleurs monophasés

❖ Onduleur en demi-pont

Pour réaliser un onduleur monophasé de tension avec deux interrupteurs est de placer en parallèle de la tension d'entrée un diviseur capacitif formé de deux condensateurs C1 et C2 de même capacité. La figure II.12 représente le montage pratique d'un onduleur en demi-pont.

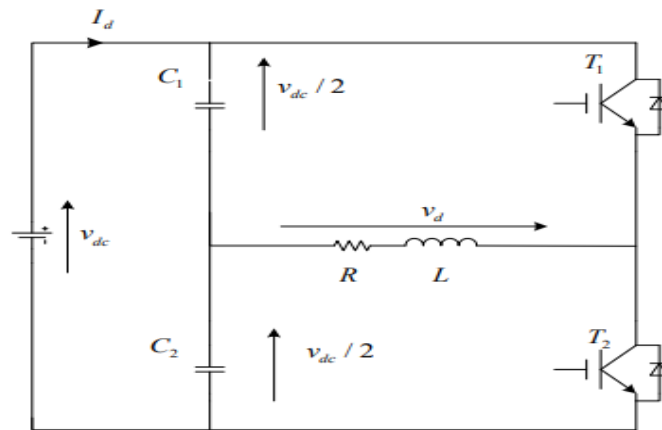


Fig. II.9 : Montage pratique d'un onduleur en demi-pont

❖ Onduleur en pont

On utilise quatre interrupteurs pour supprimer la nécessité du point milieu du diviseur capacitif.

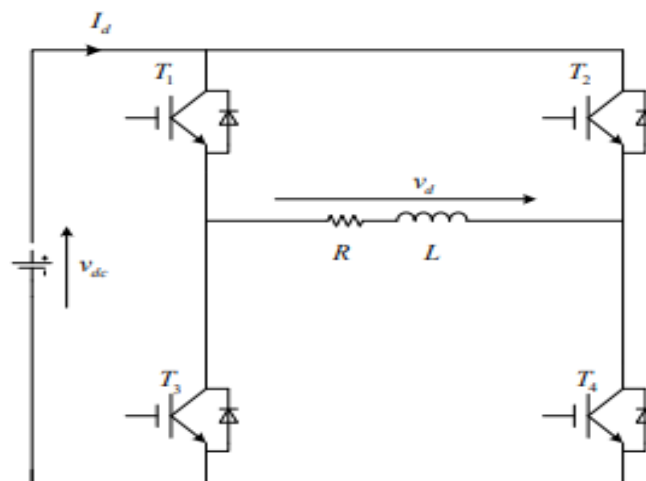


Fig. II.10 : Structure d'un onduleur de tension monophasé (en pont)

II.5.2 L'onduleur de tension triphasé

L'onduleur se compose de trois bras indépendants, comprenant chacun deux interrupteurs. Chaque interrupteur comprend un transistor de puissance (IGBT ou MOSFET (Métal Oxide Semi-conducteur Field Effet Transistor)) et une diode montée en antiparallèle.

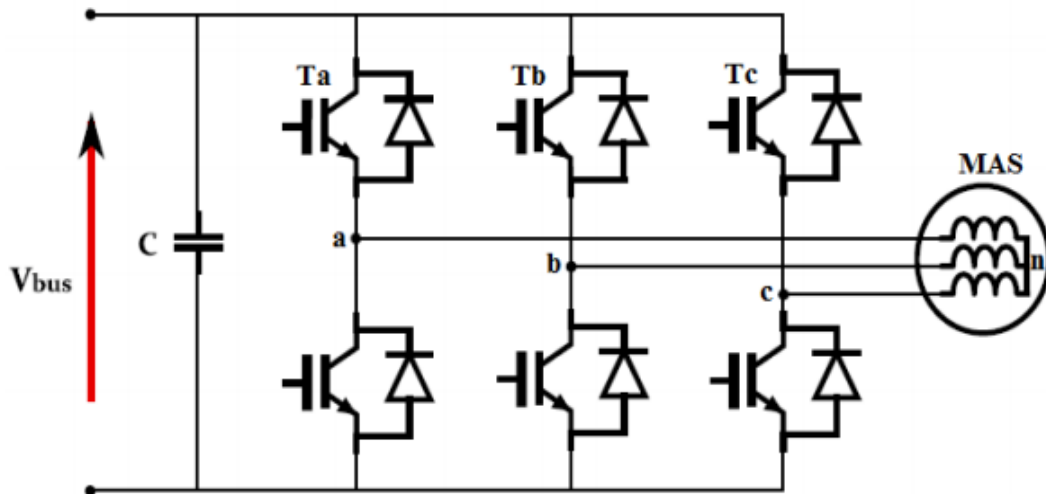


Fig. II.11 : structure d'un onduleur triphasé

II.6 Techniques de commande de l'onduleur triphasé

L'étude de la régulation et la commande d'une machine alimentée via un dispositif d'électronique de puissance qui représente le variateur de vitesse passe par deux blocs ou étages distincts qui sont : [31]

- ❖ **Etage de commande** : Pour contenir un algorithme complexe de commande.
- ❖ **Etage de modulation**: Pour contenir la technique de modulation.

II.6.1 Commande de MLI

La technique MLI est l'essor et le fruit du développement de l'électronique de puissance à la fin du dernier siècle. Elle est le cœur du contrôle des convertisseurs statiques. Le choix de la technique MLI pour contrôler l'onduleur de tension est en vue d'avoir une réponse rapide et des performances élevées.

Le choix de la technique dépend du type de la machine à commander, du type des semi-conducteurs d'onduleur, de la puissance mise en jeux et la simplicité ou la complexité d'algorithmes de commandes. Alors, ces spécifications désirées augmentent grossièrement le coût d'implantation.

La commande MLI est composée d'impulsions dont la largeur dépend des choix effectués pour la stratégie de modulation [32].

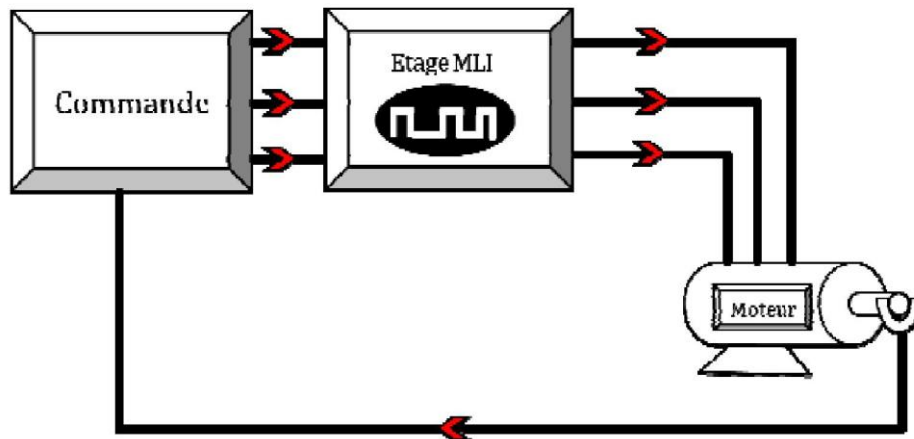


Fig. II.12 : Schéma de position de MLI sur la chaîne de régulation du moteur

II.6.2 modulation de largeur d'impulsion (MLI)

Il s'agit d'un procédé électronique qui consiste à découper une tension continue en signaux rectangulaires de largeurs différentes pour obtenir un signal quasi sinusoïdal.

Cette méthode permet de régler l'amplitude et la fréquence du signal d'alimentation du moteur tout en limitant les parasites néfastes au bon fonctionnement du moteur.

La commande en M.L.I. est utilisée pour l'onduleur car elle permet d'obtenir un courant dont la forme est très proche d'une sinusoïde [33].

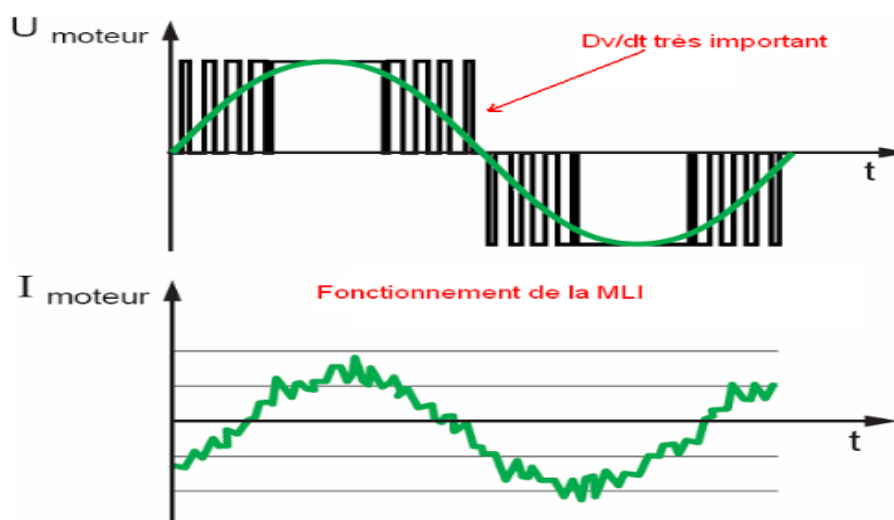


Fig. II.13 : fonctionnement de la MLI. [34]

II.6.3 Le circuit de commande

Le circuit de commande ne fait pas partie du circuit puissance du variateur de vitesse. Ce circuit doit garantir quatre fonctions essentielles :

- La commande des semi-conducteurs du variateur de vitesse.
- L'échange d'informations de commande, de régulation et d'analyse avec les périphériques.
- Le contrôle des défauts (interprétation et affichage).
- La protection du variateur de vitesse et du moteur.

Le circuit de commande est donc en mesure de déterminer le schéma optimum d'impulsions des semi-conducteurs pour chaque état de fonctionnement du moteur par rapport à la charge, au réseau, aux consignes de commande.

II.7 Les fonctions du variateur de vitesse

Les variateurs de vitesses sont des systèmes qui convertissent les caractéristiques d'une alimentation en fonction d'une consigne donnée. Ils ont plusieurs fonctions parmi lesquelles :

- Démarrage** : le moteur passe de la vitesse nulle jusqu'à sa vitesse établie en un temps prédéfini et en évitant les points d'intensité.
- La variation de vitesse** : modification de la fréquence de rotation du moteur par accélération ou décélération en un temps donné.
- La régulation** : la fréquence de rotation du moteur est maintenue constante quelles que soient les fluctuations de la charge (dans certaines limites).
- Le freinage** : le moteur passe d'une vitesse établie à une vitesse inférieure (ralentissement) ou à la vitesse nulle (arrêt) avec maintien en position possible.
- L'inversion du sens de marche (c'est à dire sens de rotation)** : permet de faire fonctionner la machine asynchrone dans les deux sens de rotation.

- f) **La récupération d'énergie** : permet lors d'un ralentissement ou d'un freinage des systèmes de transformer l'énergie mécanique en énergie électrique [33].

II.8 Avantages et inconvénients du variateur de vitesse

II.8.1 Avantages

Le recours aux variateurs de vitesse offre plusieurs avantages :

- démarrage progressif des moteurs réduisant les chutes de tension dans le réseau et limitant les courants de démarrage.
- amélioration du facteur de puissance.
- précision accrue de la régulation de vitesse.
- prolongement de la durée de service du matériel entraîné.
- diminution de la consommation d'électricité.

II.8.2 Inconvénients

- Tous les variateurs de vitesse intégrant des dispositifs de commutation (diodes, thyristors, IGBT, etc.) forment une charge non linéaire qui engendre des courants harmoniques, sources de distorsion de l'onde (chute ou perturbation de la tension) dans le réseau électrique. Le cout.
- Cette dégradation de l'onde peut perturber tant les équipements électriques du client que ceux du réseau électrique si aucune mesure d'immunité n'est prise Perturbation réseau (harmoniques).
- Par ailleurs, des résonances harmoniques peuvent également apparaître entre les variateurs de vitesse et les batteries de condensateurs.
- Les effets néfastes peuvent se manifester par la défaillance prématurée des équipements électriques (surchauffe des moteurs, des câbles et des transformateurs), par la dégradation de l'isolation des moteurs commandés ou par l'interruption des procédés (fusibles brûlés) [35].

II.9 Conclusion

Dans ce chapitre nous présentons une étude des différentes parties le variateur de vitesse utilisée lors du processus de changement de vitesse des machines asynchrones, qui sont les convertisseurs d'énergie du redresseur ainsi que de l'onduleur, car cette étude nous a conduit à déterminer ses fonctions ainsi qu'à fournir le modèle de conduite et le principe de fonctionnement et les avantages et inconvénients.

CHAPITRE 3

MODÉLISATION ET LA SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Chapitre III : Modélisation et simulation de la machine asynchrone

III.1 Introduction

Modélisation de la machine asynchrone triphasée (MAS). Dans un premier lieu, on donnera de manière explicite le modèle mathématique de la machine asynchrone (Equations électriques et mécaniques) dans son référentiel triphasé. Puis, on réduira l'ordre du système par une transformation dite de PARK. Cette transformation modélise la MAS dans un nouveau référentiel, biphasé cette fois. Dans un dernier lieu, on donnera la simulation numérique des différentes grandeurs de la MAS [20].

Dans les pays industrialisés, plus de 60% de l'énergie électrique consommée est transformée en énergie mécanique par des entraînements utilisant les moteurs électriques. Le modèle mathématique d'une Machine Asynchrone (MAS) nous facilite largement son étude et permet sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire ou permanent [21].

La représentation de la machine asynchrone par des équations selon le système triphasé donne un modèle, dont les équations sont à coefficients variables en fonction du temps [22].

Dans le but de faciliter leur résolution, on a recours à une modélisation dite « transformation de Park », qui consiste à transformer le système triphasé en système à deux axes orthogonaux. L'élaboration d'une telle modélisation est indispensable pour l'étude du régime de contrôle du flux, de couple, de régulation de tension et de vitesse[23].

La première partie de ce chapitre Dans ce chapitre nous nous intéresserons à la modélisation de la machine asynchrone par :

- La mise en équation de la machine asynchrone à partir d'hypothèses simplificatrices.
- La simplification de ces équations par l'introduction de la transformation de Park.
- La mise sous forme d'équation d'état.

III.2Hypothèse simplificatrices

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

- Les circuits magnétiques sont symétriques.
- La répartition de l'induction dans l'entrefer est sinusoïdale.
- L'entrefer est constant.

- On néglige les phénomènes de saturation, ce qui permet de considérer le flux magnétique comme fonction linéaire des courants.
- L'effet de l'encochage est négligeable.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

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

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

III.3 Modélisation de la MAS dans le plan triphasé abc[24]

Soit une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor représentée schématiquement par la figure (II.1) et dont les phases sont repérées respectivement par SA, SB, SC. L'angle électrique θ variable en fonction du temps définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases SA et Ra choisis comme axes de référence

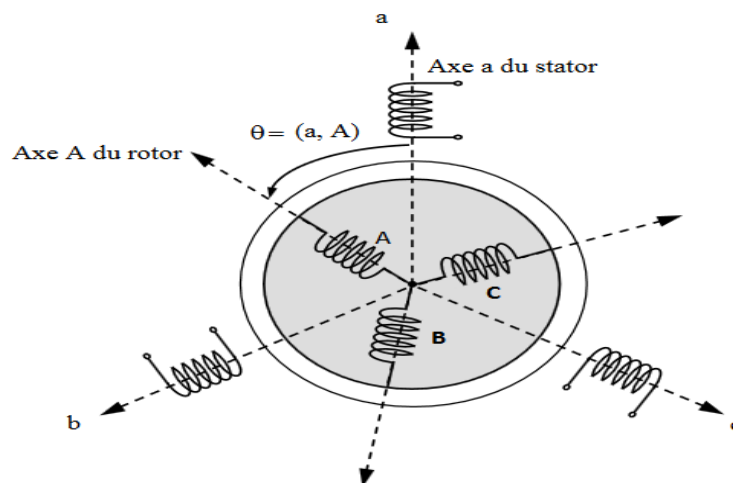


Fig. III.1 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

III.3.1 Équations générales de la machine asynchrone triphasée

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 [25] :

a-Équations électriques

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

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa} \\ V_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb} \\ V_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ V_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ V_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

En désignant par :

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : tensions appliquées aux trois phases statoriques.

