



Mémoire de Projet de Fin d'Études

présenté par

HAMMOUM AMAR

&

BENDJAFER MOURAD

pour l'obtention du diplôme de MASTER en électronique option système de vision et
robotique

Thème

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

Promoteur : DAHMANI.S

Remerciement

Tout d'abord je remercie Allah le Tout Puissant qui m'a donné la volonté et la patience pour élaborer ce travail.

Ⓜ *Nous tenons à présenter nos vifs et sincères remerciements à notre promoteur **Dr: DAHMANI** pour son suivi, ainsi que sa disponibilité tout au long de l'élaboration de ce modeste travail.*

Ⓜ *Nous présentons aussi nos vifs remerciements à tous les enseignants du département de l'électronique surtout les enseignants de l'option Système de vision et robotique qui ont assurés ma formation durant tout le cycle d'étude, ainsi que tout ceux qui nous ont aidés de près ou de loin à l'élaboration de notre thèse.*

Ⓜ *Nous tenons aussi à remercier l'ensemble des membres du jury.*
Nous tenons aussi à remercier également l'ensemble des enseignants du

Département Electronique

Université de Blida





DEDICACE



*A ceux qui m'ont donné la vie, symbole de beauté, de fierté, de sagesse et de
Patience.*

*A ceux qui sont la source de mon inspiration et de mon courage, à qui je
dois de l'amour et la reconnaissance.*

- 🌀 *A mes parents.*
- 🌀 *A mon frère et mes sœurs ;*
- 🌀 *Et à toute la famille HAMMOUM.*
- 🌀 *A mon promoteur DAHMANI*
- 🌀 *A mes amis .*
- 🌀 *A mon Binôme Mourad.*
- 🌀 *A mes collègues du groupe SVR.*
- 🌀 *Et à tous qui me connaît et compte sur moi...*



AMAR





DEDICACE



A ceux qui m'ont donné la vie, symbole de beauté, de fierté, de sagesse et de patience.

A ceux qui sont la source de mon inspiration et de mon courage, à qui je dois de l'amour et la reconnaissance.

- ⊙ *A mes parents.*
- ⊙ *A mes frère et mes sœurs ;*
- ⊙ *Et à toute la famille BENDJAFER,*
- ⊙ *A mon promoteur DAHMANI*
- ⊙ *A mes amis.*
- ⊙ *A mon Binôme AMAR*
- ⊙ *A mes collègues du groupe SVR.*
- ⊙ *Et à tous qui me connaît et compte sur moi...*



MOURAD



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 à cage, 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.

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.

L'application de variateur de vitesse « technique de commande MLI » dans l'industrie qui est présenter plusieurs avantage à savoir régulation la vitesse de moteur, réduit les harmoniques de tension de sortie, protection le moteur.

Mots clés Moteur Asynchrone, Commande MLI tringulo- sinusoïdale

ملخص

التحكم في سرعة محرك غير متزامن تحتل مكانا بارزا في مختلف التطبيقات الصناعية

بفضل التطورات التكنولوجية الحديثة في مجال الالكترونيات يسمح في تغير سرعة المحركات غير المتزامن بواسطة مغير السرعة . والذي وضع من قبل تقنية تعديل نبض العرض, بسهولة دون تغيير خصائص المحرك مع نظام مراقبة أكثر قوة

والذي يبرز عدة مزايا وهي التحكم في سرعة المحرك يقلل من في الصناعة « تقنية تعديل نبض العرض » تطبيق مغير السرعة يقلل من الجهد التوافقي، حماية المحرك..

كلمات البحث

محرك غير متزامن، تحكم م ل ا جيبية

Abstract: Speed control of an asynchronous motor occupies a prominent place in various industrial applications. Thanks to recent technological developments of the ranges allowed power electronics that the asynchronous motor speed with a variable speed drive easily without changing the characteristics of the engine by more robust control law, which is setting by the technique pulse width modulation.

The variable speed drive application "PWM control technology" in the industry that is present several advantages namely the engine speed control reduces the output voltage harmonics, the motor protection.

Keywords : Motor Asynchronous, sinusoidal PWM control triangulo.

SOMMAIRE

Remerciements

Résumé

Liste des acronymes et abréviations

Liste des figures

Introduction générale..... 1

Chapitre I: Généralité et choix des moteurs asynchrones

I.1 Introduction.....3

I.2 Généralité et principe de fonctionnement.....3

 I.2.1 organisation de la machine.....3

 I.2.2 Principe de fonctionnement.....6

 I.2.3 Glissement.....7

 I.2.4 Schéma électrique équivalent.....8

I.3 Caractéristique mécanique.....9

I.4 Pertes et rendement.....10

I.5 Réglage de la vitesse.....12

 I.5.1 Réglage par variation de tension.....13

 I.5.2 Réglage par action sur le glissement.....13

I.5.3 Réglage par variation de tension.....13

I.5.4 Réglage par variation de tension13

I.6 Avantages et inconvénients du moteur asynchrone à cage.....14

I.7 Choix de moteur.....14

 I.7.1 critères de choix.....15

 I.7.1.1 Critères électriques.....15

 I.7.1.2 Critères mécaniques.....15

I.8 Conclusion.....16

SOMMAIRE

Chapitre II : Variateurs de vitesse et leur choix

II.1 Introduction.....	17
II.2 Rappel sur les semi-conducteurs de.....	17
II-2.1 La diode.....	18
II.2.2 Le thyristor.....	18
II.2.3 Le thyristor GTO.....	19
II.2.4 Le Transistor IGBT	19
II-3 Choix des composantes.....	20
II.4 choix du variateur de vitesse.	21
II.4.1 facteurs de choix.....	21
II.5 Les différents types des variateurs électroniques de vitesse pour MAS.....	22
II.5.1 Action directe sur la fréquence.....	22
II.5.1 Action indirecte sur la fréquence.....	22
II.6 Variateur de vitesse de type « convertisseur de fréquence » Pour MAS.....	24
II.7 Etude le variateur de vitesse.....	26
II.7.1 Redresseur parallèle double.....	26
II.7.2 le filtrage.....	28
II.7.3 L'Onduleurs.....	29
II.8 Classification des onduleurs.....	29
II.8.1 Onduleur non autonome.....	29
II.8.2 Onduleur autonome.....	29
II.9 Différence type d'onduleur pour l'alimentation des machines Asynchrones.....	29
II.9.1 Onduleur de courant.....	29
II.9.1 Onduleur de tension.....	30
II.10 Principe de fonctionnement.....	30
II.11 Onduleur de tension triphasé à Modulation de largeur d'impulsion « MLI ».....	33
II.12 Commande par MLI triangle-sinusoïdale.....	34
II.12.1Principe.....	34
II.12.2 Tensions de sortie.....	35
II.12.3 Courant d'entrée.....	36
II.13 Conclusion.....	36

SOMMAIRE

Chapitre III : LA Protection d'un système

III.1 Introduction.....	37
III.2 protection de moteur asynchrone.....	37
III.2.1 Indice de protection IP.....	37
III.2.2 Protection contre les chocs mécaniques IK.....	38
III.2.3 Prise en compte d'un mode de refroidissement différent.....	38
III.3 Protection des composants.....	39
III.3.1 Protection des diodes.....	40
III.3.2 Protection des thyristors.....	40
III.4 Protection assurée par le convertisseur.....	42
III.4.1 Protections intégrées aux variateurs.....	42
III.4.1.1 Protection de surcharge moteur.....	42
III.4.1.2 Protection contre les courts-circuits moteurs ou ligne en aval du variateur.....	42
III.4.1.3 Action des protections intégrées.....	43
III.4.2 protections extérieures aux variateur.....	44
III.4.2 .1 protections contre les surintensités.....	44
III.4.2.2 La protection moderne.....	45
III.5 Conclusion.....	46

Chapitre IV : Modélisation et la simulation de la machine asynchrone

IV.1 Introduction.....	47
IV.2 Modélisation de la machine asynchrone triphasée.....	47
IV.2.1 Hypothèses simplificatrices.....	47
IV 2.2 Équations électriques.....	48
IV 2.3 Équations magnétique.....	48
IV 2.4 Équations mécanique.....	49
IV .3 Transformation de Park.....	49
IV 3.1 Équations électriques.....	50
IV 3.2 Équations magnétique.....	51
IV 3.3 Équations mécanique.....	51

SOMMAIRE

IV .3.4 Conditions du référentiel lié au champ tournant.....	51
IV .4 Simulation de la machine asynchrone alimentée en tension.....	53
IV .4.1 Interprétation.....	55
IV .5 Simulation l'onduleur de tension.....	57
IV .6 Simulation de l'association onduleur-moteur.....	59
IV.6.1 Interprétation des résultats de la simulation.....	69
IV.7. Conclusion.....	71
Conclusion générale.....	72
Annexe	
Bibliographie	

Listes des figures et les Tableaux

Chapitre I

Figure. I.1: Moteur asynchrone triphasé.

Figure. I.2 : Stator.

Figure. I.3.a: Rotor à cage D'écureuil.

Figure I.3.b: Rotor bobiné.

Figure. I.4 : Principe de fonctionnement.

Figure I.5: Schéma électrique équivalent de la M.AS pour une phase.

Figure. I.6 : Couple électromagnétique en fonction du glissement.

Figure. I.7 : Caractéristique mécanique.

Figure. I.8 : Diagramme énergétique d'une machine asynchrone.

Figure. I.9 : Un gradateur pour varier la tension d'alimentation.

Figure. I.10 : Chaîne de transmission

Chapitre II

Figure II.1 : Symboles des composants.

Figure. II.2 : Choix des composants selon la puissance et la fréquence.

Figure. II.3 : Schéma d'une phase de cycloconvertisseur.

Figure. II.4 : Montage redresseur, filtre et onduleur.

Figure. II.5 : Structure générale d'un convertisseur de fréquence avec la commande MLI

Figure. II.6 : Montage redresseur triphasé parallèle double PD3.

Figure. II.7 : Montage PD3 - tension redressée.

Figure. II.8 : Schéma de filtre LC.

Figure. II.9 : Onduleur de courant.

Figure. II.10 : Onduleur de tension.

Figure II.11 : Onduleur de tension associé à la MAS.

Figure II-12 : Les différentes techniques de commandes.

Figure. II.13 : Montage demi pont monophasé.

Listes des figures et les Tableaux

Tableau II.1 les principales caractéristiques des technologies des entraînements à vitesse variable pour moteurs asynchrones

Tableau II.2 Comparaison avec l'alimentation directe.

Tableau II.3 donne, pour les huit configurations que peut donner au montage l'état fermé (F) ou ouvert (0) des interrupteurs S_a , S_b , S_c , onduleur de tension

Chapitre III

Figure. III.1 : Protection contre la sur tension.

Figure. III.2 : Protection contre les di/dt .

Figure. III.3 Protection contre les du/dt .

Figure. III.4 : Court-circuit en aval du variateur.

Figure. III.5 : Schéma préconisé pour la protection contre les surintensités.

Figure. III.6 : Protection moderne.

Tableau III.1 Indice de protection IP

Tableau III.2 Indice de protection chocs mécaniques IK.

Tableau III.3 mode de refroidissement code IC

Chapitre IV

Figure IV.1: Représentation schématique d'une machine asynchrone Triphasé.

Figure IV.2: Représentation de la MAS dans le repère de Park.

Figure IV.3. Résultats de simulation du modèle en tension de la MAS lors de démarrage à vide.

Figure IV.4 : Résultats de simulation du modèle en tension de la MAS lors de démarrages charge ($C_r = 12 \text{ N.m}$ en $t = 0.7\text{s}$).

Listes des acronymes et abréviations

1. Machine asynchrone

a, b, c	Axes liée aux trois phases du stator.
A, B, C	Axes liée aux trois phases du rotor.
$[As]$	Matrice de Park.
s, r	Indice des grandeurs statoriques et rotoriques.
θ	Angle entre le statore et le rotor.
d, q	Axes de référentiel de PARK.
V_{abcs}, V_{abcr}	Tension statorique et Tension rotorique.
$V_{ds}, V_{qs}, V_{dr}, V_{qr}$	Tension statorique et rotorique dans un système d'axes (d, q).
I_{abcs}, I_{abcr}	Courant statorique et Courant rotorique ..
$I_{ds}, I_{qs}, I_{dr}, I_{qr}$	Courant statorique et rotorique dans un système d'axes (d, q).
R_s, R_r	Résistances d'enroulements statorique et rotorique par phase.
ϕ_{abcs}, ϕ_{abcr}	Flux statorique et flux rotorique phase a, b, c.
$\phi_{ds}, \phi_{qs}, \phi_{dr}, \phi_{qr}$	Flux statorique et rotorique sur l'axe d q.
L_{ss}	Inductances propre et mutuelles entre phases statorique.
L_{rr}	Inductances propre et mutuelles entre phases rotorique.
M_{sr}	Inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.
M_{rs}	Inductances mutuelles entre phases rotoriques et statoriques.
M_s	Inductance mutuelle entre enroulements statoriques.
M_r	Inductance mutuelle entre enroulements rotorique
$L_s = l_s - M_s$	Inductance cyclique propre du stator
$L_r = l_r - M_r$	Inductance cyclique propre du rotor.
$L_m = \frac{3}{2} \cdot M_{SR}$	Inductance cyclique mutuelle stator - rotor.
G	Glissement.
P	Nombre de paire de pole.
C_{em}	Couple électromagnétique.

Listes des acronymes et abréviations

C_r	Couple résistant.
C_f	Couple de frottement.
J	Moment d'inertie de la partie tournante.
f	Coefficient de frottement visqueux.
Ω	Vitesse mécanique de la machine.
θ_s, θ_r	Angles électriques statorique et rotorique.
σ	Coefficient de dispersion donné par : $\sigma = 1 - R_s \frac{L_m^2}{L_s L_r}$
ω_s, ω_r	Vitesses angulaires électriques statorique et rotorique.
$\theta_e, \theta_s, \theta_m$	Angle électrique, statorique et mécanique.
$[V_s] [V_r]$	Vecteurs des tension statoriques et rotoriques .
$[I_s] [I_r]$	Vecteurs des courants statoriques et rotoriques.
$[\Phi_s] [\Phi_r]$	Vecteurs des flux statoriques et rotoriques.
$[R_s][R_r]$	matrices des résistances statoriques et rotoriques.
$[\Phi_s][R_r]$	matrices des flux statoriques et rotoriques.

2. Onduleur

MLI	Modulation de Largeur d'impulsion.
V_{dc}	Tension continue à l'entrée de l'onduleur.
S_a, S_b, S_c	Les interrupteurs de l'onduleur.
V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}	Tensions composées de l'onduleur.
V_{an}, V_{bn}, V_{cn}	les tensions de sortie l'onduleur.
i_a, i_b, i_c	Les courants à la sortie de l'onduleur.
$V_{\text{réf}}$	Signal de référence sinusoïdale.

Listes des acronymes et abréviations

U_p	Signale triangulaire porteuse.
$f_{réf}$	Fréquence de la référence.
f_p	Fréquence de la porteuse.
m	Coefficient de modulation
r	Coefficient de réglage en tension.

Chapitre I Généralités et choix des moteurs asynchrones

I.1 Introduction

Les machines électrique ou machines tournantes sont des dispositifs électriques qui permettent de générer un mouvement ou une énergie mécanique à partir d'une énergie électrique et inversement. Les machines électriques tournantes sont classées en trois catégories qui sont les machines à courant continu, les machines synchrones et les machines asynchrones .Le choix de la machine est en relation directe avec le type d'application et de son environnement.

Depuis son invention et sa découverte par NICOLA TESLA, la machine asynchrone à attirer une attention particulière des industriels et elle est devenu l'actionneur le plus important parmi les machines tournantes de nos jours. Elle est caractérisée par sa simplicité de conception, de fabrication, d'entretien, de robustesse et peu coûteuse avec un excellent rendement. [3]

Dans ce chapitre, nous présenterons généralité sur les moteurs asynchrones (constitution, principe de fonctionnement, choix de moteur)

I.2 GÉNÉRALITÉ ET PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

I.2.1 Organisation de la machine

L'organisation d'une machine asynchrone triphasée est montrée sur la fig. (I.1)

Elle est constituée des principaux éléments suivants :

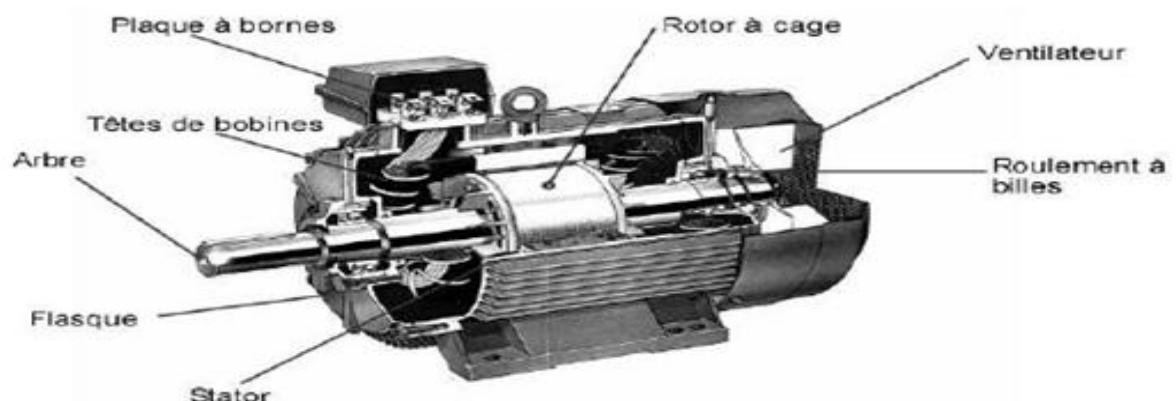


Figure.I.1: Moteur asynchrone triphasé.

Chapitre I Généralités et choix des moteurs asynchrones

- **stator**

Anneau de tôles encoché à l'intérieur et portant un enroulement triphasé semblable à celui d'un alternateur. Cet enroulement est presque toujours relié à la source et constitue le primaire. [4] On utilise des tôles minces dont l'épaisseur varie entre 0,35 et 0,50 mm pour minimiser les pertes dans les circuits magnétiques [5].

Le stator d'une machine asynchrone est aussi pourvu d'une boîte à bornes à laquelle est reliée l'alimentation électrique [6].

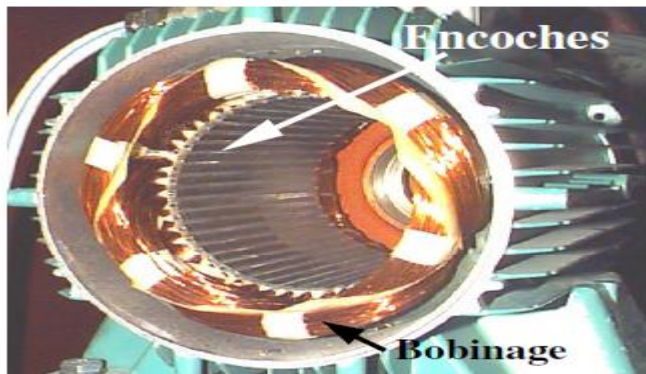


Figure. 1.2 : Stator.

- **Rotor**

Tout comme le stator, le circuit magnétique rotorique est constitué de tôle d'acier qui est en général, de même origine que celle utilisées pour la construction du stator. Les rotors de machines asynchrones peuvent être de deux type : bobinés ou à cage d'écureuil [6].

- ❖ **rotor à cage (d'écureuil)**

L'ensemble à l'aspect d'une cage cylindrique dont à chaque bout une couronne métallique est raccordée dans laquelle se trouve un empilement de tôles dont l'axe du moteur passe au centre [4].

Les enroulements sont constitués de barres de cuivre pour les gros moteurs ou d'aluminium pour les petits. Ces barres sont court-circuitées à chaque extrémité par deux anneaux dit « de court-circuit », ces barres uniformément inclinées pour limiter les harmoniques et ainsi diminuer très fortement le bruit lors de l'accélération de la machine asynchrone [6].



Figure. I.3.a: Rotor à cage D'écureuil.

❖ **Rotor bobiné :**

Comme pour le rotor à cage il est constitué de tôles empilées, mais des encoches sont pratiquées pour le passage du bobinage qui lui-même est raccordé en une extrémité en bout d'arbre sur des bagues l'autre extrémité du bobinage est connecté ensemble (point milieu du couplage étoile). Sur les bagues viennent frotter les balais (aussi appelé les collecteurs) qui sont raccordés de démarrage (résistance) [4].

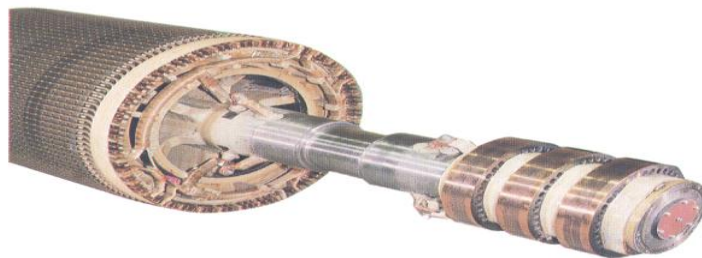


Figure I.3.b: Rotor bobiné.

Chapitre I Généralités et choix des moteurs asynchrones

I.2.2 Principe de fonctionnement

Les trois enroulements statoriques alimentés par un réseau triphasé équilibré créent dans l'entrefer un champ magnétique tournant à la fréquence de rotation de synchronisme n_s . Les conducteurs du rotor sont soumis à ce champ tournant. Ils sont alors traversés par des courants de Foucault induits d'après la loi de Lenz ('les courants induits s'opposent par leur effet à la cause qui leur donnent naissance'). Les enroulements du rotor étant en court-circuit, la circulation des courants est alors possible. Les forces de Laplace qui en résultent exercent des moments sur le rotor. Le rotor tourne alors à la fréquence de rotation n . De par son principe, la fréquence de rotation du rotor est inférieure à la fréquence de synchronisme.

$$f < f_s \text{ [4].}$$

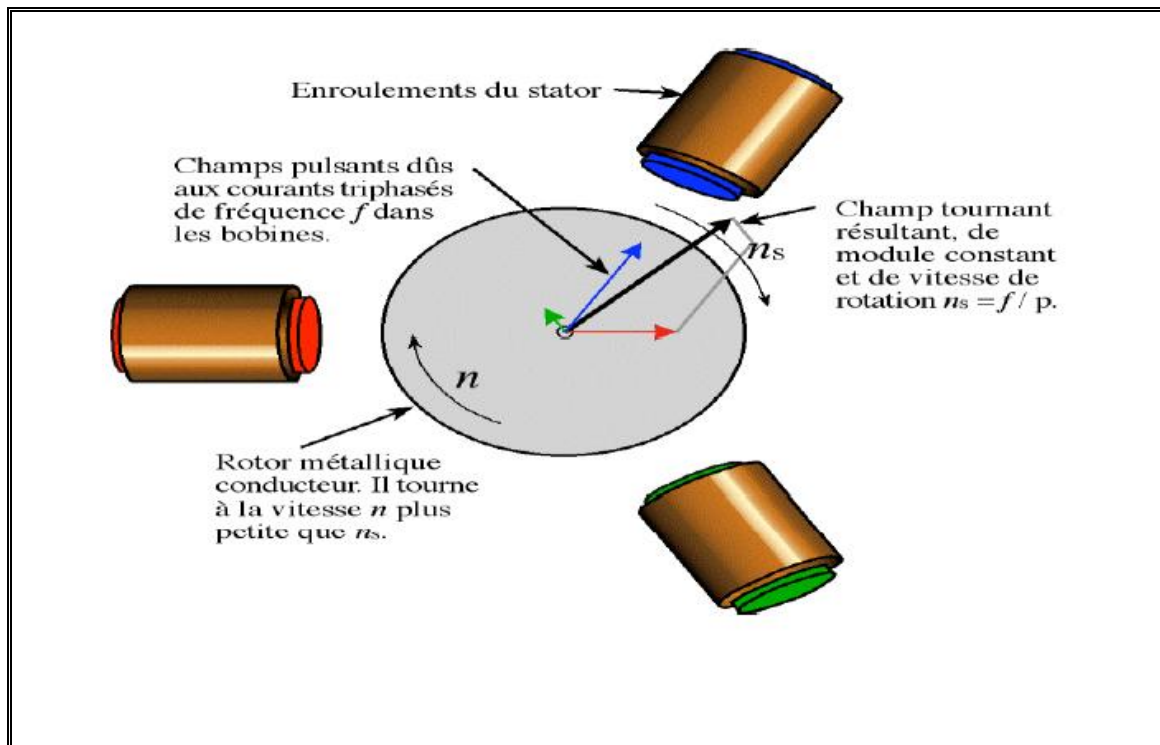


Figure. I.4 : principe de fonctionnement.

