

République l'Algérienne Démocratique et Populaire

**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la
Recherche Scientifique**



CENTRE UNIVERSITAIRE D'EL-OUED

INSTITUT DES SCIENCES ET TECHNOLOGIE

Mémoire de fin d'étude

EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE

LICENCE ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Spécialité : Génie mécanique

Option : Électromécanique industriels

Thème

**Modélisation et simulation de machine
asynchrone alimentée par un onduleur de
tension.**

Réalisé par :

beddi abde Raouf

madi said

Ouellai Mohammed Lakhdar

Encadré par :

guerfi Youcef

PROMOTION 2013

REMERCIEMENTS

« la vie c'est prendre et donner » .

Donnons plus que nous prenons de joie .

Donnons du sourire de compréhension sous mettre en cause des sérieux rentables aussi affronte ce qui pourrait mourir pour soit même et pour l'autrui .

*Nous remercions infiniment notre encadreur monsieur **GUERFI YUCEF** pour son soutien et ces conseils et pour l'aide précieuse qu'il nous à fourni , pour mener notre travail sans oblilier nos autrs enseignant des promotion electromecanique industrielle .*

MERCI

SOMMAIRE

Introduction General.....

CHAPITRE I GENERALITE SUR LA MACHINE ASYNCHRONE

| | | |
|-------------|--|----|
| I.1. | Introduction..... | 01 |
| I. 2. | Définition de la machine asynchrone..... | 01 |
| I .3. | Historique..... | 02 |
| I .5.1. | Stator..... | 03 |
| I .5. 2. | Rotor..... | 03 |
| | a)Rotor à cage..... | 03 |
| | b) Rotor bobiné..... | 03 |
| I .6. | Utilisation..... | 03 |
| I .7. | Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone..... | 04 |
| I .7.1 | Glissement d'une machine asynchrone..... | 05 |
| I .7.2. | Démarrage..... | 05 |
| I .7.2.1. | Démarrage sous tension réduite..... | 05 |
| I .7.2.1. 1 | Démarrage étoile-triangle..... | 06 |
| I .7.2.1.2. | Démarrage par autotransformateur..... | 06 |
| I .7.2.1.3. | Démarrage résistif..... | 06 |
| I .7.2.2. | Démarrage à tension nominale..... | 06 |
| | Démarrage rotorique..... | 06 |
| I .8. | Les avantages et les inconvénients..... | 06 |
| I.8.1. | Avantages..... | 06 |
| I .8.2. | Inconvénients..... | 06 |
| I .9. | Conclusion..... | 07 |

CHAPITRE II MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

| | | |
|---------|--|----|
| II.1. | INTRODUCTION..... | 08 |
| II.2. | HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES..... | 08 |
| II.3. | Principe de la transformation de park..... | 10 |
| II.3.1. | Transformation de park modifiée..... | 11 |
| II.4. | Modèle de la machine asynchrone dans le repère de park..... | 12 |
| II.4.1. | Equations des tensions et magnétiques dans les axes (d, q)..... | 14 |
| II.4.2. | Expression du couple électromagnétique..... | 14 |
| II.5. | Choix du référentiel..... | 15 |
| II.5.1. | Modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au stator (α, β)..... | 15 |
| II.5.2. | Modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au champ tournant(d, q)..... | 16 |
| II.5.3. | Modèle de la machine asynchrone alimentée en tension..... | 16 |

CHAPITRE III MODELISATION DES ONDULEURS MLI

| | | |
|---------|---|----|
| III.1. | Introduction..... | 18 |
| III.2. | Classification des onduleurs..... | 19 |
| III.2.1 | Onduleur autonome..... | 19 |
| III.2.2 | Onduleur non autonome..... | 19 |
| III.3. | Conclusion..... | 19 |
| III.4. | Généralités sur les onduleurs en MLI..... | 19 |
| III.5. | Principe de fonctionnement..... | 20 |
| III.6. | Onduleur monophasé..... | 22 |

| | | |
|-------------|---|----|
| III.6.1. | Montage en demi-pont..... | 22 |
| III.6.2. | Montage en pont..... | 22 |
| III.7. | Onduleur triphasé en pont..... | 23 |
| III.8. | choix des semi-conducteurs..... | 23 |
| III.9. | Modélisation de l'onduleur triphasé..... | 24 |
| III.10. | Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)..... | 26 |
| III.10.1. | Introduction..... | 26 |
| III.10.2. | Théorie des techniques de commande MLI..... | 26 |
| III.10.2.1. | MLI simple..... | 26 |
| III.10.2.2. | MLI multiple..... | 26 |
| III.10.2.3. | MLI sinusoïdale modifiée..... | 27 |
| III.10.2.4. | MLI Sinusoïdale échantillonnée basée sur la dispersion de la tension triphasée..... | 28 |

CHAPITRE VI SIMULATION ET INTERPRITATION DES RESULTATS

| | | |
|-----------|--|----|
| VI.1 | Outils de simulation MATLAB/SIMULINK..... | 31 |
| VI.1.1 | Matlab..... | 31 |
| VI.1.2 | Simulink..... | 31 |
| VI.2. | Développement du modèle SIMULINK du moteur asynchrone..... | 32 |
| VI.3. | Schéma bloc de l'onduleur de tension triphasé..... | 34 |
| VI.4. | Schéma bloc de l'association onduleur-moteur..... | 35 |
| VI.5. | Résultat de la simulation..... | 36 |
| VI.5.1. | Simulation de la commande MLI..... | 36 |
| VI.5.2. | Simulation de l'association onduleur-moteur..... | 43 |
| VI.6. | La variation de la vitesse..... | 71 |
| VI.7. | Interprétation des résultats de la simulation..... | 72 |
| VI.7. a. | Pour le bloc MLI..... | 72 |
| VI.7.b. | Pour le bloc de l'association onduleur-moteur..... | 72 |
| VI.7.b. 1 | Les harmoniques de tension et de courant..... | 73 |
| VI.7.b.2 | Les grandeurs du moteur..... | 73 |
| VI.8. | La variation de la vitesse..... | 73 |
| VI.9. | Conclusion..... | 74 |
| | Conclusion générale..... | 75 |
| | Bibliographie..... | 76 |

Liste des Symboles

| | |
|----------|--|
| MAS | Machine ASynchrone |
| MLI | Modulation de Largeur d'Impulsion |
| Isabc | Courants instantanés des phases statoriques |
| Irabc | Courants instantanés des phases rotoriques |
| Vsabc | Tensions instantanées des phases statoriques |
| Vrabc | Tensions instantanées des phases rotoriques |
| ls | Inductance propre d'une phase statorique |
| lr | Inductance propre d'une phase rotorique |
| Ms | Inductance mutuelle statorique |
| Mr | Inductance mutuelle rotorique |
| Msr | Inductance mutuelle entre stator et rotor |
| Ls | Inductance cyclique statorique |
| Lr | Inductance cyclique rotorique |
| M | Inductance mutuelle cyclique |
| σ | Coefficient de dispersion |
| Rs | Résistance statorique |
| Rr | Résistance rotorique |
| f | Coefficient de frottement/Champ de vecteur |
| P | Nombre de pair de pôles |
| J | Moment d'inertie |
| Ws | Pulsation statorique |
| Wr | Pulsation rotorique |
| Ce | Couple électromagnétique |
| Cr | Couple résistant |

Liste des figures

| | |
|------------------------|---|
| Figure (I-1) | Machine asynchrone |
| Figure (I-2) | Stator d'un moteur asynchrone triphasé |
| Figure (I-3) | Type de rotor |
| Figure (I-4) | Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone |
| Figure (II-1) | Représentation schématique de la Machine asynchrone triphasée |
| Figure (II-2) | Système triphasé (abc) et diphasé (d-q) élaborant une même f.m.m |
| Figure (II-3) | Représentation des enroulements de la machine dans le référentiel triphasé |
| Figure (II-4) | Représentation des enroulements de la machine dans le référentiel diphasé |
| Figure (III-1) | Schéma de positionnement de l'étage MLI |
| Figure (III-2) | Principe de fonctionnement de l'onduleur |
| Figure (III-3) | Symbole et signal d'un onduleur |
| Figure (III-4) | Fonctionnement et signal de l'onduleur dans le 1er demi-cycle |
| Figure (III-6) | Signal complet de l'onduleur |
| Figure (III-7) | Montage d'un onduleur monophasé |
| Figure (III-8) | Montage d'un onduleur en demi-pont |
| Figure (III-9) | Montage d'un onduleur en pont complet |
| Figure (III-10) | Montage d'un onduleur triphasé |
| Figure (III-11) | Representation de puissance des composants en fonction de fréquence de commutation |
| Figure (III-12) | Circuit de fonctionnement de l'onduleur triphasé |
| Figure (III-13) | MLI sinusoïdale modifiée |
| Figure (III-14) | Principe de la MLI sinusoïdale échantillonnée basée sur la dispersion de la tension triphasée . |
| Figure (III-15) | Principe de la MLI Sinusoïdale échantillonnée basée sur la dispersion de la tension triphasée |
| Figure (VI-1) | Librairie SIMULINK |
| Figure (VI-2) | Modèle SIMULINK d'un moteur asynchrone à cage |
| Figure (VI-3) | Bloc de transformation triphasée-biphasé |
| Figure (VI-4) | Schéma bloc de l'onduleur de tension triphasé |
| Figure (VI-5) | Schéma bloc de l'association onduleur-moteur |

·
·

INTRODUCTION GENERALE

Introduction Générale

L'utilisation des machines électriques est en pleine expansion grâce aux performances qu'elles offrent. Cette évolution est liée aux progrès réalisés dans de nombreux domaines. Les matériaux ont donné naissance à des composants de plus en plus performants (aimants permanents, semi-conducteurs de puissance, circuits intégrés...).

Ces composants ont, à leur tour, permis de créer des ensembles convertisseur-machine de plus en plus évolués (précision et rapidité de fonctionnement via les convertisseurs et les calculateurs de la dernière génération).

Aujourd'hui, de nombreux systèmes utilisent des machines électriques pour assurer une conversion électromécanique réglable (position, vitesse ou couple variables via la modulation de sources électriques).

Les gammes de puissance sont très variées (mW au MW) et les applications sont très diverses (électroménager, robotique, traction... etc.). Afin de répondre à des critères de performances toujours croissants, des algorithmes de commande de plus en plus complexes, ont été développés. Les progrès des calculateurs numériques ont permis d'appliquer ces nouvelles stratégies dans l'industrie. De ce fait, la commande des machines électriques est devenue un élément important dans les différents cycles de formation. L'étude de la commande des ensembles convertisseur-machine est une discipline transversale, nécessitant des connaissances de base en Electrotechnique, Electronique de Puissance et en Automatique.

Les développements dans chaque domaine ont contribué à l'amélioration des performances du système. Cette évolution a commencé avec l'apparition des composants semi-conducteurs de puissance en 1950 ainsi que l'utilisation des circuits intégrés qui simplifient les systèmes de contrôle.

L'introduction des ordinateurs dans ce domaine en 1970 a amélioré largement les performances ainsi que la simplification des circuits de commande. Le développement dans la technologie des machines électriques, en la comparant avec les autres domaines, a été lent et moins rapide. Les premières machines ont été lourdes, chères et moins performantes. L'amélioration des matériaux de construction a contribué à l'évolution de la conception des machines, ainsi que l'utilisation des éléments finis qui a permis l'optimisation des algorithmes de calcul. Récemment, la technique de la conception assistée par ordinateur (C.A.O), a ajouté une nouvelle dimension à cette technologie.

Cette évolution technologique a permis d'introduire les moteurs à courant alternatif, utilisés seulement dans les systèmes d'entraînement à vitesse constante à cause de la complexité du contrôle comparativement à la machine à courant continu.

Avec l'implantation des nouvelles techniques ; comme la commande par flux orienté, la commande adaptative, commande à structure variable avec mode glissant et la commande non linéaire, la commande des moteurs à courant alternatif, analogiquement à la machine à courant continu, est devenue possible. Ceci permet d'obtenir des performances élevées. En utilisant des microprocesseurs, il est devenu possible d'implanter ces techniques de contrôle complexes.

D'après le développement des interrupteurs semi-conducteurs à commutation, les convertisseurs de fréquences de type onduleur de tension MLI, trouvent beaucoup d'intérêt surtout dans

INTRODUCTION GENERAL

l'entraînement des machines à courant alternatif. La commande qui est souvent adaptée aux convertisseurs statiques est la commande MLI. Plusieurs méthodes ont été développées dans le but de générer une tension sinusoïdale à la sortie de l'onduleur ayant le moins d'harmoniques possible.

Objectif:

Dans ce contexte le but de ce mémoire est l'étude du comportement de la machine Asynchrone lors des régimes de fonctionnement transitoires ou permanents et en deux modes de fonctionnements (linéaire, saturé) , et l'amélioration de l'alimentation de la machine asynchrone par l'utilisation de l'onduleur MLI .

Cette étude portera essentiellement sur la modélisation et la simulation assistée par MATLAB .

CHAPITRE I

GENERALITE SUR LA MACHINE ASYNCHRONE

GENERALITE SUR LA MACHINE ASYNCHRONE

I.1.Introduction:

Le moteur asynchrone est de plus en plus utilisé dans le domaine des entraînements réglés à vitesse de rotation variable. Ce moteur se distingue par une construction simple et robuste. Par contre, l'alimentation par un convertisseur de fréquence et les circuits de réglage et de commande sont plus compliqués que ceux du moteur à courant continu. Cependant, grâce à des processeurs performants, il est possible d'implanter des stratégies de commande assez complexes. Ainsi, on peut donner à ce type d'entraînement une performance dynamique élevée, égale à celle d'un moteur à courant continu.

Le moteur asynchrone est souvent employé dans des servo - entraînements, de ce fait tous les secteurs industriels peuvent être concernés, les machines de textile, du caoutchouc, les machines-outils, la robotique, etc.....