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} : courants qui traversent les trois phases statoriques.

$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$: flux totaux à travers ces enroulements.

V_{ra}, V_{rb}, V_{rc} : tensions rotoriques

i_{ra}, i_{rb}, i_{rc} : courants rotoriques

$\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$: flux rotoriques

R_s : Résistance d'une phase statorique.

R_r : Résistance d'une phase rotorique

Les équations (II.1) et (II.2) peuvent être écrites sous la forme matricielle suivante :

Pour le stator :

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

Ou sous la forme condensée comme suit :

$$[V_{s(abc)}] = [R_s][i_{s(abc)}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s(abc)}] \quad (\text{III.4})$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{III.5})$$

Ou sous la forme condensée comme suit :

$$[V_r(abc)] = [R_r][i_r(abc)] + \frac{d}{dt} [\Phi_r(abc)] \quad (\text{III.6})$$

b-Equations magnétiques

Les hypothèses simplificatrices citées antérieurement conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants de la machine asynchrone, ces relations s'écrivent matriciellement comme suit : [26]

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} = [L_s] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{III.7})$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = [L_r] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{III.8})$$

Talque :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T \quad (\text{III.9})$$

On désigne par :

$[L_s]$: Matrice des inductances statoriques.

$[L_r]$: Matrice des inductances rotoriques.

$[M_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelles statoriques.

$[M_{rs}]$: Matrice des inductances mutuelles rotoriques.

Où :

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

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

Ainsi :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{III.12})$$

Avec :

l_s : Inductance propre d'une phase statorique.

l_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

θ : Angle électrique définit la position relative instantanée entre les axes statoriques et les axes rotoriques qui sont choisis comme axes des références.

M : Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase Correspondent de rotor

c-Equations mécaniques

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire du variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse) [27] :

$$C_e = P [i_{s(abc)}]^T \frac{d}{dt} [M_{sr}] [i_{r(abc)}] \quad (\text{III.13})$$

Pour avoir un modèle complet de la machine il nécessite d'introduire l'équation du mouvement de la machine est exprimée comme suivant :

$$J \frac{d}{dt} \Omega_r = C_e - C_r - f \Omega_r \quad (\text{III.14})$$

Avec :

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

C_r : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.

Ω_r : Vitesse rotorique.

C_e : Couple électromagnétique.

f : Coefficient de frottement visqueux.

Les équations (II.2) ainsi obtenus sont à coefficients variables entraînant la complexité de résolution du modèle défini par (II.1). Cela conduira à l'usage de la transformation de Park qui permettra de rendre constant ces paramètres.

III.4 La transformation triphasée diphasée

III.4.1 Transformation de Park

La transformation de Park a pour but de traiter une large gamme de machines de façon unifiée en le ramenant à un modèle unique, Cette conversion est appelée souvent transformation des axes, fait correspondant aux deux enroulements de la machine originale suivie d'une rotation, les enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique. Cette transformation ainsi, pour l'objectif de rendre les inductances mutuelles du modèle indépendantes de l'angle de rotation [28].

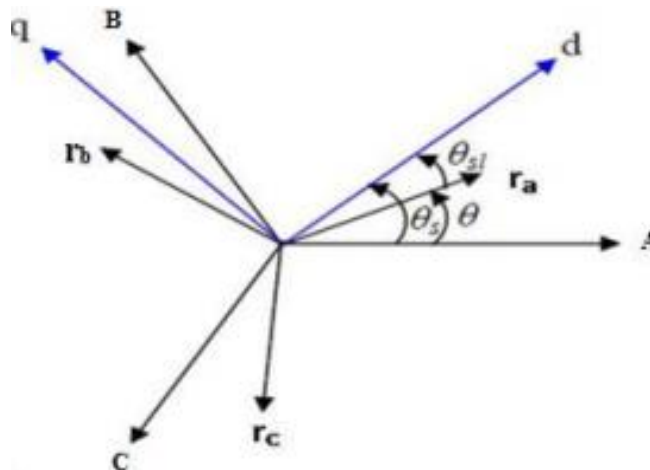


Fig. III.2 Transformation de Park.

III.4.1.1 Différents repères

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 [29] :

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

Où :

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

III.4.1.2 Modélisation de la MAS dans le plan biphasé dq

Du fait de l'existence des termes trigonométriques continus dans la matrice des inductances mutuelles $[M_{sr}]$, les coefficients des équations différentielles sont variables et la résolution analytique du système se heurte à des difficultés pratiquement insurmontables. Pour obtenir un système d'équations à coefficients constants, on transforme les enroulements statoriques et rotoriques en deux enroulements biphasés orthogonaux dq selon la transformation de PARK.

La conversion implique la transformation des enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique. La figure (II.3) représente la transformation des enroulements réels abc en enroulements orthogonaux d-q [25].

- Direct selon l'axe (d).
- Quadrature (transversal) selon l'axe (q).
- Homopolaire (o).

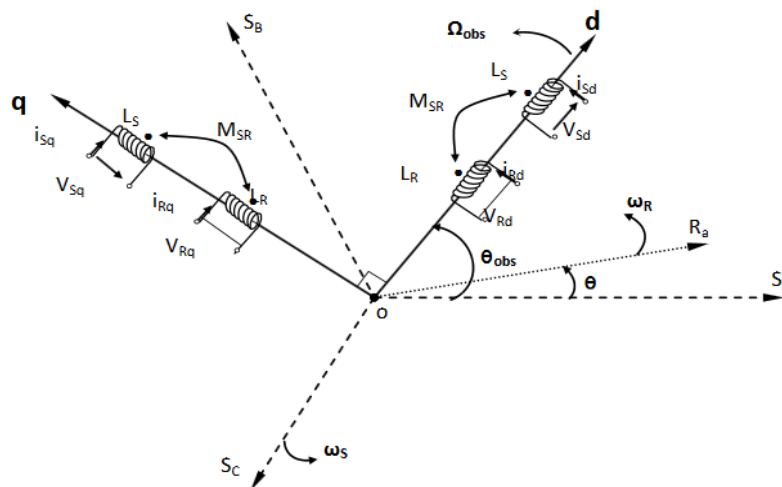


Fig. III.3 Référentiel tournant d'axes (d-q).

Où :

$\theta_{obs} = \int \omega_{obs} dt$: est une position quelconque d'observation entre les systèmes d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé

L'application de la transformation de Park à la machine asynchrone correspond à une transformation des trios bobine (statoriques et rotoriques) à deux bobines équivalentes reprenant les mêmes considérations ou aspects en terme, de flux, de couple, de courant ou du moins une image qui leur sera parfaitement proportionnelle [23].

Pour le passage du système triphasé vers le système biphasé, on a les équivalents suivants [30] :

- L'équivalent de tension : $[V_{dq0}] = [P(\theta_{obs})][V_{abc}]$
- L'équivalent de courant : $[i_{dq0}] = [P(\theta_{obs})][i_{abc}]$
- L'équivalent de flux : $[\varphi_{dq0}] = [P(\theta_{obs})][\varphi_{abc}]$

Où :

$[P(\theta_{obs})]$: est la matrice de Park

Dans le cas d'un passage inverse, on a :

$$\begin{cases} [V_{abc}] = [P(\theta_{obs})]^{-1}[V_{dq0}] \\ [i_{abc}] = [P(\theta_{obs})]^{-1}[i_{dq0}] \\ [\varphi_{abc}] = [P(\theta_{obs})]^{-1}[\varphi_{dq0}] \end{cases} \quad \text{(III.15)}$$

La matrice de transformation de Park modifiée directe et inverse s'écrit alors :

$$[P(\theta_{obs})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{obs}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{(III.16)}$$

Le facteur $(\sqrt{\frac{2}{3}})$: est là pour conserver la puissance électrique instantanée [26].

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

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

$$[C] = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{III.18})$$

L'application de la transformation de Park aux modèles matriciels électriques, (II.1) et (II.2), et magnétiques, (II.3), (II.4), permet d'obtenir les équations suivantes :

III.4.1.2.1 Equation électrique

a- Equations des tensions

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{sq} \\ \phi_{sd} \end{bmatrix} \quad (\text{III.19})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_s - \omega_r) \\ (\omega_s - \omega_r) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{rq} \\ \phi_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$(\text{III.20})$$

b - Equation magnétique

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{III.21})$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{III.22})$$

Avec :

$L_S = l_S - M$, $L_r = l_r - M$; Inductance cyclique propre du stator et du rotor respectivement.

$M = \frac{2}{3} M_0$: Inductance cyclique mutuelle stator-rotor

III.4.1.2.2 Equation mécanique

Le couple électromécanique représenté dans l'équation (II.7) devient :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\varphi_{rd} i_{sd} - \varphi_{rq} i_{sq})$$

L'équation de la vitesse mécanique est représentée par l'équation (II.8).

$$J \frac{d}{dt} \Omega_r = C_{em} - C_r - f \Omega_r$$

III.5 Transformation de Concordia

La transformation de Concordia est constituée également d'une transformation triphasée-diphassée mais dans un repère fixe sans rotation. Elle transforme le système d'équation de repère abc vers le repère $\alpha\beta$.

Par conséquent, si on considère un champ magnétique tournant triphasé il sera réduit à deux phases. En effet, la transformation de Concordia illustrée sur la figure (II.4), permet d'obtenir un système de trois enroulements. Deux situées dans le même plan (α, β) et une troisième perpendiculaire à ce plan, c'est la composante homopolaire, elle caractérise l'équilibre du système, dont l'expression s'écrit :

$$X_0 = \frac{1}{\sqrt{3}} (X_a + X_b + X_c)$$

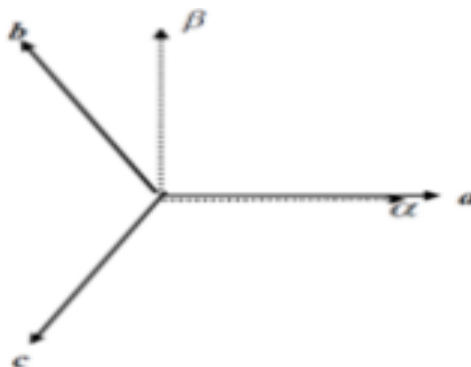


Fig. III.4 Représentation de système triphasé dans le plan de Concordia.

La composante homopolaire est nulle lorsque le système est équilibré. Le passage de système triphasé abc au diphasé $\alpha\beta$ est défini par :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.23})$$

Avec la matrice de passage $[C]$ égale

$$[C] = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{III.24})$$

Et la matrice de passage inverse égale à la transposée de la matrice $[C]$, on peut écrire :

$$[C]^T = [C]^{-1}$$

Et le passage inverse de système, de biphasé $\alpha\beta$ au triphasé abc est défini :

$$[X_{\alpha\beta 0}] = \sqrt{\frac{2}{3}} [C]^T [X_{abc}]$$

III.6 Simulation de MAS (Référentiel lié au champ tournant)

Ce référentiel est caractérisé par « $\omega_e = \omega_s$ », dans ce cas les grandeurs rotoriques et statoriques en régime permanent, sont continues.

Il est donc préférable d'utiliser ce référentiel lors de l'étude de la commande de la machine asynchrone.

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \phi_{dr} \end{cases}$$

(III.25)

Avec :

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

Le modèle mathématique de la machine asynchrone sous les hypothèses citées et avec une alimentation en tension, en fonction des variables d'état est donné par le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-\mu i_{ds} + \omega_s \sigma L_s i_{qs} + \frac{L_m}{L_r T_r} \phi_{dr} + \frac{L_m}{L_r} \omega_m \phi_{qr} + V_{ds} \right] \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-\omega_s \sigma L_s i_{ds} - \mu i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \omega_m \phi_{dr} + \frac{L_m}{L_r T_r} \phi_{qr} + V_{qs} \right] \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_{dr} + (\omega_s - \omega_m) \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{qs} - (\omega_s - \omega_m) \phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \phi_{qr} \\ \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) - \frac{p}{J} C_r - \frac{f_1}{J} \omega_m \end{cases}$$

(III.26)

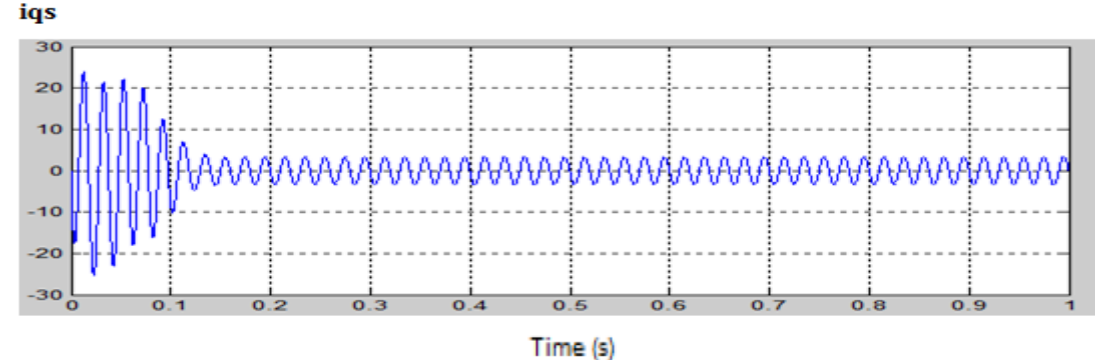
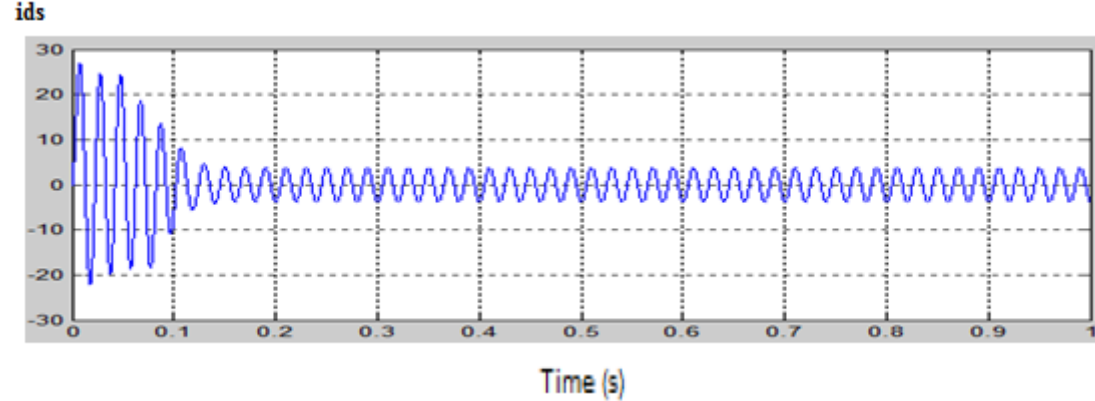
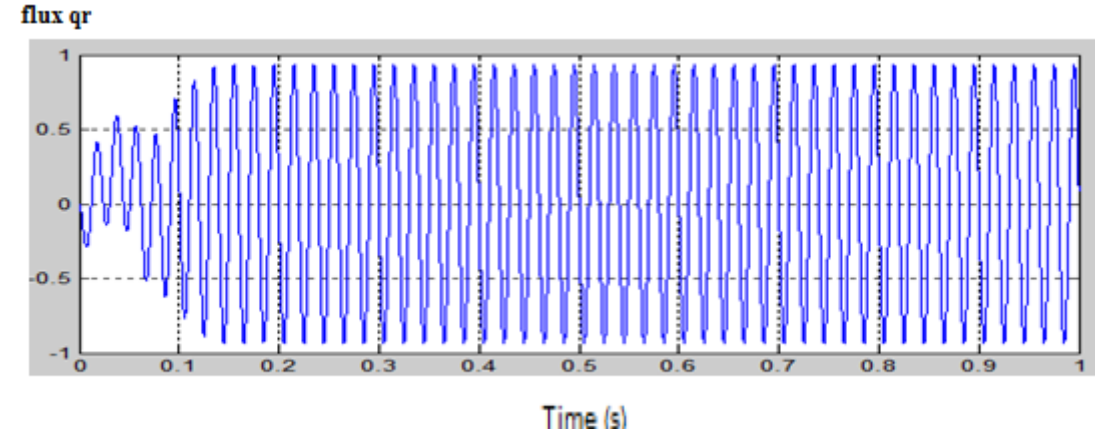
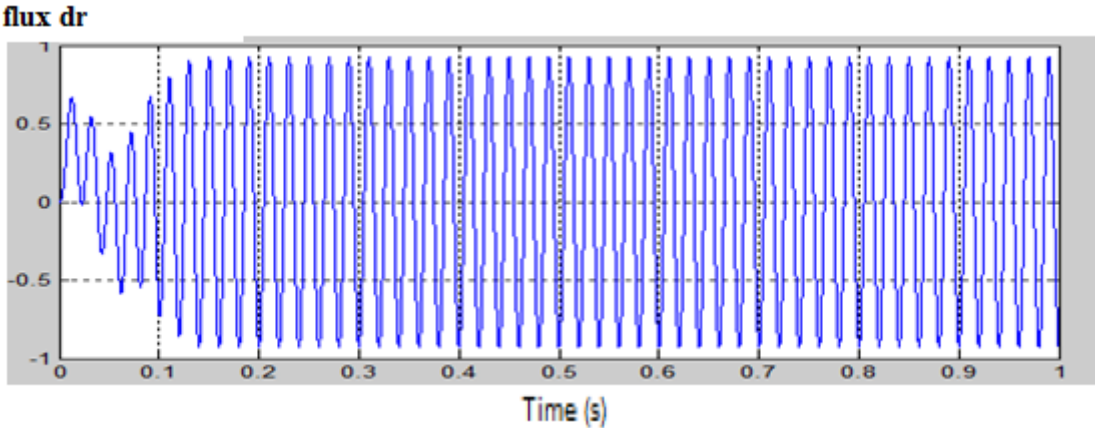
Avec :