I.2.3 Glissement

Chapitre I Généralités et choix des moteurs asynchrones

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \quad \Omega_s = \frac{W}{P} \text{ rad/s}$$

Ω_s : vitesse de rotation de synchronisme du champ tournant ($\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$)

Ω : vitesse de rotation du rotor ($\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$)

En pratique, le glissement varie de 2% dans les grosses machines à 6% dans les petites machines. g est le rapport entre les grandeurs relatives (rotoriques) et les grandeurs statoriques.

$$g = \frac{\Omega}{\Omega_s} = \frac{N_r}{N_s} = \frac{W_r}{W_s} = \frac{f_r}{f_s}, \text{ la pulsation des courant rotorique est :}$$

$$W_r = g W_s$$

$(1-g)$ est le rapport entre les grandeurs du rotor et les grandeurs du stator :

$$(1-g) = \frac{\Omega}{\Omega_s} = \frac{N_r}{N_s} = \frac{W_r}{W_s} = \frac{f_r}{f_s} = \frac{W_r}{W_s} = \frac{P\Omega}{W_s}$$

$$\Omega = \frac{W_s}{P}(1-g)$$

-Si $g=0 \rightarrow N_r = N_s$ (vitesse de synchronisme), aucune force électromotrice, aucun courant

Circule dans le rotor : il ne peut y avoir de couple.

-Si $g=1 \rightarrow \Omega = 0$ (rotor à l'arrêt)

-Si $N_r < N_s$ couple moteur.

-Si $N_r = N_s$ couple nul.

-Si $N_r > N_s$ couple de freinage. [7] [8]

I.2.4 Schéma électrique équivalent [9]

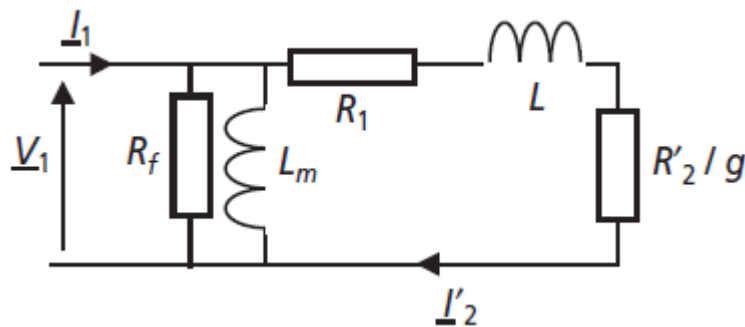


Figure I.5: schéma électrique équivalent de la M.AS pour une phase

R_f, L_m : résistance équivalente aux pertes fer et inductance magnétisante.

R_1 : résistance des conducteurs statorique

L : inductance de fuite ramenée au primaire.

R'_2/g = résistance équivalente aux conducteurs rotoriques ramenée au stator.

g : glissement.

I.2.5 Couple électromagnétique

$$C = \frac{3V_1^2 R'_2}{\Omega_s} \cdot \frac{1}{(R_1 + \frac{R'_2}{g}) + (LW)^2} \quad \text{si le glissement est faible, on retient :}$$

$$C = \frac{3V_1^2 g}{R'_2 \Omega_s}$$

Remarque : On calcule aussi le couple de démarrage en remplaçant g par la valeur 1

✓ Couple maximal

On s'intéresse souvent à la valeur maximale de ce couple. Pour la trouver, on

Cherche la valeur de g qui maximise l'expression de C , valeur ensuite implantée dans

L'expression précédente. On retiendra uniquement le résultat :

$$C = \frac{3V_1^2}{2\Omega_s} \cdot \frac{1}{R'_1 + \sqrt{R'_2 + (LW)^2}}$$

Si on néglige la valeur de la résistance des bobinages statoriques, et c'est souvent

Chapitre I Généralités et choix des moteurs asynchrones

Le cas, on obtient la formule simple à retenir :

$$C = \frac{3V_1^2}{2\Omega_s LW}$$

II.1.6 Caractéristique mécanique :

La caractéristique mécanique d'un moteur asynchrone est la représentation du couple fourni par ce moteur en fonction de sa vitesse de rotation ($C = f(n)$) ou en fonction de glissement ($C = f(g)$).

$$C = \frac{3V_1^2}{2\Omega_s LW}$$

Il est possible de maintenir le couple électromagnétique maximal ($C_{\max}$) constant pour différentes vitesses de rotation, à condition que le rapport tension d'alimentation / fréquence de la tension soit constant (U / f constant) Figure. II.1.5.

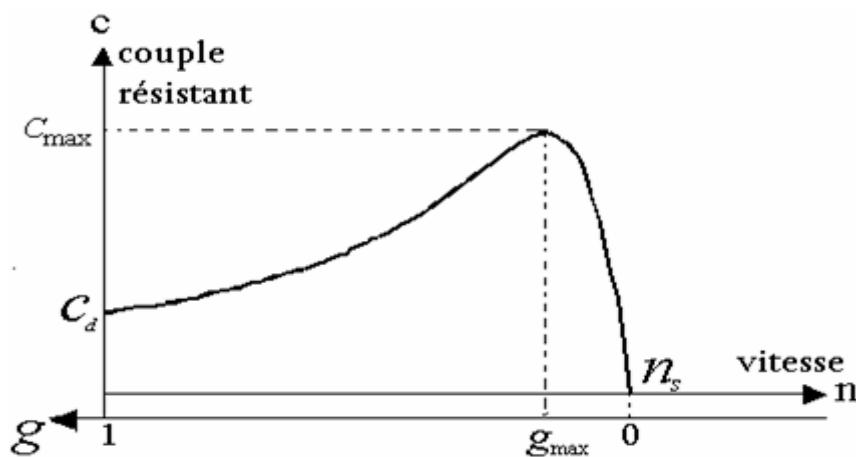


Figure I.5 : caractéristique mécanique

Pour avoir un rendement acceptable, le moteur doit fonctionner à faible glissement.

I.4 PERTES ET RENDEMENT [8]

✓ La puissance absorbée P_a

Chapitre I Généralités et choix des moteurs asynchrones

$$P_a = \sqrt{3}UI \cos \theta$$

P_a : la puissance électrique absorbée en watts (w).

U : La tension entre fils de ligne, en volts (V).

I : L'intensité du courant de ligne en ampères (A).

ϕ : Déphasage entre les vecteurs U et I .

Une faible partie de cette puissance (1 à 2%) est perdue dans le stator sous forme de pertes dans le fer (P_{fs}) et de pertes dans le cuivre dues à l'effet Joule (P_{js}).

✓ Les pertes par effet Joule dans le stator P_{js}

$$P_{js} = \frac{3}{2} \cdot R I^2$$

Couplage étoile : $p_{js} = 3 \cdot R' \cdot I^2$

Couplage triangle : $p_{js} = 3 \cdot R' \cdot J^2$

P_{js} : En watts (W).

R : Est la résistance mesurée entre deux bornes de stator, en ohms (Ω).

R' : La résistance d'une phase, en ohms (Ω).

I : L'intensité du courant de ligne, en ampères (A).

J : L'intensité du courant dans un enroulement couplé en triangle, en ampères (A).

Remarque : $J = \frac{I}{\sqrt{3}}$

✓ Les pertes magnétiques dans le stator P_{fs}

Les pertes magnétiques dans les tôles de son armature (appelées aussi pertes dans le fer) sont pratiquement indépendantes de la charge, en revanche, elles sont liées à la valeur efficace U et à la fréquence f de la tension d'alimentation.

Pour un réseau donnée, ces pertes sont considérées comme constantes, elles sont données, ou

calculées par : $P_{fs} = K_{fs} \cdot f^{1.5} \cdot B^2$ en watts (W).

✓ La puissance transmise au rotor P_{tr} (puissance électromagnétique)

Chapitre I Généralités et choix des moteurs asynchrones

C'est la puissance transmise du stator au rotor par les inductions tournant à la vitesse N_s :

$$P_{tr} = P_a - P_{js} - P_{fs} \quad \text{ou} \quad P_{tr} = C \cdot \Omega_s$$

P_{tr} : La puissance électrique transmise au rotor en watts (W).

P_{js} : Les pertes par effet joule dans le stator en watts (W).

C : Le couple mécanique transmis au rotor en newtons-mètres (Nm).

Ω_s : La fréquence de rotation du champ magnétique en radians par seconde (rd/s).

Une faible partie de cette puissance est perdue dans le rotor par effet Joule.

✓ Les pertes par effet Joule dans le rotor P_{jr}

$$P_{jr} = g P_{tr}$$

✓ Les pertes fer dans le rotor P_{fr}

Elles sont faibles en fonctionnement normal car la fréquence rotorique est petite.

On négligera en pratique devant les pertes joule dans les conducteurs du rotor.

✓ La puissance mécanique P_m

Est fournie par le rotor à la vitesse N :

$$P_{mec} = C_{el} 2\pi N \quad \text{Ou} \quad P_{mec} = P_{tr} - P_{jr}$$

N : la fréquence de rotation du rotor en (tr/s).

C_{el} : Couple électromagnétique.

Une faible partie de cette puissance est perdue sous forme des pertes mécaniques.

✓ Les pertes mécaniques $\Delta P_{méca}$

Ces pertes sont considérées comme constantes, elles sont données, ou calculées par un essai à

vide avec la formule suivante : $\Delta P_{méca} = C_o \cdot \omega$

$$\text{Avec :} \quad C_o = C_{el} - C_u$$

Correspondent à un couple de frottement C_f

✓ La puissance utile

Délivrée sur l'arbre de sortie du moteur, s'écrit en introduisant le couple utile :

Chapitre I Généralités et choix des moteurs asynchrones

$$P_u = C_u 2\pi N = C_u \Omega$$

C_u : Le couple utile mécanique sur l'arbre du moteur en newtons-mètres (Nm).

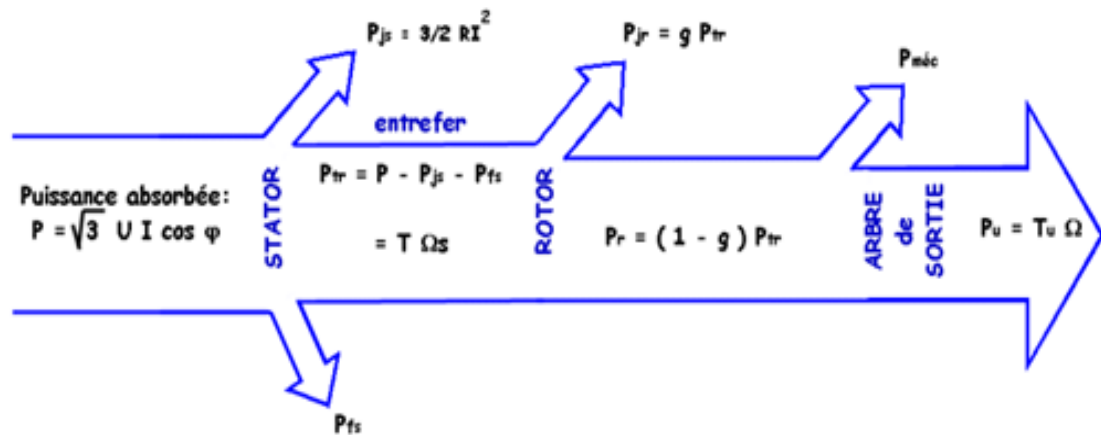


Figure. I.8 : Diagramme énergétique d'une machine asynchrone.

✓ Rendement

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{P_m}{P_e} \rightarrow \eta = 1 - g$$

I.5 RÉGLAGE DE LA VITESSE

Le réglage de la vitesse de la machine asynchrone est donc obtenu en agissant sur le couple qu'elle produit, soit, si l'on se réfère à son expression ci-dessus :

Puisque la pulsation du rotor d'un moteur asynchrone est

$$\Omega = \Omega_s \cdot (1 - g) = \frac{\omega}{P} \cdot (1 - g) = \frac{2\pi f}{P} \cdot (1 - g)$$

D'après la formule de la vitesse, on peut modifier la vitesse en augmentant le glissement ou en changeant la fréquence d'alimentation [11].

I.5.1 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

Chapitre I Généralités et choix des moteurs asynchrones

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

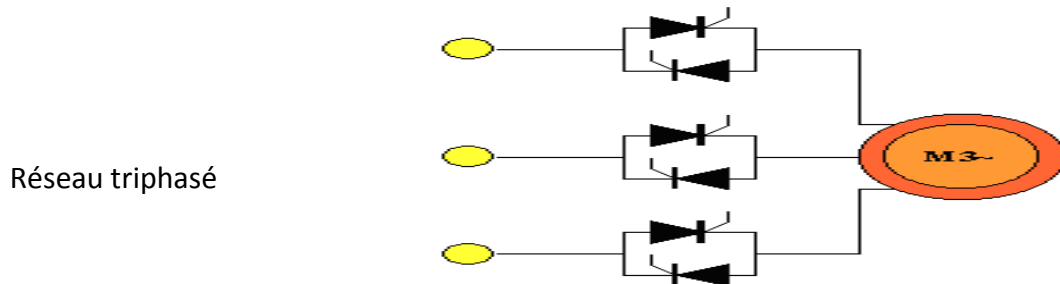


Figure. I.9 : Un gradateur pour varier la tension d'alimentation.

I.5.2 Réglage par variation du nombre de paire de pôles

Ceci donnant une variation non continue de la vitesse ce mode n'est donc pas envisagé pour un réglage fin du point de fonctionnement désiré .

I.5.3 Réglage par action sur le glissement

L'utilisation de résistance 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.5.4 Réglage par variation de fréquence

La fréquence de rotation de la machine étant au glissement près proportionnel à la fréquence d'alimentation des enroulements statoriques, 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 cycloconvertisseur à commutation naturelle piloté lui aussi en fréquence en courant ou vectoriellement [11].

I.6 AVANTAGE ET INCONVENIENTS DU MOTEUR ASYNCHRONE

Chapitre I Généralités et choix des moteurs asynchrones

Les moteurs asynchrones ont plusieurs avantages distingués par rapport aux autres moteurs :

[1] [3] [12] [13]

- ✓ La robustesse
- ✓ La simplicité de construction
- ✓ Leurs bas coûts
- ✓ Un rendement excellent
- ✓ Alimenté directement en courant alternatif.
- ✓ Peu d'entretien et de surveillance.
- ✓ Prix faible que les moteurs à induction.
- ✓ Ce moteur ne contient pas de collecteur qui est un organe coûteux .Il est donc de prix d'achat moins élevé et beaucoup plus robuste.

Avec tout ces avantages, il ya certains inconvénients :

- ✓ Non découplage naturel
- ✓ Non linéarités
- ✓ La zone de stabilité étroite.
- ✓ régulation de vitesse difficile
- ✓ fort courant d'appel au démarrage
- ✓ possibilités de blocage du moteur en cas de fortes chutes de tension.

I.7 Choix du moteur asynchrone triphasé [14] [15]

La diminution des pertes d'énergie dans les systèmes d'entraînement électrique peut être effectuée par l'amélioration de la qualité de fabrication des moteurs électriques, leur choix rationnel et leur exploitation optimale. Le moteur électrique doit satisfaire complètement aux exigences du processus technologique et correspondre aux conditions de son environnement.

I.7.1 Critères de choix

Pour un choix optimal d'un moteur asynchrone, on doit satisfaire plusieurs critères, à savoir :

I.7.1.1 Critères électriques

a) La nature du réseau

- alternatif monophasé, triphasé avec ou sans neutre, polyphasé, Continu.

Chapitre I Généralités et choix des moteurs asynchrones

b) Les caractéristiques

- Tension, fréquence, puissance.

I.7.1.2 Critères mécaniques

Le choix d'un convertisseur électromécanique dépend essentiellement des caractéristiques de la charge : couple, vitesse, accélération, cycle de fonctionnement

a) Chaîne de transmission

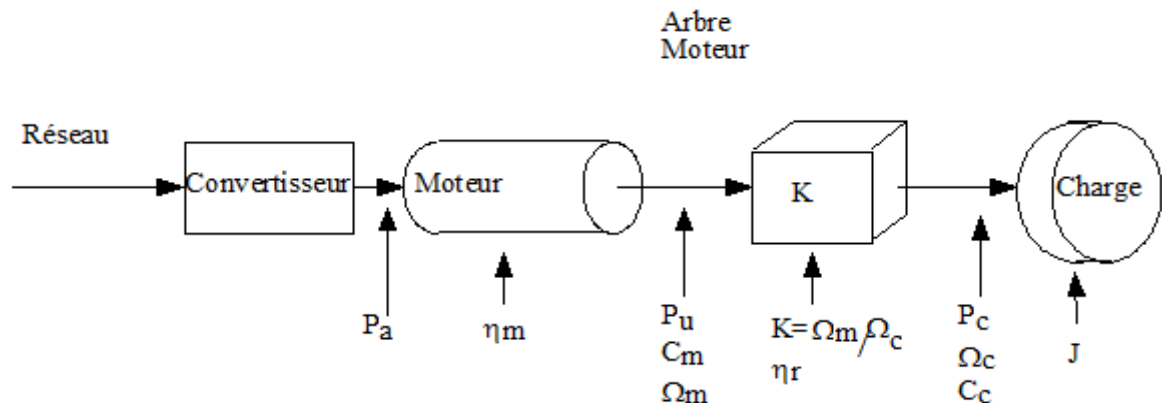


Figure. I.10 : Chaîne de transmission

P_a : La puissance absorbée par le moteur ;

η_m : Le rendement du moteur $\eta_m = \frac{P_u}{P_a}$;

P_u : La puissance utile fournie par le moteur sur l'arbre $P_u = C_m \cdot \Omega_m$;

C_m : Le couple utile sur l'arbre du moteur ;

Ω_m : La vitesse de rotation de l'arbre du moteur ;

K : Le rapport de réduction du réducteur $K = \frac{\Omega_m}{\Omega_c}$;

η_r : Le rendement du réducteur $\eta_r = \frac{P_c}{P_u}$;

P_c : La puissance demandée par la charge ;

Ω_c : La vitesse de rotation de la charge ;

C_c : Le couple résistant de la charge ;

J : Le moment d'inertie ;

Il faut déterminer tous les paramètres mécaniques P_u, C_m, Ω_m .

b) Type du couple résistant sur l'arbre du moteur $C_r = f(\Omega)$

Chapitre I Généralités et choix des moteurs asynchrones

- Couple constant : ponts roulants, grues, levage... ;
- Couple linéaire : une génératrice alimentant une charge constante.
- Couple parabolique : couple des ventilateurs et des pompes centrifuges.
- Couple à caractéristique hyperbolique tel que le couple des machines outils.

c) Le moment d'inertie

L'inertie caractérise les masses en mouvement (paramètre dynamique). C'est par son inertie qu'un système s'oppose aux changements de vitesse que l'on veut lui imposer. La grandeur physique associée à l'inertie est *le moment d'inertie J* en $\text{kg} \cdot \text{m}^2$.

CONCLUSION

D'après l'étude que nous avons faite dans ce chapitre sur le moteur asynchrone, on a conclu que ce moteur présente plusieurs avantages par rapport autres moteur en matière de réduction du coût d'achat et d'exploitation, et fonctionnement à grande vitesse et à grande puissance. Cependant, le choix optimal du moteur reste une question très importante dont le but est d'exploiter au maximum les capacités du moteur asynchrone.

II.1 INTRODUCTION

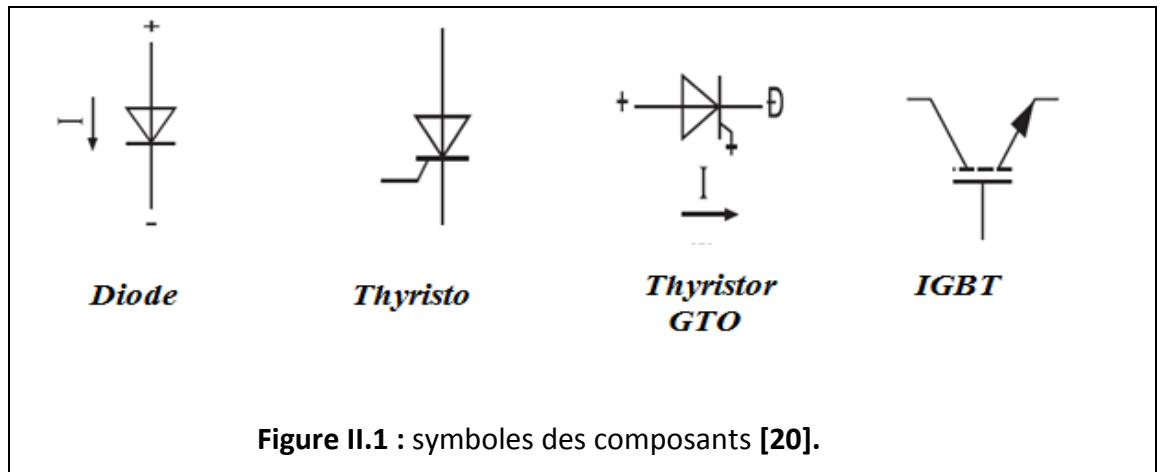
Pour démarrer les moteurs électriques et contrôler leur vitesse, les démarreurs rhéostatiques, les variateurs mécaniques et les groupes tournants (Ward Leonard en particulier) ont été les premières solutions ; puis les variateurs électroniques se sont imposés dans l'industrie comme la solution moderne, 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 standard avec des performances analogues aux meilleurs variateurs de vitesse à courant continu [16].

II.2 RAPPEL SUR 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*) [17]



II .2.1 La Diode [28]

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,

Chapitre II Variateurs de vitesse et leur choix

-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.

Les thyristors rapides ont parfois des tensions de blocage directe et inverse dissymétriques.

En effet dans les schémas usuels, ils sont souvent associés à une diode connectée en antiparallèle et les fabricants de semi-conducteurs utilisent cette particularité pour augmenter la tension directe que le composant peut supporter à l'état bloqué. Ces composants sont maintenant complètement supplantés par le GTO, les transistors de puissance et surtout les IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*)

II.2.3 Le thyristor GTO (Gate Turn Off 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

Chapitre II Variateurs de vitesse et leur choix

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. Les caractéristiques des *IGBT* progressent très rapidement et des composantes hautes tensions (> 3 KV) et forts courants (plusieurs centaines d'ampères) sont actuellement disponibles.

Le transistor IGBT possède les caractéristiques principales suivantes :

- **Une tension de commande :**
 - permettant la mise en conduction et le blocage du composant.
- **L'état passant :**
 - une chute de tension composée d'une tension de seuil et d'une résistance interne,
 - un courant maximum permanent admissible.
- **L'état bloqué :**
 - une tension directe maximale admissible.

II-3 Choix des composantes

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

Les transistors plus puissants (quelques KHz à une dizaine de KW). Les transistors *IGBT* sont des composants de gamme standard (jusqu'à 20 KHz à une dizaine de KW). Les thyristors sont du type commandable à l'ouverture et à la fermeture ; ce qui n'est pas le cas pour le thyristor Classique [17] [18].