Une machine asynchrone est une machine possédant strictement le même stator qu'une machine synchrone. Un ensemble de trois bobinages parcourus par des courants triphasés induisent un champ tournant statorique de vitesse de rotation en tours par minute $N_s = 60 \cdot f/p$, p étant le nombre de paires de pôles du bobinage.

La différence notable avec le moteur synchrone réside dans le rotor. Celui-ci est constitué de conducteurs (des bobinages ou carrément des barres métalliques) disposés le long du rotor et court-circuités.

Lorsque le champ tournant balaye ces conducteurs, il induit des courants qui entrent en interaction avec le champ et permettent à un couple moteur de se créer. Le rotor se met alors à tourner et se stabilise à une vitesse toujours légèrement inférieure à la vitesse de synchronisme.

Il est impossible pour le rotor de tourner à la vitesse de synchronisme puisqu'il serait alors baigné dans un champ fixe, et donc parcouru par un courant nul.

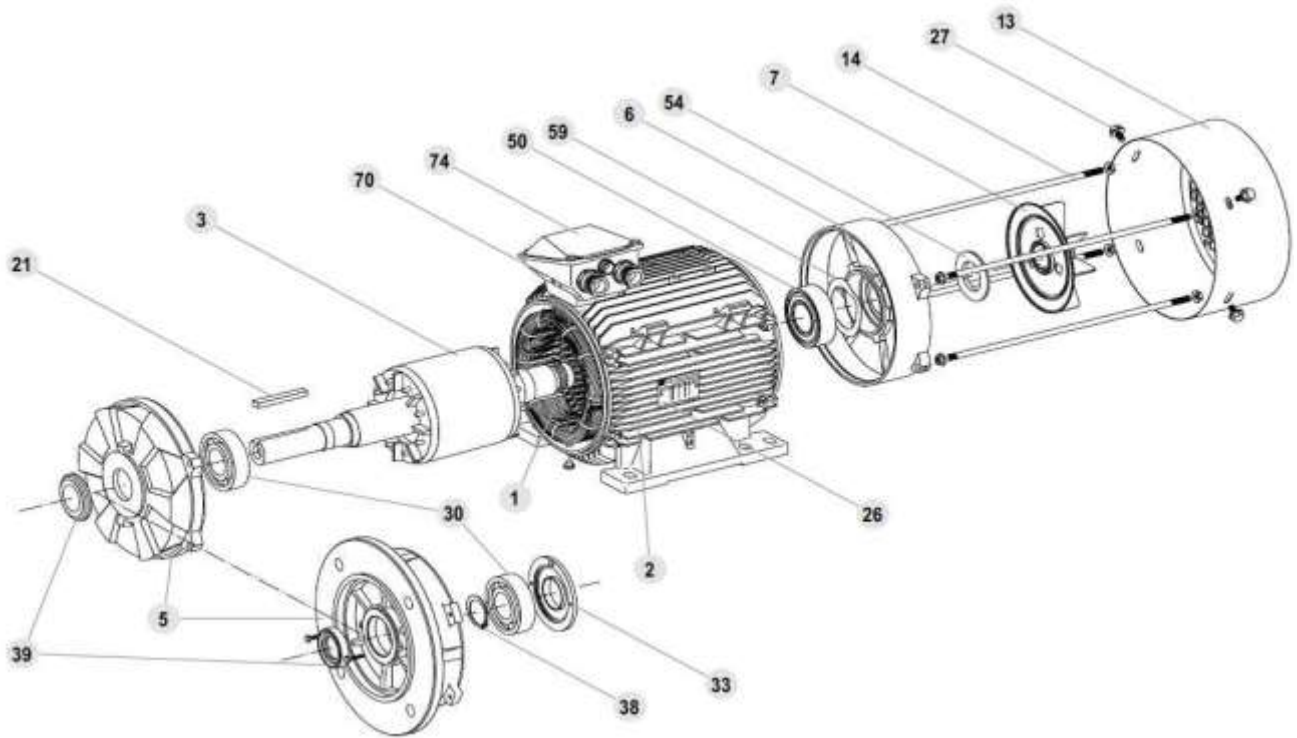
En l'absence de courant, le couple serait nul, et la machine décélérerait. La légère différence de vitesse justifie le terme de « glissement » du rotor par rapport au champ tournant.

I.2.Définition de la machine asynchrone:

Une machine asynchrone est une machine dont la rotation de l'arbre est différente de la vitesse de rotation du champ tournant. La machine à courant alternatif pour laquelle la vitesse de machine qui nous intéresse dans ce chapitre est plus précisément une machine à induction.

Il existe en effet théoriquement d'autres types de machines asynchrones, une machine à induction est une machine asynchrone dont le circuit magnétique est associé à deux ou plus de deux circuit électriques se déplaçant l'un par rapport à l'autre et dans lequel l'énergie est transférée de la partie fixe à la partie mobile, ou inversement, par induction électromagnétique.

Cependant, la seule machine asynchrone qui ait une importance pratique est la machine à induction.



| Rep. | Désignation | Rep. | Désignation | Rep. | Désignation |
|------|---------------------------|------|---|------|-----------------------------|
| 1 | Stator bobiné | 14 | Tiges de montage | 39 | Joint côté accouplement |
| 2 | Carter | 21 | Clavette | 50 | Roulement arrière |
| 3 | Rotor | 26 | Plaque signalétique | 54 | Joint arrière |
| 5 | Flasque côté accouplement | 27 | Vis de fixation du capot | 59 | Rondelle de précharge |
| 6 | Flasque arrière | 30 | Roulement côté accouplement | 70 | Corps de boîte à bornes |
| 7 | Ventilateur | 33 | Chapeau intérieur côté accouplement | 74 | Couvercle de boîte à bornes |
| 13 | Capot de ventilation | 38 | Circlips de roulement côté accouplement | | |

Figure(I-1) : Machine asynchrone

I.3.Historique :

La paternité de la machine asynchrone est controversée. Elle pourrait être attribuée à trois inventeurs : en 1887, Nikola Tesla dépose un brevet sur la machine asynchrone , puis en mai de l'année suivante cinq autres brevets.

Pendant la même période Galileo Ferraris publie des traités sur les machines tournantes, avec une expérimentation en 1885, puis une théorie sur le moteur asynchrone en avril 1888.

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

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

Quand la machine asynchrone est alimentée par un réseau à fréquence fixe, il est difficile de faire varier sa vitesse. En outre, au démarrage, le couple est faible et le courant appelé est très élevé.

Deux solutions historiques ont résolu ce dernier problème : le rotor à encoches profondes et le rotor à double cage découvert en 1912 par Paul Boucherot. Grâce aux progrès de l'électronique de puissance, l'alimentation par un onduleur à fréquence variable permet maintenant de démarrer la

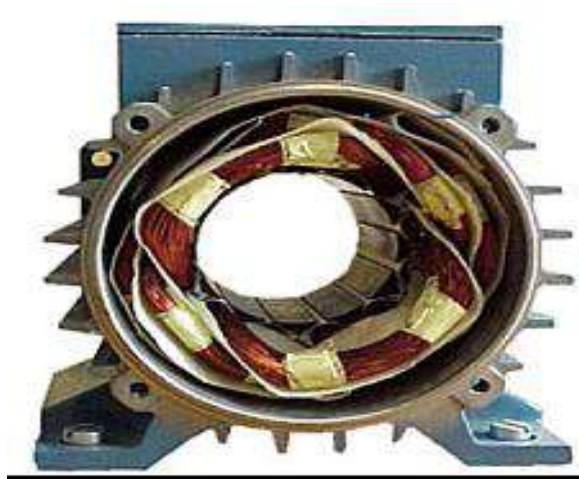
machine convenablement et de la faire fonctionner avec une vitesse réglable dans une large plage. C'est pourquoi il est utilisé pour la motorisation des derniers TGV ainsi que des nouveaux métros parisiens

I.4. Constitution:

L'organisation d'une machine asynchrone triphasée est constituée d'une partie fixe (stator) et d'une partie tournante (rotor) magnétiquement couplées

I.4.1. Stator :

Le stator contient un bobinage triphasé constitué de trois enroulements identiques correctement disposés le long d'un entrefer de telle sorte que leurs axes forment des angles de 120° entre eux .



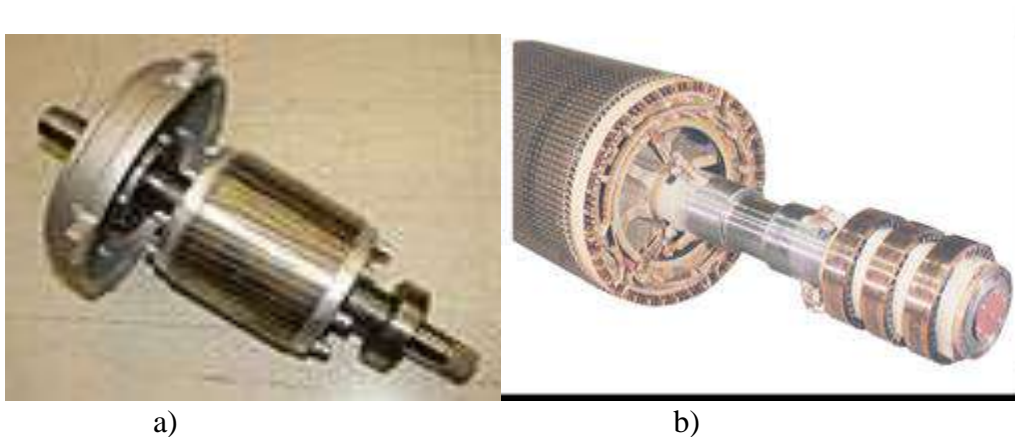
Figure(I-2):Stator d'un moteur asynchrone triphasé

I.4.2.Rotor :

Le rotor est réalisé de deux façons :

a) Rotor à cage : il est constitué par un empilement de tôles percées de trous, dans les quelles, on loge des barres conductrices. Ces barres sont court circuitées à leurs extrémités par des couronnes conductrices, ce qui constitue une véritable cage d'écureuil.

b) Rotor bobiné : au lieu de loger des barres dans le fer du rotor, on peut disposer des conducteurs dans les encoches et réaliser un bobinage polyphasé (généralement triphasé) similaire à celui du stator.



Figure(I-3) :Type de rotor

I.5.Utilisation:

Le moteur asynchrone est le moteur industriel par excellence , les moteurs asynchrones ont, pour leur grande majorité, un rotor à cage.

Les progrès accomplis ces dernières années dans l'alimentation et la commande des machines n'ont fait que réduire la part des moteurs asynchrone à rotor bobiné par rapport à leurs homologues à cage d'écuriel.

I.6. Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone:

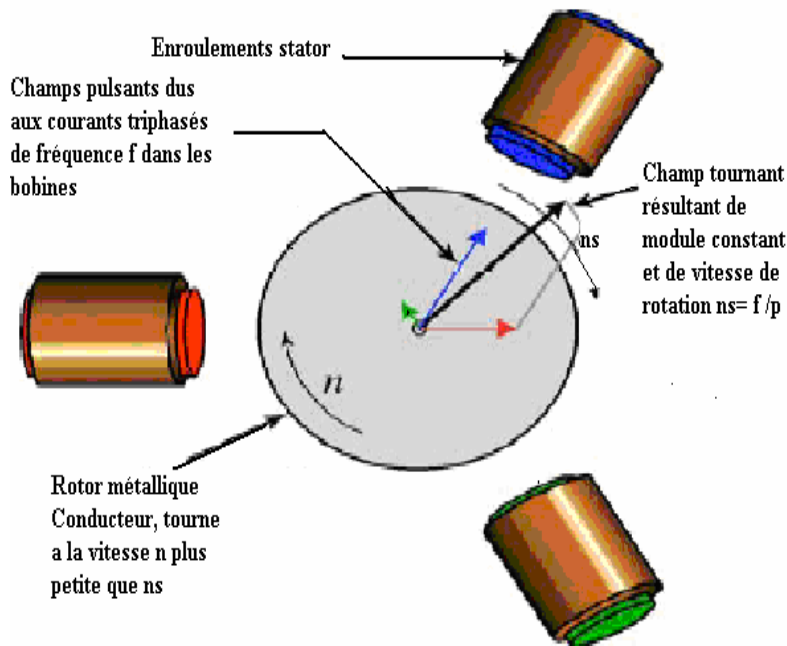
Les courants statoriques créent un champ magnétique tournant dans le stator. La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques, c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique, la vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme.

L'enroulement au rotor est donc soumis à des variations de flux (du champ magnétique).

Une force électromotrice induite apparaît qui crée des courants rotorique. Ces courants sont responsables de l'apparition d'un couple qui tend à mettre le rotor en mouvement afin de s'opposer à la variation de flux : loi de Lenz.

Le rotor se met donc à tourner pour tenter de suivre le champ statorique.

Sur les moteurs asynchrones triphasés, le champ tournant est produit par trois bobinages fixes géométriquement décalés de 120° , et parcourus par des courants alternatifs présentant le même décalage électrique, les trois champs alternatifs qu'ils produisent se composent pour former un champ tournant d'amplitude constante comme il est présenté dans cette figure .



Figure(I-4) : Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone

La machine est dite asynchrone car elle est dans l'impossibilité, sans la présence d'un entraînement extérieur, d'atteindre la même vitesse que le champ statorique.

En effet, dans ce cas, les courants s'annulent de même que le couple qu'ils produisent et la machine n'est plus entraînée.

La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est appelée vitesse de glissement, lors qu'il est entraîné au-delà de la vitesse de synchronisme, la machine fonctionne en générateur alternatif mais son stator doit être forcément relié au réseau car lui seul peut créer le champ magnétique nécessaire pour faire apparaître les courants rotorique un fonctionnement en générateur

alternatif autonome est toute fois possible à l'aide de condensateurs connectés sur le stator, à condition qu'il existe un champ magnétique rémanent.

On retrouve cette même problématique lorsqu'on cherche à faire fonctionner des machines à courant continu à excitation série en génératrice. À défaut, des dispositifs d'électronique de puissance et une batterie permettent d'amorcer le fonctionnement en génératrice autonome.