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

σ : est le coefficient de dispersion donné par :

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

III.6.1 A vide



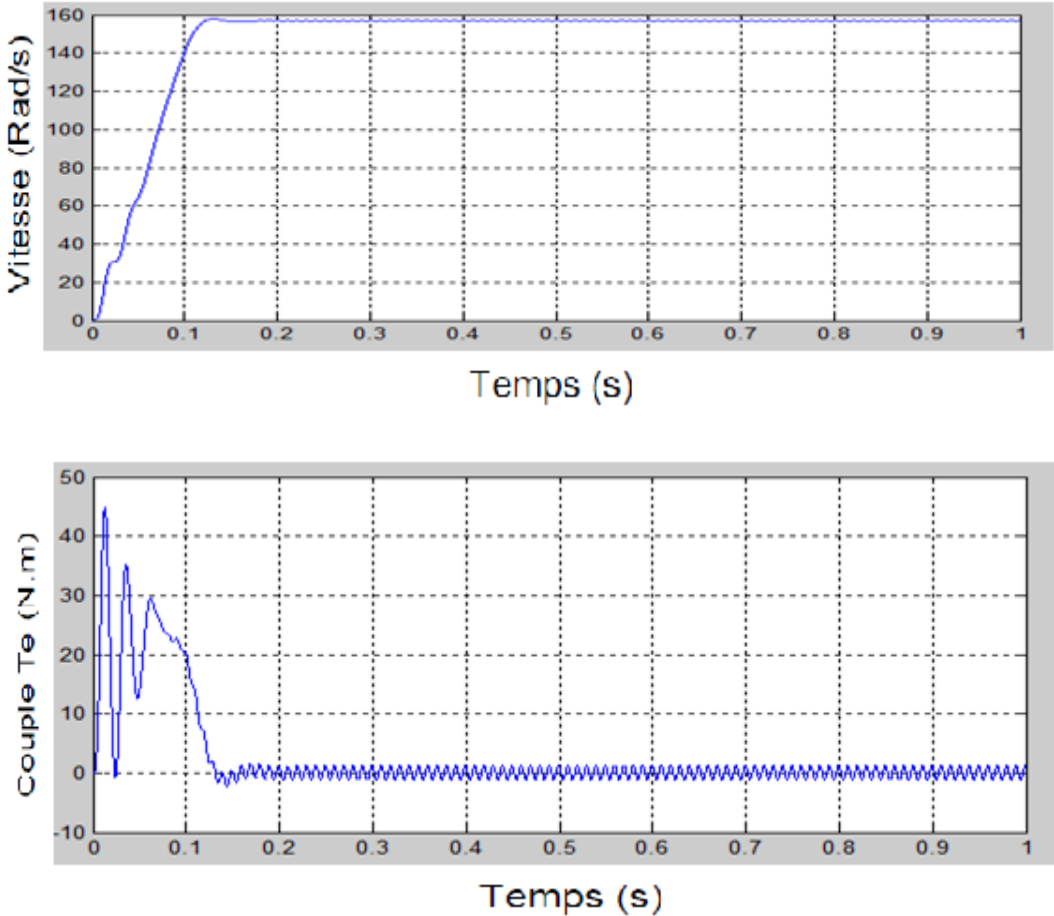
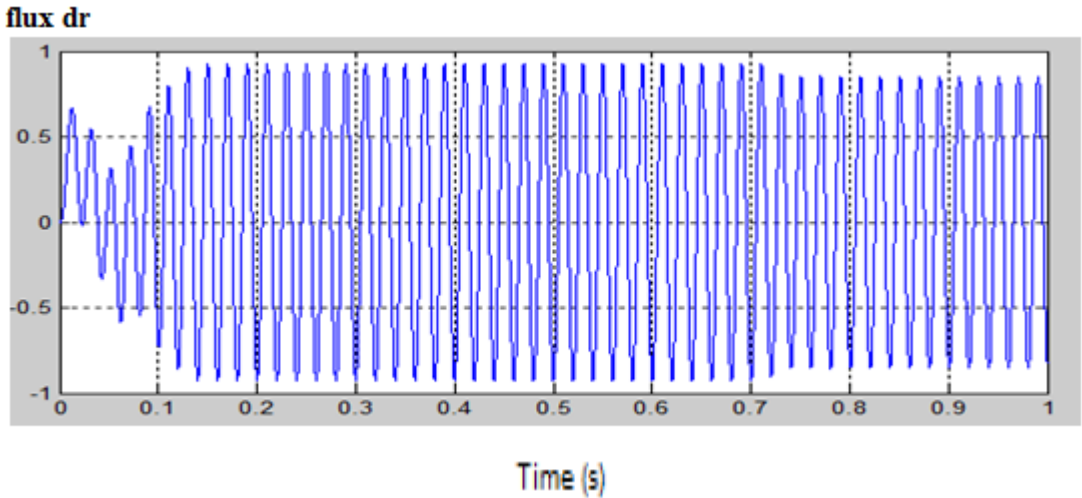
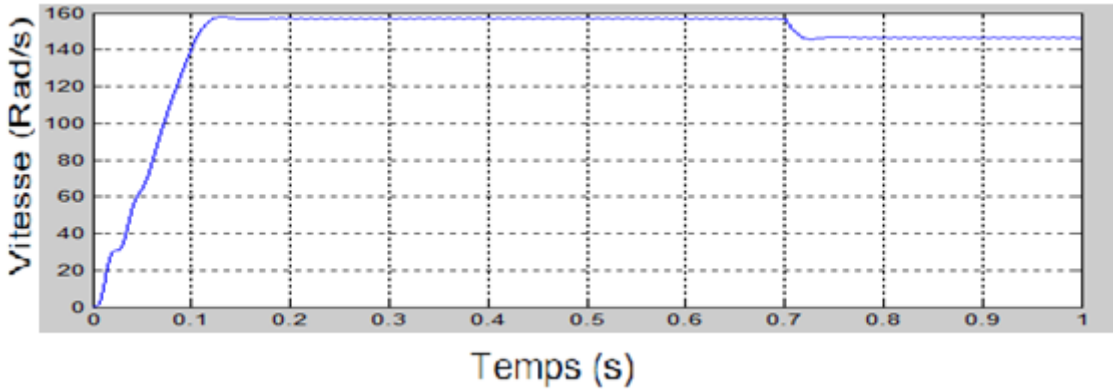
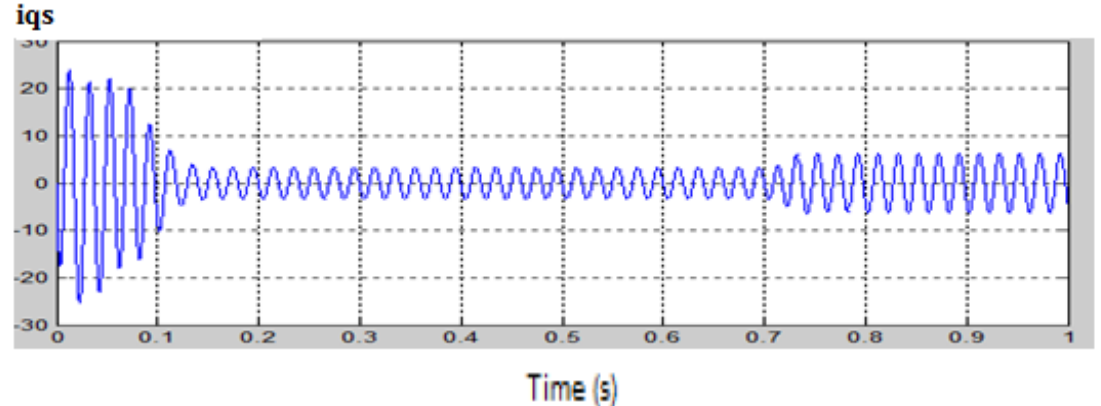
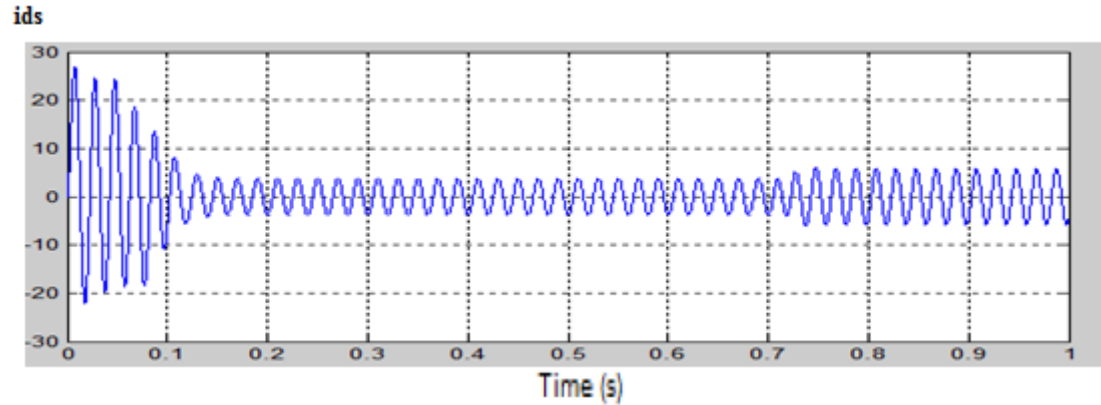
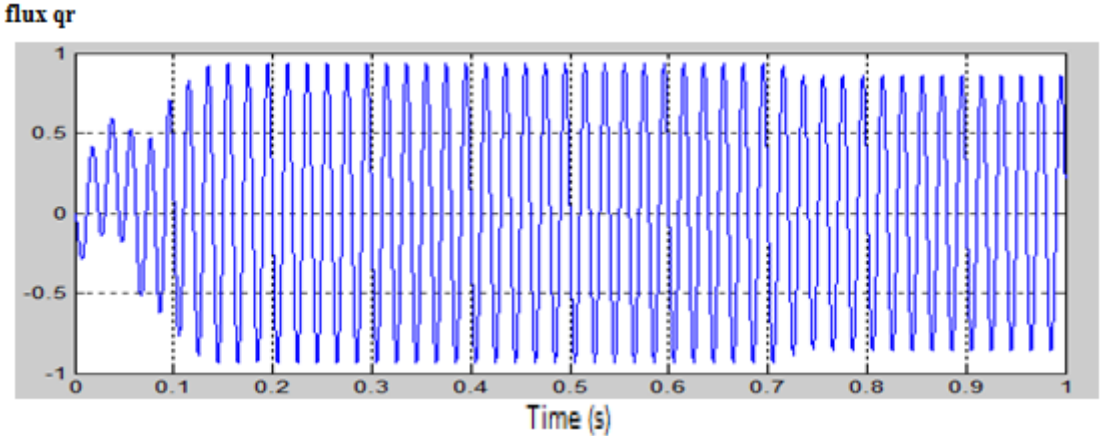


Fig. III.5 Résultats de simulation du modèle en tension de la MAS lors de démarrage à vide.

III.6.2 En charge





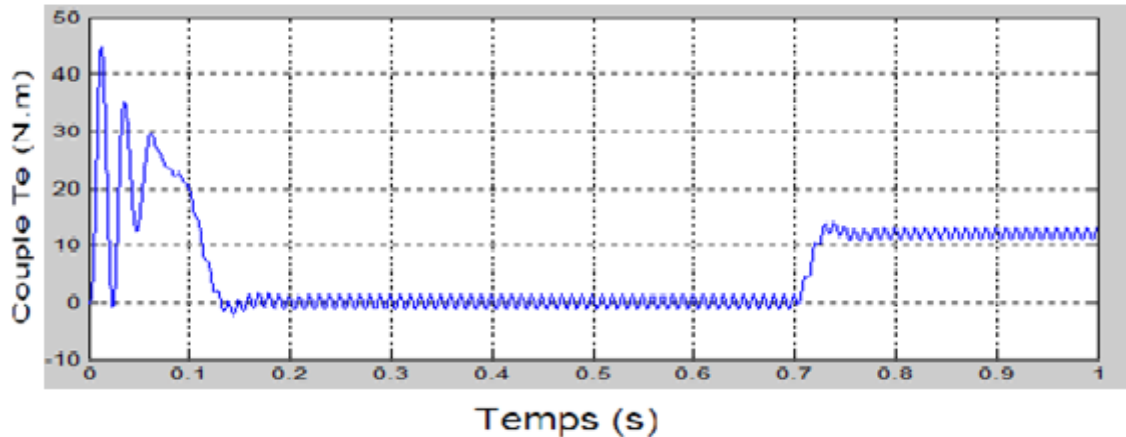


Fig. III.6 : Résultats de simulation du modèle en tension de la MAS lors de démarrages charge ($C_r = 12 \text{ N.m}$ en $t = 0.7\text{s}$).

III.6.3 Interprétation

Les figures (fig.III.5) et (fig.III.6) représente les résultats de simulation de la machine asynchrone respectivement à vide et lors d'une application d'un couple résistant de 12N.m en $t = 0.7\text{s}$.

Ainsi, nous remarquons que :

Le couple électromagnétique varie en premier lieu d'une façon très oscillatoire, il atteint une valeur de crête d'environ 45 N.m au démarrage, ceci pour vaincre l'inertie du moteur, ensuite, il revient à une valeur qui compense les pertes par frottement une fois le régime permanent est atteint, ceci d'une façon peu oscillatoire.