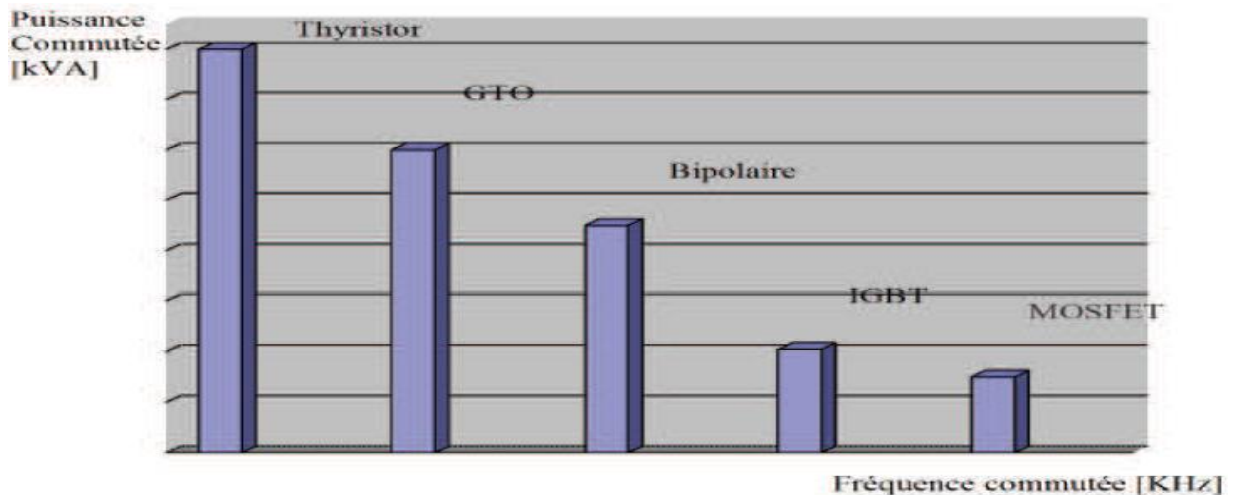


Figure. II.2 : Choix des composants selon la puissance et la fréquence.

II.4 Choix du variateur de vitesse

Les technologies d'entraînements à vitesse variable pour moteurs asynchrones sont nombreuses et viennent pour compléter les technologies disponibles pour les moteurs à courant continu et les moteurs synchrones.

Le choix de la technologie et la structure du variateur dépendent de nombreux facteurs liés à l'application visée. Parmi les principaux facteurs techniques et économiques de choix sont les suivants :[19]

II.4.1 Facteurs techniques

- La tension du réseau d'alimentation
- La puissance et la vitesse nominales ;
- Le régime d'utilisation (régime permanent ou intermittent) ;
- La plage de variation de vitesse et le domaine de fonctionnement dans le plan puissance-vitesse (un quadrant, deux quadrants, quatre quadrants) ;
- Le type de machine entraînée (inertie, caractéristique de couple résistant) ;
- La précision de contrôle de couple et de la vitesse ;
- les contraintes d'installation (place disponible, degrés de protection...etc.)

II.4.1 Facteurs économiques

- Le coût total d'investissement de l'entraînement, qui comprenant le coût du variateur, du moteur et de leur installation.
- Le coût d'exploitation de l'entraînement (maintenance, pertes énergétiques ...etc.)

II.5 Les différents types des variateurs électroniques de vitesse pour moteur asynchrone

II.5.1 Action directe sur la fréquence

Les cycloconvertisseurs sont des convertisseurs de type AC/AC pour moteur synchrones et asynchrones. Cette technologie est principalement utilisée pour les applications de type laminage à basse ou moyenne vitesse, les machines d'extraction, les propulsions de navires et les broyeurs à ciment.

La plupart des cycloconvertisseurs ont des puissances de sortie élevées allant de 3 à 25MW, et travaillent sous une gamme de tension moyenne, Dont la fréquence de sortie est faible devant celle de réseau (1/3 maximum).. La (Figure. II.3) représente le schéma d'une phase de cyclconvertisseur [17].

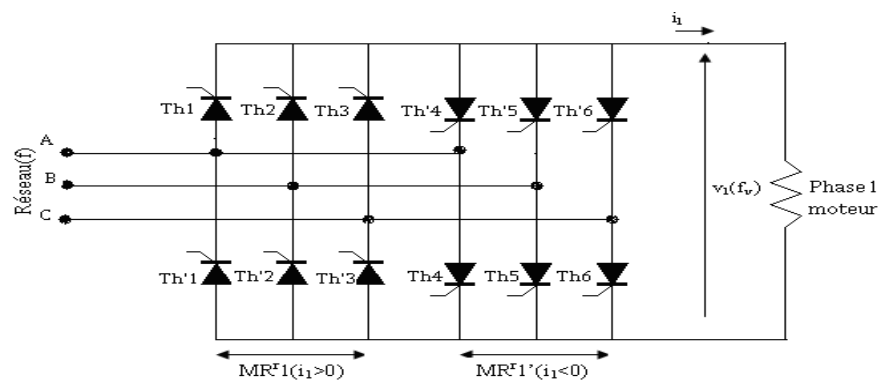


Figure. II.3 : Schéma d'une phase de cycloconvertisseur.

II.5.2 Action indirecte sur la fréquence

C'est la technique de passage par l'intermédiaire du continu, dont laquelle on utilise le montage redresseur, filtre et onduleur. (Figure. II.4).

Les convertisseurs indirects de fréquence sont aujourd'hui les plus utilisés, avec essentiellement le convertisseur M.L.I [20].

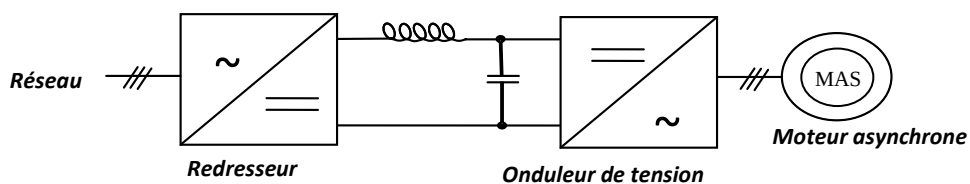


Figure. II.4 : Montage redresseur, filtre et onduleur.

Chapitre II Variateurs de vitesse et leur choix

Le tableau suivant présente les principales caractéristiques des technologies des entraînements à vitesse variable pour moteurs asynchrones :

Technologies d'entraînement	Convertisseur avec onduleur de tension à M.L.I	Convertisseur avec onduleur à pleine onde de tension	Convertisseur avec onduleur de tension M.L.I à 3 niveaux	Convertisseur avec Onduleur autonome de courant
Nature du moteur	Asynchrone à cage	Asynchrone à cage	Asynchrone à cage haute tension	Asynchrone à cage basse tension
Nature du convertisseur	Redresseur onduleur de tension à commutation forcée et M.L.I	Redresseur onduleur de tension à commutation forcée	Redresseur onduleur de tension à 3 niveaux à commutation forcée et M.L.I	Redresseur onduleur autonome de courant
Redresseur	Diodes	Thyristors	Diodes	Thyristors
Onduleur	G.T.O ou transistors et diodes	G.T.O	G.T.O et diodes	Thyristors et diodes
Gamme de puissance	De 1KW à 3MW	Jusqu'à 3MW	Jusqu'à 12 MW	0.1 à 3 MW
Gamme de tension du variateur et du moteur	380 à 660 V et jusqu'à 1500 V	380 à 660 V et jusqu'à 1500 V	3.3 à 6.6 KV	Inférieur à 1000 V
Gamme de vitesse nominale	Jusqu'à plusieurs milliers de tr/min (inf à 400 Hz)	Jusqu'à plusieurs milliers de tr/min (inf à 1000 Hz)	Jusqu'à 8000 tr/min (inf à 120 Hz)	inférieur à 6000 tr/min (inf à 100 Hz)
Plage de variation de vitesse	1 à 100 %	10 à 100 %	1 à 100 %	2 à 100 %
Domaine de fonctionnement	2 quadrants (4 quadrants en option)	2 quadrants 4 quadrants	2 quadrants (4 quadrants en option)	4 quadrants
Applications principales	Technologie de référence pour toutes applications industrielles de faible et moyenne puissance	Pompes, ventilateurs, compresseurs, extrudeuses, malaxeurs	Pompes, ventilateurs, compresseurs, extrudeuses, malaxeurs, laminoirs	Applications spécifiques (levage, manutention)

Chapitre II Variateurs de vitesse et leur choix

Observations	Contrôle vectoriel disponible pour pilotage précis du couple	Adapté à l'entraînement direct de machines à grande vitesse	Pour machine de forte puissance	Technologie de moins en moins utilisée
---------------------	--	---	---------------------------------	--

Tableau II.1

On choisit un variateur de vitesse de type convertisseur de fréquence avec onduleur de tension à MLI.

II.6 Variateur de vitesse de type « convertisseur de fréquence » Pour moteur asynchrone

L'objectif des variateurs de vitesse de type « **convertisseurs de fréquence** » est d'alimenter les moteurs asynchrones triphasés de manière à obtenir des caractéristiques de fonctionnement radicalement différentes de leur utilisation normale (**moteurs alimentés en direct par la tension réseau**), à amplitude et fréquence constantes.

Le **tableau (II.2)** présente les avantages de ces dispositifs : **[20]**

Moteur asynchrone	En usage normal	Avec un variateur de vitesse
Courant de démarrage	Très élevé, de l'ordre de 6 à 8 fois le courant nominal	Limité dans le moteur (en générale de 1.5 fois I_N).
Couple de démarrage C_d	Élevé et non contrôlé, de l'ordre de 2 à 3 C_N	De 1.5 fois le C_N , Contrôlé pendant toute l'accélération
Démarrage	Brutal ; la durée n'est fonction que des caractéristiques du moteur et de la charge entraînée	Progressif sans à-coup et contrôlé
Vitesse	Varié légèrement selon la charge (proche de N_s)	Variation possible de 0 jusqu'à une valeur supérieure à N_s
Couple maximal C_M	Élevé, de l'ordre de 2 à 3 le couple nominal	Élevé disponible sur toute la plage de vitesse (de 1.5 C_N)

Chapitre II Variateurs de vitesse et leur choix

Freinage électrique	Relativement complexe, Nécessite des protections et un schéma particulier	Facile
Inversion du sens de marche	Facile seulement après arrêt moteur	Facile
Risque de décrochage	Oui, en cas de surcouple, ou en cas de baisse de tension	Non

Tableau II.2 : Comparaison avec l'alimentation directe.

II.6.1 Principe

Il consiste à fournir au moteur une onde de tension à amplitude et fréquence variables, en maintenant le rapport (tension / fréquence) sensiblement constant (commande à $U/f=cte$).

La génération de cette onde de tension est réalisée par un dispositif électronique de puissance dont le schéma de principe est illustré sur la figure suivante : [20]

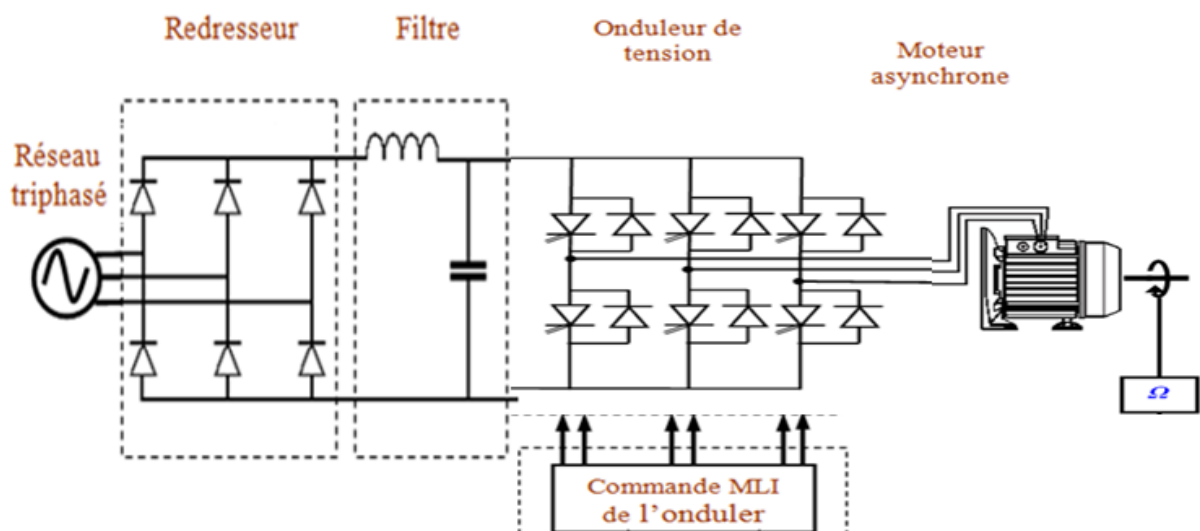


Figure. II.5 structure générale d'un convertisseur de fréquence avec la Commande MLI de l'onduleur.

Constitution du convertisseur proposé

Le convertisseur comporte :

- ❖ un pont redresseur triphasé à diodes qui délivre une tension continue d'amplitude pratiquement constante.
- ❖ un étage de filtration comportant un condensateur de forte capacité plus une inductance de lissage.
- ❖ un pont onduleur alimenté par la tension continue et générant une onde de tension alternative à amplitude et fréquence variables par la technique de **Modulation de Largeur d'Impulsions** ou **M.L.I.**

En général, la tension fondamentale est d'amplitude proportionnelle à la fréquence de façon à maintenir le flux (rapport U/f) constant dans le moteur sur toute la plage de vitesse.

II.7 Etude le variateur de vitesse

II.7.1. Redresseur parallèle double [19][22]

Dans le cas général, les q enroulements, sièges des q tensions alternatives $v_1, v_2, \dots, v_q$, sont encore couplés en étoile, mais on utilise $2q$ diodes.

Un premier groupe monté en cathode commune (nommé commutateur plus positif M). Le deuxième groupe monté en anode commune (nommé commutateur plus négatif N). La charge est placée entre les point M et N. Les tensions d'enroulements secondaires de valeur efficace forment un système triphasé direct.

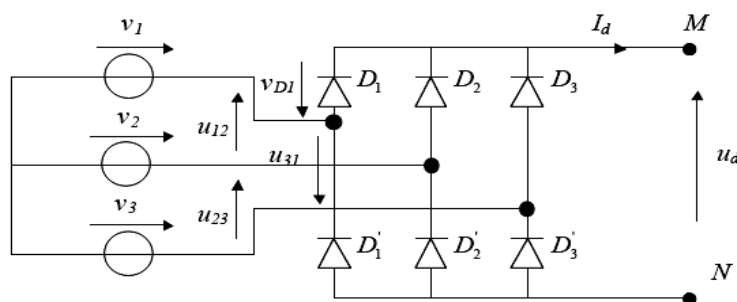


Fig. II.6 : Montage redresseur triphasé parallèle double PD3.

La règle pour déterminer les diodes passantes est la même que pour le montage :

- pour le commutateur à cathode commune, la diode dont l'anode est au potentiel le plus élevé conduit, d'où la dénomination « +positif »

Chapitre II Variateurs de vitesse et leur choix

- Pour le commutateur à anode commune, la diode dont la cathode est au potentiel négatif le plus faible conduit, d'où la dénomination « -négatif »

On a donc :

si $\{ v_1 > v_3 > v_2 \}$ D1 et D1 conduit et $u_d > v_1 > v_2$

si $\{ v_1 > v_2 > v_3 \}$ D1 et D1 conduit et $u_d > v_1 > v_3$

si $\{ v_2 > v_1 > v_3 \}$ D1 et D1 conduit et $u_d > v_2 > v_3$

etc...

Sur la « Fig. II.7 », on a représenté l'allure de la tension redressée U_d ainsi que la tension aux bornes de la diode D_1 (V_{D1}).

Les intervalles de conduction des diodes (0 : diode bloquée ; 1 : diode passante).

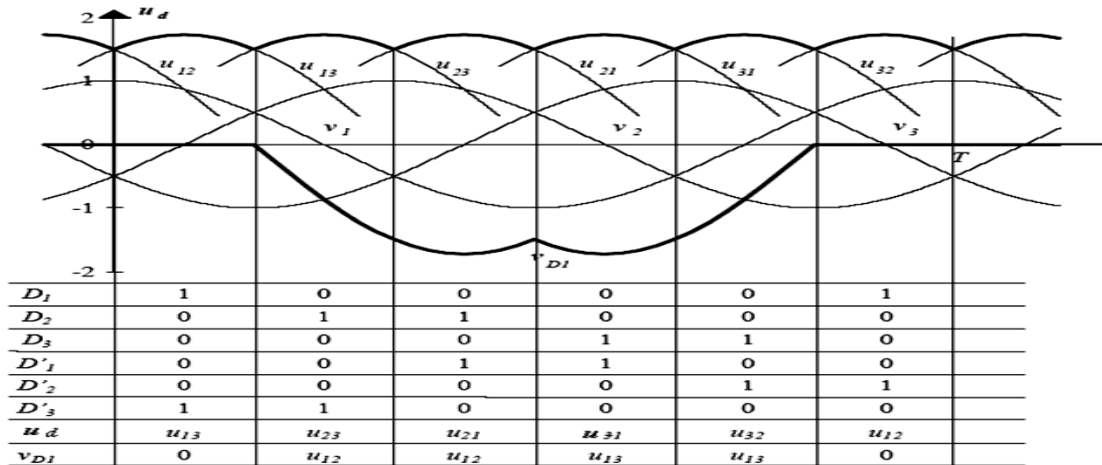


Fig. II.7 : Montage PD3 - tension redressée.

La tension U_d périodique de période $T/6$ (T/p p: indice de pulsation).

Entre $T/12$ et $T/4$ cette tension s'exprime par :

$$U_{dmoy} = \frac{1}{T/6} \int_{T/12}^{T/4} U_d \sqrt{2} (\sin(\omega t) - \sin(\omega t - 2\pi/3)) dt = \frac{6}{\pi} \sin \frac{\pi}{6} = 0,95 U_{dm} \quad (II.1)$$

Facteur d'ondulation :

$$K = \frac{U_{dmax} - U_{dmin}}{2U_{dmoy}} \quad (II.2)$$

Durant un période de U_d définie par $[\frac{T}{6} - \frac{T}{2q}, \frac{T}{6} + \frac{T}{2q}]$ la tension U_d est maximal au milieu de l'intervalle et minimale aux deux extrémités.

$$U_{dmax} = v_m$$

$$U_{dmin} = v_m \sin\left(\frac{\pi}{2} \mp \frac{\pi}{q}\right) = v_m \cos\left(\frac{\pi}{q}\right) = v_m \cos\left(\frac{\pi}{6}\right)$$

On en déduit alors le facteur d'ondulation :

$$K = \frac{u_{dmax} - u_{dmin}}{2U_{di0}} = \frac{\pi}{12} \frac{1 - \cos(\pi/6)}{\sin(\pi/6)} = 0,07 \quad (II.3)$$

II.7.2 LE FILTRAGE

Dans la partie redresseuse, on a vu que la tension alternative qui traverse le redresseur se transforme en une tension proche à un facteur près (1,0009) de la tension continue qu'elle sera dite « redressée ».

À ce stade, de manière à affiner la qualité de la tension continue à la sortie du redresseur, un filtre passe-bas « voir la figure II.7 » constitué par un ensemble de capacités et d'inductance permet d'éliminer la légère ondulation résiduelle sortant du redresseur.

Nous obtenons ainsi une tension continue lissée appelée « bus continu » [3].

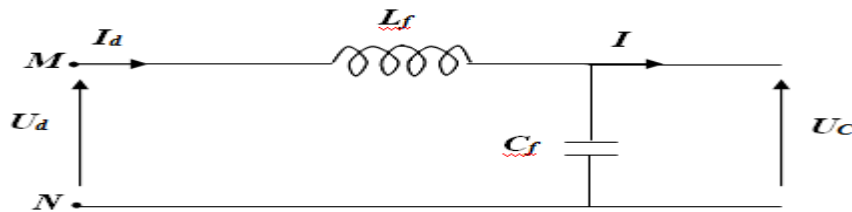


Fig. II.8 : schéma de filtre LC.

- La capacité C_f permet d'obtenir à l'entrée de l'onduleur une tension U_c sensiblement constante, et absorber le courant négatif restitué par la charge.
- L'inductance L_f permet de rendre sensiblement le courant I_d constant.

Les équations électriques du filtre sont données par les formules suivantes :

$$\begin{cases} \frac{di_d(t)}{dt} = \frac{1}{L} (U_d(t) - U_c(t)) \\ \frac{dU_c(t)}{dt} = \frac{1}{C} (i_d(t) - i(t)) \end{cases} \quad (II.4)$$

II.7.3 L'Onduleurs

L'onduleur est la dernière partie du variateur de vitesse située avant le moteur. Il fournit des grandeurs électriques variables au moteur. Dans tout les cas, l'onduleur composés par paires en trois bras. Les semi-conducteurs de l'onduleur commutent sur des signaux en provenance du circuit de commande [23].

II.8 Classification des onduleurs

II.8.1 Onduleur non autonome

Un onduleur est dit non autonome si la forme d'onde et la fréquence sont imposées par le réseau.

II.8.2 Onduleur autonome

Un onduleur est dit autonome si le temps d'ouverture et de fermeture des interrupteurs entre l'entrée et la sortie ne dépendent que de la commande des semi-conducteurs.

II.9 Différence type d'onduleur pour l'alimentation des machines Asynchrones

Pour fonctionner, un onduleur a besoin d'une source à courant continue. On peut la produire en redressant la tension du réseau triphasé. On utilise Deux types de liaisons : les liaisons à source de courant et les liaisons à source de tension. Un onduleur associé au redresseur est alors appelé onduleur de courant ou de tension.

II.9.1 Onduleur de courant

Lorsqu'il fonctionne en source de courant, le redresseur fournit un courant constant à l'onduleur ; une inductance de lissage L aide à maintenir le courant constant. (Figure. II.9)

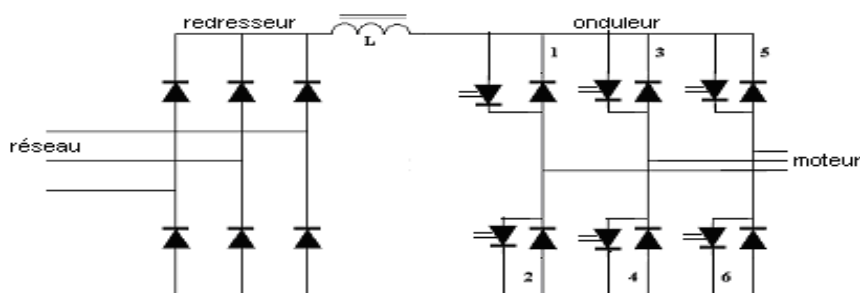


Figure. II.9 : Onduleur de courant.

II.9.2 Onduleur de tension

Lorsqu'il fonctionne en source de tension, le redresseur fournit une tension constante à l'onduleur. La présence d'un condensateur dans le circuit de liaison aide alors à maintenir une tension constante à l'entrée de l'onduleur. (Figure. II.10)

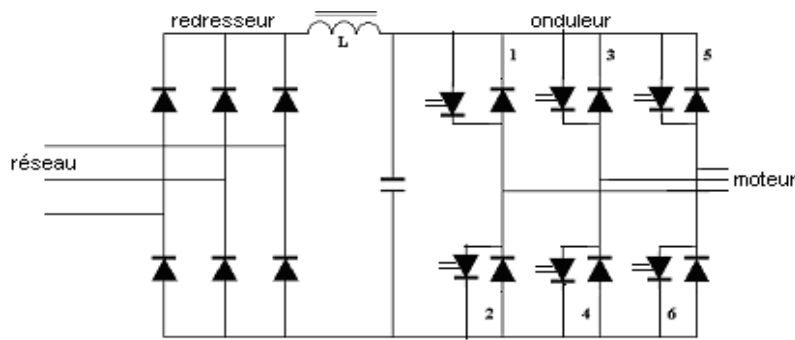


Figure. II.10 : onduleur de tension.

Le moteur asynchrone à cause de leur inductance de fuite très élevée c'est un récepteur de courant ; alors que l'onduleur que nous allons utiliser c'est un onduleur MLI de tension.

II.10 Principe de fonctionnement

La figure (II-11) donne le schéma de principe de l'onduleur de tension triphasé. Il est placé entre une source de tension continue supposée parfaite, donc de tension V_{dc} constante, et une source de courant alternatif triphasé supposée parfaite, donc de courants i'_A, i'_B, i'_C formant un système triphasé sinusoïdal équilibré [1].

Les interrupteurs, S_a, S_b, S_c d'une part S_a^-, S_b^-, S_c^- doivent être commandés de manière complémentaire pour assurer la continuité des courants alternatifs dans la machine et éviter le court circuit de la source continue.

Les diodes D_i ($i=1, 2, \dots, 6$) sont des diodes de roue libre assurant protection des transistors ou thyristor et continuité des courants dans la MAS [24].