Cette solution est mise en oeuvre pour produire de l'électricité à l'aide d'éoliennes dans des sites isolés.

I.6.1. Glissement d'une machine asynchrone :

On désigne par n_s la vitesse de synchronisme, c'est-à-dire la fréquence de rotation du champ statorique dans la machine.

On désigne par n la vitesse de rotation de la machine.

La fréquence de synchronisme est toujours un sous multiple entier de la fréquence du secteur

- en 50 Hz c'est un sous multiple de 3000 tr/min soit : 3000 ; 1500 ; 1000 ; 750 ; etc.
- en 60 Hz c'est un sous multiple de 3600 tr/min, soit : 3600 ; 1800 ; 1200 ; 900 ; etc. Soit p le nombre de paires de pôles de la machine et f la fréquence de l'alimentation. On a:

$$\Omega_s = 60f/P \dots\dots\dots(1.1)$$

Le glissement correspond à la différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique exprimée sous la forme d'un pourcentage de la vitesse de synchronisme.

$$g = \Omega_s - \Omega / \Omega_s \dots\dots\dots(1.2)$$

La vitesse du champ tournant par rapport au rotor est $\Omega_s - \Omega_m$ et la pulsation ω_r des courant rotorique est alors : $\omega_r = p(\Omega_s - \Omega_m)$ soit : $\omega_r = g\omega_s$

Le courant rotorique de pulsation ω_r créent une tension magnétique tournante d'entrefer dont la vitesse par rapport au rotor est $\Omega_r = \omega_r/p$

C'est -à-dire $\omega_s - \omega_r$ par rapport au stator la pulsation de champs tournante est :

$$\omega_m + (\omega_s - \omega_m)$$

Le glissement est toujours faible, de l'ordre de quelques pour-cent : de 2 % pour les machines les plus grosses à 6 ou 7 % pour les petites machines triphasées, il peut atteindre 10 % pour les petites machines monophasées.

I.6.2. Démarrage :

Lors d'un démarrage d'une machine asynchrone, le courant peut atteindre de 4 à 8 fois le courant nominal de la machine. Si l'application utilise un variateur ou un démarreur, c'est ce dernier qui se chargera d'adapter les tensions appliquées à la machine afin de limiter ce courant.

En l'absence de variateur de vitesse, il existe plusieurs méthodes permettant de limiter le courant de démarrage. Elles ont été développées avant l'apparition de l'électronique de puissance mais sont encore utilisées de nos jours dans les installations anciennes ou par mesure d'économie pour des applications ne nécessitant pas de variateur en dehors du démarrage.

I.6.2.1. Démarrage sous tension réduite :

Plusieurs dispositifs permettent de réduire la tension aux bornes des enroulements du stator pendant la durée du démarrage du moteur ce qui est un moyen de limiter l'intensité du courant de démarrage. L'inconvénient est que le couple moteur est également diminué et que cela augmente la durée avant laquelle la machine atteint le régime permanent.

I.6.2.1.1. Démarrage étoile-triangle:

Lors d'un démarrage étoile-triangle, la machine est d'abord connectée au réseau avec un couplage étoile, puis une fois démarrée, on passe sur couplage triangle. Le fait de démarrer avec un couplage étoile permet de diviser par la racine carrée de trois la tension appliquée. Ainsi, le courant maximal absorbé est trois fois plus faible que lors d'un démarrage directement avec un couplage triangle. Le couple de démarrage est lui aussi trois fois plus faible que lors d'un démarrage en triangle. La surintensité lors du passage étoile-triangle est inférieure au courant d'appel d'un démarrage effectué directement en triangle.

Réalisée simplement à l'aide de contacteurs, cette méthode de démarrage est très économique.

I.6.2.1.2. Démarrage par autotransformateur :

Dans ce mode de démarrage, le stator de la machine asynchrone est relié à un autotransformateur qui permet d'effectuer un démarrage sous tension variable.

La tension est progressivement augmentée, l'intensité du courant ne dépassant pas la valeur maximale désirée.

I.6.2.1.3. Démarrage résistif :

Lors d'un démarrage résistif, on insère des résistances en série avec les enroulements statoriques ce qui a pour effet de limiter la tension à leurs bornes. Une fois le démarrage effectué, on court-circuite ces résistances. Cette opération peut être effectuée progressivement par un opérateur à l'aide de rhéostats de démarrage.

I.6.2.2. Démarrage à tension nominale :

Démarrage rotorique :

Lors d'un démarrage rotorique, des résistances de puissance sont insérées en série avec les enroulements du rotor.

Ce type de démarrage permet d'obtenir un fort couple de démarrage avec des courants de démarrage réduits mais il ne peut être mis en oeuvre qu'avec des machines à rotor bobiné muni de contacts glissants (bagues et balais) permettant les connexions électriques des enroulements rotoriques.

Ces machines sont d'un prix de revient plus important que leurs homologues dits à « cage d'écureuil ».

I.7. Les avantages et les inconvénients :

I.7.1. Avantages :

Il ya plusieurs avantages dans le moteur asynchrone comme:

- Structure simple.
- Robuste et facile à construire.
- Utilisé dans la puissance moyenne et élevés.
- Relié directement aux réseaux industriels à tension et fréquence .
- Il tourne à vitesse variable différente de la vitesse synchrone.
- Il peut être varié la vitesse de rotation.
- Il est utilisée pour la réalisation de la quasi-totalité de l'entraînement à vitesse.

I.7.2. Inconvénients :

- Parmi les inconvénients de la machine asynchrone :
- Le couple de démarrage très élevé que les couples nominales.
- La vitesse dépend de la charge.
- Variation de vitesse (nécessité d'un variateur de vitesse).
- La structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage.

1.8. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons mis en évidence une introduction sur les machines asynchrones qui présentent la construction simple de cette machine, ainsi que les différents modes de fonctionnement (moteur, génératrice), en plus les méthodes de démarrage sont présente, ainsi que ces avantages et inconvénients.

Finalement on déduit que le moteur asynchrone est le plus utilisé dans le domaine des entrainements réglés à vitesse de rotation variable, Il est souvent employé dans l'industrie.

CHAPITRE II

MODELISATION DES MACHINES ASYNCHRONES

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

II.1. Introduction: La modélisation de la machine asynchrone n'est pas à négliger pour une identification paramétrique efficace, de ce fait un soin particulier est à apporter à ce travail qui sera le gage de résultats précis et cohérent.

La modélisation de la machine asynchrone peut être, la plus compliquée de toutes les autres machines tournantes.

Développer une loi de commande, ou des observateurs de flux et de vitesse impose naturellement sa modélisation mathématique. Ce chapitre sera consacré à la modélisation de la machine asynchrone triphasé.

Cette modélisation repose sur le concept de Park.

Les équations de Park sont désormais célèbres pour l'élaboration du modèle de connaissance traduisant le comportement dynamique des modes électriques et électromagnétiques de la machine asynchrone. Ce modèle décrit par un système algébrique différentiel non linéaire admet plusieurs types de représentation, ces types dépendent directement des objectifs.

II.2. Hypotheses simplificatrices :

La machine asynchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine.

L'étude de cette machine traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices suivantes:

- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante .
- Entrefer constant .
- Effet des encoches négligé .
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer .
- Pertes ferromagnétiques négligeables .
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

- L'additivité des flux ;
- La constante des inductances propre ;
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

La machine est représentée à la figure (II.1) par ses six enroulements dans l'espace électrique, l'angle α repère l'axe fixe de la phase du rotor de référence " a,b,c " par rapport à l'axe fixe de la phase du stator de référence " A,B,C ". En tenant compte des hypothèses simplificatrices nous représentons les équations électriques du stator et du rotor sous forme matricielle suivante :

Pour le stator :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [i_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \dots\dots\dots(II.1)$$

Avec :

$$[V_s] = [V_{sa} \quad V_{sb} \quad V_{sc}]^T \dots\dots\dots(II.2)$$

$$[i_s] = [i_{sa} \quad i_{sb} \quad i_{sc}]^T \dots\dots\dots(II.3)$$

$$[\Phi_s] = [\Phi_{sa} \quad \Phi_{sb} \quad \Phi_{sc}]^T \dots\dots\dots(II.4)$$

$$[R_s] = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} \dots\dots\dots(II.5)$$

Pour le rotor :

$$[V_r] = [R_r].[i_r] + d/dt [\Phi_r] \dots\dots\dots(II.6)$$

Avec :

$$[V_r] = [V_{ra} \quad V_{rb} \quad V_{rc}]^T \dots\dots\dots(II.7)$$

$$[i_r] = [i_{ra} \quad i_{rb} \quad i_{rc}]^T \dots\dots\dots(II.8)$$

$$[\Phi_r] = [\Phi_{ra} \quad \Phi_{rb} \quad \Phi_{rc}]^T \dots\dots\dots(II.9)$$

$$[R_r] = \begin{pmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{pmatrix} \dots\dots\dots(II.10)$$

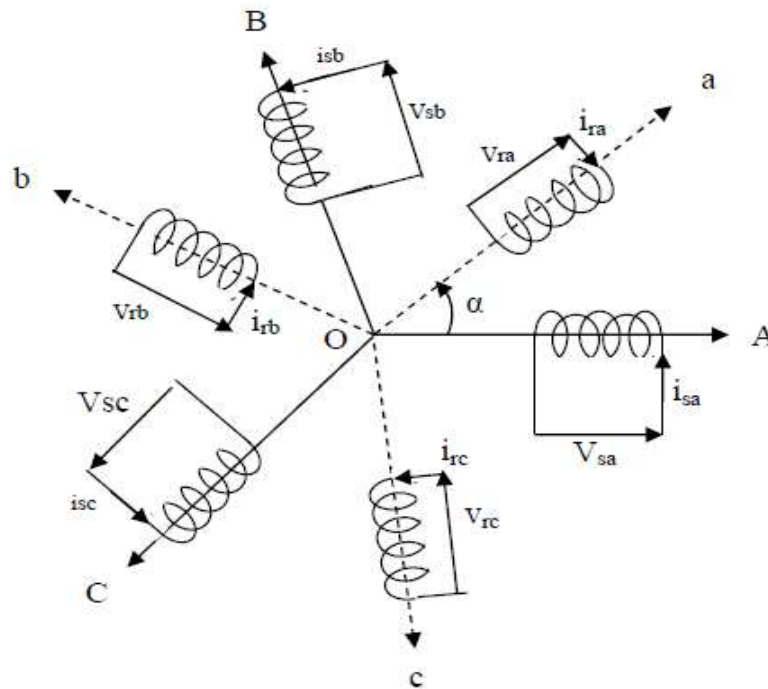


Figure (II-1) : Représentation schématique de la Machine asynchrone triphasée

Les flux totalisés couplés avec les phases statoriques et rotoriques s’expriment sous forme matricielle suivante :

Pour le stator :

$$[\Phi_s] = [L_{ss}].[i_s] + [M_{sr}].[i_r] \dots\dots\dots(II.11)$$

Pour le rotor :

$$[\Phi_r] = [L_{rr}].[i_r] + [M_{rs}].[i_s] \dots\dots\dots(II.12)$$

Avec :

$$[Lss] = \begin{pmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{pmatrix} \dots\dots\dots(II.13)$$

$$[Lrr] = \begin{pmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{pmatrix} \dots\dots\dots(II.14)$$

$$[Msr] = [Mrs]^T = M \begin{pmatrix} \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha + 2\frac{\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha - 2\frac{\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\alpha - 2\frac{\pi}{3}\right) & \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha + 2\frac{\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\alpha + 2\frac{\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha - 2\frac{\pi}{3}\right) & \cos(\alpha) \end{pmatrix} \dots\dots\dots(II.15)$$

On obtient finalement le modèle asynchrone triphasé :

$$[Vs]] = [Rs].[is] + [Lss] \frac{d}{dt} [is] + [Msr] \frac{d}{dt} [ir] \dots\dots\dots(II.16)$$

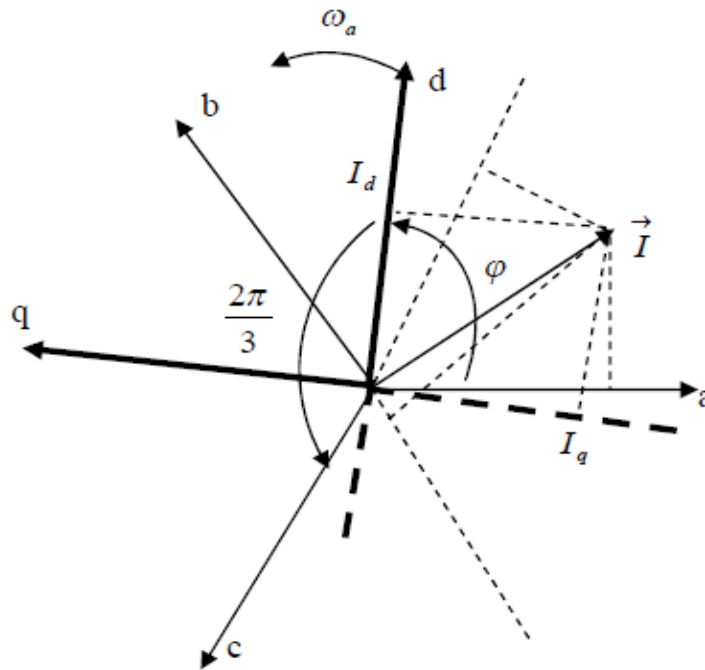
$$[Vr]] = [Rr].[ir] + [Lrr] \frac{d}{dt} [ir] + [Mrs] \frac{d}{dt} [is] \dots\dots\dots(II.17)$$

On remarque que les équations (II.16) et (II.17) sont très difficiles à résoudre donc l'étude de la machine asynchrone devient ainsi très compliquée, pour surmonter ce problème on fait appel à la transformation de Park.