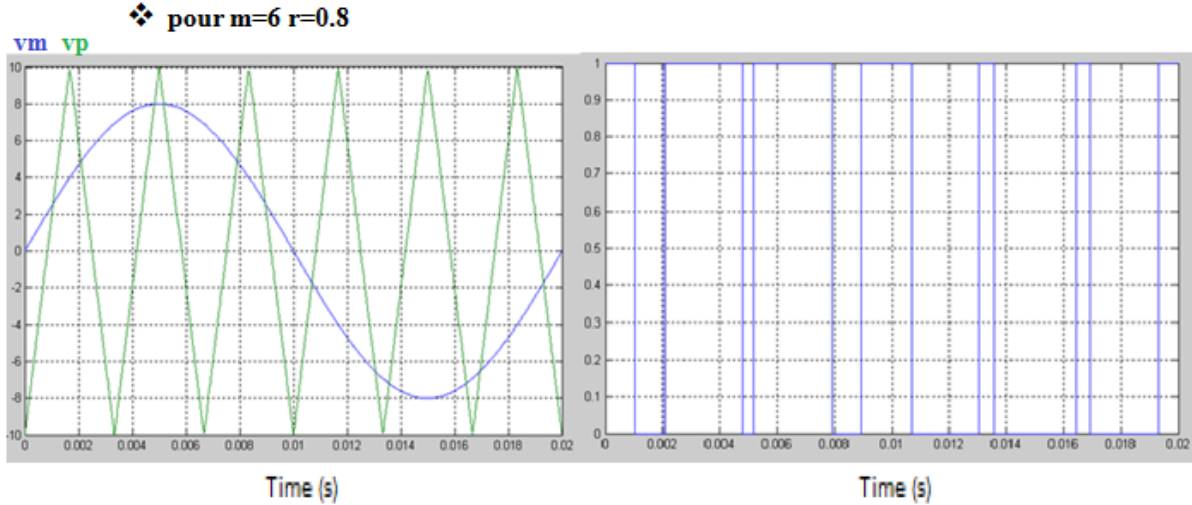
La vitesse de rotation atteint, la vitesse du synchronisme (158 rd/s) après le régime transitoire qui dure environs 0.12s .

-les flux rotoriques (respectivement, direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr}) atteignent les valeurs de (-0.97 Wb respectivement -0.05 Wb) en régime établi.

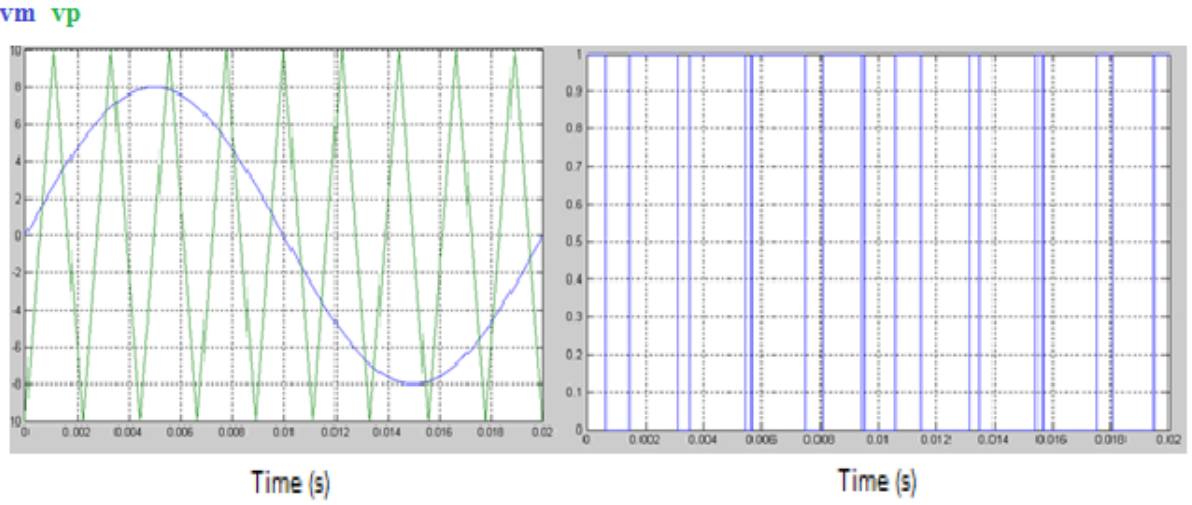
La forme du courant statorique i_{ds} et i_{qs} est proche d'une sinusoïde, ceci au régime établi et avec une même fréquence que celle du réseau. Sa valeur de crête est de 3.60A or pour le régime transitoire, il a une valeur de crête d'environ 20A .

Enfin, pour une perturbation de 12 N.m , nous constatons une diminution de la vitesse. Les flux rotoriques direct et en quadrature sont également affectés par cette perturbation, ce qui explique le fort couplage existant entre les enroulements de la machine.

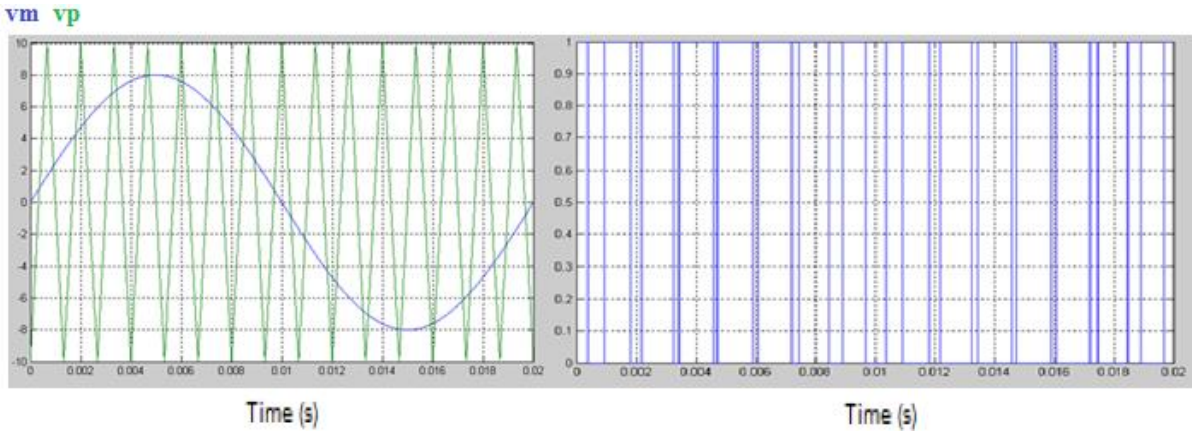
III.7 Simulation de l'onduleur de tension MLI Triangulo-sinusoidale