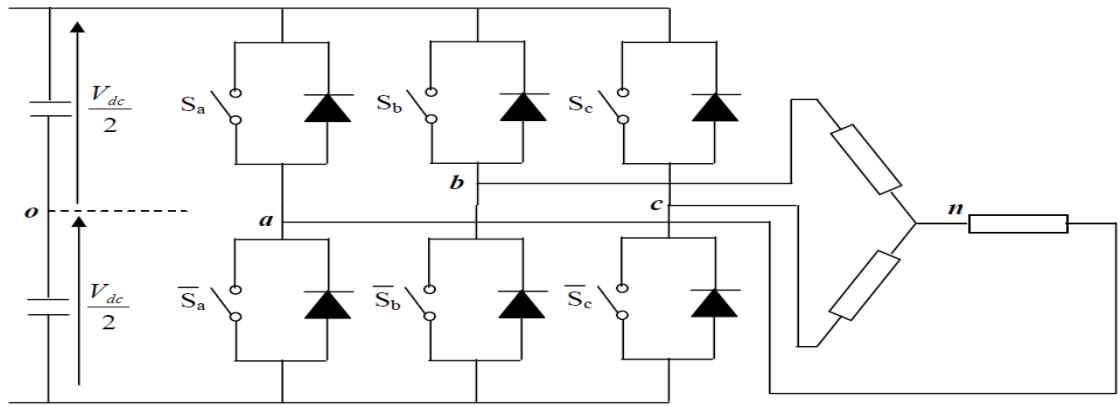


Figure II.11 : Onduleur de tension associé à la MAS.

- ### Les relations générales de tensions

Quels que soient les courants, les interrupteurs fermés imposent les tensions entre les bornes de sortie A, B, C et le point milieu O (fictif) de la source de tension continue

$V_A - V_o = +V_{dc} / 2$ (S_a fermé), et $-V_{dc} / 2$ quand il est ouvert donc (S_a^- fermé) ;

$V_B - V_o = +V_{dc} / 2$ (S_b fermé), et $-V_{dc} / 2$ quand il est ouvert donc (S_b^- fermé) ;

$V_C - V_o = +V_{dc} / 2$ (S_c fermé), et $-V_{dc} / 2$ quand il est ouvert donc (S_c^- fermé).

Soit 'n' le point neutre du côté alternatif (MAS), alors les trois tensions composées : V_{ab} , V_{bc} , V_{ca} sont définies par les relations suivantes :

$$V_{ab} = V_{an} - V_{bn}$$

$$V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \quad (II.5)$$

$$V_{ca} = V_{cn} - V_{an}$$

La charge constituée par la machine est équilibrée ($V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$), on aura

Donc :

$$V_{an} = \frac{1}{3} (V_{ab} - V_{ca})$$

$$V_{bn} = \frac{1}{3} (V_{bc} - V_{ab}) \quad (II.6)$$

$$V_{cn} = \frac{1}{3} (V_{ca} - V_{bc})$$

En faisant apparaître le point '0', les tensions entre phases peuvent aussi s'écrire :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{a0} - V_{b0} \\ V_{bc} = V_{b0} - V_{c0} \\ V_{ca} = V_{c0} - V_{a0} \end{cases} \quad (II.7)$$

Chapitre II Variateurs de vitesse et leur choix

En remplaçant (I.6) dans (I.5) on obtient :

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{a0} \\ V_{b0} \\ V_{c0} \end{pmatrix} \quad (\text{II.8})$$

Ou V_{a0}, V_{b0}, V_{c0} sont les tensions d'entrée à l'onduleur ou (tension continues).

$$\begin{cases} V_{a0} = V_{an} + V_{n0} \\ V_{b0} = V_{bn} + V_{n0} \\ V_{c0} = V_{cn} + V_{n0} \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

On peut déduire le potentiel entre les points n et 0 :

$$V_{n0} = \frac{1}{3} (V_{a0} + V_{b0} + V_{c0})$$

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{pmatrix} \quad (\text{II.10})$$

Alors V_{an}, V_{bn}, V_{cn} sont les tensions de sortie de cet onduleur [17] [24].

• Les relations générales de courants :

Des courants i_a, i_b, i_c côté alternatif, on passe au courant $\vec{i}$ côté continu par

$$i = i_{s_a} + i_{s_b} + i_{s_c}$$

Avec :

$$i_{s_a} = i_a, \text{ quand } S_a \text{ conduit.}$$

$$i_{s_b} = i_b, \text{ quand } S_b \text{ conduit.}$$

$$i_{s_c} = i_c, \text{ quand } S_c \text{ conduit.}$$

Le tableau (II-3) donne, pour les huit configurations que peut donner au montage l'état fermé (F) ou ouvert (0) des interrupteurs S_a, S_b, S_c , les expressions

- Des tensions de sortie V_{an}, V_{bn}, V_{cn} en fonction de la tension d'entrée U,
- Du courant d'entrée $\vec{i}$ en fonction des courants de sortie i_a, i_b, i_c

Chapitre II Variateurs de vitesse et leur choix

S_a	S_b	S_c	$V_a - V_0$	$V_B - V_0$	$V_c - V_0$	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	i_{sa}	i_{sb}	i_{sc}	i
F	F	F	$U/2$	$U/2$	$U/2$	0	0	0	i_a	i_b	i_c	0
F	0	F	$U/2$	$-U/2$	$U/2$	$U/3$	$-2U/3$	$U/3$	i_a	0	i_c	$-i_b$
F	F	0	$U/2$	$U/2$	$-U/2$	$U/3$	$U/3$	$-2U/3$	i_a	i_b	0	$-i_c$
F	0	0	$U/2$	$-U/2$	$-U/2$	$2U/3$	$-U/3$	$-U/3$	i_a	0	0	i_a
0	F	F	$-U/2$	$U/2$	$U/2$	$-2U/3$	$U/3$	$U/3$	0	i_b	i_c	$-i_a$
0	0	F	$-U/2$	$U/2$	$U/2$	$-U/3$	$-U/3$	$2U/3$	0	0	i_c	i_c
0	F	0	$-U/2$	$U/2$	$-U/2$	$-U/3$	$2U/3$	$-U/3$	0	i_b	0	i_b
0	0	0	$-U/2$	$-U/2$	$-U/2$	0	0	0	0	0	0	0

Tableau II.3

L'inconvénient majeur de l'onduleur est l'obtention de la tension non sinusoïdale à sa sortie, cela provoque un échauffement excessif aux niveaux des enroulements des moteurs. Ces tensions de sortie sont très polluées en harmoniques, donc il est nécessaire de les réduire cela est l'un des objectifs de notre travail.

II.11 Onduleur de tension triphasé à Modulation de largeur d'impulsion « MLI »

La technique de MLI est l'essor et le fruit du développement l'électronique de puissance à la fin du siècle dernier. 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. [3]

Chapitre II Variateurs de vitesse et leur choix

Pour assurer la détermination en temps réel des instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs, on distingue plusieurs type de technique de modulation de largeur d'impulsion peuvent être considérées, dont on peut citer : La modulation triangle-sinusoïdale. [2].



Figure II-12 : les différentes techniques de commandes.

II.12 Commande par MLI triangle-sinusoïdale

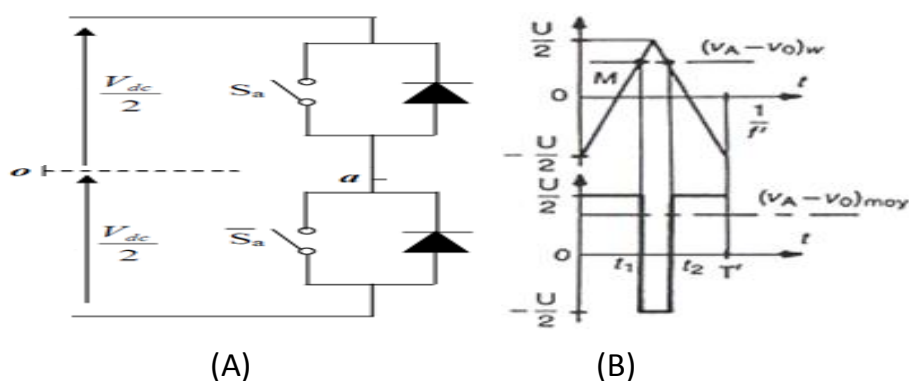
II.12.1 Principe [2][24]

Considérons un demi-pont monophasé (**Figure. II.13.A**) formé de deux interrupteurs S_a et S_a^- Complémentaires et délivrant une tension $(V_A - V_0)_w$ égale à $U/2$ ou à $-U/2$

En M.L.I., on détermine les instants de fermeture de S_a et S_a^- par les intersections :

-D'une onde de référence $(V_A - V_0)_w$ représentant la tension désirée, (l'indice w vient de l'anglais "wanted") de fréquence $f_{réf}$;

-Avec une onde de modulation (ou porteuse) M , de fréquence f_p nettement supérieure à $f_{réf}$ de forme triangulaire et d'amplitude égale à $U/2$. (**Figure. II.13.B**)



Chapitre II Variateurs de vitesse et leur choix

Figure. II.13 : montage demi pont monophasé.

Les intersections de $(V_A - V_0)_w$ avec M croissant déterminent les instants de fermeture de S_a^- et donc le début des intervalles à $(V_A - V_0)$ égal à $-U/2$.

Les intersections de $(V_A - V_0)_w$ avec M décroissant déterminent les instants de fermeture de S_a et donc le début des intervalles à $(V_A - V_0)$ égal à $+U/2$.

Si f_p est nettement supérieure à $f_{réf}$, la tension $(V_A - V_0)_w$ varie peu pendant une période T' de l'onde de modulation et on peut la confondre avec sa valeur moyenne durant cette période.

D'après la figure (**Fig. II.13.B**) on peut montrer facilement que la valeur moyenne de $(V_A - V_0)$ soit :

$$(V_A - V_0)_{\text{moy}} = \frac{U}{2T'} [T - (t_2 - t_1)] \text{ est égale à } (V_A - V_0)_w. \quad (\text{II.11})$$

Si la référence varie sinusoïdalement, deux paramètres caractérisent la commande des interrupteurs :

- **Le coefficient de modulation** $m = f_p / f_{réf}$: (rapport entre la fréquence de porteuse f_p et celle du signal de référence $f_{réf}$)
- **Le coefficient de réglage en tension** $r = V_{réf} / U_p$: rapport de l'amplitude de tension signal référence à la valeur crête $\frac{U_{dc}}{2}$ de la porteuse

II.12.2 Tensions de sortie

✓ Fondamental

Le fondamental des tensions V_{an} , V_{bn} , V_{cn} est le même que celui des tensions $V_A - V_0$, $V_B - V_0$, $V_C - V_0$.

$$V_{an} = \frac{1}{\sqrt{2}} r \frac{U}{2}$$

à tension V_{dc} d'entrée donnée, la M.L.I. permet de faire varier la valeur des tensions de sortie, ce que ne permettait pas la commande à pleine onde.

❖ Quand r varie de 0 à 1, V_{an} varie de $\rightarrow 0$ à $\frac{U}{2\sqrt{2}}$

• Harmoniques

En MLI synchrone, le spectre de $(V_A - V_0)$ varie avec le coefficient de réglage en tension r et l'indice de modulation m .

Chapitre II Variateurs de vitesse et leur choix

Si r est nul, $(V_A - V_O)$ est formé de signaux rectangulaires jointifs de fréquence mf , son développement en série comprend les termes de rang $m, 3m, 5m, \dots$

Quand r croît, le fondamental augmente, les harmoniques de rang $m, 3m, 5m, \dots$ diminuent mais il en apparaît d'autres. Ceux-ci peuvent se diviser en « familles ».

- ❖ la première famille est centrée sur la fréquence mf et comprend les harmoniques de rang $(m, m \pm 2 \text{ et } m \pm 4, \dots)$.
- ❖ la seconde famille est centrée sur la fréquence $2mf$ et comprend les harmoniques de rang $(2m \pm 1, 2m \pm 3, \dots)$.
- ❖ la troisième est centrée sur $3mf$ et comporte les harmoniques de rang $(3m, 3m \pm 2, \text{ et } 3m \pm 4, \dots)$.

Si m est grand, les termes des premières familles tout au moins n'interfèrent pas, d'autre part les harmoniques de la même paire ont la même valeur.

II.12.3 Courant d'entrée

La valeur moyenne i du courant d'entrée se déduit de la conservation des puissances entre l'entrée et la sortie du convertisseur, si on néglige toutes les pertes.

Si les courants alternatifs sont sinusoïdaux et équilibrés, de valeur efficace i' déphasé de φ par rapport au fondamental des tensions simples de :

$$Ui = 3V_{an}i \cos \Phi$$

On déduit : $i = \frac{3V_{an}}{U} i' \cos \Phi$.

Ou, compte tenu de : $V_{an} = \frac{1}{\sqrt{2}} r \frac{U}{2}$

Donc : $i = \frac{3}{2\sqrt{2}} r i' \cos \Phi = 1.06 \cos \Phi$

II.13 Conclusion

Actuellement, les moteurs asynchrones sont souvent associés à un démarreur électronique ou à un variateur de vitesse assurant en plus de la variation de vitesse, la tâche du démarrage, freinage, variation de sens de rotation...etc.

Parmi les convertisseurs de fréquence utilisés pour la variation de la vitesse des moteurs asynchrones, on a choisi le montage redresseur-onduleur de tension à M.L.I, car c'est une technologie de référence pour toutes les applications industrielles de faible et moyenne puissance.

III.1 INTRODUCTION

Les circuits électroniques de puissance que de fonctionnement du moteur associé à un Variateur, montrent la nécessité de prévoir des protections adaptées pour bien exploiter un tel appareillage.

La réalisation des variateurs avec une technologie électronique permet l'intégration de plusieurs de ces protections au moindre coût [20] .

III.2 protection de moteur asynchrone

III.2.1 Indice de protection [25]

Le Code IP selon la norme EN 60034-5

- **Exemple IP 51** : Protégé contre les poussières et Contre les chutes verticales de Gouttes d'eau.

1^{er} chiffre Protection contre les corps solides	2^{ème} chiffre Protection contre les liquides
0 Pas de protection	0 Pas de protection
1 Protégé contre les corps solides supérieurs à 50 mm	1 Protégé contre les chutes verticales de gouttes d'eau
2 Protégé contre les corps solides supérieurs à 12 mm	2 protégés contre les chutes de gouttes d'eau Jusqu'à 15° de la verticale
3 Protégé contre les corps solides supérieurs à 2.5 mm.	3 Protégé contre l'eau de pluie jusqu'à 60 de la verticale.
4 Protégé contre les corps solides Supérieurs à 1 mm.	4 Protégé contre les projections d'eau de toutes directions
5 Protégé contre les poussières (pas de dépôt nuisible)	5 Protégé contre les jets d'eau de toutes directions à la lance.
6 Totalement protégé contre les poussières	6 Protection contre les projections d'eau assimilables aux paquets de mer.

Tableau III.1

Chapitre III : LA Protection d'un système

III.2.2 Protection contre les chocs mécaniques IK [25]

Comme pour L'IP, on doit s'assurer que la machine supporte les chocs éventuels qui pourraient survenir en fonctionnement normal. On introduit un coefficient contre les chocs mécaniques (IK).

➤ **Exemple IK 07:** la machine supporte les Energies de choc (2 joules)

Code IK selon la norme EN 50102	Energie de choc (joules)
00	<i>Pas de protection</i>
01	<i>0.15J</i>
02	<i>0.20J</i>
03	<i>0.37J</i>
04	<i>0.50J</i>
05	<i>0.70J</i>
06	<i>1J</i>
07	<i>2J</i>
08	<i>5J</i>
09	<i>10J</i>
10	<i>20J</i>

Tableau III.2

III.2.3 Prise en compte d'un mode de refroidissement différent

Nouveau système de désignation mode de refroidissement code IC (international cooling) de la norme CEI 60034-6.

La norme autorise deux désignations (formule générale et formule simplifiée) comme indiqué dans l'exemple dessous :

❖ Formule simplifié **IC 411**

❖ Formule complet **IC 4 A 1 A 1**

4 : Disposition du circuit : « machine refroidie par la surface »

A : Fluide primaire « A : air »

1 : Mode de circulation du fluide primaire (1 : auto circulation)

A : Fluide secondaire « A : air »

1 : Mode de circulation du fluide secondaire (1 : auto circulation)

Chapitre III : LA Protection d'un système

Disposition du circuit		Fluide de Refroidissement		Mode de circulation	
0	Libre circulation	A	Air	0	Libre Convection
1	Canalisation d'aspiration	F	Fréon	1	Auto circulation
2	Canalisation de refoulement	H	Hydrogène	2	Réservé
3	machine a deux canalisation (aspiration et refoulement)	N	Azote	3	Réservé
4	Refroidie par la surface et utilisant Le fluide entourant la machine	C	Dioxyde de carbone	4	Réservé
5	Echangeur incorporé (utilisant le milieu environnant)	W	Eau	5	Dispositif intégré Et indépendant
6	Echangeur monté sur la machine (utilisant le milieu environnant)	U	Huile	6	Dispositif indépendant Monté sur la machine
7	Echangeur incorporé (n'utilisant pas le milieu environnant)	S	Autre fluide (à préciser)	7	Dispositif séparé et indépendant
8	Echangeur monté sur la machine (n'utilisant pas le milieu environnant)	Y	Fluide non choisi	8	Déplacement relatif
9	Echangeur séparé (utilisant ou non le milieu environnant)			9	Tous autres dispositifs

C **Tableau III.3**

III.3 Protection des composantes

Le plus grand défaut des composants de puissance (diode, thyristor) est leur fragilité; donc chaque composant doit être muni d'un circuit protecteur.

Chapitre III : LA Protection d'un système

III.3.1 Protection des diodes [19]

➤ protection contre les courts-circuits

On doit installer des fusibles rapides contre ces défauts (**les courts-circuits**).

On choisie le fusible de telle sorte : $I^2.t_{fusible} < I^2.t_{semi-conducteur}$.

➤ protection thermique

L'échauffement d'un semi conducteur est limité par un radiateur.

III.3.2 Protection des thyristors

➤ contre les surintensités

Au début de l'amorçage du thyristor, seule une partie de la jonction est conductrice, et si la vitesse de croissance du courant principale est très importante, cela peut entraîner des densités de courants destructives.

Pour limiter ce phénomène, on utilise des petites inductances en série avec le thyristor voire la **figure (III.2)**



Figure. III.2 : Protection contre les di /dt.

➤ contre les variations brusques de tension

Un amorçage intempestif du thyristor (sans signal de gâchette). Pour neutraliser ce phénomène, on utilise le circuit suivant.

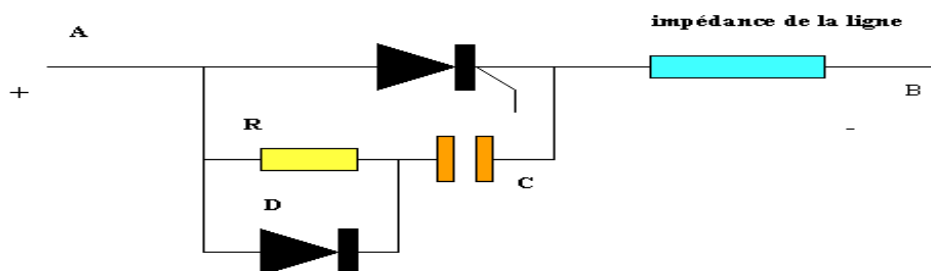


Figure. III.3 Protection contre les du /dt.

Chapitre III : LA Protection d'un système

En cas de variation rapide de la tension entre A et B , le condensateur se charge à travers D et l'impédance de la ligne. Donc la tension V_{AK} évolue plus lentement (comme au bornes du condensateur), la résistance R intervient lors de l'amorçage commandé et limite le courant de décharge du condensateur dans le thyristor (di/dt). Ce circuit présente aussi l'avantage d'un amorçage plus facile du thyristor, la décharge du condensateur permet un établissement plus rapide du courant d'accrochage.

➤ procédés de refroidissement

Les différentes sortes de pertes et les défaillances thermiques élèvent sensiblement la température du thyristor ; d'où la nécessité de leur refroidissement.

Définissons la résistance thermique qui intervient dans la détermination des radiateurs et des débits de fluides de refroidissement.

La résistance thermique est le quotient de la différence de température entre deux points ou de régions spécifiées, par le flux de chaleur entre ces deux points ou régions, dans des conditions d'équilibre thermique.

➤ Remarque:

Le flux de chaleur peut être assimilé à la puissance dissipée ; les deux régions utilisées sont la région des jonctions et le boîtier.

On classe les procédés de refroidissement dans l'ordre des puissances croissant :

❖ Refroidissement par le boîtier

La chaleur due aux pertes est dissipée dans l'air ambiant par convection et par rayonnement du boîtier.

❖ Refroidissement par radiateur fixé sur chaque thyristor

Ces radiateurs sont en général en aluminium et à ailettes multiples.

Le refroidissement s'obtient : par convection naturelle lorsque le volume d'air n'est pas limité ; par ventilation forcée lorsque les thyristors sont dans une enceinte de volume restreint ou si l'on veut réaliser un montage compact.

❖ Refroidissement par des liquides (eau, huile,.....)

Le liquide dissipe la chaleur dans des radiateurs fixés sur les thyristors ou dans un radiateur situé à quelque distance. Certaines installations des thyristors et leurs radiateurs sont immergées dans une cuve à huile.

III.4 Protection assurée par le convertisseur [20][26]

La réalisation des variateurs avec une technologie électronique permet l'intégration de plusieurs de ces protections au moindre coût. Mais ces protections ne remplacent évidemment pas celles qui sont nécessaires au départ de chaque circuit, selon les règlements d'installation en vigueur, et qui sont donc « Extérieures » aux variateurs.

III.4.1 Protections intégrées aux variateurs

III.4.1.1 Protection de surcharge moteur

Les variateurs assurent la protection du moteur contre les surcharges :

- ❖ par une limitation instantanée du courant efficace à 1,5 fois le courant nominal environ.
- ❖ Par un calcul permanent du I^2t , avec prise en compte de la vitesse (la plupart des moteurs étant auto-ventilés, le refroidissement est moins efficace à basse vitesse)

A noter que lorsqu'un départ n'alimente qu'un moteur et son variateur, cette protection de surcharge du moteur assure simultanément la protection de surcharge de l'ensemble appareillage et câblage.

III.4.1.2 Protection contre les courts-circuits moteurs ou ligne en aval du variateur

En cas de court-circuit entre phases en sortie de variateur (aux bornes du moteur ou à un endroit quelconque de la ligne entre le variateur et le moteur), la surintensité est détectée au sein du variateur et un ordre de blocage est envoyé très rapidement aux GTO ou IGBT. Le courant de court circuit (fig.III.4) est interrompu en quelques microsecondes, ce qui assure la protection du variateur. Ce courant très bref est essentiellement fourni par le condensateur de filtrage associé au redresseur, et est donc indiscernable dans la ligne d'alimentation .

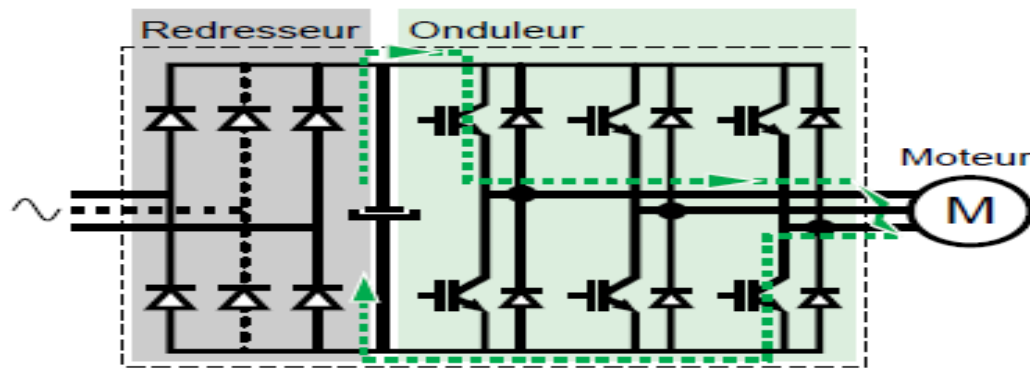


Figure .III.4 :court-circuit en aval du variateur.