II.3.Principe de la transformation de park:

Le principe de la transformation de park repose sur le passage du système triphasé au système diphasé. La condition de cette transformation est la création d'un champ électromagnétique tournant avec des forces magnétomotrices égales .

Prenons un vecteur de courant \vec{I} qui est proportionnel à la force magnétomotrice créée par les courants de toutes les phases. Admettons que les axes triphasés sont immobiles par rapport au stator, mais que les axes diphasés tournant avec la vitesse ωa . Projetons le vecteur de courant \vec{I} sur les axes triphasés (a, b,c) et sur les axes diphasés (d, q) comme l'indique la figure (II.2)



Figure(II-2): Système triphasé (abc) et diphasé (dq) élaborant une même f.m.m.

Avec :

$\varphi = \int \omega a dt$: C'est l'angle entre le système triphasé et le système diphasé.

ωa : C'est la vitesse angulaire de rotation du système d'axe diphasé par rapport au système d'axe triphasé.

Après projection du vecteur courant sur les deux systèmes d'axe on obtient:

$$[I_{dq}] = [P_0][I_{abc}] \dots\dots\dots(II.18)$$

La matrice initiale de park définie par :

$$[P_0] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\varphi) & \cos(\varphi - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\varphi + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\varphi) & -\sin(\varphi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\varphi + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(II.19)$$

II.3.1. Transformation de park modifiée :

Cette seconde transformation repose sur l'invariance de la puissance instantanée dans les deux systèmes de représentation, ce qui, de toute évidence, conduit à leur équivalence physique, on obtient finalement les équations de passage direct et inverse suivantes :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\varphi) & \cos(\varphi - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\varphi + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\varphi) & -\sin(\varphi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\varphi + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(\text{II.20})$$

$$[P]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\varphi) & -\sin(\varphi) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\varphi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\varphi - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\varphi + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\varphi + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(\text{II.21})$$

Remarque : c'est cette transformation modifiée qui sera utilisé dans toute l'étude qui suit.

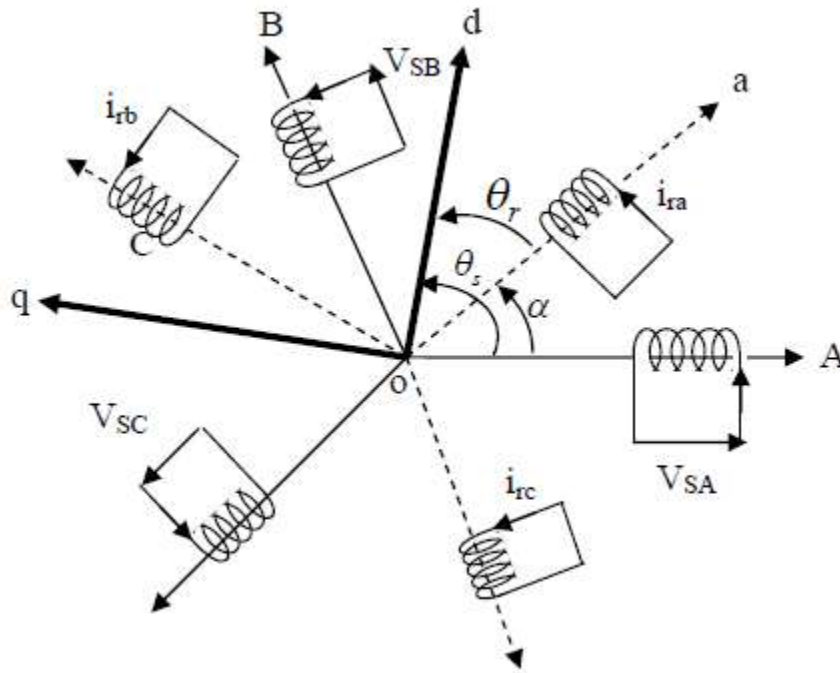
II.4. Modèle de la machine asynchrone dans le repère de park :

La figure (II.3) illustre la machine dans le système triphasé réel et le système diphasé fictif montré sur la figure (II.4). Deux transformations de park sont définies à partir de la matrice (II.18) dans laquelle l'angle φ est remplacé par (θ_s) pour le stator, par (θ_r) pour le rotor.

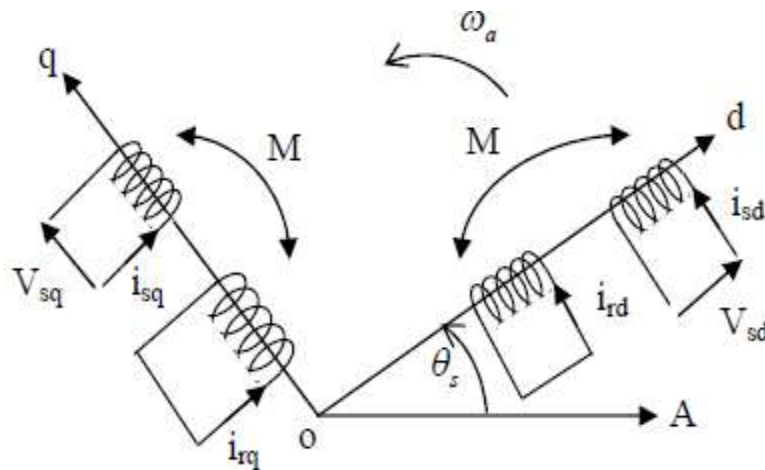
On remarque sur la figure (3) que φ_s et φ_r sont lié solidement par la relation rigide (II.22).

$$\theta_s - \theta_r = \alpha \dots\dots\dots(\text{II.22})$$

Où : $\frac{d\alpha}{dt} = \omega = p\Omega$; est la vitesse angulaire du rotor, ou la vitesse mécanique du rotor.



Figure(II-3): Représentation des enroulements de la machine dans le référentiel triphasé.



Figure(II-4): Représentation des enroulements de la machine dans le référentiel diphasé

A partir des figures (II.3) et (II.4) on peut déduire les équations de Park pour les grandeurs statoriques et rotoriques :

Pour le stator :

$$[G_{sdq}] = [P(\theta_s)][G_{sABC}] \dots\dots\dots(II.23)$$

Où G_s : est une grandeur statorique (tension, courant ou flux).

$$[P(\theta_s)] = [P(\varphi = \theta_s)] \dots\dots\dots(II.24)$$

Pour le rotor:

$$[G_{rdq}] = [P(\theta_r)][G_{rabc}] \dots\dots\dots(II.25)$$

Où G_r : est une grandeur rotorique (tension, courant ou flux).

Avec

$$[P(\theta_r)] = [P(\varphi = \theta_r)] \dots\dots\dots(\text{II.26})$$

II.4.1. Equations des tensions et magnétiques dans les axes (d, q) :

Les équations de tensions statoriques et rotoriques sont données par le système d'équations suivant :

$$\begin{aligned} V_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_a \Phi_{sq} \\ V_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_a \Phi_{sd} \\ V_{rd} &= 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - (\omega_a - \omega) \Phi_{rq} \\ V_{rq} &= 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + (\omega_a - \omega) \Phi_{rd} \end{aligned} \dots\dots\dots(\text{II.27})$$

Les équations magnétiques :

$$\begin{aligned} \phi_{sd} &= L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \phi_{sq} &= L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \phi_{rd} &= L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \phi_{rq} &= L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{aligned} \dots\dots\dots(\text{II.28})$$

Avec :

L_s : Inductance cyclique statorique ;

L_r : Inductance cyclique rotorique ;

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$: Inductance mutuelle ou inductance naturelle cyclique entre stator et rotor.

Il faut noter que les composantes homopolaires sont nulles car le système est équilibré.

II.4.2. Expression du couple électromagnétique :

Nous avons exprimé les équations électriques et magnétiques de la machine, mais il reste également l'équation mécanique, autrement dit le couple électromagnétique. Ce dernier peut être calculer à partir du bilan de puissance de la machine. La puissance instantanée fournie aux enroulements statoriques en fonction des grandeurs électriques dans l'axe (d, q) est donnée par l'expression suivante :

$$P_e = V_{sd} i_{sd} + V_{sq} i_{sq} + V_{rd} i_{rd} + V_{rq} i_{rq} \dots\dots\dots(\text{II.29})$$

Elle se décompose en trois termes :

1. Puissance déssipée en pertes joules

$$R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + R_r (i_{rd}^2 + i_{rq}^2) \dots\dots\dots(\text{II.30})$$

2. Puissance représentant les charges d'énergie électromagnétique avec la source

$$i_{sd} \left(\frac{d\Phi_{sd}}{dt} \right) + i_{sq} \left(\frac{d\Phi_{sq}}{dt} \right) + i_{rd} \left(\frac{d\Phi_{rd}}{dt} \right) + i_{rq} \left(\frac{d\Phi_{rq}}{dt} \right) \dots\dots\dots(\text{II.31})$$

3. Puissance mécanique

$$P_m = (\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) \omega_a + (\Phi_{rd} i_{rq} - \Phi_{rq} i_{rd}) \omega_r \dots\dots\dots(\text{II.32})$$

Et d'autre part l'expression du couple électromagnétique est donné par:

$$C_e = \frac{P_m}{\Omega} = p \frac{P_m}{\omega} \dots\dots\dots(\text{II.33})$$

$$C_e = J \frac{d\omega}{dt} + C_{cst} + f\omega \dots\dots\dots(\text{II.34})$$

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}) \dots\dots\dots(\text{II.35})$$

Avec

p : Nombre de pair de pôles

f : Coefficient de frottement

C_{cst} : Couple résistant.

II.5..Choix du référentiel :

Jusqu'à présent nous avons exprimé les équations et les grandeurs de la machine dans un repère général (d, q) faisant un angle électrique θ_s avec l'axe de la phase statorique (A) et θ_r avec l'axe de la phase rotorique (a), comme l'indique la figure (II.3) et (II.4). Il existe trois choix d'orientation de ce repère qui dépend des objectifs de l'application.

* Repère lié au stator (α, β) :

Dans ce cas
$$\omega_a = \frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\varphi}{dt} = 0$$

Ce référentiel est immobile par rapport au stator, utilisé pour l'étude du démarrage et freinage des machines à courant alternatif avec branchement de résistances.

* Repère lié au rotor (x, y) :

Dans ce cas
$$\omega_a = \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d\varphi}{dt} = \omega$$

Ce référentiel est immobile par rapport au rotor, utilisé pour l'étude des régimes transitoires dans les machines asynchrones et synchrones .

* Repère lié au champ tournant (d,q) :

Dans ce cas :
$$\omega_a = \frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\varphi}{dt} = \omega_s$$

Ce repère est utilisé généralement pour réaliser la commande vectorielle du fait que les grandeurs de réglage deviennent continues .

II.5.1.Modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au stator (α, β) :

Dans ce système d'axe (α, β), ω_a est nulle, les indices "d et q" sont successivement remplacés par les indices " α et β " les équations du système (II.27) deviennent :

$$\begin{aligned} V_{s\alpha} &= R_s i_{s\alpha} + \frac{d\Phi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} &= R_s i_{s\beta} + \frac{d\Phi_{s\beta}}{dt} \\ V_{r\alpha} &= 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} + \omega \Phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} &= 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} - \omega \Phi_{r\alpha} \end{aligned} \dots\dots\dots(\text{II.36})$$

Où l'expression des flux est donnée par les équations (II.28), le système (II.36) peut alors être représenté sous la forme d'état suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{I} \end{bmatrix} = [L]^{-1} ([U] + [A][I]) \dots\dots\dots(II.37)$$

Avec :

$$[I] = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} ; [U] = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} ; [L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} ; [A] = \begin{bmatrix} -R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 \\ 0 & -M\omega & -R_r & -M\omega \\ M\omega & 0 & M\omega & -R_r \end{bmatrix}$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_e = P \frac{M}{L_r} (i_{s\beta} \Phi_{r\alpha} - i_{s\alpha} \Phi_{r\beta}) \dots\dots\dots(II.38)$$

II.5.2. Modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au champ tournant (d, q) :

En remplaçant ω_a par ω_s dans le système d'équations (II.36), il vient que :

$$\begin{aligned} V_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_{sq} \Phi_{sq} \\ V_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_s \Phi_{sd} \\ V_{rd} &= 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{rq} \\ V_{rq} &= 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{rd} \end{aligned} \dots\dots\dots(II.39)$$

II.5.3. Modèle de la machine asynchrone alimentée en tension :

En utilisant les équations du système (II.28) ; et après arrangement les équations du système (II.27) peuvent être écrites comme il est indiqué par le système (II.40).

$$\begin{aligned} \frac{di_{sd}}{dt} &= -\frac{R}{\sigma L_s} i_{sd} + \omega_a i_{sq} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} \left(\frac{1}{T_r} \Phi_{rd} + \omega \Phi_{rq} \right) + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} &= -\frac{R}{\sigma L_s} i_{sq} - \omega_a i_{sd} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} \left(\frac{1}{T_r} \Phi_{rq} - \omega \Phi_{rd} \right) + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} &= \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rd} + (\omega_a - \omega) \Phi_{rq} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} &= \frac{M}{T_r} i_{sq} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rq} - (\omega_a - \omega) \Phi_{rd} \end{aligned} \dots\dots\dots(II.40)$$

Avec

$$\begin{aligned} \sigma &= 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \text{ représente le coefficient de dispersion ;} \\ T_r &= \frac{L_r}{R_r} \text{ la constante du temps rotorique ;} \\ R &= R_s + \frac{M^2}{L_r^2} R_r \text{ résistance totale ramenée au stator.} \end{aligned}$$

D'autre part, le couple C_e peut également s'écrire en fonction des courants statoriques et des fluxrotoriques de manière analogue que l'équation (II.35) c'est-à-dire :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (i_{sq} \phi_{rd} - i_{sd} \phi_{rq})$$

Par ailleurs, si on pose :

$$a_1 = \frac{1}{\sigma L_s} R, \quad a_2 = \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r}, \quad a_3 = \frac{M}{\sigma L_s L_r}, \quad a_4 = \frac{M}{T_r}, \quad a_5 = \frac{1}{T_r}, \quad a_6 = \frac{C_{cst}}{J}, \quad a_7 = \frac{f}{J}, \quad a_8 = \frac{pM}{JL_r}$$

On obtient le modèle suivant :

$$X_1 = -a_1 x_1 + \omega_a x_2 + a_2 x_3 + a_2 x_4 x_5 + b V_{sd}$$

$$X_2 = -a_1 x_2 - \omega_a x_1 + a_2 x_4 - a_2 x_3 x_5 + b V_{sq}$$

.....(II.41)

$$X_3 = a_4 x_1 - a_5 x_3 + a_4 (\omega_a - x_5)$$

$$X_4 = a_4 x_2 - a_5 x_4 - a_3 (\omega_a - x_5)$$

$$X_5 = a_8 (x_2 x_3 - x_1 x_4) - a_6 - a_7 x_5$$

Avec

$$[x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5]^T = [i_{sd} \ i_{sq} \ \phi_{rd} \ \phi_{rq} \ \omega]^T$$

Pour le choix des axes, on a qu'à remplacer ω_a par sa valeur.