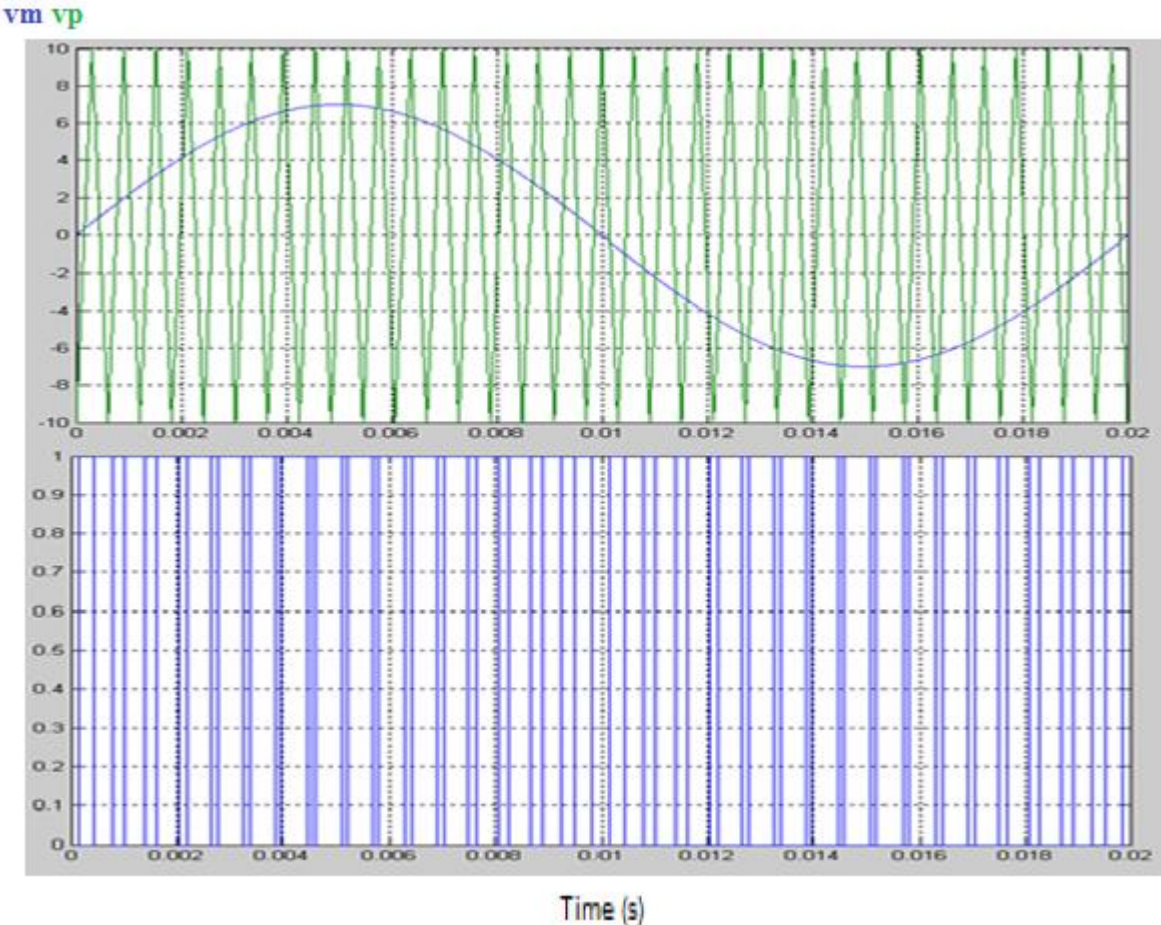
❖ $m=9$ $r=0.8$



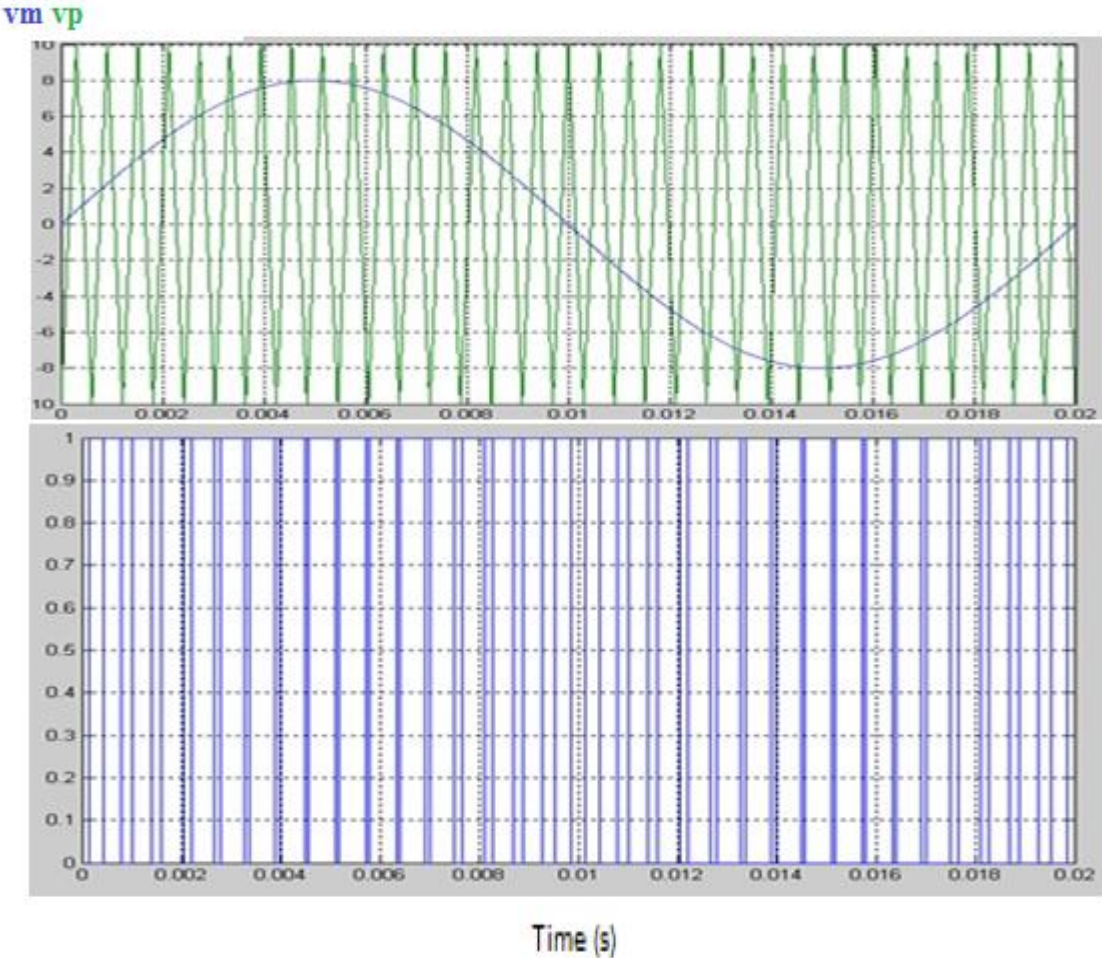
❖ $m=15$ $r=0.8$



❖ $m=33$ $r=0.7$

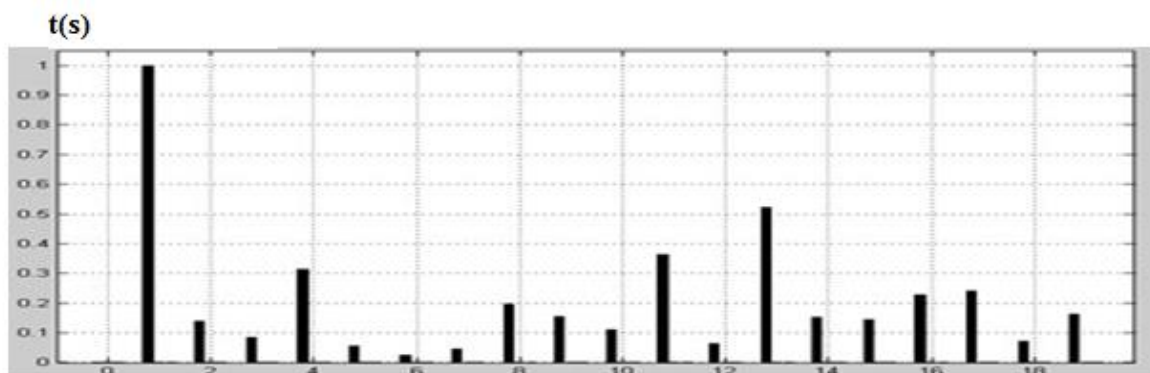
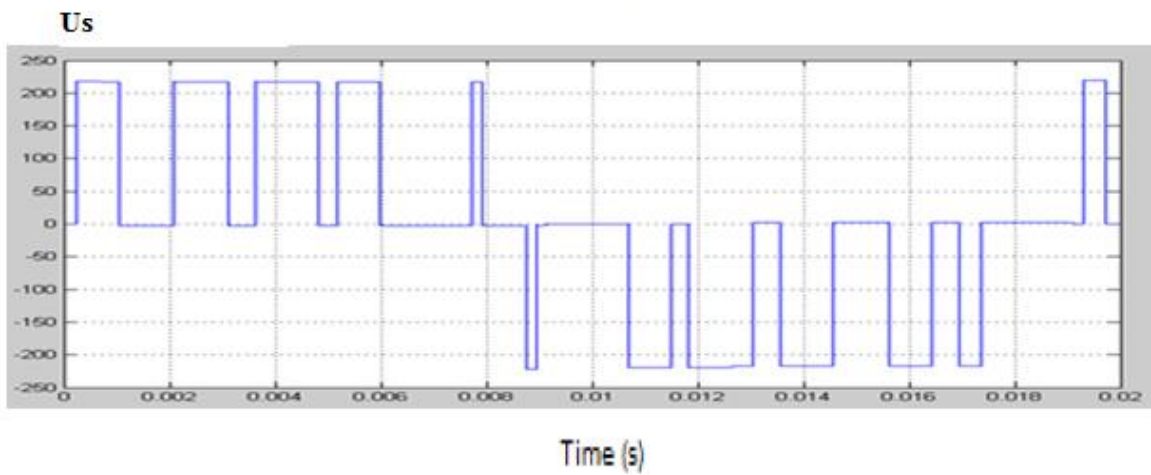
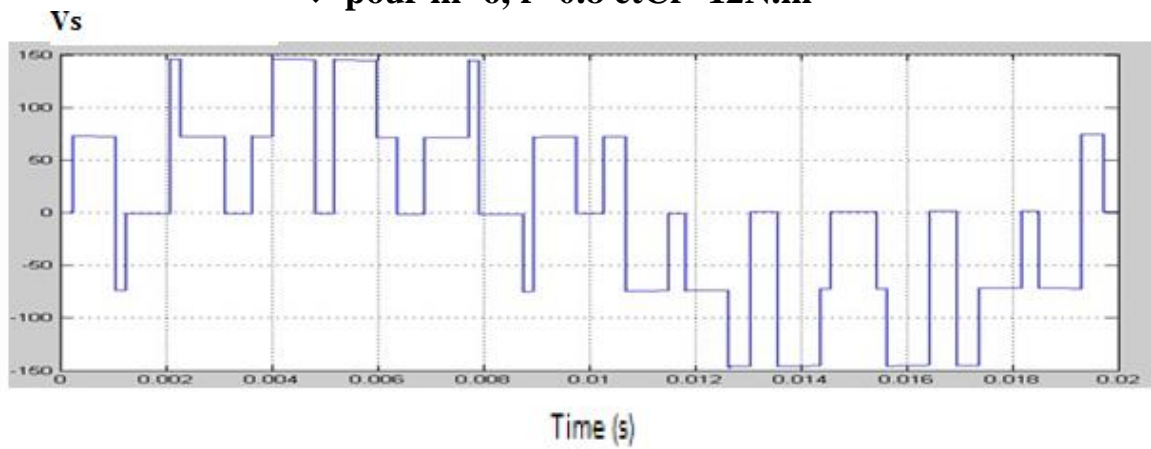


❖ $m=33$ $r=0.8$

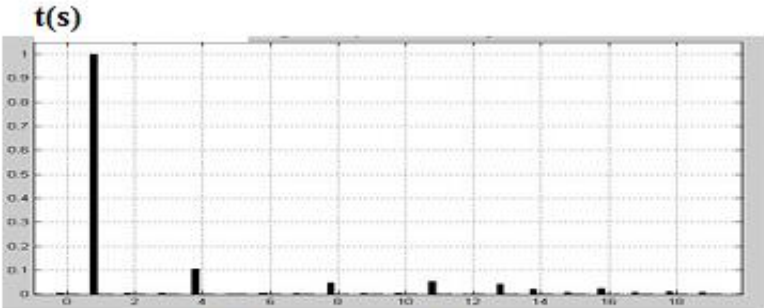
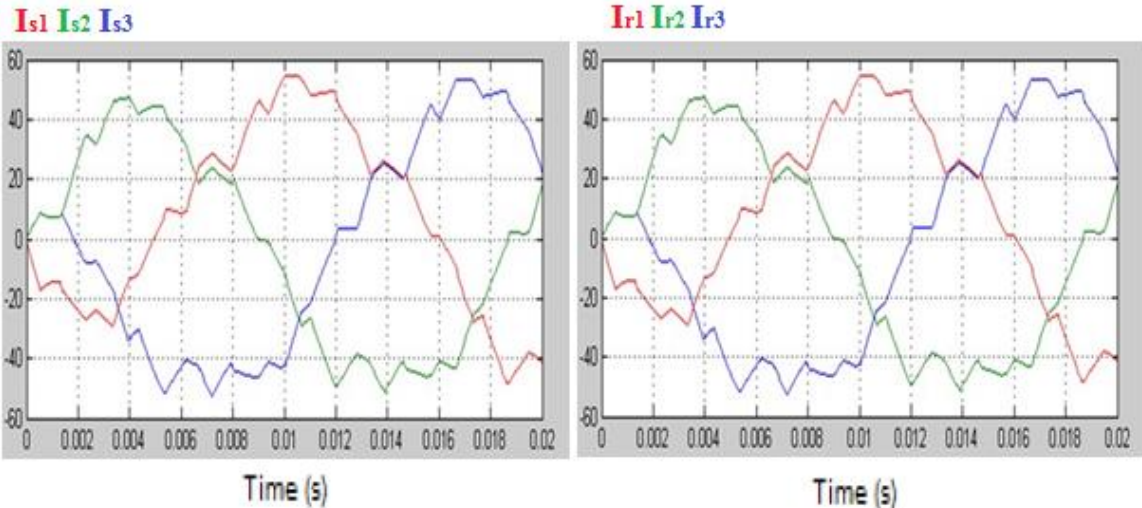


III.8 Simulation de l'association onduleur-moteur

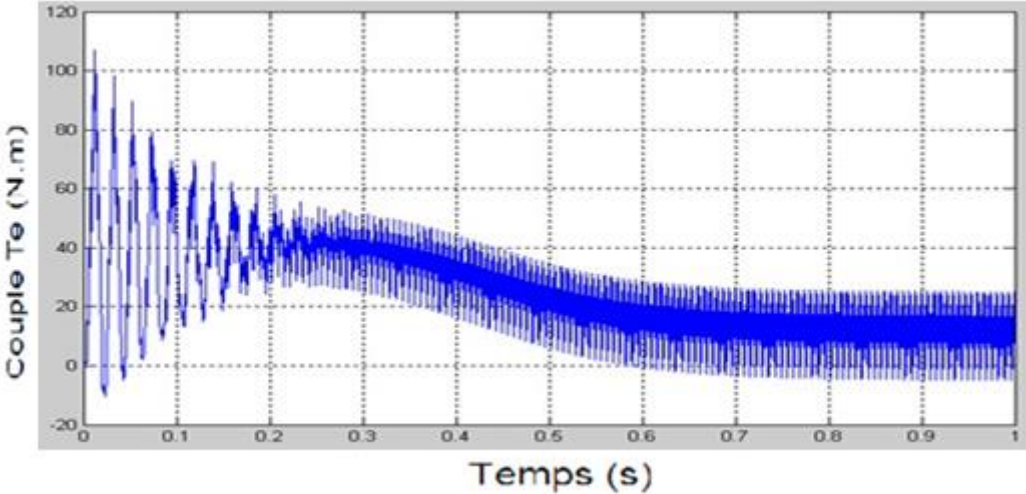
❖ pour $m=6$, $r=0.8$ et $C_r=12\text{N.m}$

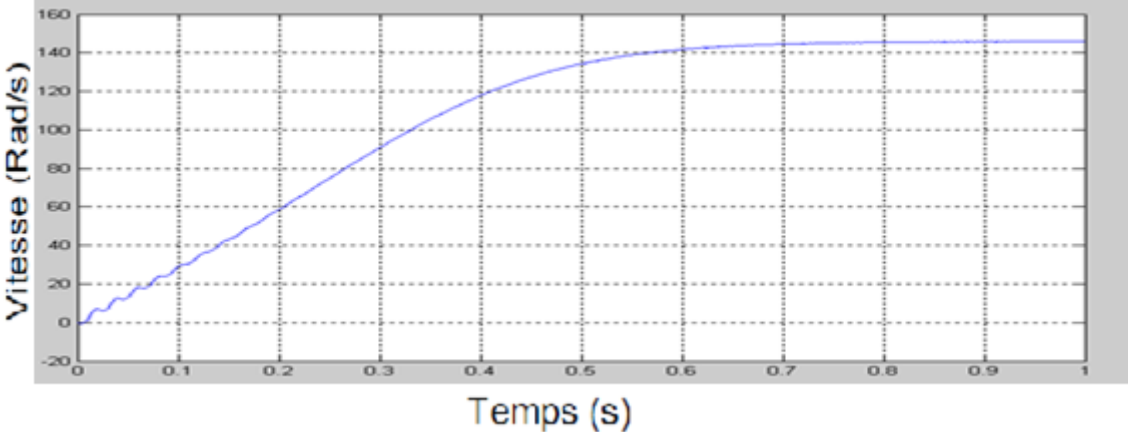


Les spectres d'harmonique de la tension

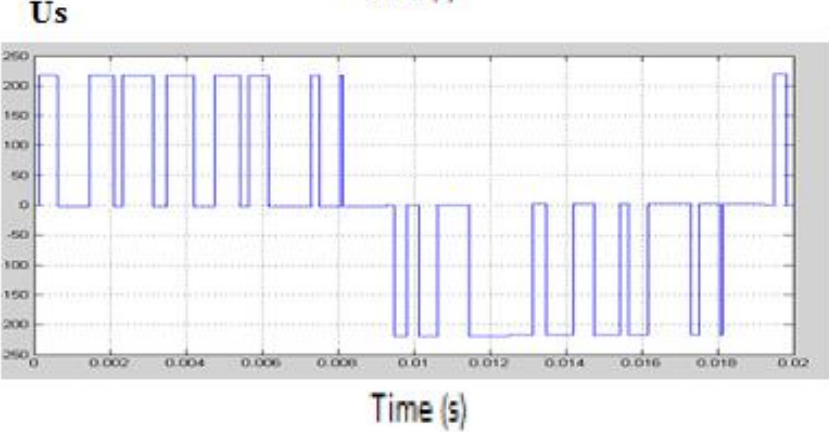
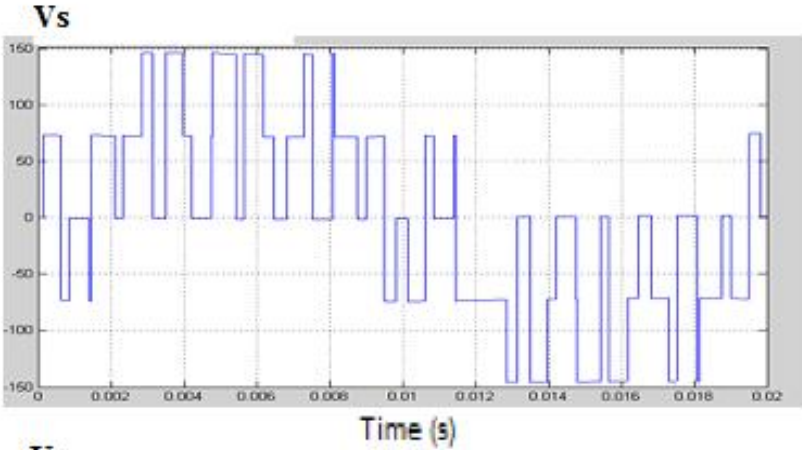


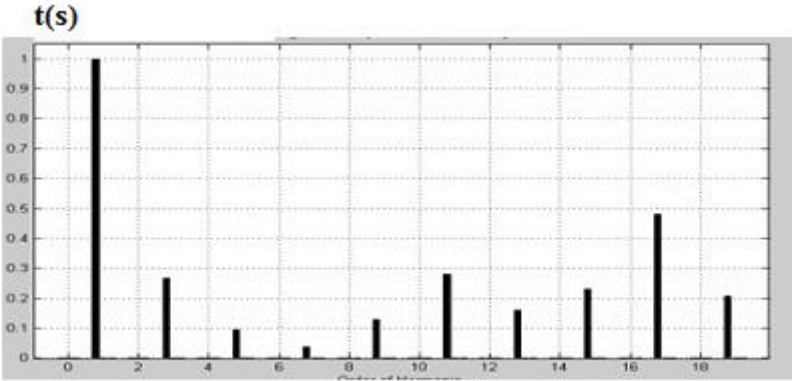
Le spectre harmonique du courant



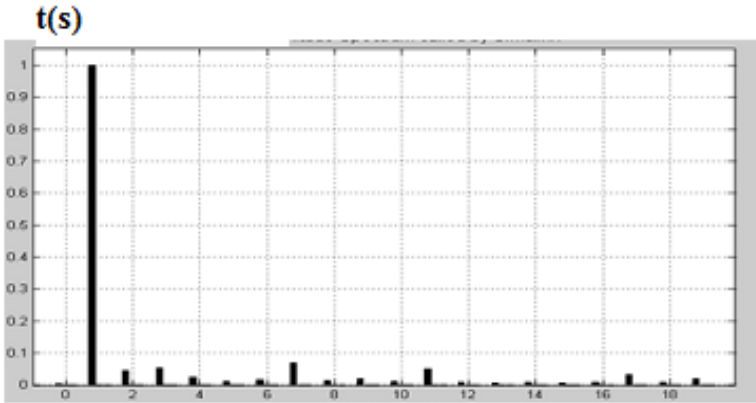
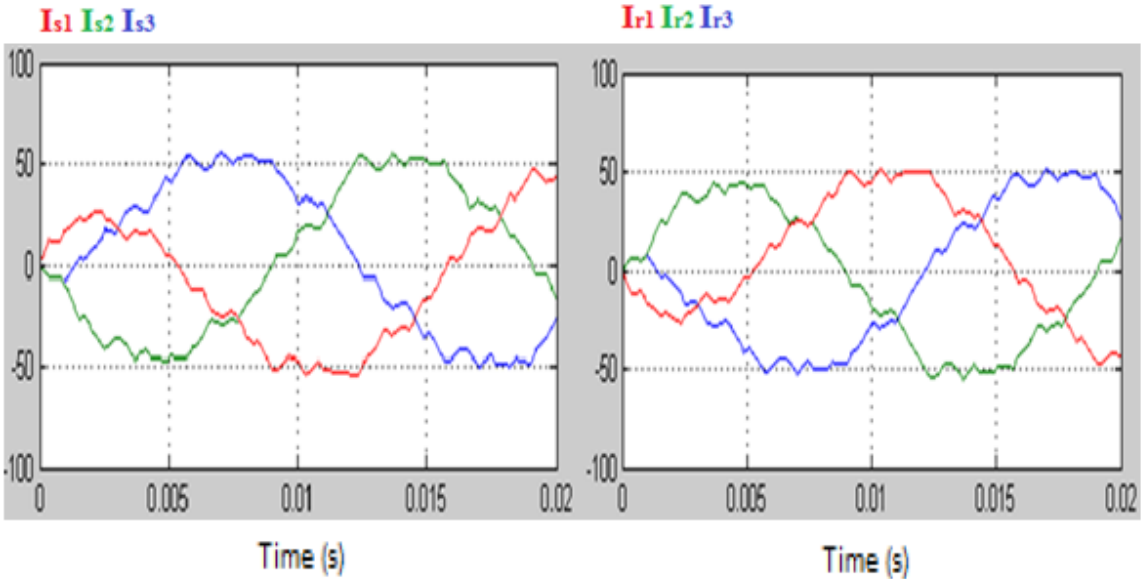