Les variateurs disposent d'autres fonctions d'autoprotection contre

- **les surchauffes de leurs composants électroniques**

Pouvant entraîner leur destruction. Un capteur placé sur le dissipateur thermique provoque l'arrêt du variateur, lorsque la température dépasse un certain seuil

- **les creux de tension du réseau**

Cette protection est nécessaire pour éviter tout dysfonctionnement des circuits de contrôle et du moteur, ainsi que toute surintensité dangereuse lorsque la tension réseau reprend sa valeur normale.

- **les surtensions à fréquence industrielle du réseau**

Il s'agit d'éviter les destructions éventuelles de leurs composants.

- **la coupure d'une phase (pour les variateurs triphasés)**

Car l'alimentation en monophasé qui se substitue à l'alimentation en triphasé provoque une augmentation du courant absorbé.

III.4.1.3 Action des protections intégrées

Elles provoquent toutes, en cas de défaut, le verrouillage du variateur et l'arrêt du moteur en « roue libre ». La coupure de l'alimentation est alors assurée par le contacteur de ligne dont l'ouverture est commandée par un relais intégré au variateur.

III.4.2 protections extérieures aux variateurs

III.4.2 .1 protections contre les surintensités

Les protections usuelles contre les surintensités (disjoncteurs ou fusibles) sont principalement prévues pour intervenir dans deux cas :

- ❖ Afin de protéger une installation contre tout risque de court-circuit.
- ❖ Afin d'éviter les risques dus à la surcharge d'un circuit ou à un courant d'exploitation dépassant les capacités des conducteurs (jeux de barres et câbles) et des appareils de commande et de protection.

Bien que ce dispositif ne puisse pas normalement protéger les composants du variateur, son ouverture automatique limite les conséquences de tels défauts.

❖ Emplacements des dispositifs

Toutes ces protections sont définies pour un circuit qui le plus fréquemment se présente selon la (figure III.5)

Sur cette figure les fonctions sont attachées aux différents appareils (disjoncteur, contacteur et variateur).

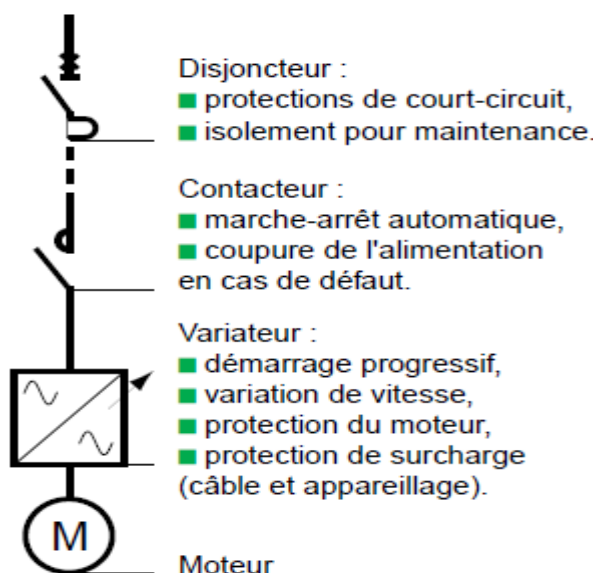


Figure. III.5 : schéma préconisé pour la protection contre les surintensités.

Ces associations (disjoncteur, contacteur et variateur) sont dénommées « Départs moteurs » [20].

III.4.2.2 La protection moderne

Le schéma suivant est un sommaire des dispositifs de protection généralement utilisés dans des convertisseurs numériques moderne a CA de MLI.

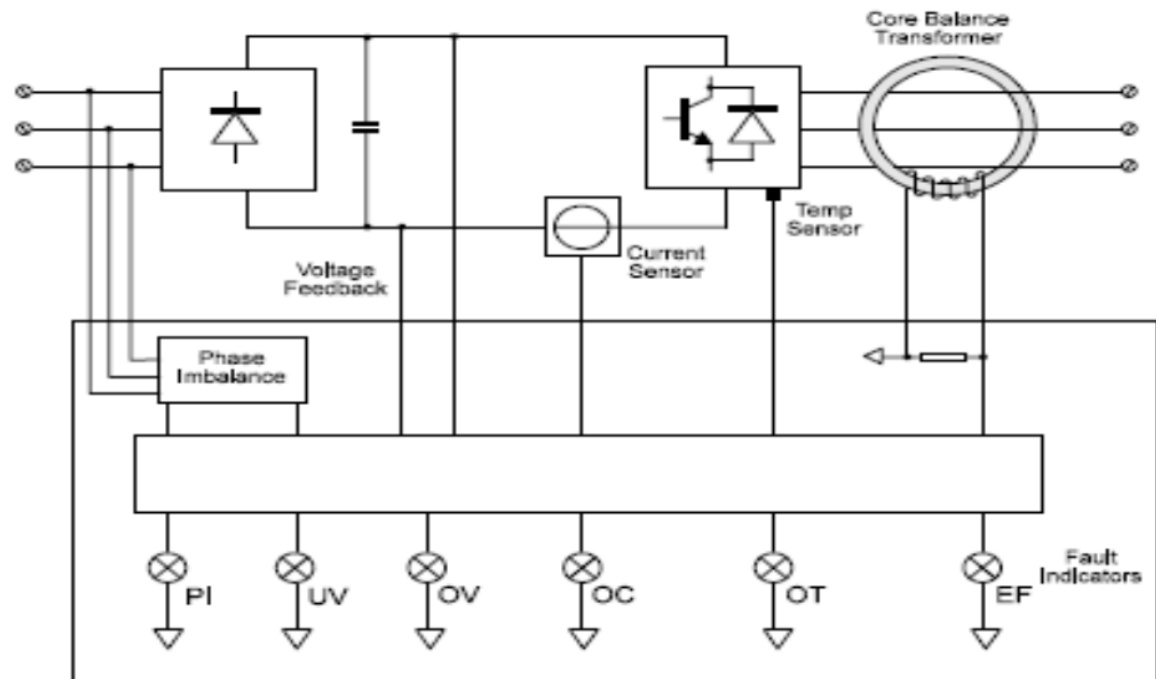


Figure. III.6 : protection moderne.

- OV : Over-voltage : surtension
- UV : Under-voltage : chute de tension
- OC : Over-current : surintensité
- EF : Earth fault : défaut terre
- OT : Over-temperature : haut température

Quand un défaut interne ou externe se produit, le circuit de commande enregistre le type de défaut qui aide à identifier la cause et la rectification suivant le problème. Les convertisseurs commandés par microprocesseur moderne utilisent un système diagnostique qui surveille les conditions de fonctionnement internes et externes, et répond à tous les défauts de la manière programmée par l'utilisateur. Le système de commande maintient l'information de défaut pour l'analyse postérieure des événements, qui se sont produits ; ce dispositif est connu comme diagnostic de défaut :

➤ Diagnostic de défaut

Le 1^{ère} niveau fournit des informations en temps réel au sujet de la situation en cours à l'intérieur d'un VSD et se réfère principalement aux paramètres de réglage et compares aux paramètres telle que la tension de sortie, le courant de sortie, la fréquence de sortie ;

Le 2^{ème} niveau fournit des informations diagnostiques au sujet des circuits de protection et indiquera les défauts externes.

Le 3^{ème} niveau fournit des informations diagnostiques au sujet du statut internes ; telque l'identification des modules défaillants .

➤ Définitions de quelques termes liés au diagnostic

❖ Défaillance

Événement engendrant une modification du fonctionnement du procédé. L'état du système ne correspond plus à un fonctionnement normal, le système n'est plus apte à assurer totalement sa fonction.

❖ Diagnostic

Ensemble d'actions visant à évaluer l'état d'un procédé à partir de la connaissance de son fonctionnement. A partir de l'observation du procédé, on détermine par comparaison avec les divers états de fonctionnement connus (ou un raisonnement logique) le degré de défaillance du système, l'origine de ses défaillances et leurs causes.

CONCLUSION

La protection c'est un facteur très important pour assuré la continuité de travail avec bonne rendement et conservé tout les équipements.

IV.1 INTRODUCTION

Le moteur asynchrone présente plusieurs avantages tel que : une construction simple, un encombrement moindre, des pertes réduites, un entretien simple. Mais Sa commande est par contre plus difficile à réaliser que pour d'autres machines électriques.

Donc ce chapitre est consacré à la modélisation, la commande et la simulation du moteur asynchrone sans et avec onduleur [3].

IV.2 Modélisation de machine asynchrone

IV.2.1 Hypothèses simplificatrices

Avant d'établir le modèle de la machine en vue de sa commande, nous rappelons brièvement les hypothèses simplificatrices désormais classiques, retenues. Les hypothèses faites sont les suivants [3] [4] [24] :

- ✓ L'entrefer est d'épaisseur uniforme, négligeant ainsi l'effet relucant des encoches.
- ✓ Les pertes fer sont négligées.
- ✓ Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température tout en négligeant l'effet et les pertes fer.
- ✓ Saturation dans le circuit magnétique négligeable.
- ✓ Les enroulements du stator sont à répartition sinusoïdale de sorte .
- ✓ Le système à trois phases est considère équilibre.

La machine asynchrone peut être représentée schématiquement **figure III.1**

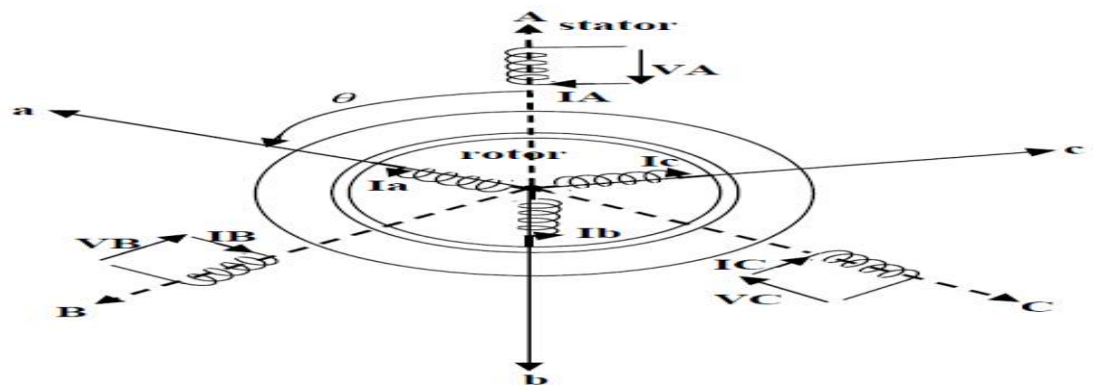


Figure IV.1: Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

IV -2-2 Equations électrique [17] [24]

En appliquant la loi d'ohm généralisée à chaque phase de la machine asynchrone figure (1.1) les équations de tension des trois phases statorique et rotoriques s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \end{cases}$$

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{pmatrix} \end{cases} \quad (\text{IV -1})$$

Le rotor de la machine asynchrone triphasée étant court-circuité : $V_{ar} + V_{br} + V_{cr} = 0$

IV .2.3 Equations magnétiques

Les hypothèses citées précédemment conduisent à des relation linéaires entre les flux et les courants moyennant les notations usuelles.

$$\begin{cases} [\phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\phi_r] = [L_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s] \end{cases} \quad (\text{IV -2})$$

$$\text{Avec : } [L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

La matrice des inductances mutuelles entre les phases du stator et du rotor dépend de la position angulaire θ entre l'axe du stator et celui du rotor :

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

M_{sr} : Maximum de l'inductance mutuelle une phase de stator et une phase de Rotor.

IV.2.4 Equations mécaniques [24]

$$j \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \cdot \Omega_r \quad (\text{IV -4})$$

Le couple est donné par l'expression suivante :

$$C_e = P[I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}] \frac{d}{dt} \left([M_{sr}] \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \right) \quad (\text{IV -5})$$

La matrice des inductances mutuelles étant à élément non constants, les coefficients des équations (III -2), (III -3) sont variables et la résolution analytique de ce système d'équations se heurte à des difficultés insurmontables, particulièrement, lors de l'étude des phénomènes transitoire. L'utilisation de la transformation de Park permet de contourner, dans un premier temps, ce problème et d'obtenir un système d'équations à coefficients constants ce qui facilite sa résolution [10].

IV .3 Transformation de PARK

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tension et flux, un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes d et q. Ceci peut être interprété comme la substitution, aux enroulements réels (a_s, b_s, c_s) et (a_r, b_r, c_r) , d'enroulements, fictifs d_s, q_s, d_r, q_r dont les axes magnétiques sont lié aux axes d, q conformément à la figure (VI.2) [10].

$$\begin{pmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{pmatrix} = [As] * \begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} \phi_d \\ \phi_q \\ \phi_0 \end{pmatrix} = [As] * \begin{pmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{pmatrix} = [As] * \begin{pmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{pmatrix}$$

Où [As] est la matrice de la transformation de Park normalisée.

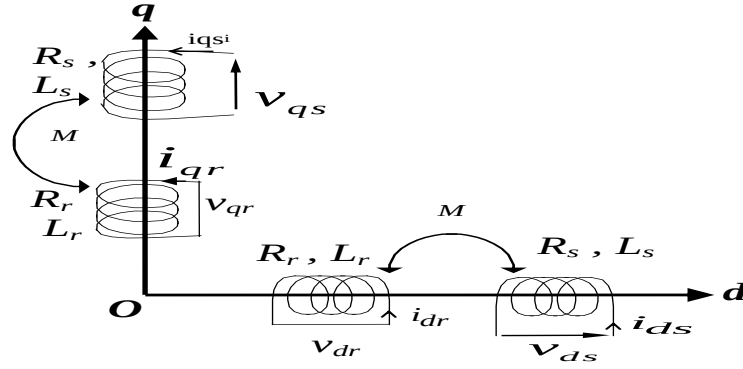


Figure IV.2: Représentation de la MAS dans le repère de Park.

L'expression de la matrice de Park normalisé est la suivante :

$$[As] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{VI -6})$$

En appliquant la transformation de Park normalisé au système d'équations (VI -1) et en choisissant le référentiel fixe par rapport au champ tournant, nous obtenons un nouveau système d'équations, exprimé dans le nouveau repère "odq".

IV.3.1 Equation électrique

Dans le repère de Park (d,q) tournant à la vitesse angulaire, les équations (VI -1) s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_e \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_e \phi_{ds} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_e - \omega_m) \phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_e - \omega_m) \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{VI -7})$$

Avec : $\omega_e = \frac{d\theta_e}{dt}$; $\omega_m = \frac{d\theta_m}{dt}$

Chapitre IV : Modélisation et la simulation de la machine asynchrone

Notons que, l'angle « θ » prend la valeur « θ_s » pour les grandeurs statoriques et la valeur « $\theta_s - \theta$ » pour les grandeurs rotoriques.

IV.3.2 Equation magnétique

Les relations entre les flux et les courants prennent la forme suivante :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \end{cases} \quad (VI-8)$$
$$\begin{cases} \phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \end{cases}$$

IV .3.3 Equation mécanique

$$C_e = P \frac{M}{L_r} (\phi_{dr} I_{qs} - \phi_{qr} I_{ds}) \quad (VI-9)$$

Et l'équation de mouvement s'écrit :

$$C_e - C_r = j \frac{d\Omega}{dt} + f_r \cdot \Omega \quad (VI-10)$$

IV.3.4 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 [27].

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

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \phi_{dr} \end{cases} \quad (VI-11)$$

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

Chapitre IV : Modélisation et la simulation de la machine asynchrone

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 :

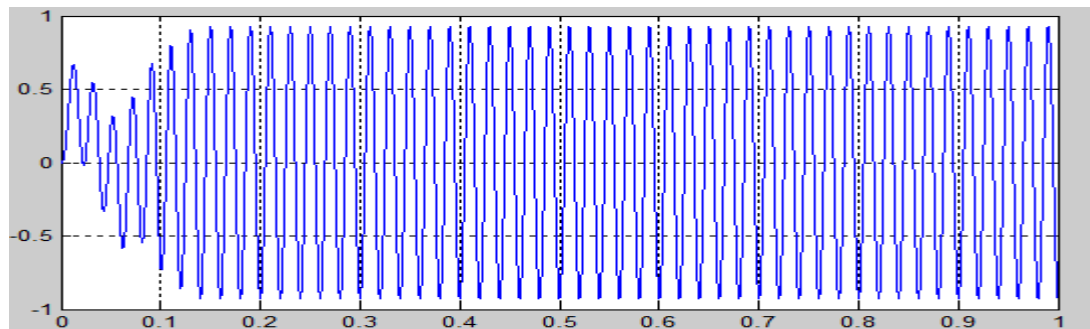
$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-\mu i_{ds} + \omega_s \sigma L_s i_{qs} + \frac{L_m}{L_r T_r} \phi_{dr} + \frac{L_m}{L_r} \omega_m \phi_{qr} + V_{ds} \right] \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-\omega_s \sigma L_s i_{ds} - \mu i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \omega_m \phi_{dr} + \frac{L_m}{L_r T_r} \phi_{qr} + V_{qs} \right] \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_{dr} + (\omega_s - \omega_m) \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{qs} - (\omega_s - \omega_m) \phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \phi_{qr} \\ \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) - \frac{p}{J} C_r - \frac{f_1}{J} \omega_m \end{array} \right. \quad (VI -12)$$

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

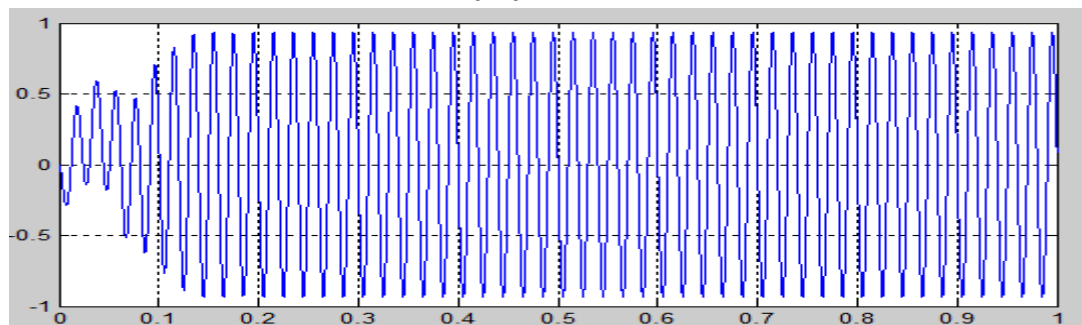
σ : est le coefficient de dispersion donné par : $\sigma = 1 - R_s \frac{L_m^2}{L_s L_r}$

IV .4 Simulation de la machine asynchrone alimentée en tension

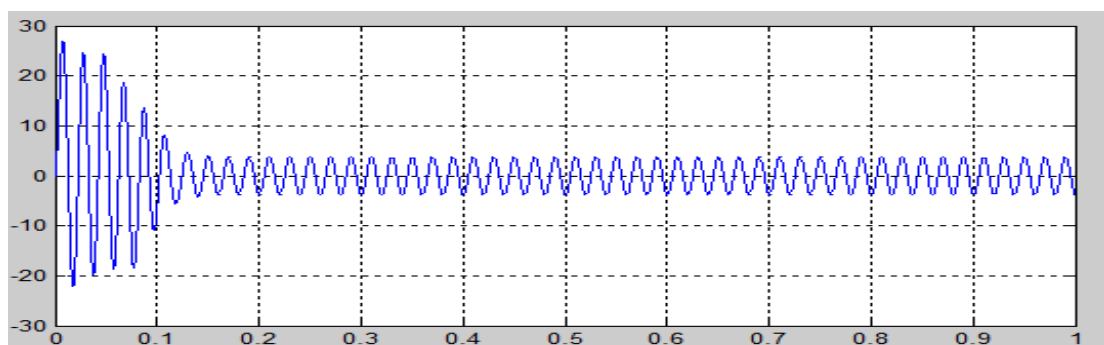
AVIDE



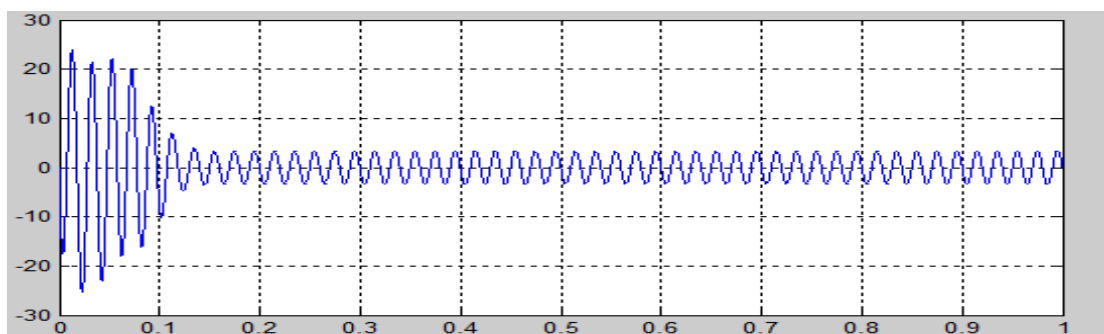
flux dr



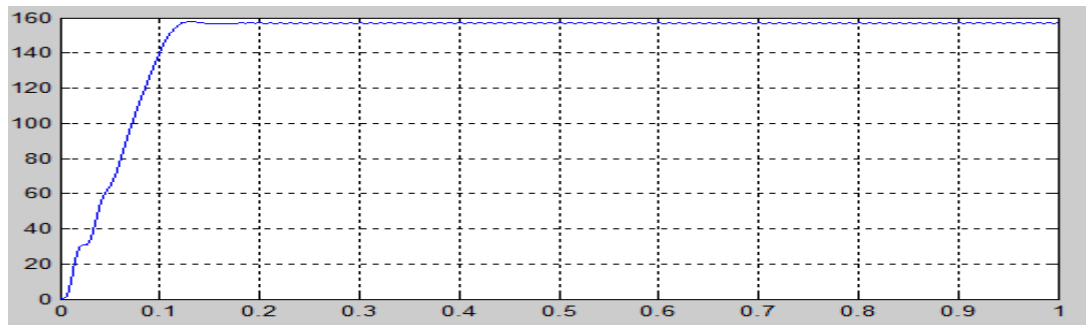
flux qr



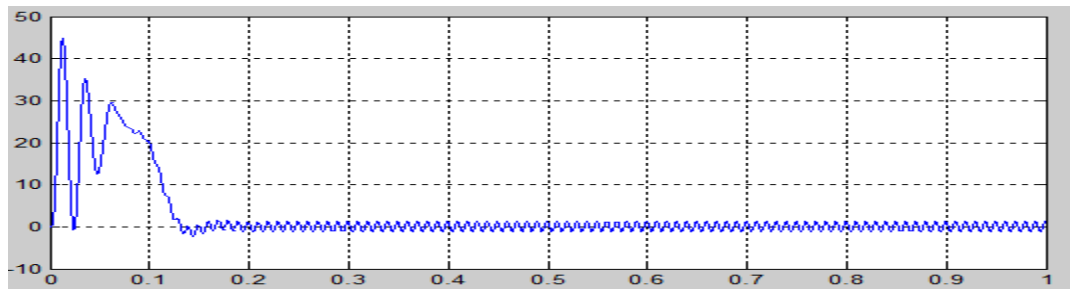
i_{ds}



i_{qs}



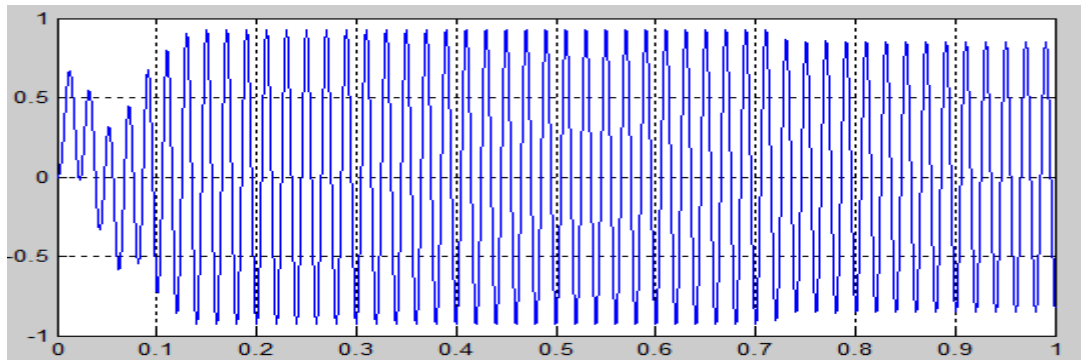
La vitesse



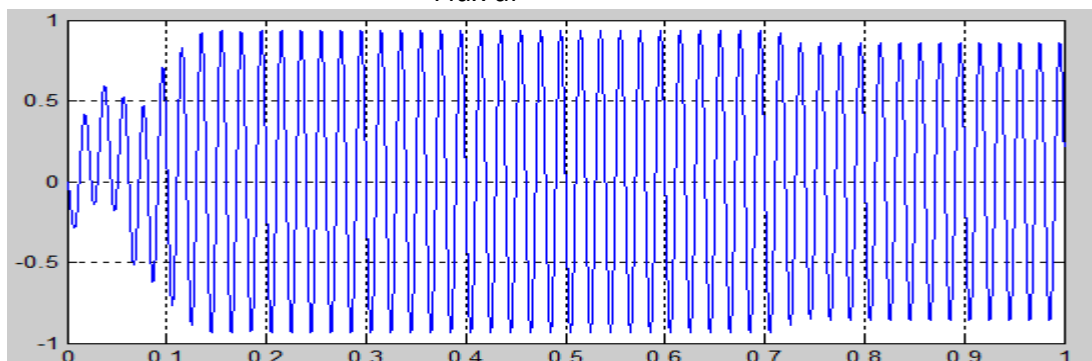
Couple électromagnétique

Figure IV.3. Résultats de simulation du modèle en tension de la MAS lors de démarrage à vide.