CHAPITRE III

MODELISATION DES ONDULEURS

MODELISATION DES ONDULEURS MLI

III.1.Introduction:

La Modulation en Largeur d'Impulsions (MLI) est une technique de pilotage pour les convertisseurs statiques servant d'interface entre une charge (machine électrique, ...) et son dispositif d'alimentation (onduleur triphasé, ...). Elle est donc une technique utilisée pour la conversion de l'énergie, ayant ses bases dans le domaine des télécommunications (traitement du signal). Elle porte en anglais le nom de Pulse Width Modulation (PWM) ou Pulse-Duration Modulation (PDM), en utilisant une dénomination plus ancienne.

Loin d'être un élément accessoire dans la chaîne de variation de vitesse (variateur électrique associé à une machine électrique), l'étage MLI joue un rôle essentiel avec des conséquences sur toutes les performances du système : les performances d'entraînement, les pertes dans l'onduleur ou dans la machine, le bruit acoustique, le bruit électromagnétique, la destruction même du système, due par exemple aux surtensions qui apparaissent lors de l'utilisation des longs câbles.



Figure(III-1): Schéma de positionnement de l'étage MLI

En ce qui concerne l'étude elle-même de la fonction MLI, elle se situe pratiquement entre les deux domaines principaux du métier : *l'entraînement* (algorithmes de commande) et *l'électronique*, d'ailleurs ceci correspond à deux groupes différents chez Schneider Toshiba Inverter Europe (STIE), société avec laquelle collabore le LEEI pour mener à bien les travaux présentés ici. De ce positionnement en découle son caractère pluridisciplinaire, aux éléments de l'entraînement et de l'électronique se rajoutant ceux de la CEM ou de la mécanique vibratoire.

Il faut cependant remarquer que l'étage MLI ne doit pas être confondu avec l'algorithme proprement dit de commande de la machine, comme certains auteurs le font en partant de la structure du modulateur qui peut être en boucle fermée ou ouverte. De la même manière, la commande DTC (Direct Torque Control) est assez souvent confondue avec son étage de génération des impulsions de commande de l'onduleur et même avec un filtre de Kalman utilisé comme estimateur. Il existe plusieurs types de modulateurs

utilisables pour réaliser la fonction MLI. Il se différencie bien de l'aspect génération de la modulante qui ne tient pas directement de la façon d'obtenir les impulsions de commande.

Il faut aussi faire la différence entre la MLI et les boucles de contrôle par hystérésis qui, de même que le DTC, ne peuvent être classifiées comme méthodes MLI, ceci parce que ce sont des méthodes qui fonctionnent d'une part en boucle fermée et d'une autre part ce n'est pas la durée de l'impulsion qui est directement contrôlée.

Cette discussion sera élargie lors de la classification des techniques MLI

Le monde industriel dans le domaine de la variation de vitesse est orienté en grande partie vers les **machines électriques asynchrones**. Ce type de machines est réputé pour sa robustesse et son entretien très réduit. Si on rajoute la simplicité de conception, ces machines deviennent des actionneurs performants et très économiques.

En ce qui concerne le **variateur de vitesse**, qui comprend l'étage MLI, les orientations diverses du marché actuel et notamment de celui de STIE seront commentées .

Vu l'ancienneté de l'étude de la MLI on pourrait conclure que tout problème la concernant est déjà réglé.

Cependant, l'évolution du matériel utilisé pour sa réalisation pratique, notamment les composants semi-conducteurs rapides utilisés dans l'onduleur, ainsi que l'élargissement du domaine d'utilisation des variateurs de vitesse, fait apparaître de nouveaux problèmes. Une partie des actions menées visent à traiter ces problèmes comme par exemple :

- réduire les pertes de l'onduleur tout en gardant une ondulation du courant acceptable - c'est-à-dire adapter la stratégie MLI dans ce but, en prenant en compte l'état de la machine (vitesse, couple) et l'état de l'onduleur (température) ;
- réduire le bruit moteur - c'est-à-dire adapter la stratégie de modulation dans ce but à partir d'une meilleure connaissance de l'origine physique des sources de bruit dans un moteur électrique ;
- réduire les surtensions propagées par la ligne d'alimentation du moteur - c'est-à-dire adapter la stratégie de modulation afin de minimiser l'influence des gradients de tension sur la ligne d'alimentation du moteur et sur le moteur lui-même, en particulier réduire les surtensions générées ;
- réduire les harmoniques de tension appliqués à la machine, ainsi que les surtensions, par utilisation d'un filtre de sortie de l'onduleur - c'est-à-dire étudier l'apport d'un filtre en sortie de l'onduleur (à tensions de sortie régulées ou non) en termes de réduction d'harmoniques, de surtension due à l'utilisation des longs câbles d'alimentation, de dynamique du pont et de stabilité.

III.7. Classification des onduleurs:

Il existe plusieurs schémas d'onduleurs, chacun correspondant à un type d'application déterminé ou permettant des performances recherchées.

Les onduleurs sont en général classés selon les modes de commutation de leurs interrupteurs.

III.7.1. Onduleur autonome:

C'est un système qui nécessite des composants commandés à la fois à la fermeture et à l'ouverture, de fréquence variable, dont les instants de commutation sont imposés par des circuits externes. La charge est quelconque. Cet onduleur n'est pas réversible.

III.7.2. Onduleur non autonome:

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

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

III.8. Conclusion:

L'alimentation par un réseau triphasé ne permet pas ces commandes une fréquence constante, alors on fait recours à l'alimentation par un convertisseur statique délivrant une tension d'amplitude et de fréquence variable.

III.2. Généralités sur les onduleurs en MLI :

Les convertisseurs de courant continu en courant alternatif sont appelés des onduleurs. La fonction d'un onduleur est de convertir une tension continue d'entrée en une tension de sortie alternative symétrique d'amplitude et de fréquence désirée. La tension de sortie variable peut être obtenue en

variant la tension continue d'entrée et en maintenant le gain de l'onduleur constant. D'autre part, si la tension d'entrée est fixe et qu'elle est non contrôlable, une tension de sortie variable peut être obtenue en variant le gain de l'onduleur.

Le gain de l'onduleur peut être défini comme le rapport entre la tension alternative de sortie et la tension continue d'entrée.

Pour des applications de faibles et moyennes puissances, les tensions de forme d'onde carrée ou quasi carrée pourront être acceptables; alors que pour les applications de fortes puissances une forme d'onde sinusoïdale avec un faible taux de distorsion des harmoniques sont exigées. Avec la disponibilité des dispositifs semi-conducteurs de puissance à haute vitesse, l'harmonique contenue dans la tension de sortie peut être minimisée ou réduite significativement par des techniques de commande.

Les onduleurs sont largement utilisés dans les applications industrielles par exemple : variateur de vitesse des moteurs à courant alternatif, chauffage par induction, les alimentations de secours, les alimentations non interrompues. L'entrée d'un onduleur peut être une batterie, une tension continue issue des panneaux solaires, ou d'autre source de courant continu obtenu à partir d'un redressement monophasé ou triphasé comme le montre la figure (III- 2)ci-dessous

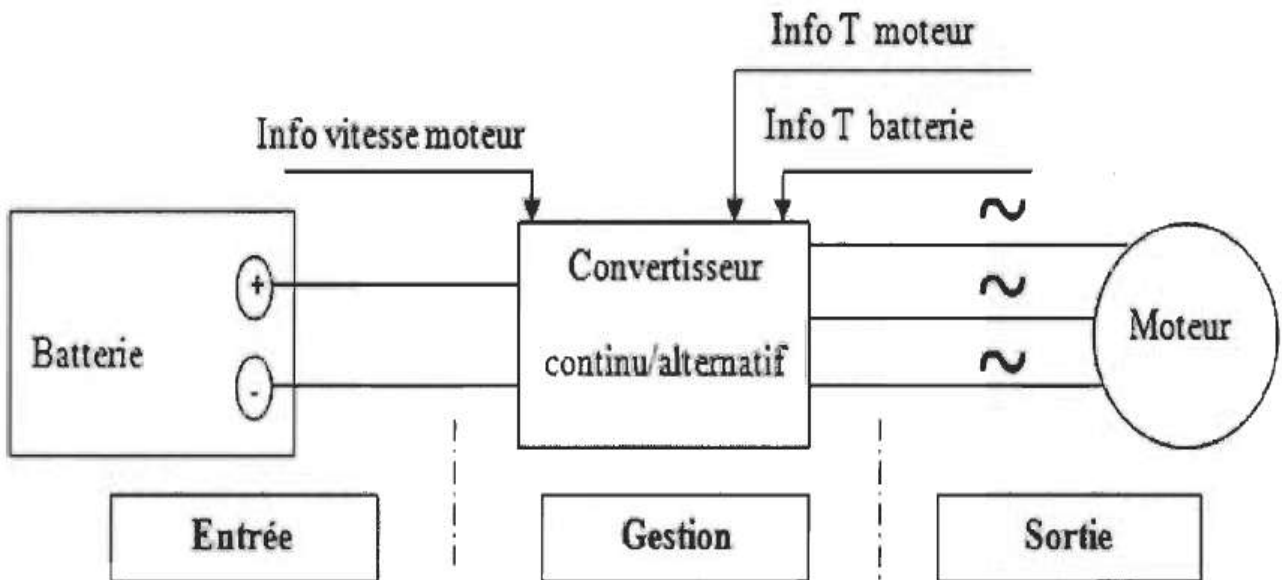
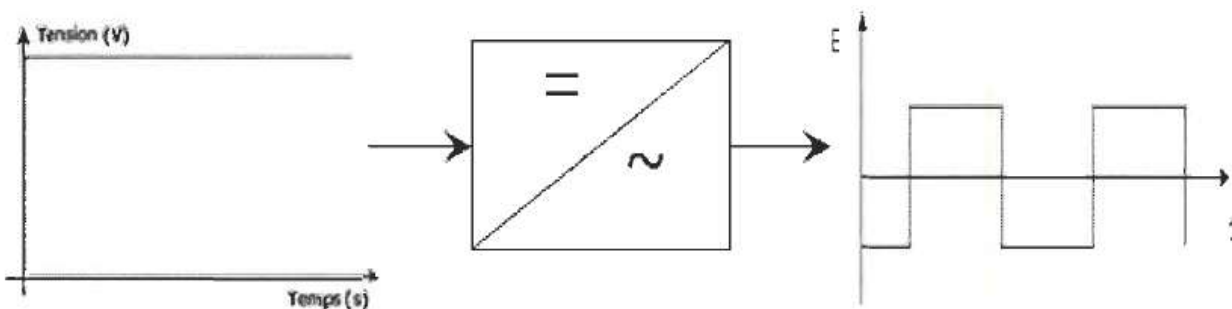


Figure (III- 2):Principe de fonctionnement de l'onduleur

III.3.Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement d'un onduleur est basé sur l'électronique de commutation, on génère une onde de tension alternative à partir d'une tension continue comme le montre la figure (III- 3), on peut dire qu'il existe deux moyens pour réaliser cette conversion.



Figure(III-3): Symbole et signal d'un onduleur

L'utilisation directe d'une paire d' interrupteurs de base qui consiste à régler la fréquence et la durée des interconnexions de la source avec la sortie. Il est donc plutôt temporel et débouche sur les techniques de modulation de largeur d' impulsion.