❖ pour $m=9$, $r=0.8$ et $Cr=12N.m$

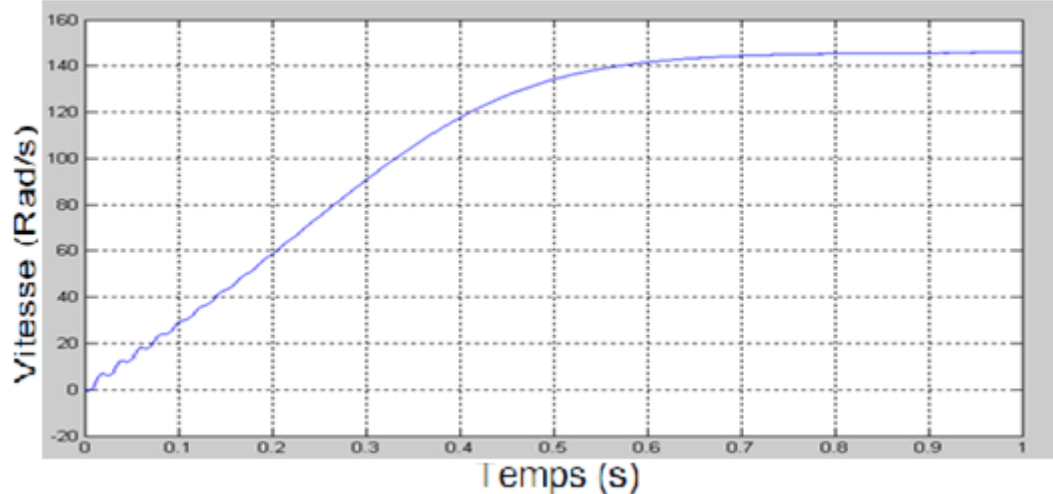
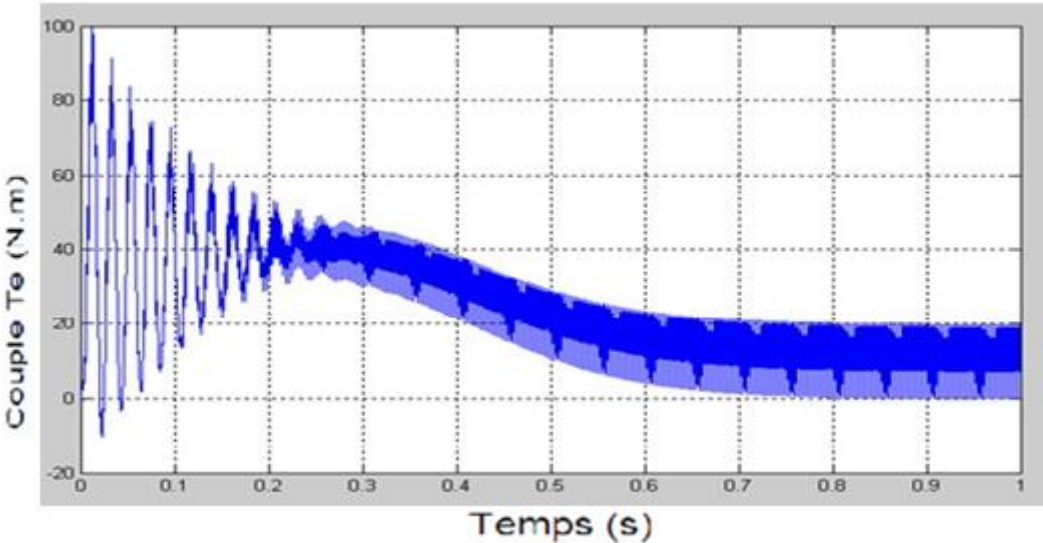




Le spectre d'harmonique de la tension

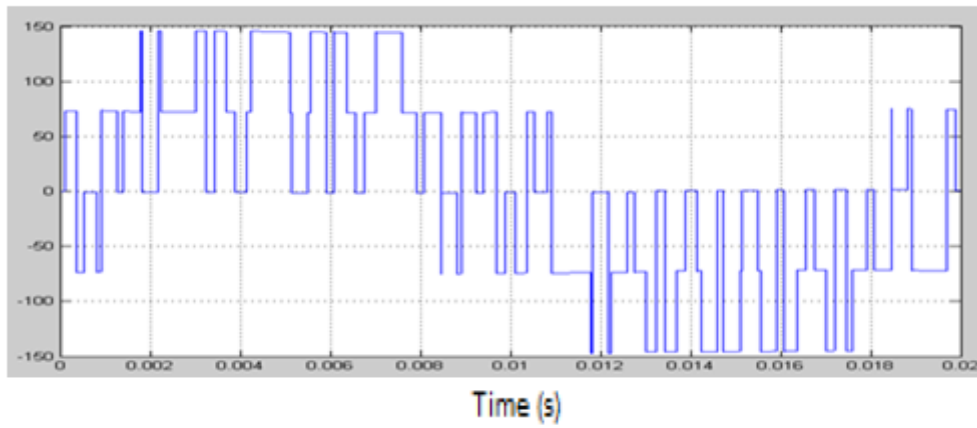


Le spectre d'harmonique du courant

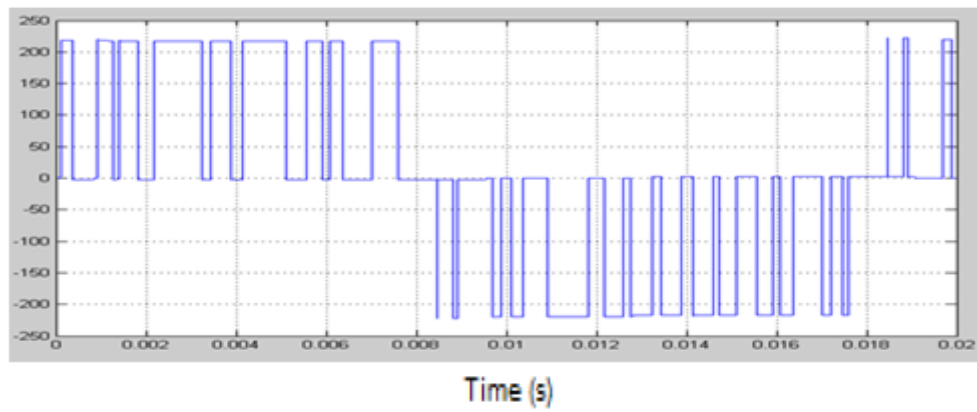


❖ pour $m=15$, $r=0.8$ et $Cr=12N.m$

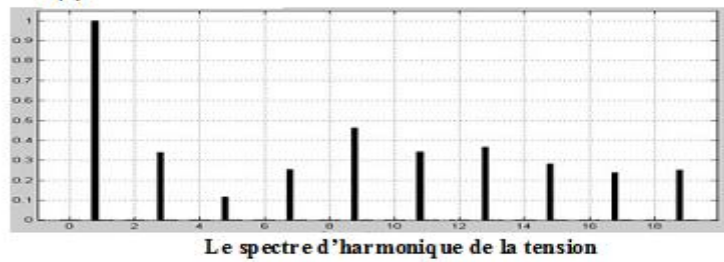
V_s



U_s

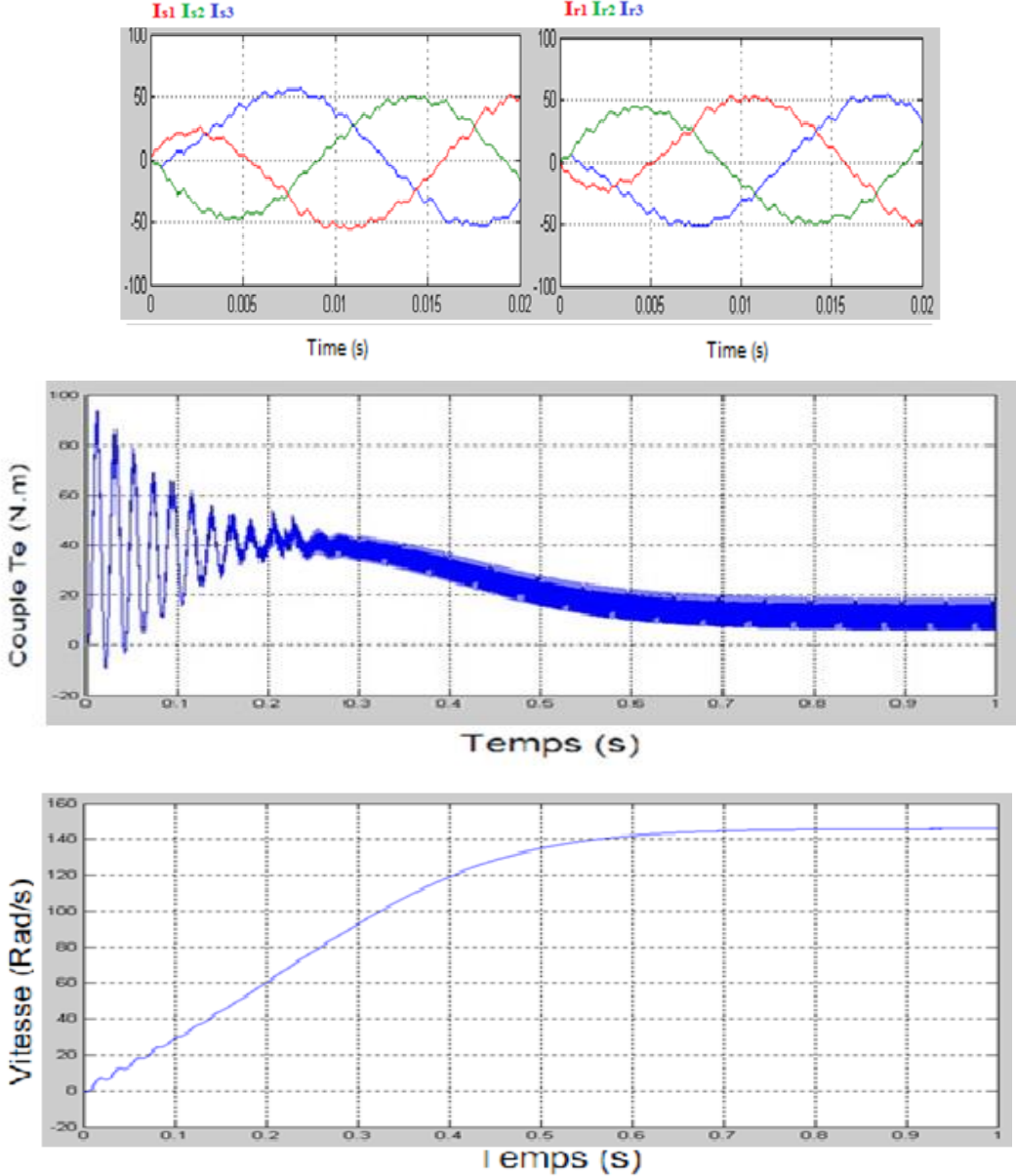


$t(s)$

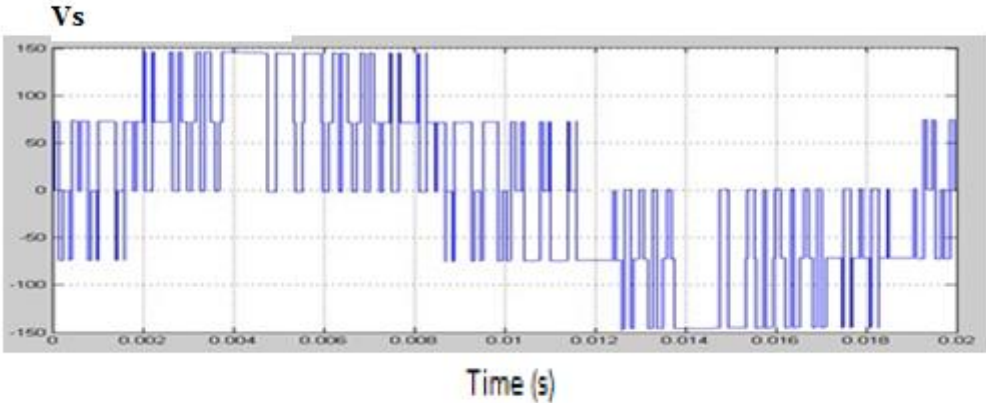


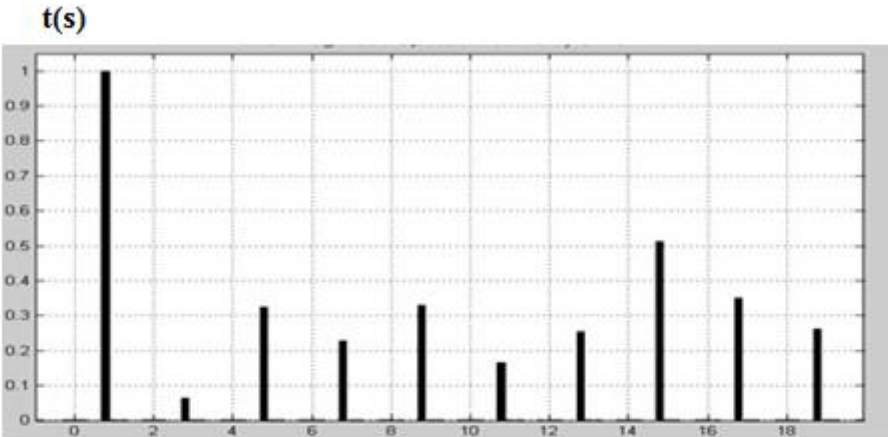
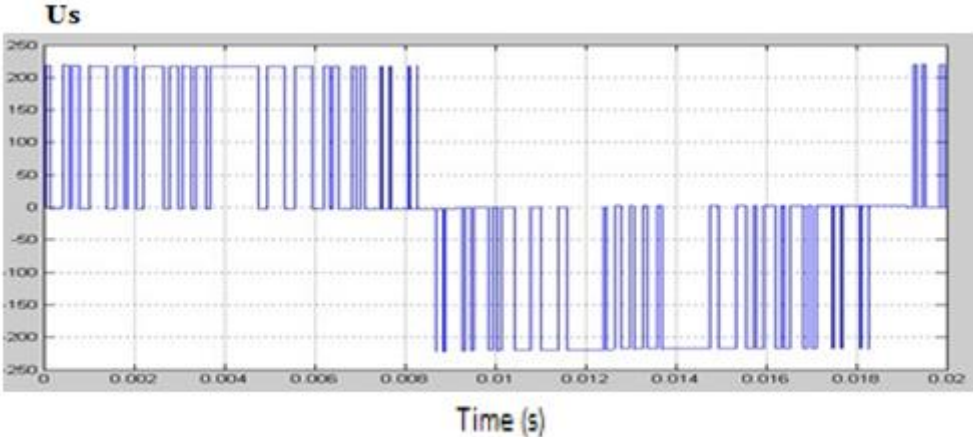
$t(s)$