EN CHARGE



Flux dr



Flux qr

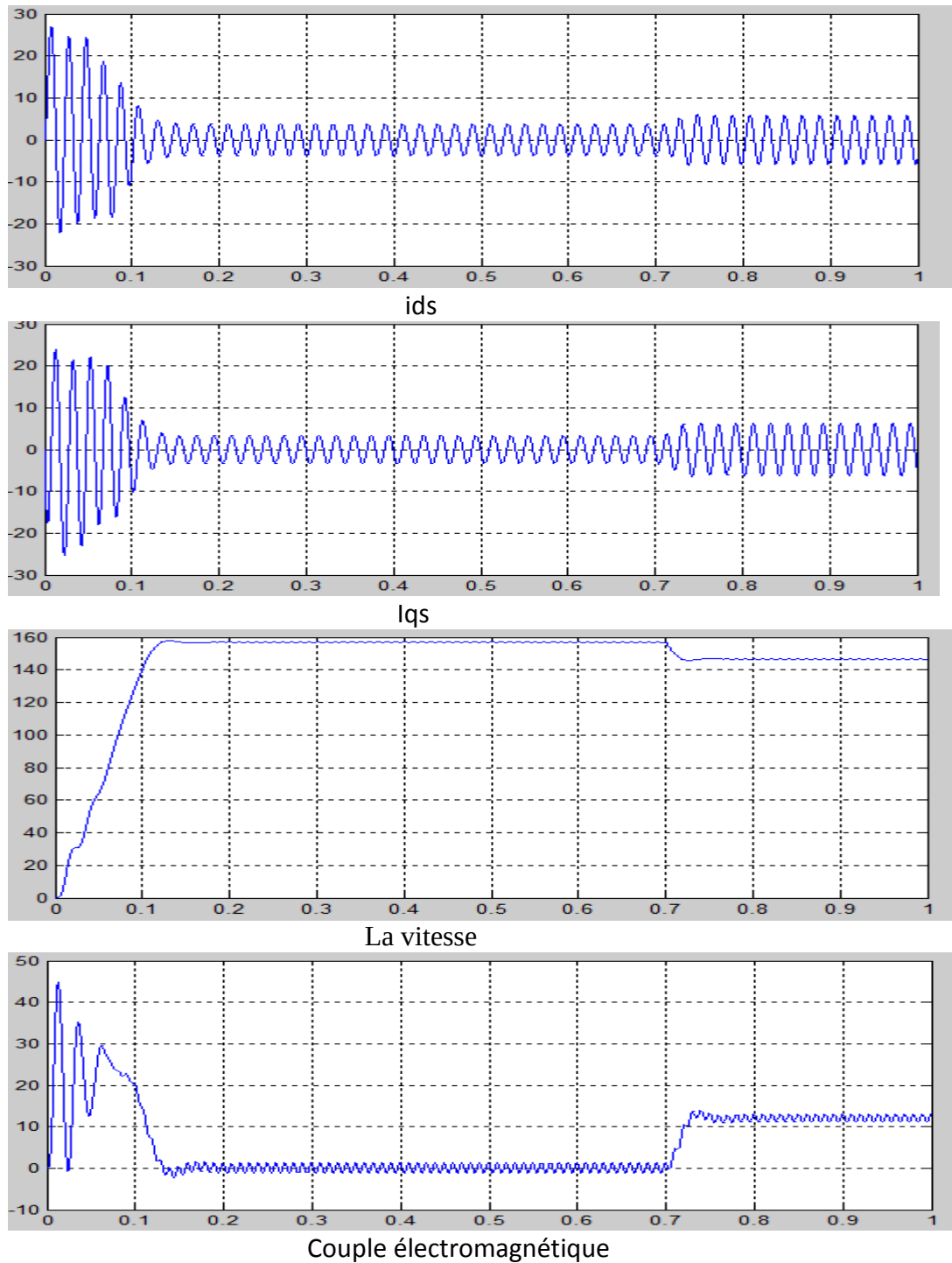


Figure IV.4 : Résultats de simulation du modèle en tension de la MAS lors de démarrages charge ($C_r = 12$ N.m en $t = 0.7$ s).

IV .4.1 Interprétation

Les figures (Figure- VI..3) et (Figure- VI..4), représentent les résultats de simulation de la machine asynchrone respectivement à vide et lors d'une application d'un couple résistant de $12N.m$ en $t = 0.7s$.

Chapitre IV : Modélisation et la simulation de la machine asynchrone

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 .

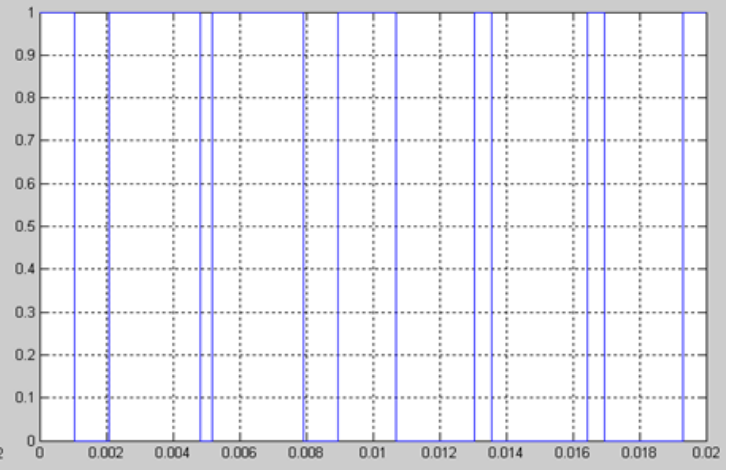
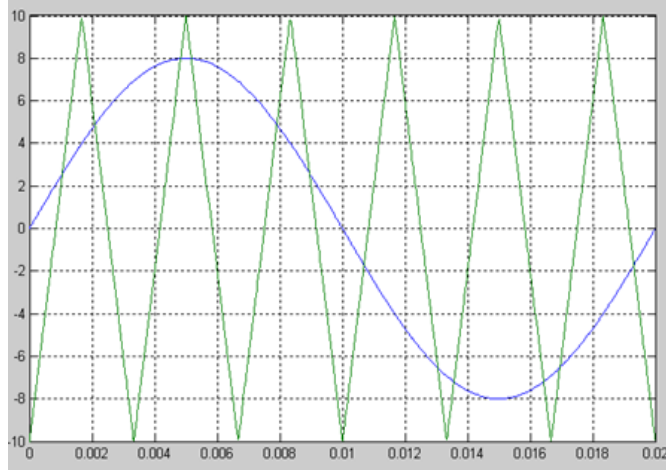
Enfin, pour une perturbation de 12 N.m , nous constatons une diminution de la vitesse. Les flux rotoriques direct et en quadrature sont également affectés par cette perturbation, ce qui explique le fort couplage existant entre les enroulements de la machine.

IV .5 Simulation l'onduleur de tension MLI

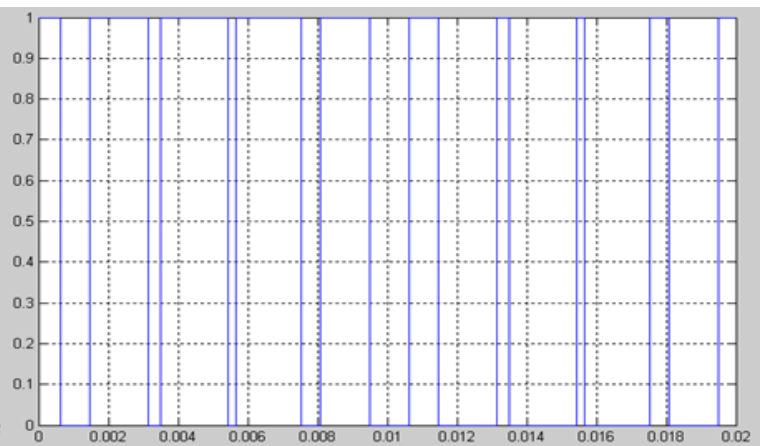
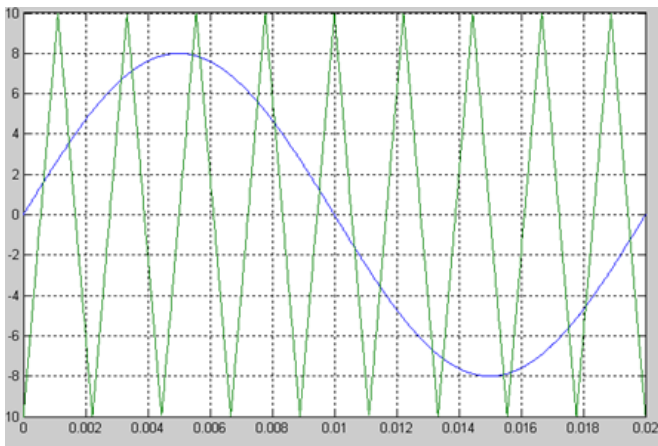
Triangulo -sinusoidale

L'intervalle de conduction d'un interrupteur

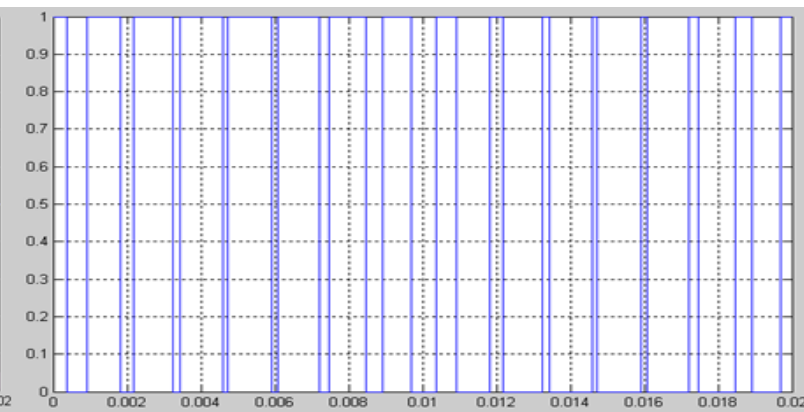
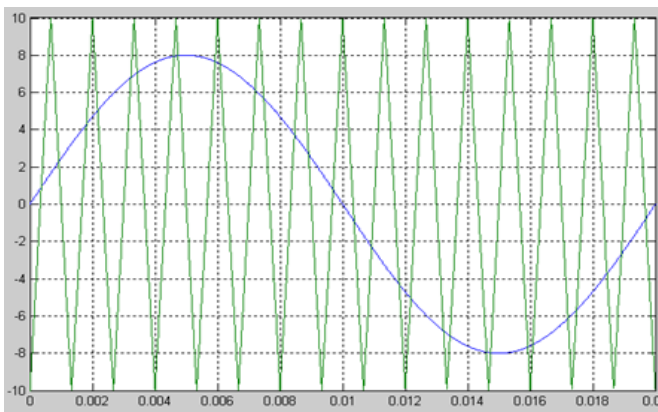
❖ pour $m=6$ $m=0.8$



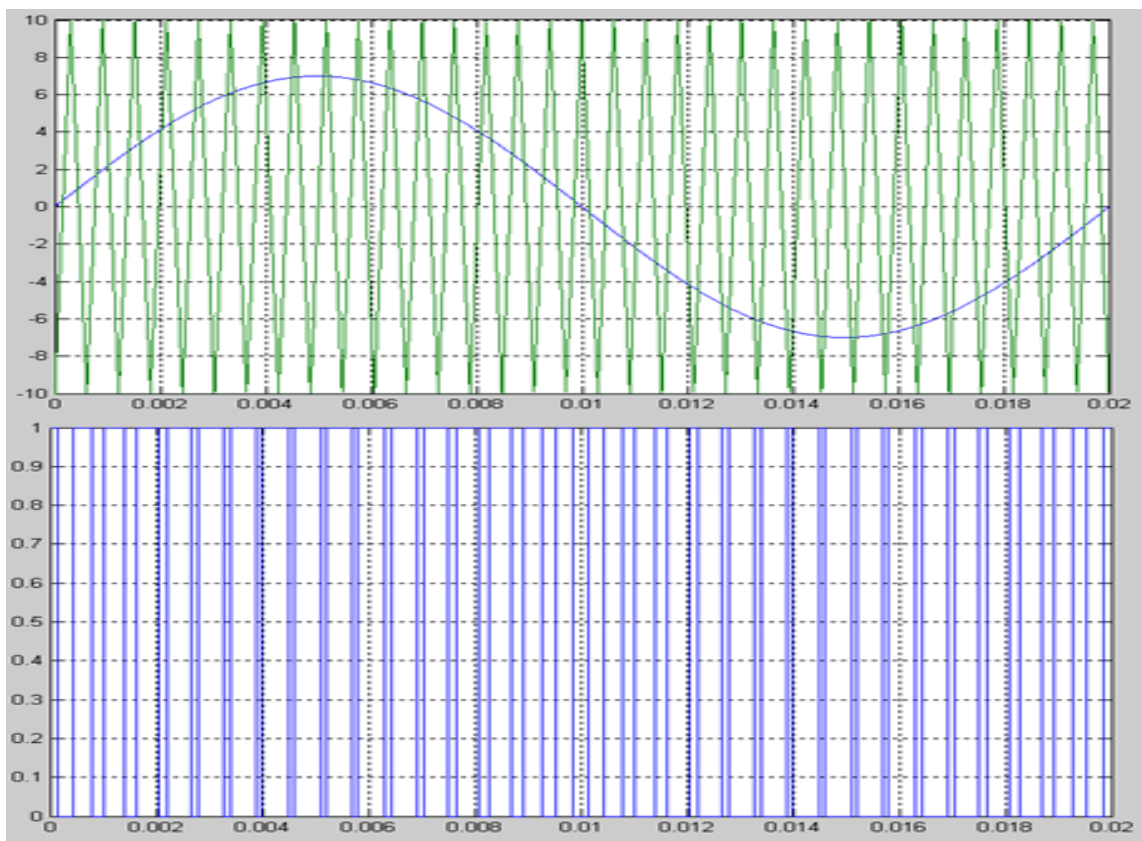
❖ $m=9$ $r=0.8$



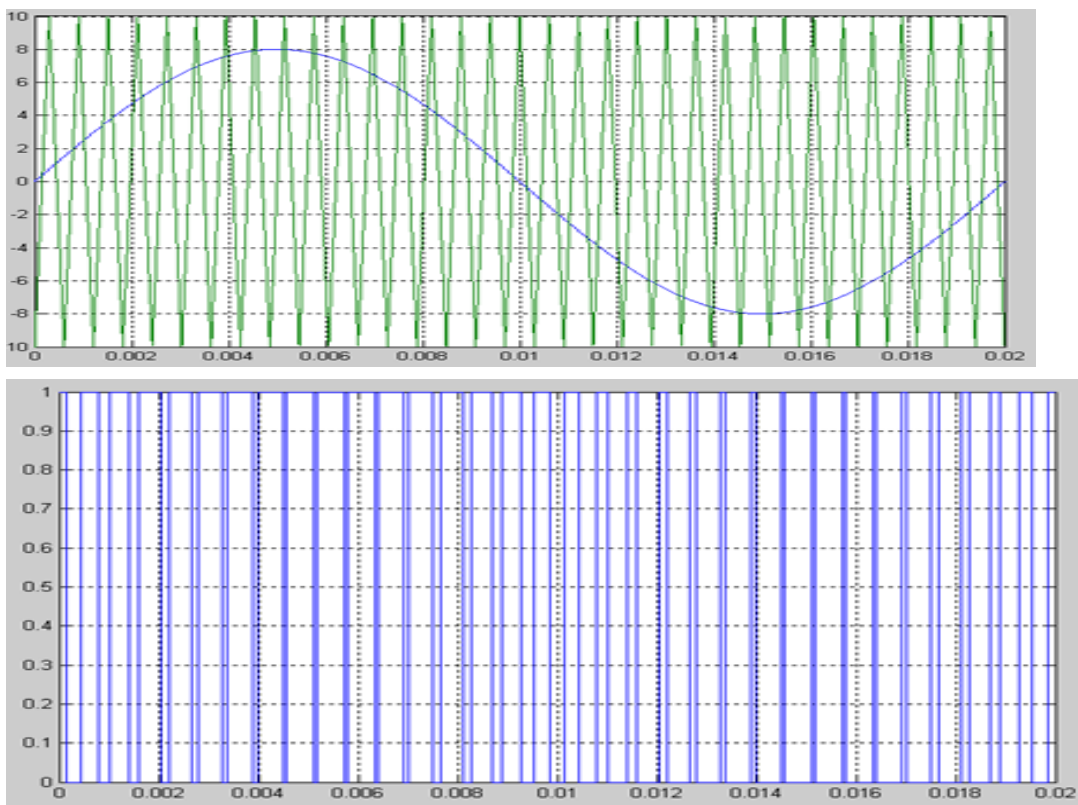
❖ $m=15$ $r=0.8$



❖ $m=33$ $r=0.7$

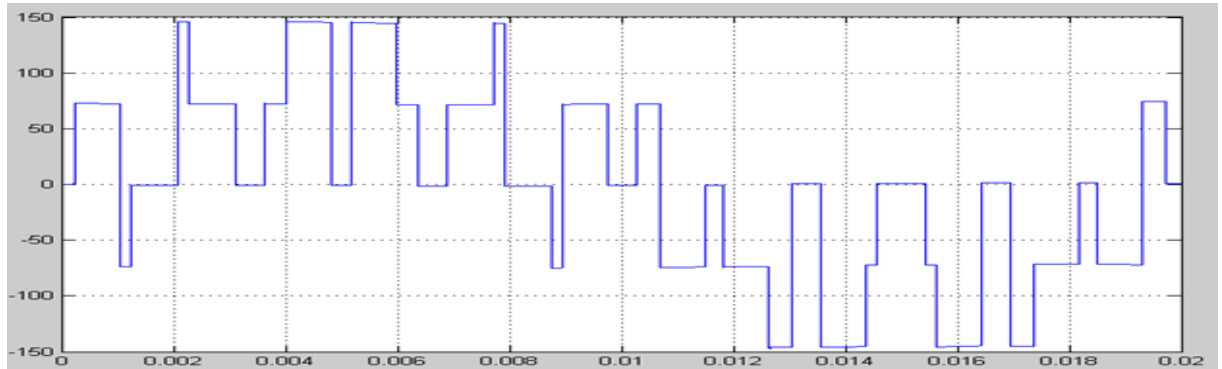


❖ $m=33$ $r=0.8$

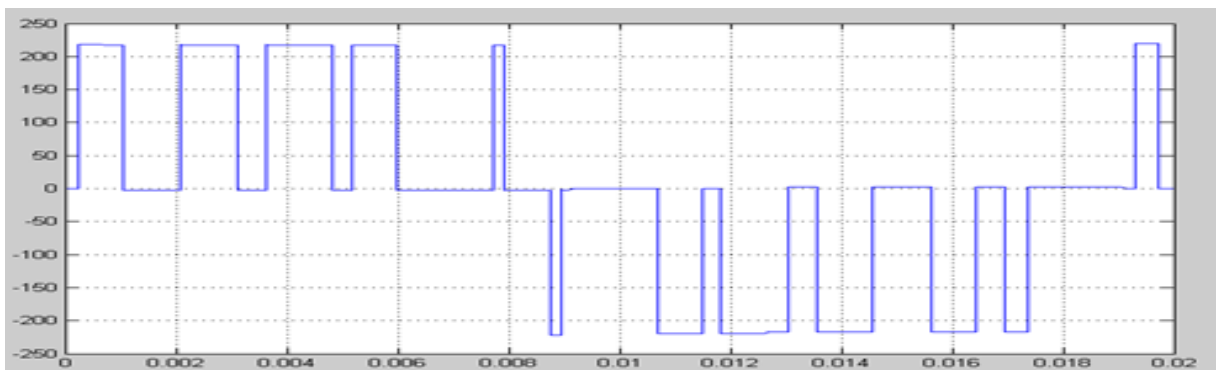


IV.6 Simulation de l'association onduleur-moteur

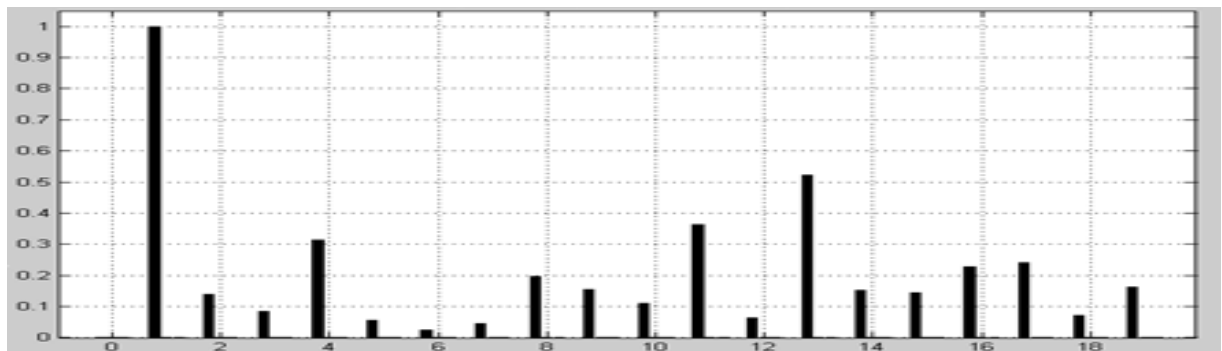
❖ pour $m=6$, $r=0.8$ et $C_r=12N.m$



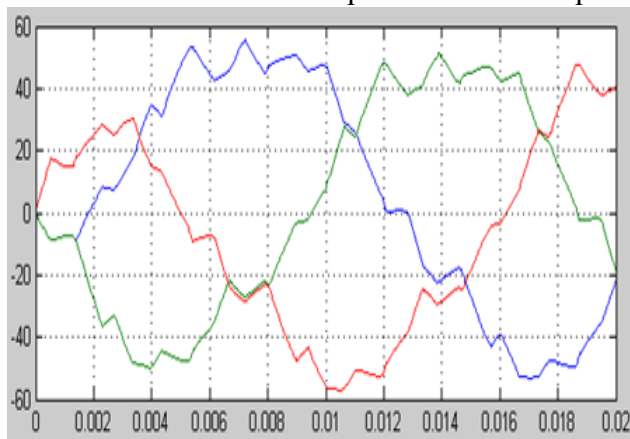
Tension simple



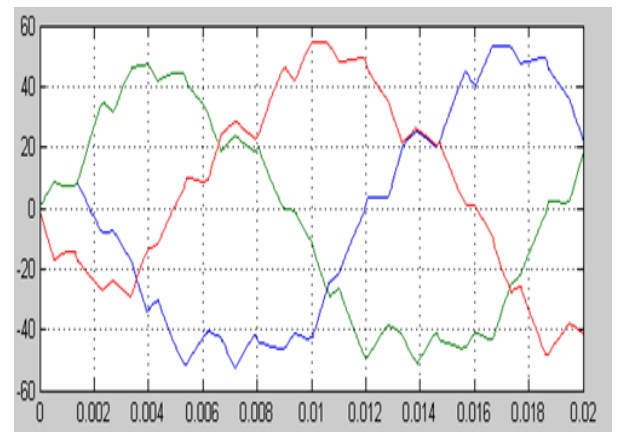
Tension composée



Le spectre d'harmonique de la tension



Les Courants statorique

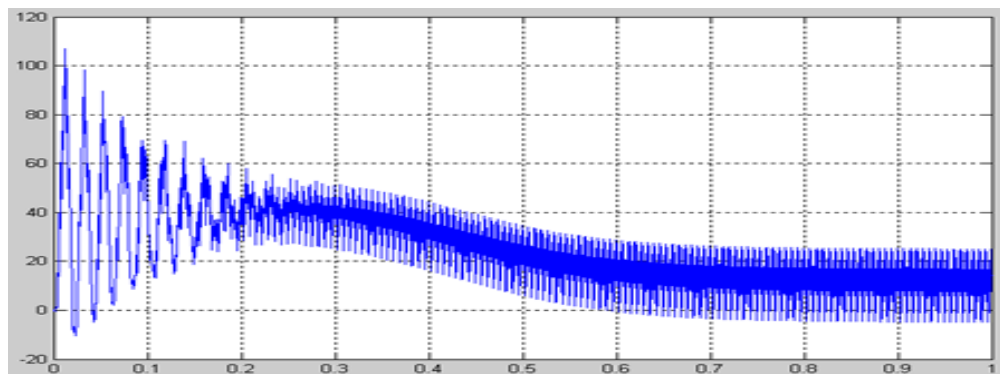


Les courants rotorique

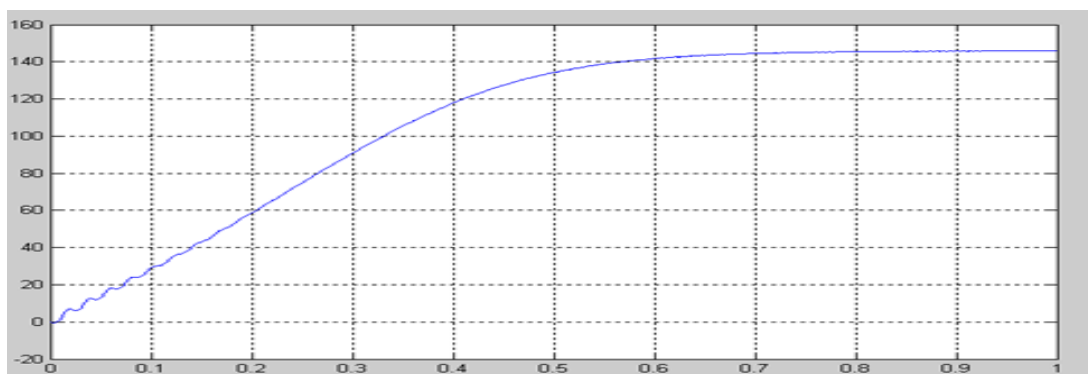
Chapitre IV : Modélisation et la simulation de la machine asynchrone