Contrôler l'amplitude soit de façon continue en créant une source réglable (ce qui suppose l' existenced'un autre étage de conversion), soit de façon discrète en disposant d'un nombre suffisant de sources

Quand $S_1 - S_2$ sont fermés (ON) et $S_3 - S_4$ sont ouverts (OFF) pour $t_1 < t < t_2$ on obtient une alternance positif $U(t) = V_{dc}$ comme la montre la figure ci-dessous:

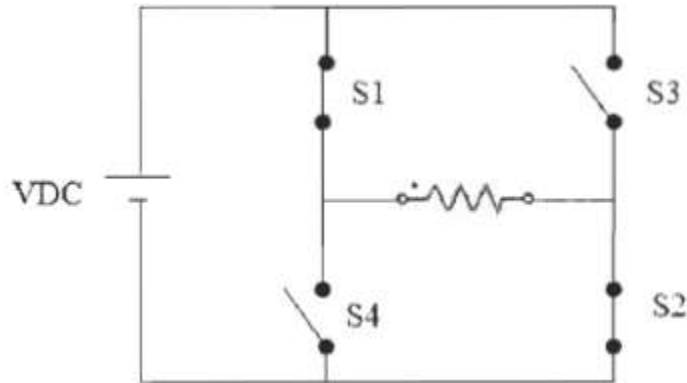
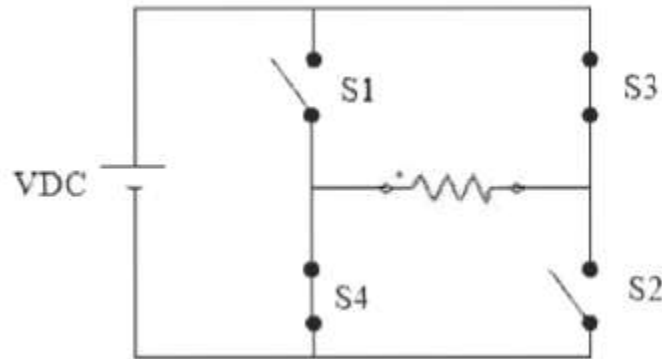


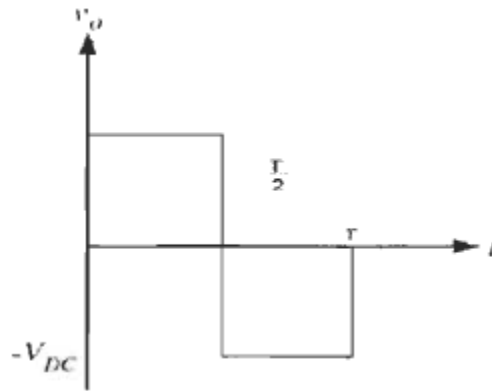
Figure (III-4): Fonctionnement et signal de l'onduleur dans le 1er demi-cycle

Quand $S_1 - S_2$ sont ouvert (OFF) et $S_3 - S_4$ sont fermés (ON) pour $t_2 < t < t_3$ on obtient une alternance négative $U(t) = -V_{dc}$ comme la montre la figure:



Figure(III-5): Fonctionnement et signal de l' onduleur dans le 2éme demis cycle

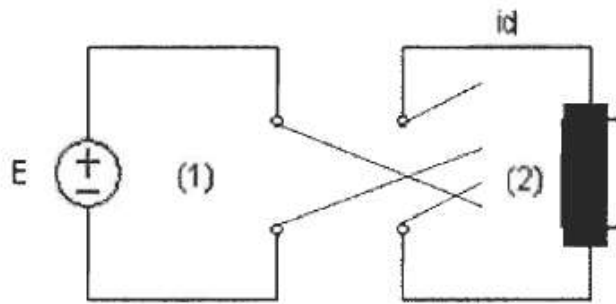
Pour obtenir le signal résultant sur la période complète qui est présentée sur la figure



Figure(III-6) : Signal complet de l'onduleur

III.4. Onduleur monophasé :

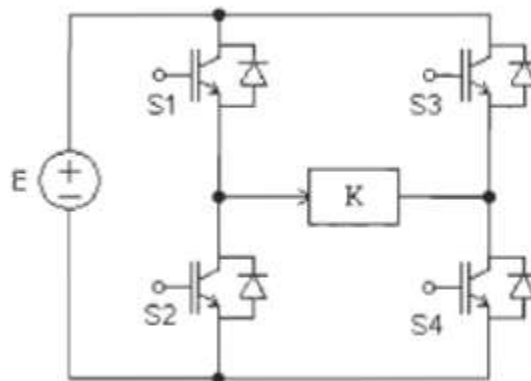
Pour réaliser un onduleur monophasé il suffit de disposer d' un interrupteur inverseur K et d'une source de tension continue E comme le montre la figure



Figure(III- 7) : Montage d'un onduleur monophasé

III.4.1. Montage en demi-pont :

Dans ce type de montage figure, on fait l' hypothèse que la capacité « C » des deux condensateurs est suffisamment grande pour que l'on puisse considérer qu'en régime permanent la tension à leurs bornes reste toujours égale à E/2.



Figure(III-8) : Montage d'un onduleur en demi-pont

III.4.2. Montage en pont :

fi est constitué de deux cellules de commutation et la charge est connectée entre les sorties S₁etS₂de chacune des deux cellules figure (III- 9).La tension de sortie est donc la différence entre les tensions élémentaires v_s, etv_{s2} de chaque cellule .

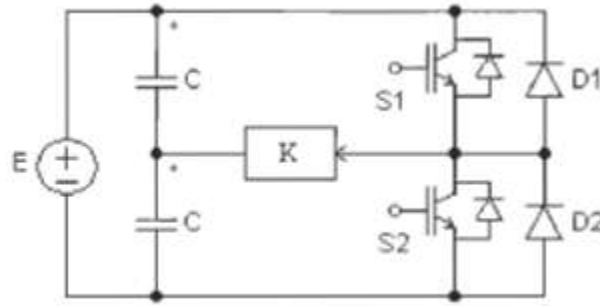


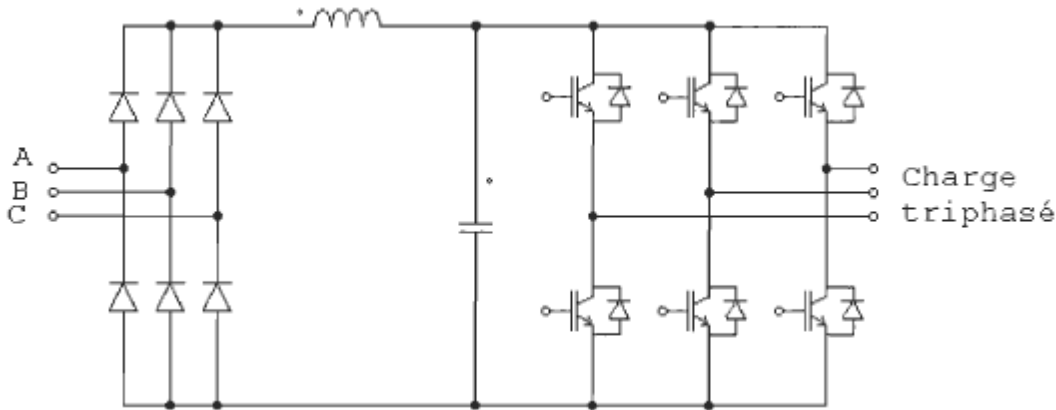
Figure (III-9): Montage d'un onduleur en pont complet

III.5. Onduleur triphasé en pont :

L'onduleur triphasé en pont est constitué de trois cellules de commutation figure (III-11).

On retrouve évidemment une structure différentielle dans laquelle les tensions triphasées sont obtenues de façon composée sur les trois bornes de sortie.

L'onduleur triphasé doit évidemment, en régime normal, délivrer un système de tension dont les composantes fondamentales forment un système équilibré



Figure(III-10): Montage d'un onduleur triphasé

III.6. choix des semi-conducteurs :

De façon générale, les onduleurs peuvent être classifiés en deux types : les onduleurs monophasés et les onduleurs triphasés. Chaque groupe peut utiliser les dispositifs de commande comme : BJT, MOSFET, MCT, SIT ou commande forcée des thyristors en fonction des applications. Généralement, ces onduleurs utilisent la commande MLI pour produire une tension de sortie alternative. Un onduleur est appelé un «current-fed inverter», (CFI) s'il est alimenté par une source de courant continu (le courant d'entrée est maintenu constant), un «voltage-fed inverter» (VFI) s'il est alimenté par une source de tension continue (la tension d'entrée est maintenue constante), et un « variable dc linke dinvelier », si la tension d'entrée est contrôlable.

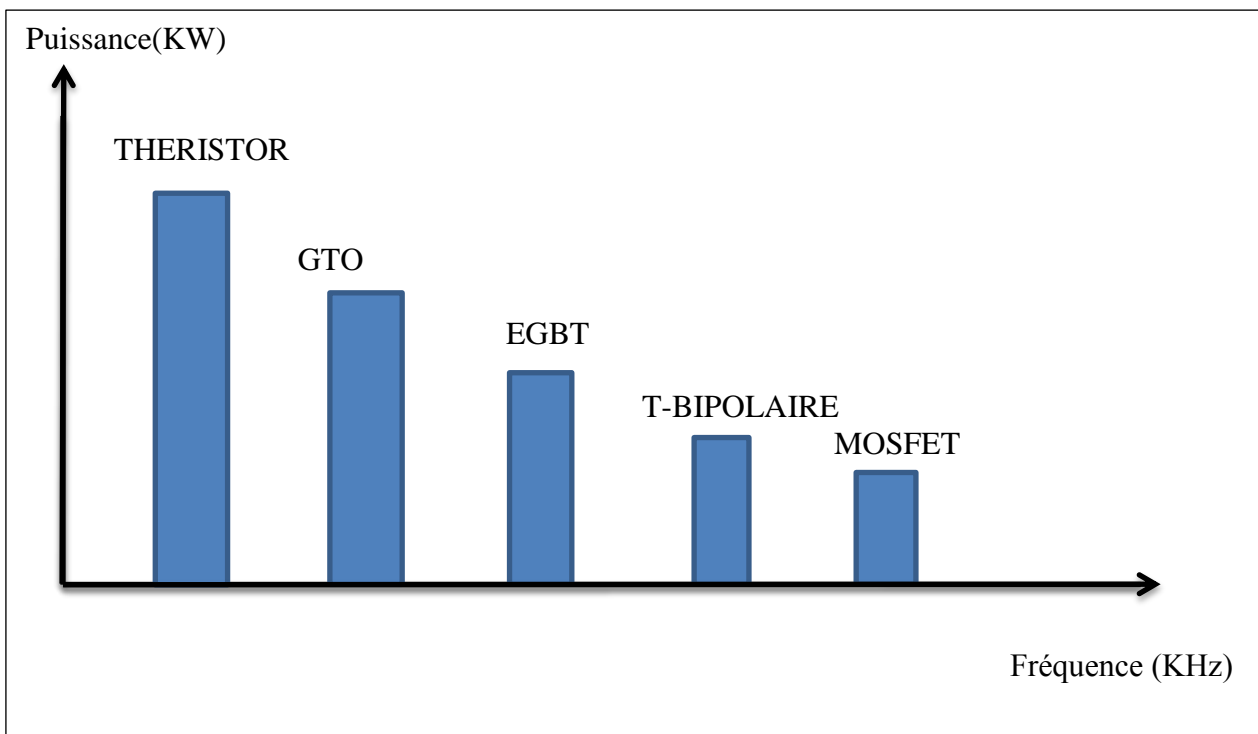
L'onduleur de tension à MLI est toujours habituellement choisi pour sa réponse rapide et ses performances élevées. Il permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables à partir d'un réseau standard 220/380-50Hz. Après redressement, la tension filtrée U (étage continu) est appliquée à l'onduleur .

Les composants de puissance (interrupteurs) sont déterminés en fonction des niveaux de la puissance et la fréquence de commutation. En règle générale, plus les composants sont rapides (fréquence de

commutation élevée), plus la puissance commutée est faible et inversement. Il est particulièrement vrai que les:

- Transistors MOSFET(transistor à effet champ), ces composants sont très rapides mais de puissances relativement faibles.
- Transistor bipolaire, moins rapides que les MOSFET mais d'avantage plus puissant (quelque KHz à une dizaine de KW).
- Transistors IGBT, sont des composants de gamme standard (jusqu'à 20 KHz à des dizaines de KW)
- Les thyristors GTO, commutent très lentement les grandes puissances.
- Les Thyristors, sont comandable à l'ouverture mais la fermeture dépend du circuit extérieur. [10]

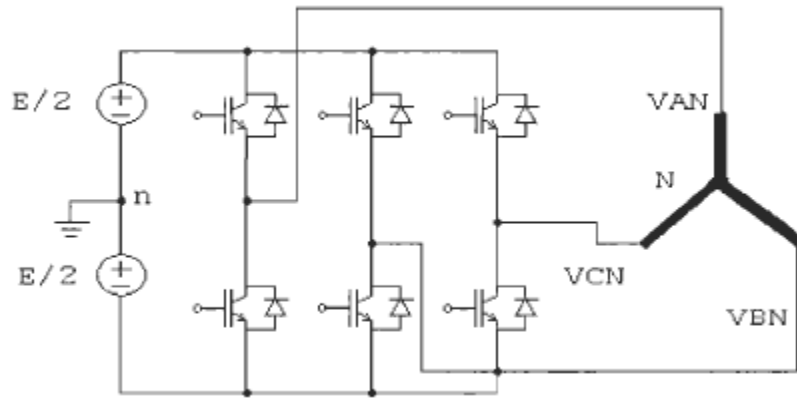
La puissance [KW] comme étant la fonction de la fréquence [KHz] peut être schématisée comme suit :



Figure(III-11):Representation de puissance des composants en fonction de fréquence de commutation

III.6. Modélisation de l'onduleur triphasé:

L'onduleur triphasé dit deux niveaux est illustré par son circuit de puissance de la figure (III-11). On doit distinguer d'une part les tensions de branche $V_{AN} ' V_{BN} , V_{CN}$ mesurées par rapport à la borne négative de la tension continue V_{pv} , d'autre part, il ya les tensions de phases $V_{AN}' V_{Bnet} V_{CN}$ mesurées par rapport à un point neutre flottant n représentant une charge équilibrée montée en étoile. Des tensions simples on peut tirer facilement les tensions composées $V_{AN} ' V_{Bnet} V_{CN}$.



Figure(III-12): Circuit de fonctionnement de l'onduleur triphasé

Dans le circuit de puissance de l'onduleur triphasé de la figure (III- 12), il est à noter que les états des interrupteurs d'un même bras sont complémentaires.

En utilisant ces états des interrupteurs, nous pouvons obtenir les tensions de branche de sortie de l'onduleur mesurées par rapport à la borne négative de la tension du côté continu comme suit:

$$\begin{aligned} V_{An} &= S_1 \cdot V_{pv} \\ V_{Bn} &= S_2 \cdot V_{pv} \\ V_{Cn} &= S_3 \cdot V_{pv} \end{aligned}$$

Où S_1, S_2 et S_3 désignent les états des interrupteurs des phases A, B et C respectivement.