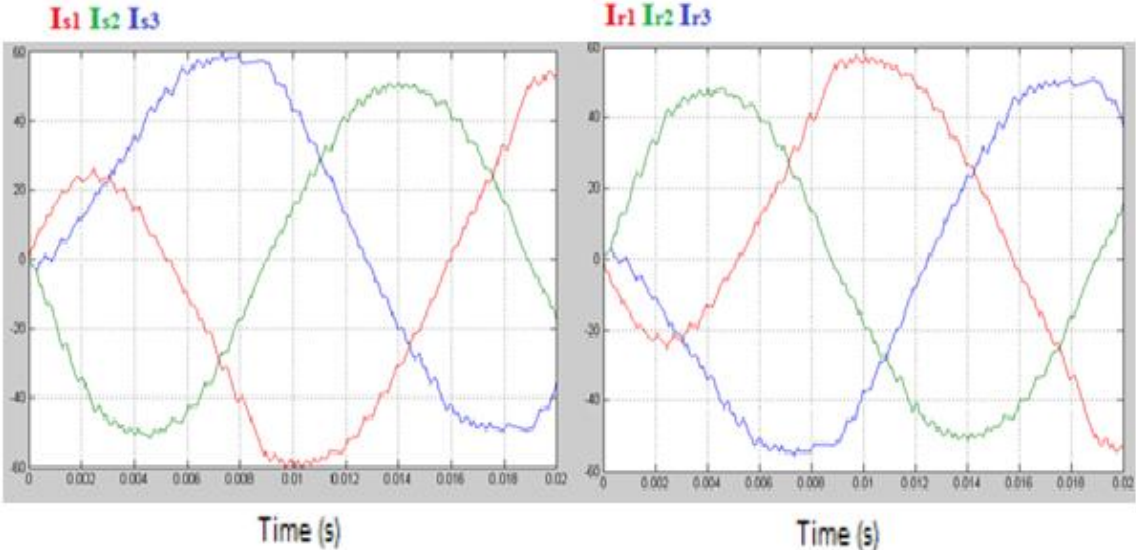


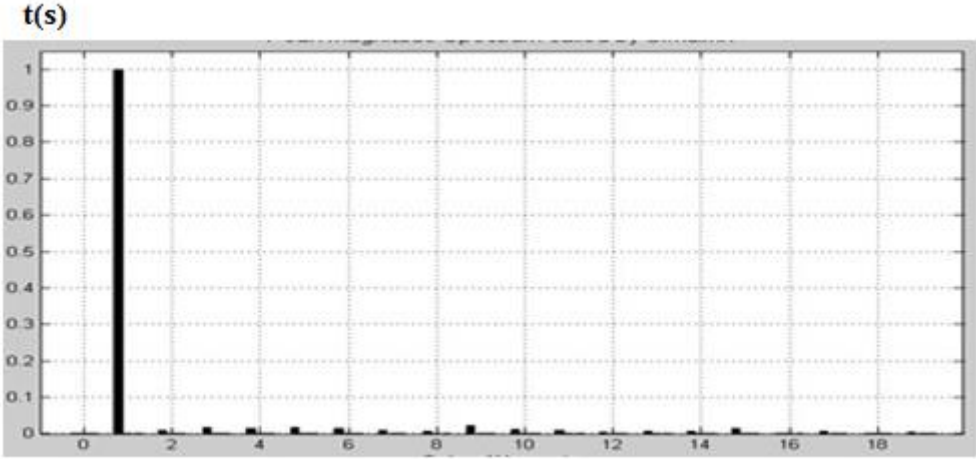
❖ pour $m=33$, $r=0.8$ et $Cr=12.m$



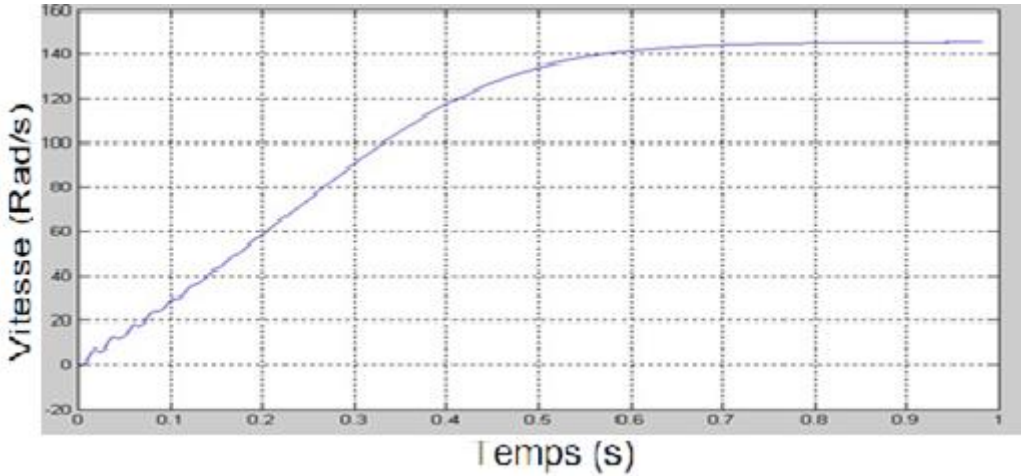
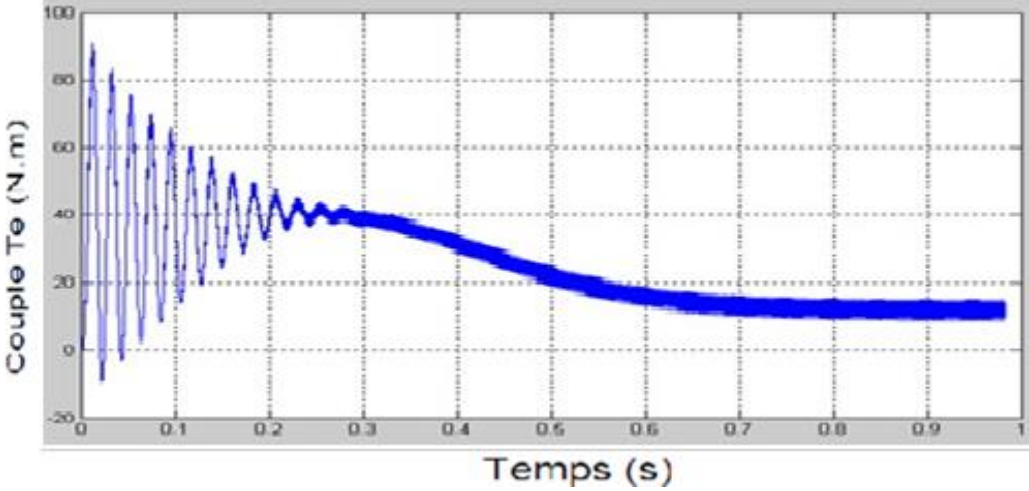


Le spectre d'harmonique de la tension



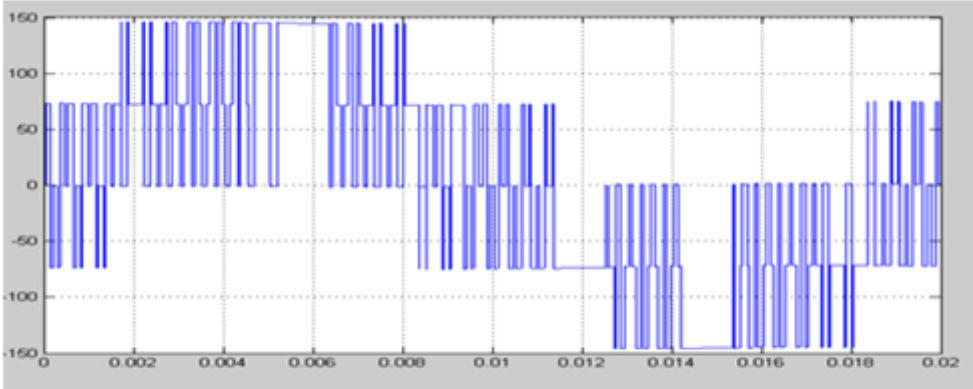


Le spectre d'harmonique de courant



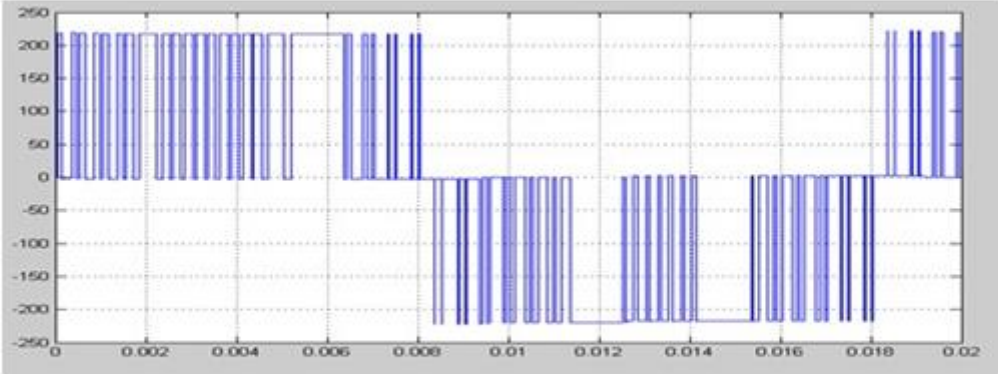
❖ pour $m=39$, $r=0.8$ et $Cr=12N.m$:

V_s



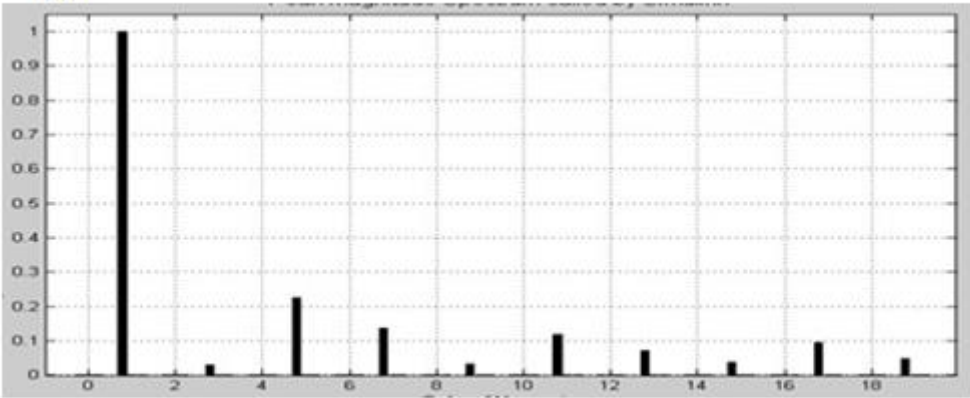
Time (s)

U_s

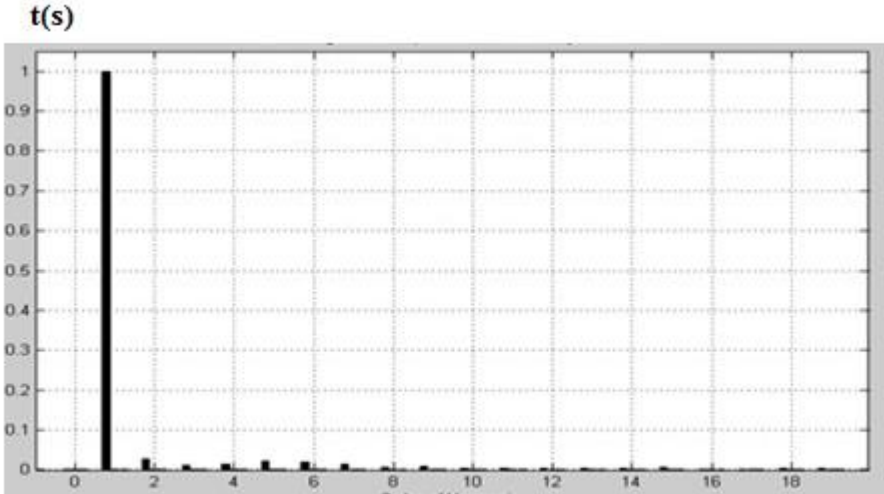


Time (s)

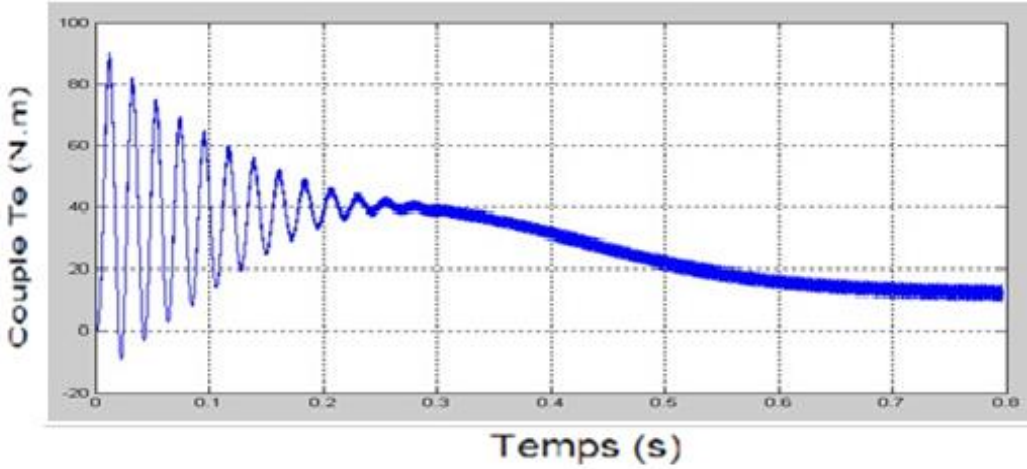
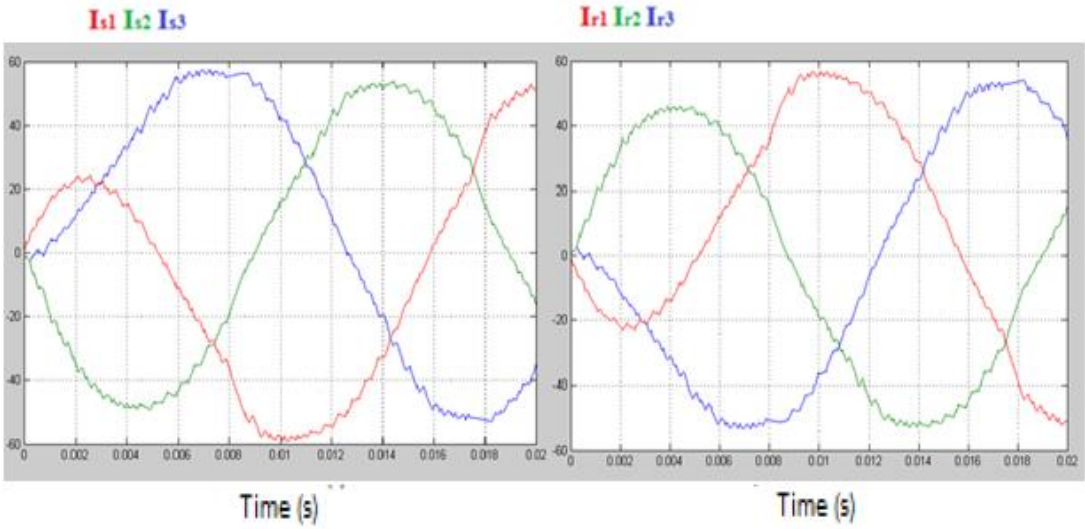
t(s)