Le spectre harmonique du courant

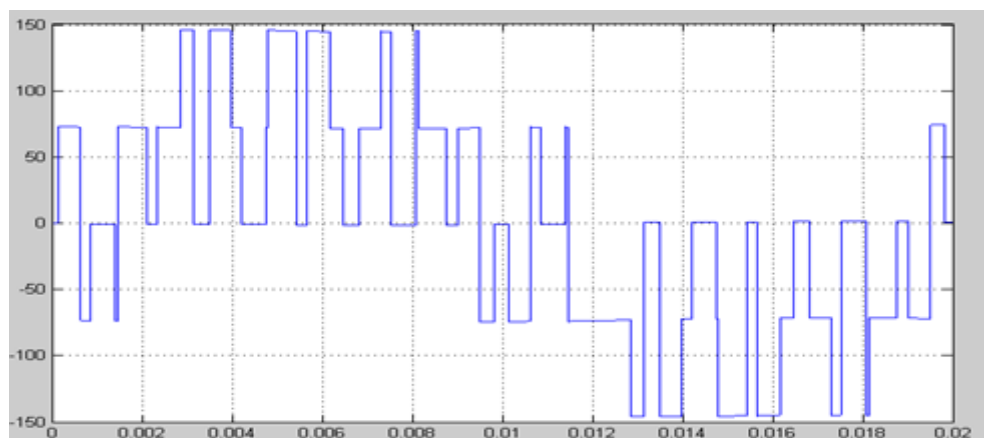


Couple électromagnétique



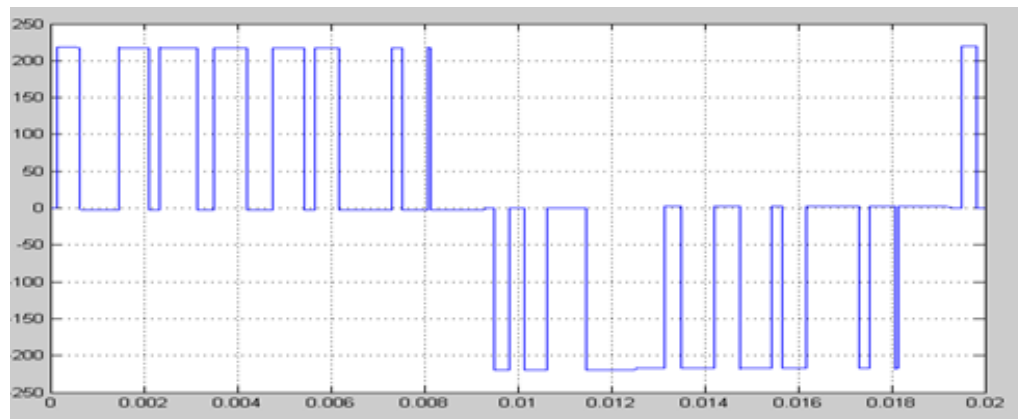
La vitesse

❖ pour $m=9$, $r=0.8$ et $C_r=12\text{N.m}$

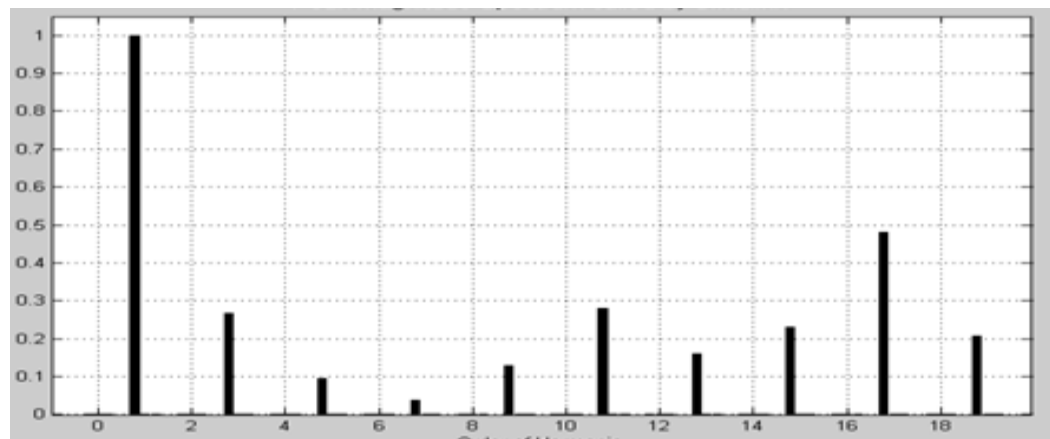


Tension simple

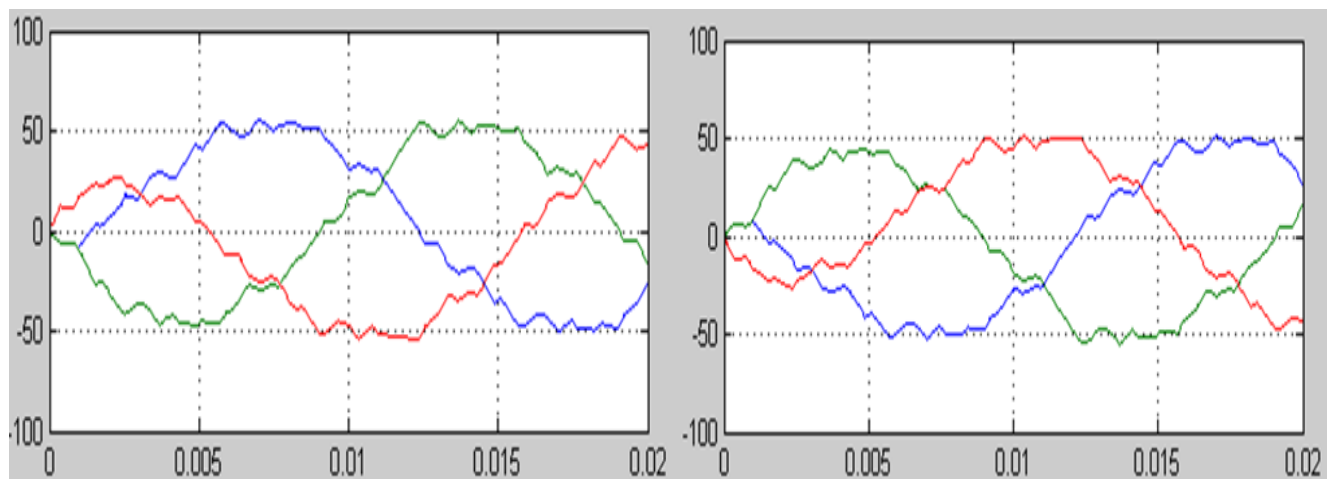
Chapitre IV : Modélisation et la simulation de la machine asynchrone



Tension composé

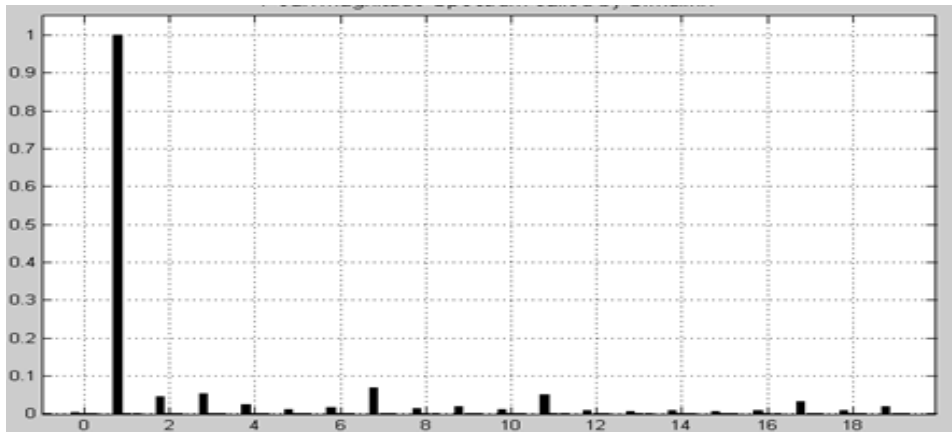


Le spectre d'harmonique de la tension

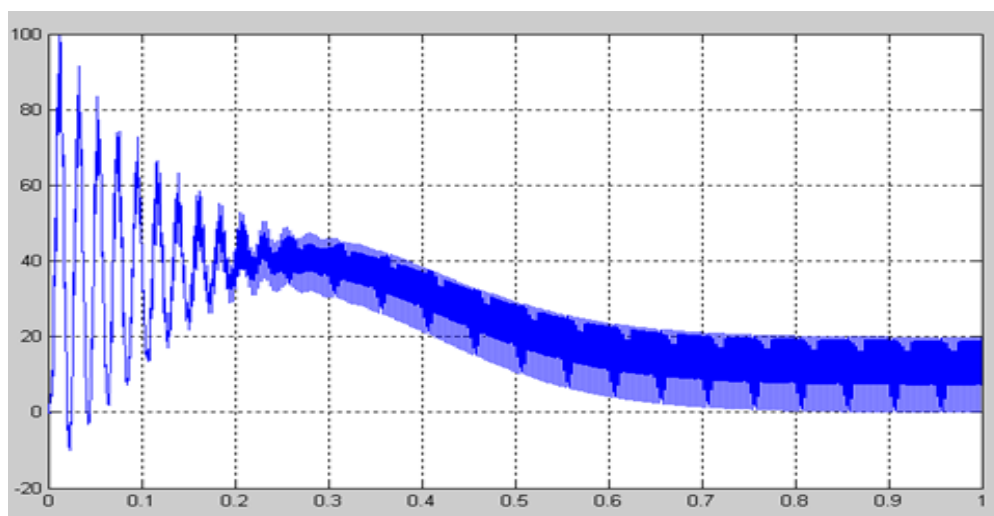


Les courants statoriques

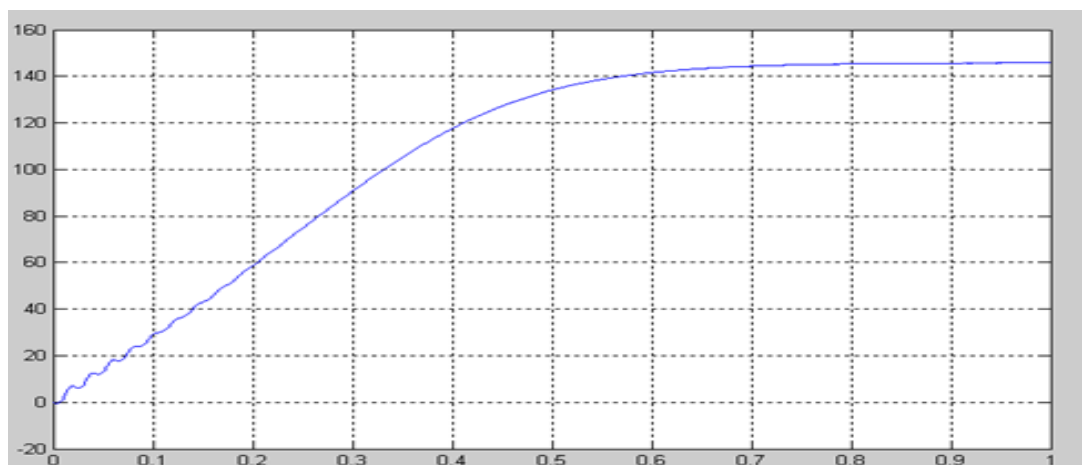
Les courants rotoriques



Le spectre d'harmonique du courant



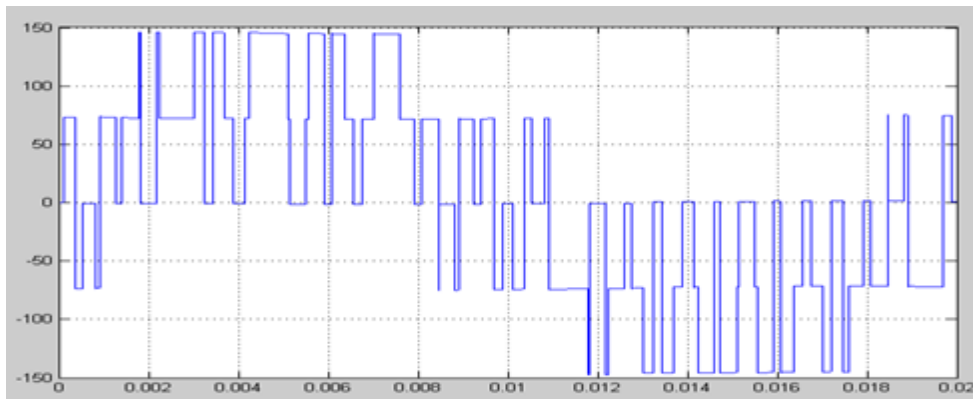
Le couple électromagnétique



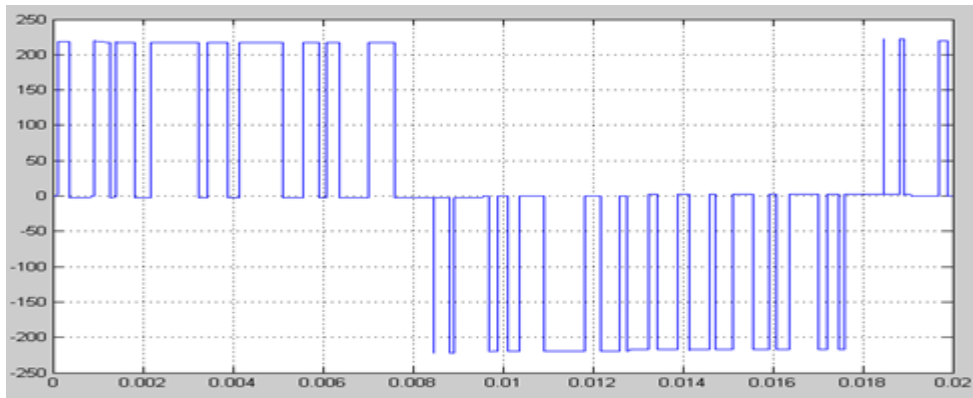
La vitesse

Chapitre IV : Modélisation et la simulation de la machine asynchrone

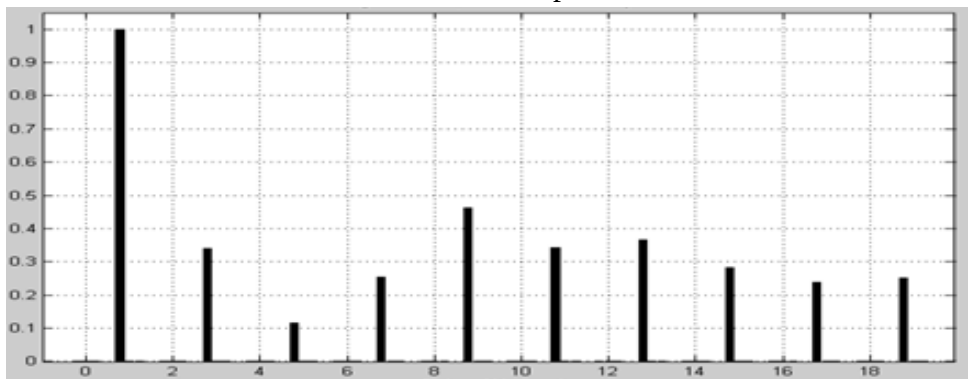
❖ pour $m=15$, $r=0.8$ et $C_r=12\text{N.m}$



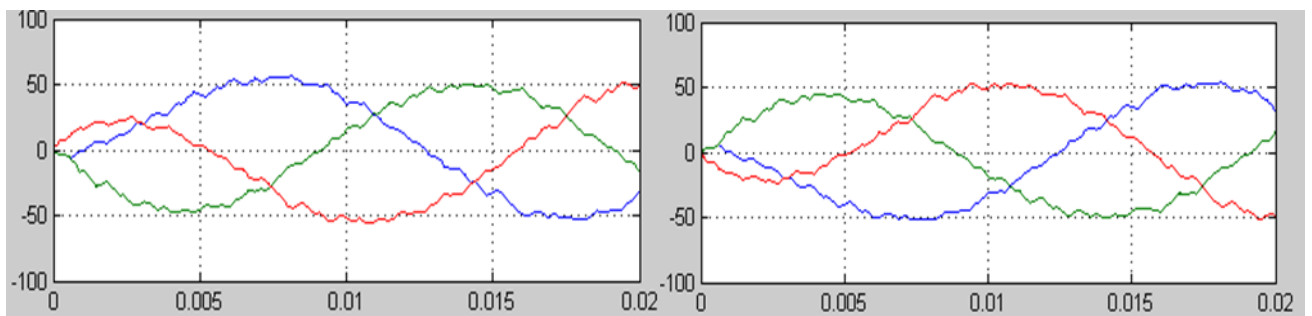
La tension simple



La tension composée



Le spectre d'harmonique de la tension



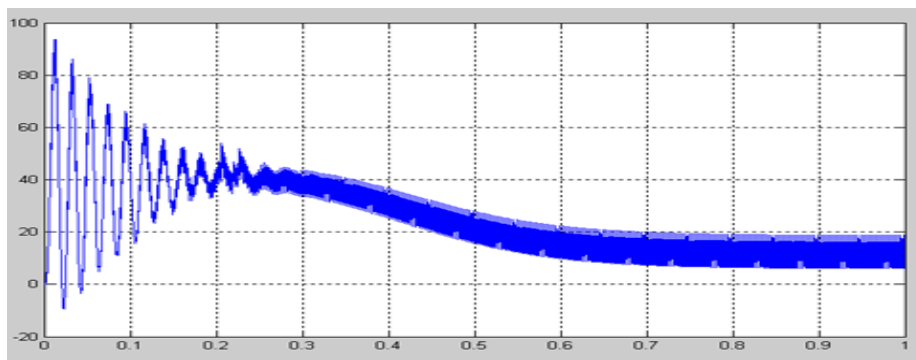
Courant statorique

Courant rotorique

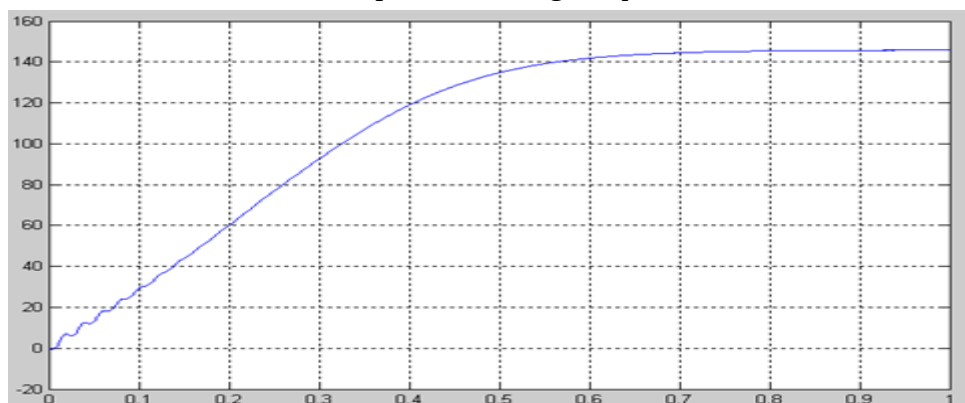
Chapitre IV : Modélisation et la simulation de la machine asynchrone