Les tensions composées sont:

$$V_{AB} = V_{An} - V_{Bn} = V_{AN} - V_{BN} = (S_1 - S_2)V_{PV}$$

$$V_{BC} = V_{Bn} - V_{Cn} = V_{BN} - V_{CN} = (S_2 - S_3)V_{PV}$$

$$V_{CA} = V_{Cn} - V_{An} = V_{CN} - V_{AN} = (S_3 - S_1)V_{PV}$$

On peut écrire l'équation sous la forme matricielle:

$$\begin{pmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{pmatrix}$$

Les tensions simples sont:

$$V_{AN} = \frac{2}{3} V_{AN} - \frac{1}{3} (V_{BN} + V_{CN})$$

$$V_{BN} = \frac{2}{3} V_{BN} - \frac{1}{3} (V_{AN} + V_{CN})$$

$$V_{CN} = \frac{2}{3} V_{CN} - \frac{1}{3} (V_{AN} + V_{BN})$$

$$\begin{pmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{pmatrix} = \frac{V_{pv}}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{pmatrix}$$

III.9. Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) :

III.9.1. Introduction:

À l'âge de la révolution des interrupteurs semi-conducteurs de puissance à commutation très rapide, l'utilisation des convertisseurs de fréquence de type onduleur de tension à MLI, trouve énormément d'intérêt, en particulier dans l'entraînement des machines à courant alternatif. Dans la littérature se présentent différentes méthodes de commande de ces convertisseurs. Parmi elles, deux variantes de commande se distinguent:

la modulation sinusoïdale échantillonnée basée sur la dispersion de la tension triphasée ,et la modulation vectorielle basée sur la dispersion de la tension triphasée .

Dans ce chapitre nous exposons les techniques de la commande MLI triphasée d' un onduleur triphasé.

III.9.2. Théorie des techniques de commande MLI:

Au cours de ces dernières années, différentes techniques de modulation de largeur d'impulsion ont été développées. Dans cette mémoire on se base sur deux variantes de cette stratégie de commande (MLI sinusoïdale échantillonné basée sur la dispersion de la tension triphasée .

Plusieurs techniques de contrôle à MLI ont été développées.

Les plus utilisées sont les suivantes:

- ~ MLI Simple
- ~ MLI Multiple
- ~ MLI Sinusoïdale modifiée
- ~ MLI sinusoïdale échantillonnée basée sur la dispersion de la tension triphasée;
- ~ MLI vectorielle basée sur la dispersion de la tension triphasée.

III.9.2.1. MLI simple:

Cette technique de MLI utilise une seule impulsion par demi-cycle et la largeur de cette impulsion fait varier l'amplitude de la tension à la sortie de l'onduleur (aux bornes de la charge).

Les signaux de commande sont obtenus par comparaison d'un signal de référence d'amplitude A_r' avec un signal d'onde porteuse triangulaire d'amplitude A_c .

La fréquence du signal de référence est celle de la fondamentale de la tension de sortie.

En variant A_r' de 0 à A_c , la largeur d'impulsion δ peut varier de 0 à] 80°. Le rapport entre A_r et A_c est la variable de contrôle et est appelé indice de modulation d'amplitude ou tout simplement indice de modulation .

$$M = \frac{A_r}{A_c}$$

La tension de sortie efficace peut être trouvée par:

$$V_o = \left[\frac{2}{2\pi} \int_{(\pi-\delta)/2}^{(\pi+\delta)/2} V^2 sd(\omega t) \right]^{1/2} = V_s \sqrt{\frac{\delta}{\pi}}$$

La série de Fourier de la tension de sortie produite est:

$$v_o(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \sin(n\omega t)$$

III.9.2.2. MLI multiple:

Lorsqu'on veut réduire le contenu harmonique, on utilise plusieurs impulsions dans chacune des alternances de la tension de sortie. Cette technique est connue sous le nom de MLI multiple.

La fréquence du signal de référence règle la fréquence de sortie f_e et la fréquence porteuse f_c du signal détermine le nombre d'impulsions durant la demi-alternance, «p» l'indice de modulation contrôle l'amplitude de la tension de sortie.

Ce type de modulation est également connu sous le nom de modulation en largeur d'impulsions uniforme (UMLI 'Unijarm Pulse Width Modulation'). Le nombre d'impulsions par demi-cycle est:

$$p = \frac{f_c}{2f_0} = \frac{m_f}{2}$$

Où $m_f = \frac{f_c}{f_0}$ est appelé taux de modulation de fréquence.

On appelle **coefficient de réglage en tension** r la relation entre l'amplitude de la modulante et l'amplitude de la porteuse permettant d'ajuster l'amplitude du fondamental de la tension. Dans le cas

de la modulation sinusoïdale bipolaire on définit donc : $r = \frac{A_r}{A_p}$

On définit également l'**indice de modulation** m comme le rapport entre les fréquences de la porteuse

et de la modulante : $m = \frac{f_p}{f_r}$

Si σ est la largeur de chaque impulsion, la tension efficace de sortie peut être calculée d'après la formule:

$$V_0 = \left[\frac{2p}{2\pi} \int_{(\pi-\delta)}^{(\pi+\delta)} V_s^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = V_s \sqrt{\frac{p\delta}{\pi}} \dots \dots \left(0 < \delta < \frac{\pi}{2p} \right)$$

La forme générale de la série de Fourier pour la tension de sortie instantanée est:

$$v_0(t) = \sum_{n=1,3,5\dots}^{\infty} B_n \sin(n\omega t)$$

Le coefficient B_n peut être déterminé en considérant une paire d'impulsions telle que l'impulsion positive de durée σ démarre à $\omega t = \alpha$ l'impulsion négative de même largeur démarre à $\omega t = \pi + \alpha$.

Les effets de toutes les impulsions prises ensemble donnent la tension de sortie effective (théorème de superposition).

Si l'impulsion positive de la $m^{ème}$ paire démarre à $\omega t = \alpha_m$, et s'arrête à $\omega t = \pi + \alpha_m$, le coefficient de la série de Fourier pour une paire d'impulsions est:

$$b_n = \frac{1}{\pi} \left[\int_{\alpha_m}^{\alpha_m+\delta} \cos n\omega t d(\omega t) - \int_{\pi+\alpha_m}^{\pi+\alpha_m+\delta} \cos n\omega t d(\omega t) \right] = \frac{2V_s}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \left[\sin n \left(\alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) - \sin n \left(\pi + \alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) \right]$$

Le coefficient $B_{n'}$ peut être obtenu en additionnant des effets de toutes les impulsions :

$$B_{n'} = \sum_{m=1}^p \frac{2V_s}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \left[\sin n \left(\alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) - \sin n \left(\pi + \alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) \right]$$

L'ordre des harmoniques est le même que pour le cas précédemment étudié, mais le facteur de distorsion est considérablement réduit.

Cependant, à cause du nombre élevé de commutations (n fois), les pertes augmentent également de n fois. Pour un nombre élevé d'impulsions p , les amplitudes des harmoniques d'ordre inférieur sont réduites tandis que les mêmes amplitudes pour les harmoniques d'ordre élevé augmentent.

Cependant, ces harmoniques produisent une faible distorsion qui peut être facilement filtrée à la sortie.

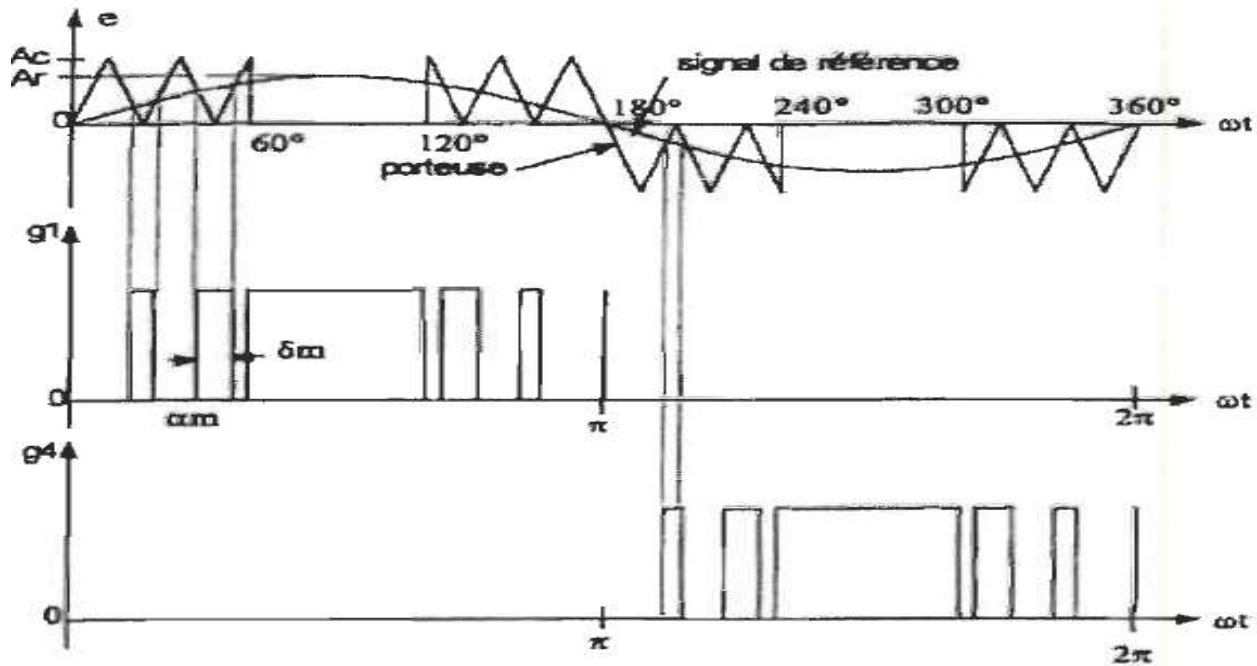
III.9.2.3.MLI sinusoïdale modifiée:

Selon la caractéristique de la MLI sinusoïdale, les largeurs des impulsions s'approchent de l'amplitude maximale de l'onde sinusoïdale pour ne pas changer significativement avec la variation de l'indice de modulation.

Cela est dû à la caractéristique d'une onde sinusoïdale et la technique de MLI sinusoïdale peut être modifiée en appliquant l'onde sinusoïdale durant le début et la fin d'un intervalle de 60° par demi-cycle; c'est à dire 0 à 60° et de 120° à 180°.

Ce type de modulation est connu sous le nom de MU sinusoïdale modifiée. La composante fondamentale est ainsi augmentée et les caractéristiques des harmoniques sont améliorées.

Le nombre d'impulsions a sur une demi-période de 60° est normalement lié au rapport de fréquence dans le cas d'un onduleur triphasé par $f_c/f_a = 6q + 3$



Figure(III-13): MLI sinusoïdale modifiée

III.9.2.4.MLI Sinusoïdale échantillonnée basée sur la dispersion de la tension triphasée :

La technique de modulation sinusoïdale échantillonnée basée sur la dispersion de la tension triphasée est une technique très utilisée en industrie et est largement passée en revue dans la littérature .

Cette technique de modulation, encore appelée modulation par échantillonnage uniforme, a été introduite pour la première fois par Bowes.

En effet, les instants de commutation par échantillonnage naturel ne sont pas répartis à des intervalles équidistants et, par conséquent, non appropriés à une implémentation par un processeur numérique.

Ces difficultés ont mené, au début des années 70, au développement des techniques de modulation par échantillonnage régulier.

C' est un processus numérique d'échantillonnage à des intervalles régulièrement espacés pour produire une onde discrétisée à tendance sinusoïdale de l'onde modulante.

Quand la modulante est échantillonnée à chaque sommet de l'onde triangulaire de période Te' chaque transition de l' impulsion de commande est définie à partir d'une valeur différente du signal échantillonné .