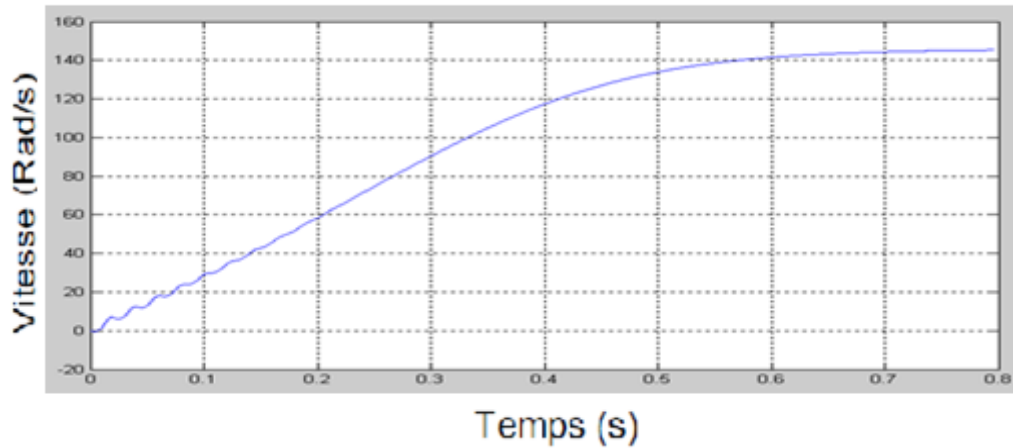


Le spectre d'harmonique de la tension



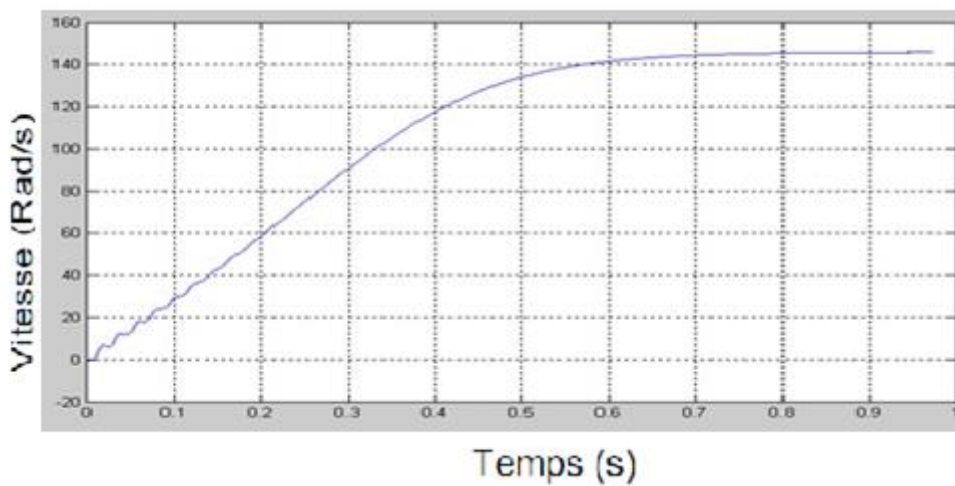
Le spectre d’harmonique du courant



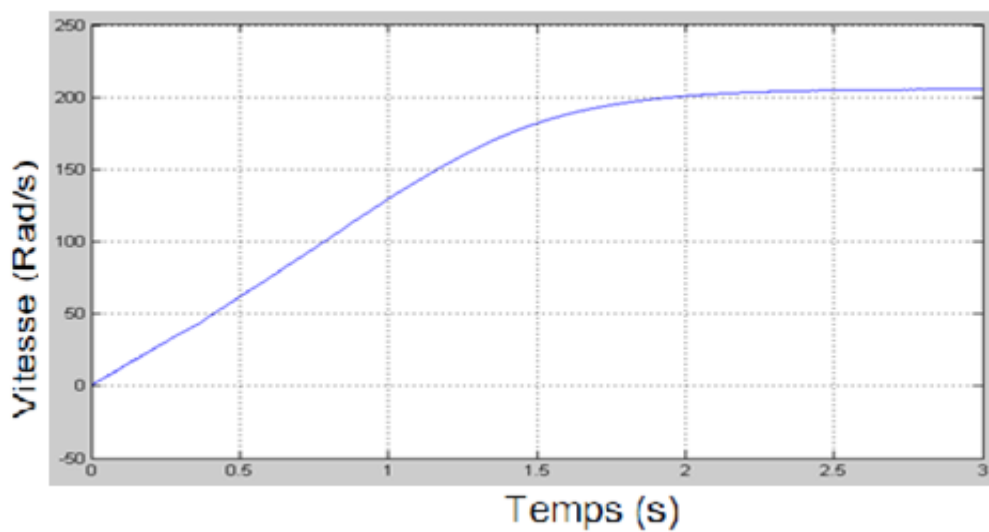


➤ Variation de la vitesse

❖ pour $f_{ref}=50\text{Hz}$ et $f^*=1650\text{Hz}$



❖ pour $f_{ref}=66\text{Hz}$ et $f^*=594\text{Hz}$



III.8.1 Interprétation des résultats de la simulation

On va partager notre interprétation des résultats de simulation à deux parties :

- pour le bloc MLI.

Les grandeurs simulées par le bloc MLI sont :

- la commande MLI sinus-triangle (la porteuse et la référence).
- les intervalles de conduction des interrupteurs.

- pour le bloc de l'association (convertisseur-machine).

Les grandeurs simulées par le bloc de l'association (convertisseur-machine) sont :

- la tension simple d'une phase et la tension composée à la sortie de l'onduleur
- les courants statoriques.
- les courants rotoriques.
- le spectre d'harmonique (FFT) de la tension et du courant.
- le couple électromagnétique et la vitesse du moteur.

- **Pour le bloc MLI :**

Dans cette partie nous avons (fixé "m" et varie "r") et vis versa c'est-à-dire (fixé "r" et varie "m").

Les valeurs numériques de m et r dans les deux états sont :

- r=0.8, et m=6, 9, 15, 39
- m=33, et r=0.7, 0.8

On remarque que les intervalles de conduction des interrupteurs suivent les points d'intersection entre la référence et la porteuse d'une manière très exacte.

Le coefficient de réglage r permet de régler linéairement l'amplitude du fondamental de tension.

- **Pour le bloc de l'association onduleur-moteur**

Nous intéresse dans cette partie c'est :

1. Les harmoniques de tension et de courant.
2. Les grandeurs du moteur (couple, vitesse, courant statorique et rotorique, tension simple et composée).
3. La relation entre la vitesse de rotation du moteur et la fréquence de la référence "*f_{réf}*".

1- Les harmoniques de tension et decourant

- Pour les harmoniques de tension on remarque que :
- Quand $m=6$ on a les harmoniques de rang (2, 4, 8, 9, 10, 11, 13) sont les harmoniques ayant amplitudes les plus importantes et les autres ont des amplitudes faibles.
- Quand $m=9$ on a les harmoniques de rang (3, 5, 7, 11, 13, 15, 17, 19).
- Quand $m=15$ on a les harmoniques de rang (3, 7, 9, 11, 13, 17, 19).
- Quand $m=39$ on a les harmoniques de rang (5, 7, 11, 13, 15, 17), mais à une amplitude faible par rapport à celui de $m=15$.

D'après ces résultats on peut dire que :

-Les harmoniques de tension se regroupent en trois familles :

1- Les harmoniques de rang $(m-2)$, $(m+2)$, $(m-4)$, $(m+4)$, $(m-6)$, $(m+6)$.

2- Les harmoniques de rang $(2m-1)$, $(2m+1)$, $(2m-3)$, $(2m+3)$, ...

3- Les harmoniques de rang $(3m)$, $(3m-2)$, $(3m+2)$, $(3m-4)$, $(3m+4)$, ...

-Le bon choix de l'indice de modulation permet d'éliminer les harmoniques de rang pair.

-L'augmentation de l'indice de modulation permet de diminuer l'amplitude des harmoniques c'est-à-dire ces harmoniques sont minimisés quand l'indice de modulation est élevé.

-L'amplitude du fondamental diminue d'une valeur très faible à cause des déchets de tension provoqués par l'MLI et la commutation des interrupteurs.

Pour les harmoniques de courants on peut dire qu'ils sont faibles si m est élevé.

2- Les grandeurs du moteur

• Le couple

On remarque un fort couple électromagnétique aux premiers instants de démarrage par exemple jusqu'à 0.75s pour $m=39$ et $r=0.8$, et après il se stabilise à la valeur nominale du couple ($C_e=12N.m$).

• La vitesse

On remarque quand le démarrage, il y a un accroissement presque linéaire de l'allure de la vitesse, celle-ci tend vers un régime établi.

- **Le courant**

On remarque que le courant statorique ou rotorique est plus en plus sinusoïdal surtout pour les indices de modulations élevées (comme nous avons dit pour les harmoniques). Ce qui facilite leur filtrage par l'inductance de la machine.

➤ **La variation de la vitesse**

Ne remarque qu'il y a une relation entre la vitesse de rotation et la fréquence de la référence, donc on peut varier la vitesse par la variation de la fréquence de la référence.

On peut avoir cette possibilité sur les deux dernières courbes de vitesse :

$$\text{Pour } f_{\text{réf}}=50\text{Hz} \implies \omega=145\text{rad/s.}$$

$$\text{Pour } f_{\text{réf}}=66\text{Hz} \implies \omega=205\text{rad/s}$$

III.9 conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation de la machine asynchrone (MAS). Dans la première partie on a donné la représentation mathématique du moteur asynchrone dans un référentiel triphasé avant d'utiliser la transformation de Park en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices, le modèle du MAS dans le repère de Park a été établi dans le but de linéariser le système et faciliter l'étude pour réduire la représentation de la MAS dans un référentiel biphasés (α, β).

On a retrouvé les résultats désirés tel que l'élimination des harmoniques et la variation de la vitesse de moteur asynchrone.

C'est-à-dire vérifier que les simulations effectuées par le logiciel MATLAB sont valables.

Donc d'après les analyses des résultats de simulation de MLI on constate quand on a atteint les objectifs fixés.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Conclusion générale

L'électronique de puissance est la branche de la physique appliquée qui traite des modifications de présentation de l'énergie électrique à l'aide des semi-conducteurs fonctionnant en commutation. Cette modification est pour réaliser des commandes de plus en plus sophistiquées.

Le convertisseur de fréquence avec onduleur de tension à M.L.I constitue, avec le moteur asynchrone, une solution d'entraînement offrant de nombreux avantages, ce qui en fait la solution de référence en faibles et moyennes puissances.

Il offre une grande souplesse de fonctionnement (régulation fine de vitesse, démarrage et arrêt progressifs)

L'installation est aisée (le variateur se raccorde électriquement entre le moteur et son alimentation) et le moteur est de construction simple et robuste. Et se prête naturellement à l'automatisation des processus.

Les performances de commande ont progressé de telle sorte que cette solution technique est désormais plus utilisable pour des applications encore récentes.

L'application du système qui nous avons choisis permet de minimiser les pannes, les interventions de la maintenance préventive et diminue les frais d'exploitation.

On assurera donc un fonctionnement fiable, ce qui conduit à l'augmentation des indices économiques.

On remarque que la technique de MLI sinusoïdal repousse les harmoniques vers des fréquences les plus élevées.

Nôtre étude peut être élargie en se basant sur les mêmes stratégies, mais pour un autre type d'onduleur de tension à savoir les onduleurs multi-niveaux ou un autre type de modulation.

Bibliographie

- [1] Hamadi Safi Allah," Commande par retour d'état linéarisation d'une machine asynchrone et sans défaut ", Thèse de master ,Université –Msila.
- [2] M. Kostenko et L. piotrovski, “Machines électriques”, Tomes I et II, édition de Moscou (Mir), 1969, (réédité en 1979).
- [3] M.Poloujadoff, “Machine asynchrone -Régimes quelconques”, Encyclopédie de techniques de l'ingénieur, 2000.
- [4] J. Caron “Modélisation et commande de la machine asynchrone”, vol.7, TECHNIP, coll. ’Méthodes et pratique”, 1995.
- [5] H.Chekireb. “Investigation sur les modèles de commande non linéaire de la machine asynchrone”. Thèse de doctorat, ENP, 2003.
- [6] M.Poloujadoff, “Machine asynchrone Régimes quelconques”, Encyclopédie de techniques de l'ingénieur, 2000.
- [7] M. PINARD “Commande électronique des moteurs électrique” Edition DUNOD, année 2004.
- [8] MUTREL, Luc. 1999. le moteur asynchrone régimes statique et dynamique. 32, rue bargue 75740 paris cedex 15 : Ellipses Edition Marketing S.A, 1999.
- [9] REAL-PAUL, Bouchard, et Olivier GUY. 1997.*conception des moteurs asynchrones triphasé*. Québec : bibliothèque international du Québec, 1997.
- [10] ROUAIBIA, Reda. 2009. détection et diagnostique des defaults des moteurs asynchrone . Annaba : s.n. 2009.

- [11] MICHEL, Fallou. moteurs asynchrones, choix des caractéristique et problèmes connexes. 1987. Paris : techniques de l'ingénieur, 1987, Vol. 22.
- [12] Guy Strutzer, Eddie Samigil, "Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés. Commande vectorielle des moteurs synchrones, commande numérique par contrôleurs".
- [13] <https://fr.scribd.com/doc/260415307/Differents-Modes-de-Demarrage-Des-Moteurs-Asynchrones-Triphase>
- [14] Cahier Technique n°208 édition novembre 2003 « Démarreurs et variateurs de vitesse électroniques» DANIEL CLENET.
- [15] [https://www.bis-electric.com/variateur de vitesse.2014/05](https://www.bis-electric.com/variateur-de-vitesse.2014/05)
- [16] <http://for-ge.blogspot.com/les-redresseurs.2015/08>
- [17] Documents : Support de cours D'électronique de puissance Les convertisseurs AC-DC et AC-AC. www.isetn.rnu.tn
- [18] [www.elektronique.fr/ Filtres Électronique- Cours d'électronique –Electronique](http://www.elektronique.fr/Filtres-Electronique-Cours-d-electronique-Electronique)
- [19] Ghazi Khazri : «Variateur de vitesse d'un moteur asynchrone triphasé ». Rapport de stage de fin de parcours Institut Supérieur des Etudes Technologiques de Nabeul. Année Universitaire 2017 / 2018
- [20] M. Pinard "Commande électronique des moteurs électriques " Edition Dunod, 2004.
- [21] J. P. Hautier, J.P. Caron "Modélisation et commande de la machine asynchrone" Vol. 7, TECHNIP, coll. « Méthodes et pratiques», 1995.
- [22] L. Baghli, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de LF, RN,AG". Thèse de doctorat, université Henri poicaré, Nancy-1,1999.
- [23] G. Brahim," Commande non linéaire de la machine à induction ",Thèse de master, Université de Batna,2012.
- [24] TamrabetHanene" Robustesse d'un Control Vectoriel de Structure Minimal d'une Machine Asynchrone " Thèse de magistère, Batna, 20.05.2006.
- [25] Tchiali Fouad, Maghraoui Noura " Modélisation et Commande des Onduleurs Multi niveaux Asymétriques ", PFE. Dép. d'électrotechnique, U.S.T.H.B 2004.

- [26] Benyahia. M, "commande non linéaire et prédictive application à la machine asynchrone " thèse de magister ,Université de Batna 2001.
- [27] R.Mohamed, "Simulation et réalisation d'un onduleur de tension monophasé à trois niveau". Mémoire de fin d'étude, institut d'électrotechnique, université de Batna 2002.
- [28] "Application de la technique de linéarisation par retour d'état à la commande d'une machine asynchrone ". PFE, Université M'sila, 2003.
- [29] DissaAbdennour,"Contrôle direct du couple du moteur à induction sans capteur de vitesse associée à un observateur non linéaire ", thèse de magister ,Université de Batna.
- [30] Lamine M, Traoré.A, "Modélisation et simulation d'une machine asynchrone à cage à l'aide du logiciel Matlab/Simulink " ,msas_pp038_45
- [31] Z. A. Ouali, « Application des FPGA à la commande d'un moteur asynchrone », Mémoire de Magister, Université de Mouloud Mammeri de Tizi–Ouzou, Algérie,2011
- [32] Baadji Ismahane « Optimisation de la commande d'un variateur de vitesse à base d'une pile PEMFC», mémoire magister en électronique, Université Mohamed Boudiaf-M'sila, Algérie ; 2014
- [33] www.lyc-rostand-mantes.ac-versailles.fr , 05032201 la variation de vitesse.doc .
- [34] Articles : « Quelles sont les précautions à respecter pour alimenter un moteur ancien ou récupéré par un variateur de vitesse altivar ? », Date de publication : 15 mai 2020 <https://www.se.com/fr/fr/faqs/FA28545/>
- [35] Articles : « Variateur de vitesse , Génie électrique », date : 2015/04 <http://for-ge.blogspot.com/>

Les paramètres de la machine asynchrone a cage triphasée :

$$P_n=1.5 \text{ (kW)}$$

$$V_n=220/380 \text{ (v)}$$

$$\eta_n=0.78$$

$$\cos\varphi_n=0.8,$$

$$N_n=1420 \text{ (tr/min)}$$

$$f_n=50 \text{ (hz)}$$

$$R_s=0.7(\Omega)$$

$$R_r=0.7 (\Omega)$$

$$P=2,$$

$$L_s=0.274 \text{ (H)}$$

$$L_r=0.274 \text{ (H)},$$

$$m=0.258 \text{ (H)},$$

$$T_r=0.072 \text{ (s)}$$

$$j=0.031 \text{ (kg.m}^2\text{)}$$