Le spectre d'harmonique du courant

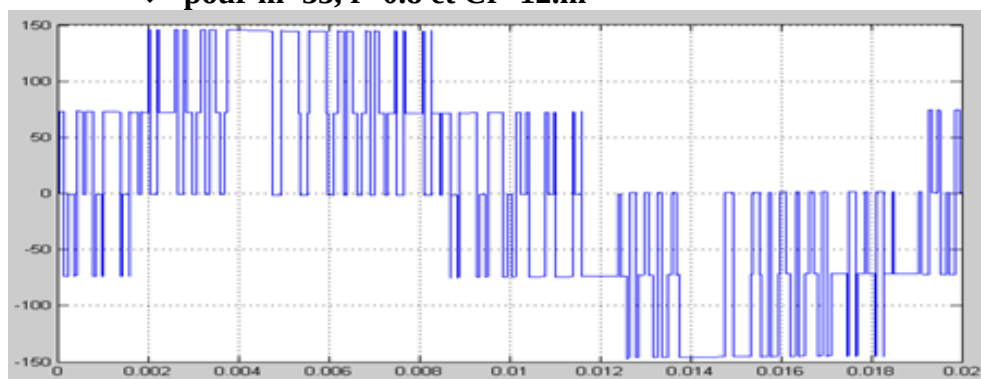


Le couple électromagnétique



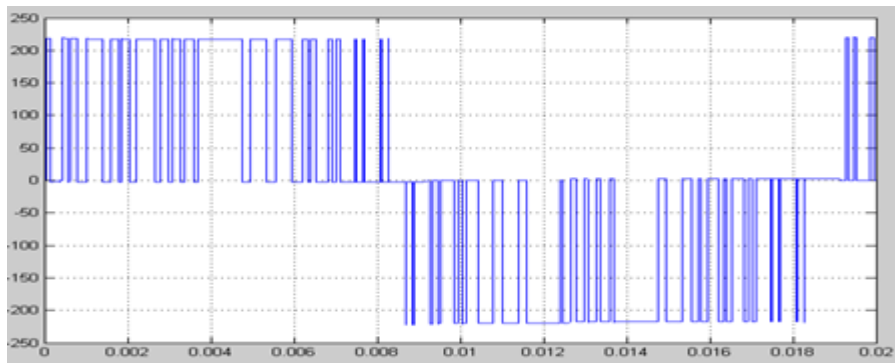
La vitesse

❖ pour $m=33$, $r=0.8$ et $Cr=12.m$

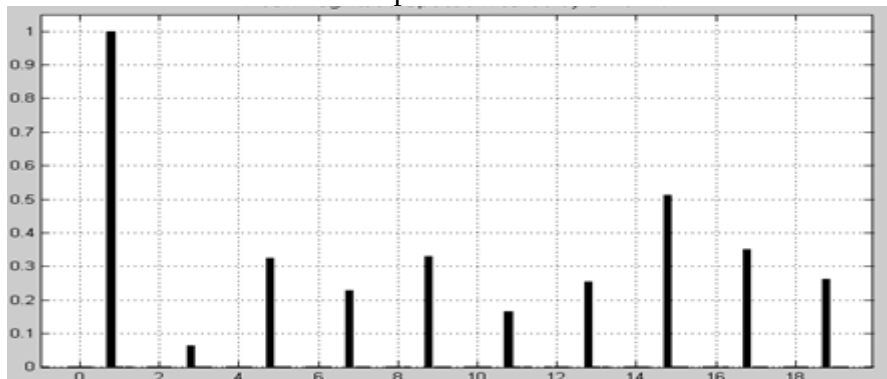


Tension simple

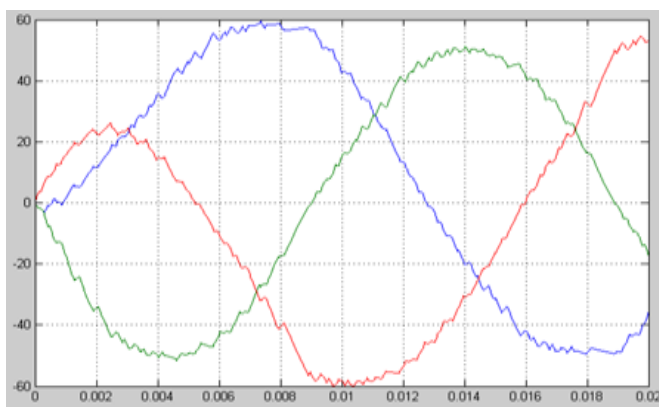
Chapitre IV : Modélisation et la simulation de la machine asynchrone



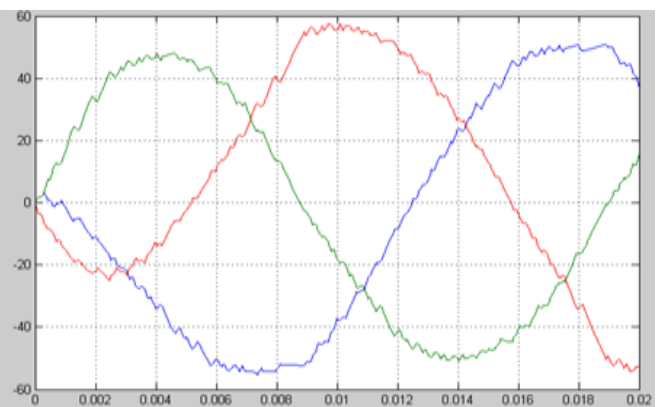
Tension composée



Le spectre d'harmonique de la tension



Les courants statoriques

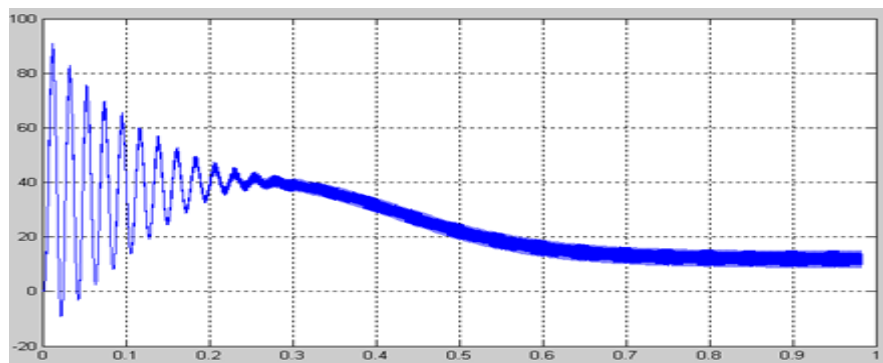


Les courants rotoriques

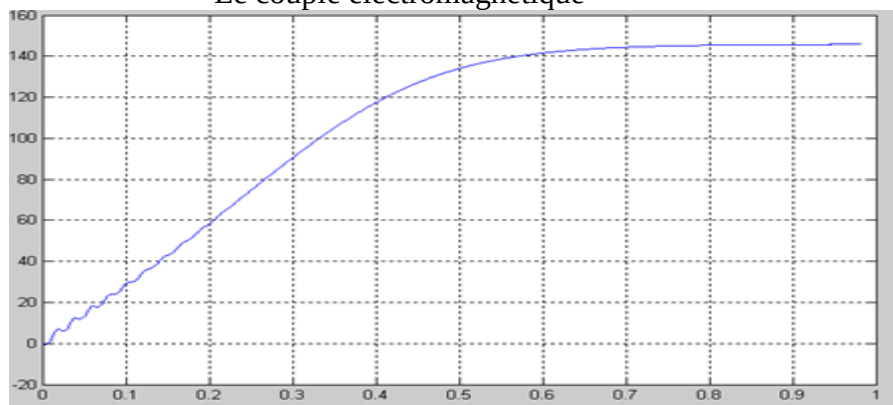


Le spectre d'harmonique de courant

Chapitre IV : Modélisation et la simulation de la machine asynchrone

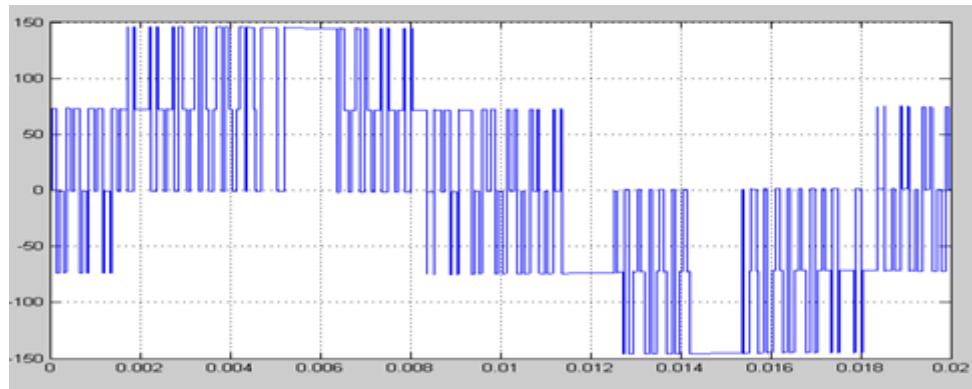


Le couple électromagnétique

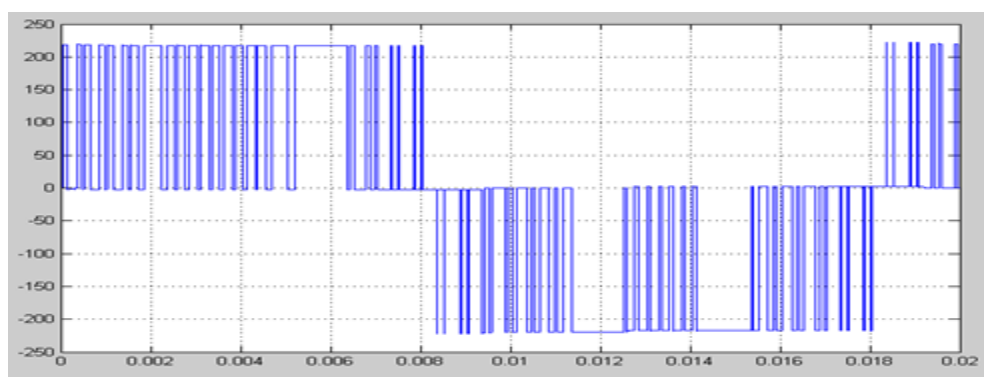


La vitesse

❖ pour $m=39$, $r=0.8$ et $C_r=12\text{N.m}$:

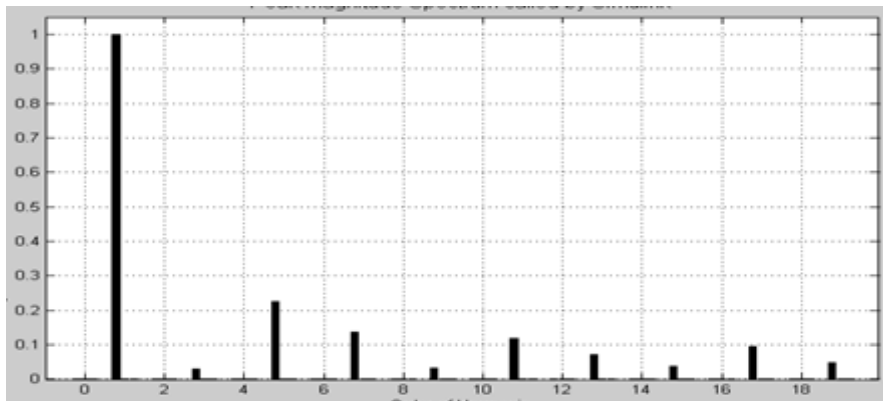


Tension simple

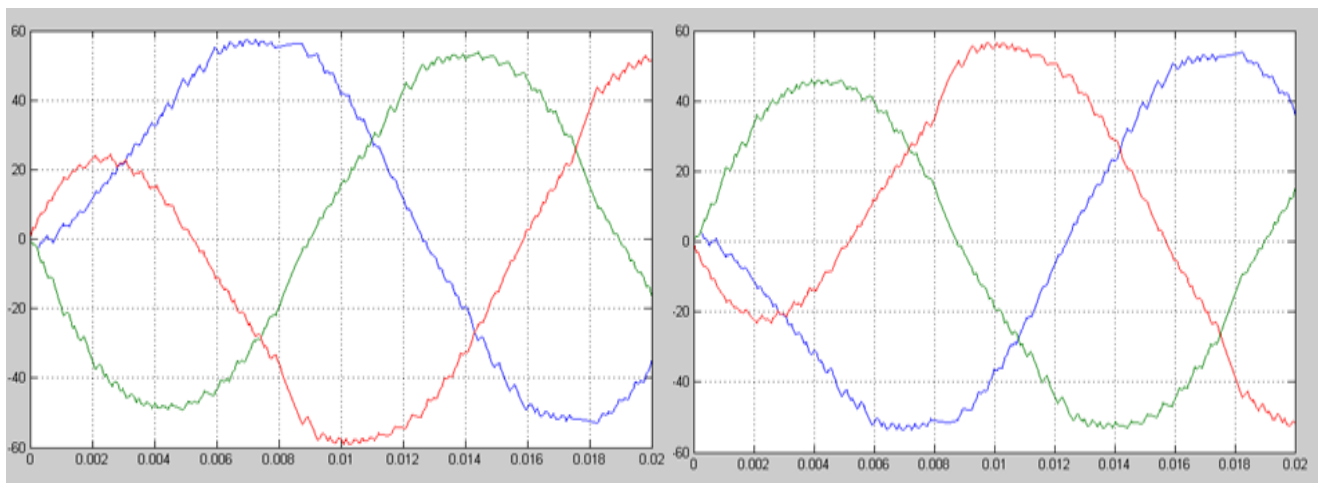


Tension composée

Chapitre IV : Modélisation et la simulation de la machine asynchrone

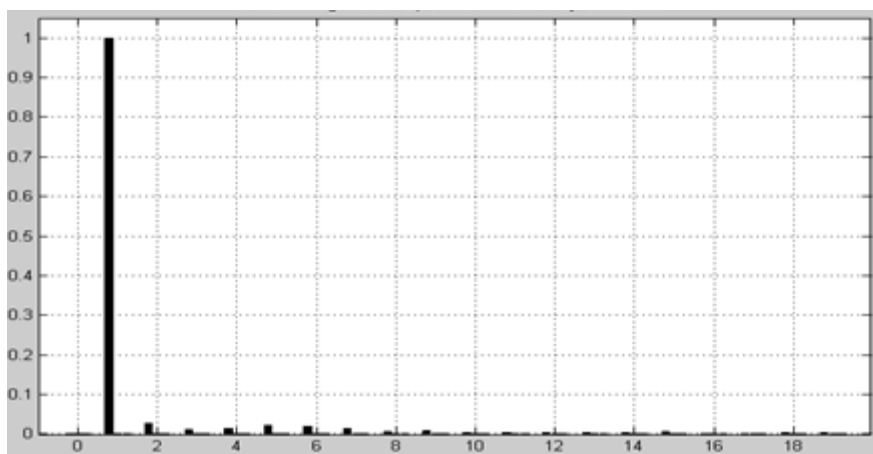


Le spectre d'harmonique de la tension

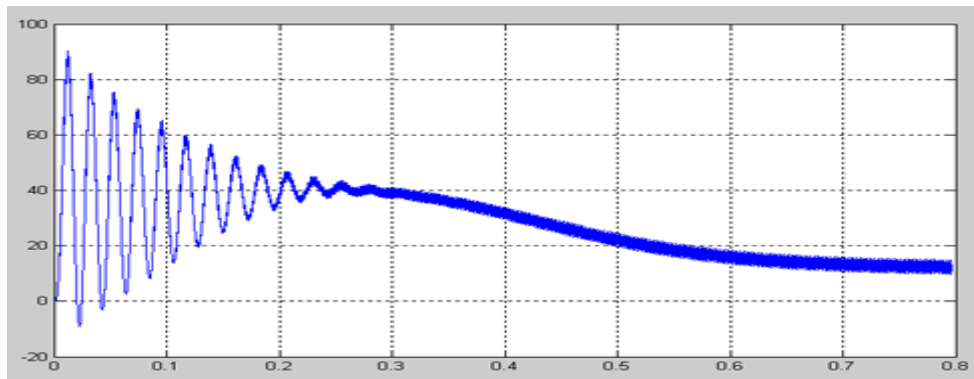


Courant statorique

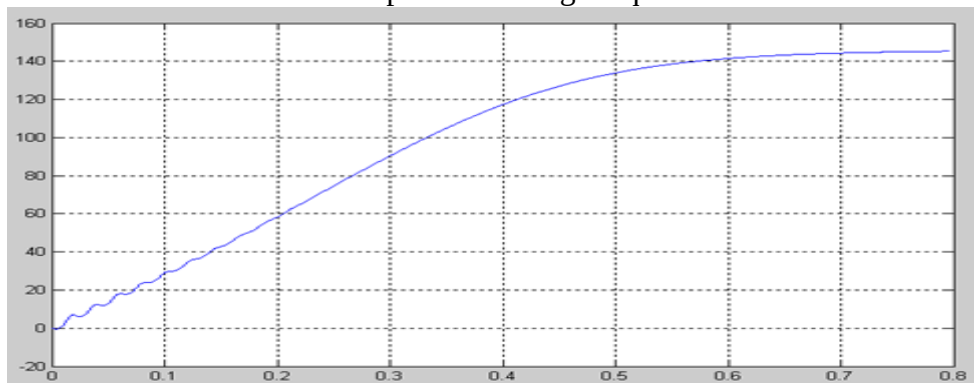
Courant rotorique



Le spectre d'harmonique du courant



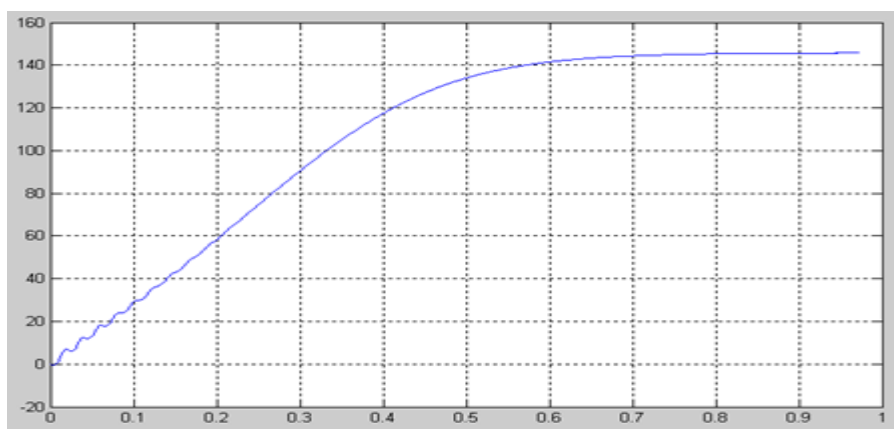
Le couple électromagnétique



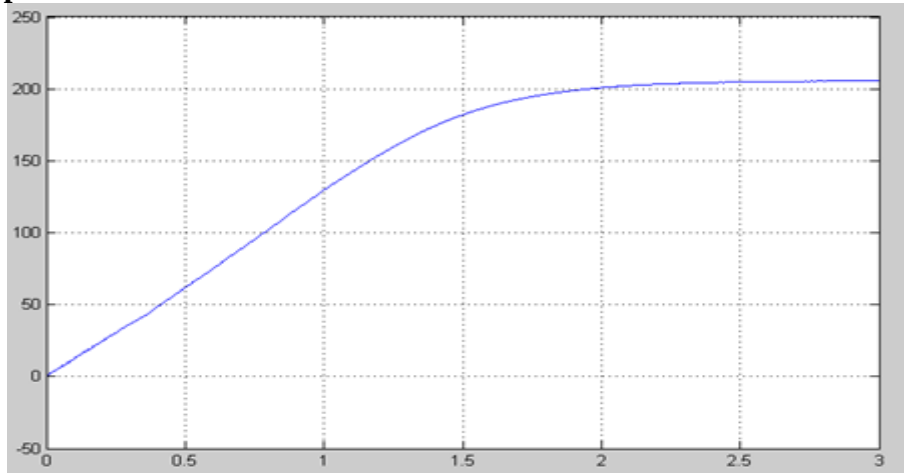
La vitesse

➤ Variation de la vitesse

❖ pour $f_{réf}=50\text{Hz}$ et $f'=1650\text{Hz}$



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



IV.6.1 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 standard de l'association (convertisseur-machine).

Les grandeurs simulées par le bloc standard 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 $r=0.7, 0.8$

Chapitre IV : Modélisation et la simulation de la machine asynchrone

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 intéressons 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 de courant

- 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.

Chapitre IV : Modélisation et la simulation de la machine asynchrone

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 premières 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 ($C_e=12\text{N.m}$).

- **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**

On 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 :

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

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

IV.7. Conclusion

Ce chapitre permet essentiellement de retrouver les résultats désirés tels 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.

Introduction générale

Un des secteurs les plus actifs de recherche et de développement, dans le domaine de l'électronique de puissance, est l'entraînement des moteurs à vitesse variable [1].

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

Actuellement, le moteur asynchrone présente une grande dynamique de réglage et autorise des vitesses élevées. Le moteur à cage d'écureuil ont été, en prédominance, les machines les plus largement répandues dans l'industrie et elles sont devenues de plus en plus séduisantes, il offre en plus une grande puissance massique et constitue une machine fiable grâce à l'absence du collecteur, robustesse, simplicité, efficacité et facilité de fabrication.

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.

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 [2].

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 sinusoïdale, du point de vue amélioration de la forme des tensions et courants, destinés à alimenter la machine asynchrone étudiée.

Introduction générale

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

Le deuxième chapitre, est consacré à une généralité sur les convertisseurs statiques et aux les différents types d'onduleurs et dont l'analyse les stratégies de commande.

Le troisième chapitre sera consacré pour la protection d'un système moteur-convertisseur.

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

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

BIBLIOGRAPHIE

- [1] : LEILA MOUSSAOUI « Etude de la commande de l'ensemble machine asynchrone
onduleur a source de courant » thèse de doctorat, université Batna 2007
- [2] : BEN ZEMAMOUCHE HOURIA « Application de la MLI Vectorielle aux onduleurs
Multi niveaux a base de GTO et d'IGBT » thèse de magister Université Annaba 2010
- [3] : ZAHIR AIT OUALI « application des FPGA à la commande d'un moteur asynchrone »
thèse de magistère université Tizi ouazou
- [4] : BOUBACARE HOUSSEINI « prototypage rapide a base de FPGA d'un algorithme de
contrôle avancé pour le moteur induction » thèse 2010 universi du Québec à trois rivières
- [5] : ALLAL ABDERRAHIM « grandeurs non invasives pour le diagnostic des machines
asynchrones » thèse de magistere université de Sétif 05/05/2010
- [6] : GAETAN DIDIER « modélisation et diagnostic de la machine asynchrone présence de
défaillances » thèse de doctorat 2004 université Henri Poincaré, nancy-1
- [7] : Principe d'électrotechnique « cours et exercice corrigés » préface de Bertrand Nogarede
Michel Lajoie-Mazenc Bernard Trannoy Henri Foch Jean Faucher Max Marty Daniel
- [8] : Machine Electrique « cours et problèmes » Claude Chevassu.
- [9] : « Exercice et problème d'électrotechnique » notion de base et machines
électriques » Luc Lasne
- [10] : MALEK BOUHARKAT « Etude de l'évolution des courants rotoriques d'une machine
asynchrone a cage en régime dynamique » thèse de doctorat université Batna 2006
- [11] « Etude des solution de variation de vitesse pour machine asynchrone de puissance
inférieure à 1 MW » Philippe LE BRUN.
- [12] : Gabriel BUCHE « commande vectorielle de machine asynchrone en environnement

BIBLIOGRAPHIE

temps réel Matlab/simulink »diplôme d'ingénieur C.N.A.M. 7/03/2001.

[13] : « Variateur de vitesse » ERIK MERTERNS, Laborelec Décembre 2006.

[14] : COURS D'ENTRAINEMENTS ELECTRIQUES B.CHETTATE

[15] : « Machine asynchrone : technologie, choix et alimentation des moteur

asynchrone » Philippe LE BRUN

[16] : Cahier Technique n°208 édition novembre 2003 « Démarreurs et variateurs de vitesse électroniques» DANIEL CLENET.

[17] : REZGUI SALAH EDDINE « commande de machine éclectique en environnement

matlab /simulink et temp réel Application à la machine asynchrone :commande vectorielle sans capteurs mécaniques svpwm, mode glissant ,mras »thèse de magistère université constantine 2009

[18] : KHALED YAHIA « Estimation en ligne de l'état et des paramètres du moteur asynchrone triphasé », Thèse de magister université de Biskra [2005].

[19] : TECHNIQUE DE L'INGENIEUR (TRAITE GENIE ELECTRIQUE). D.3641.

[20] : cahier technique n°204 édition MAI 2002 « protection BT et variateur de

vitesse(convertisseur de fréquence) » JACQUES SCHNEK YVES NEBON.

[21] : Ecole Nationale d'ingenieur de sousse ENISO 2011 2012

[22] : Support de cours et td d'électronique de puissance 1Mstee ,2LAEEA et LFEEA

HASNAOUI OTHMAN B.A

[23] : « LA VARIATION DE VITESSE » REGION WALLONNE

[24] : SIHEM DAMKHI «Commande sans capteur de vitesse d'un moteur asynchrone par la

SFG (signal flow graphs)de holtz »these de magister univ batna 2007.

[25] : Catalogue technique « Moteurs asynchrones triphasés à haut rendement LSES

- FLSES – PLSES »

[26] : INSTITUT WALLON ASBL MARS 2003« LA VARIATION DE VITESSE »

BIBLIOGRAPHIE

[27] : L.BAGHLI « MODELISATION ET COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE »

[28] : « Composants de l'électronique de puissance » CLAUDE CHEVASSU

Annexe

Les paramètres de la machine asynchrone a cage triphasée :

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

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

$$\eta_n=0.78,$$

$$\cos\varphi_n=0.8,$$

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

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

$$R_s=0.7(\Omega),$$

$$R_r=0.7 (\Omega),$$

$$P=2,$$

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

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

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

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

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