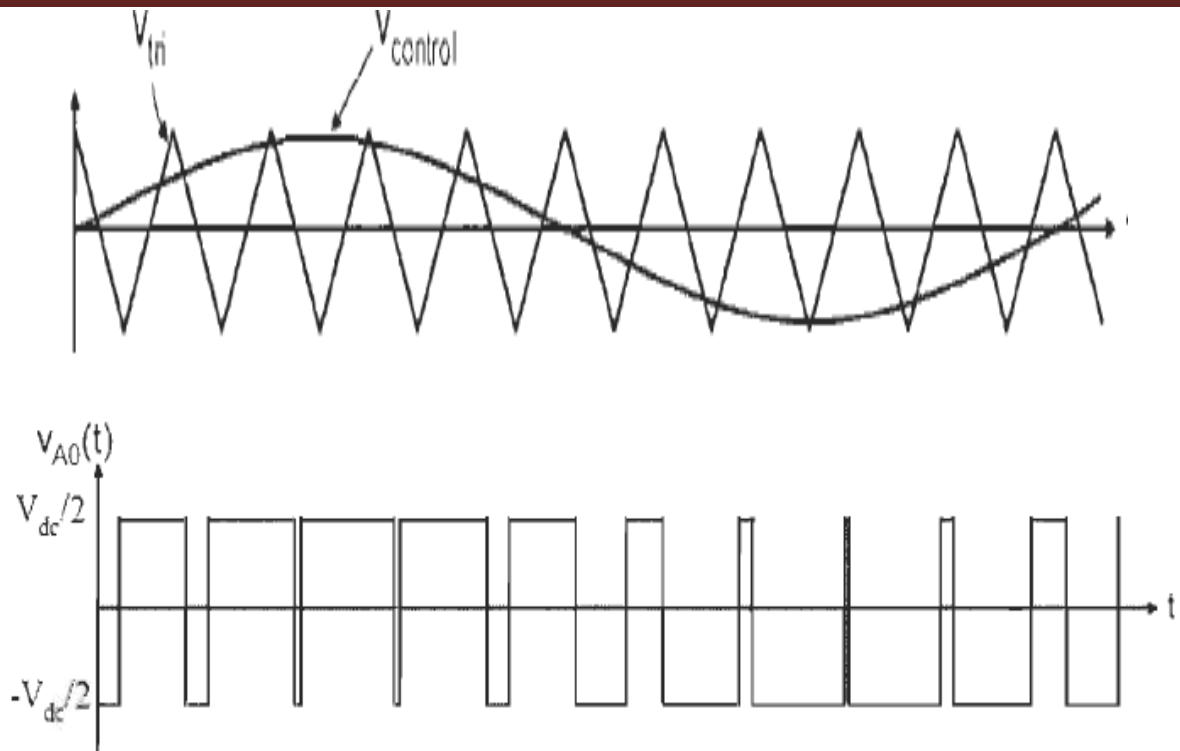
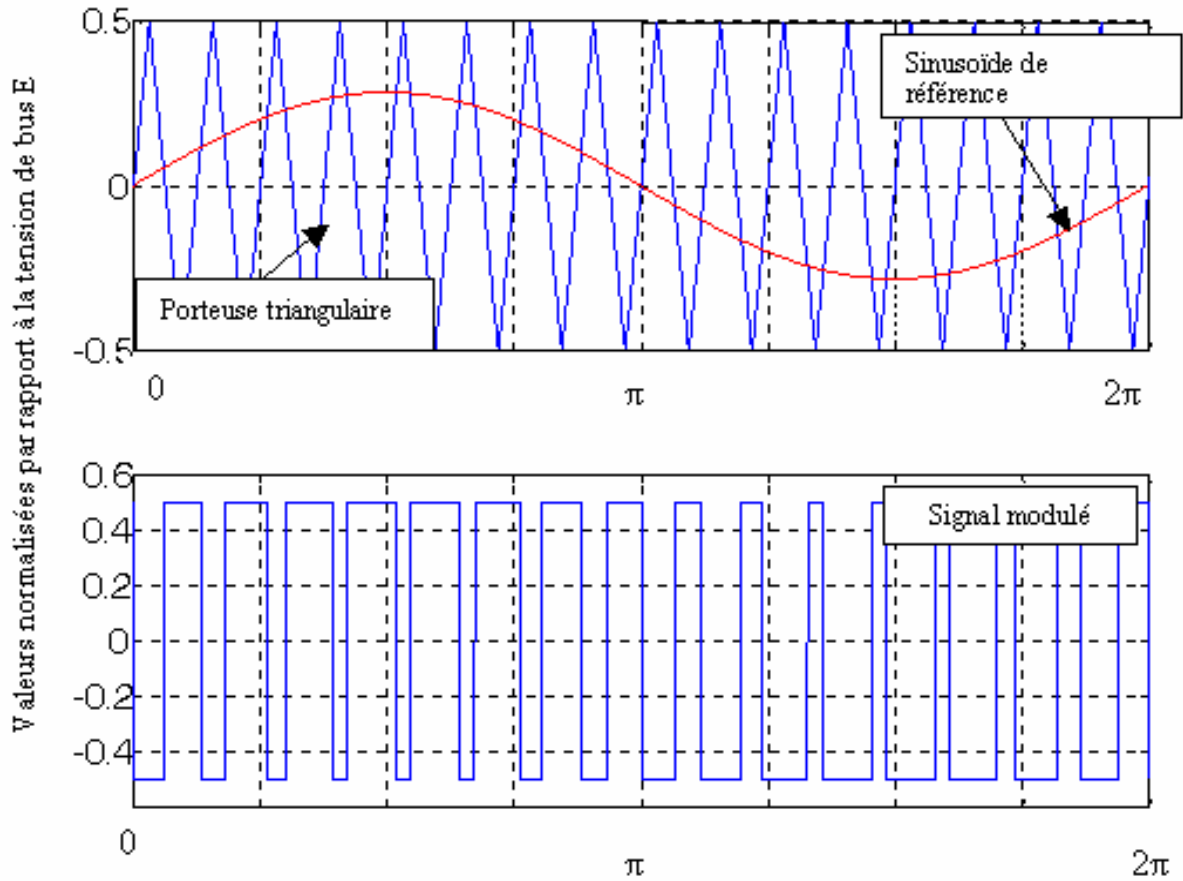


Figure (III-14): Principe de la MLI sinusoïdale échantillonnée basée sur la dispersion de la tension triphasée .

La technique de modulation sinusoïdale échantillonnée basée sur la dispersion de la tension triphasée présente plusieurs avantages tels que la réduction des pertes de commutation, l'augmentation des tensions en sortie, et l'amélioration des performances harmoniques.

La technique de modulation sinusoïdale échantillonnée présente l'avantage d'être facilement réalisable en temps réel par un processeur numérique. Elle entraîne une amélioration importante pour

les harmoniques de faible fréquence et élimine les fréquences de rang supérieur .



Figure(III-15): Principe de la MLI Sinusoïdale échantillonnée basée sur la dispersion de la tension triphasée

CHAPITRE VI

SIMULATION DE L'ASSOCIATION ONDULEUR MACHINE

SIMULATION DE L'ASSOCIATION ONDULEUR MACHINE

VI.1. Outils de simulation MATLAB/SIMULINK :

VI.1.1. Matlab :

Un système interactif et convivial de calcul numérique et de visualisation graphique, destiné aux ingénieurs et scientifiques. Il possède un langage de programmation à la fois puissant et simple d'utilisation. Il permet d'exprimer les problèmes et solutions d'une façon aisée, contrairement à d'autres langages de programmation. Il intègre des fonctions d'analyse numérique, de calcul matriciel, de traitement de signal, de visualisation graphique 2D et 3D, etc. Il peut être utilisé de façon interactive ou en mode programmation. En mode interactif, l'utilisateur a la possibilité de réaliser rapidement des calculs sophistiqués et d'en présenter les résultats sous forme numérique ou graphique. En mode programmation, il est possible d'écrire des scripts (programmes) comme avec d'autres langages. L'utilisateur peut aussi créer ses propres fonctions pouvant être appelées de façon interactive ou par des scripts. Ces fonctions fournissent à MATLAB un atout inégalable : son extensibilité.

Ainsi, l'environnement MATLAB peut facilement être étendu. Dans MATLAB, l'élément de base est la matrice.

L'utilisateur ne s'occupe pas des allocations de mémoire ou de redimensionnement comme dans les langages classiques. Les problèmes numériques peuvent être résolus en un temps record, qui ne représente qu'une infime partie du temps à passer avec d'autres langages comme le Basic, C, C++ ou le Fortran. MATLAB s'est imposé dans les milieux universitaire et industriel comme un outil puissant de modélisation, de simulation et de visualisation de problèmes numériques. Dans le monde universitaire, MATLAB est utilisé pour l'enseignement de l'algèbre linéaire, le traitement du signal, l'automatique, etc., ainsi que dans la recherche scientifique. Dans le domaine industriel, il est utilisé pour la résolution et la simulation de problèmes d'ingénierie et de prototypage. MATLAB est une abréviation de MATrix LABoratory. Écrit à l'origine, en Fortran, par Cleve Moler, MATLAB était destiné à faciliter l'accès au logiciel matriciel développé dans les projets LINPACK et EISPACK.

VI.1.2 Simulink :

SIMULINKTM est un programme pour la simulation des systèmes dynamiques linéaires et non linéaires; une extension de MATLABTM, dans laquelle la définition des modèles se fait par schémas blocs (diagramme structurel). Le diagramme structurel permet la représentation graphique d'un système d'équations linéaires et non linéaires. Il met en évidence la structure du système et permet de visualiser les interactions entre les différentes grandeurs internes et externes. On distingue alors particulièrement bien les contre-réactions, les couplages réciproques, les non-linéarités, etc. Les éléments qui composent le diagramme structurel représentent des opérations mathématiques, à savoir addition, soustraction, multiplication avec un coefficient, intégration et différentiation, ainsi que la multiplication et la division de deux variables et la fonction non linéaire d'une variable. SIMULINK possède une interface graphique pour visualiser les résultats sous forme de graphiques ou de valeurs numériques en cours de simulation. Les paramètres régissant le fonctionnement des systèmes peuvent être modifiés en ligne, c'est à dire en cours de simulation, et l'on peut observer leur effet immédiatement. SIMULINK est bâti autour d'une bibliothèque de blocs (bibliothèques) classés par catégories. Les principales bibliothèques sont montrées dans le tableau 1.

| Librairie | Contenu |
|--------------------|--|
| Sources | Différents types de signaux d'entrée |
| Sinks | Appareils virtuels de visualisation |
| Continuous | Systèmes et opérateurs continus |
| Discrete | Blocs représentant les systèmes discrets |
| Math | Opérateurs mathématiques |
| Functions & Tables | Fonctions et tables de valeurs |
| Nonlinear | Systèmes et opérateurs non linéaires |
| Signals & Systems | Blocs de connexion et sous-systèmes |

Tableau 1

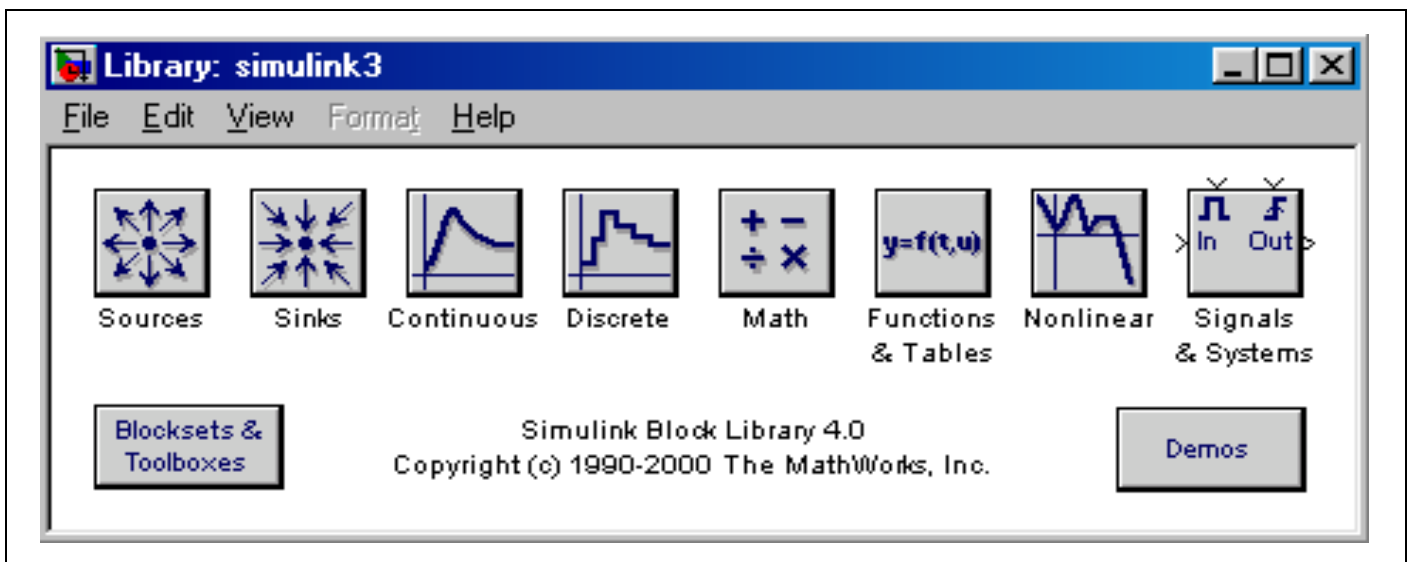
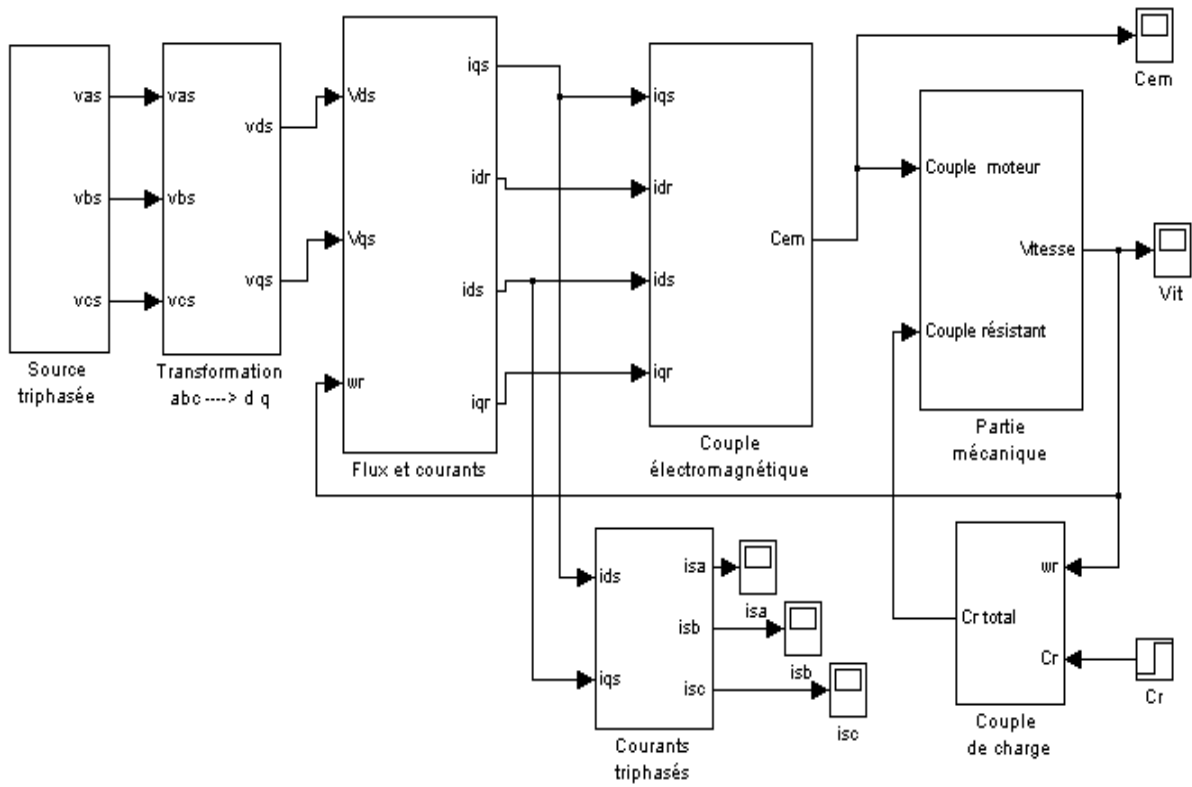


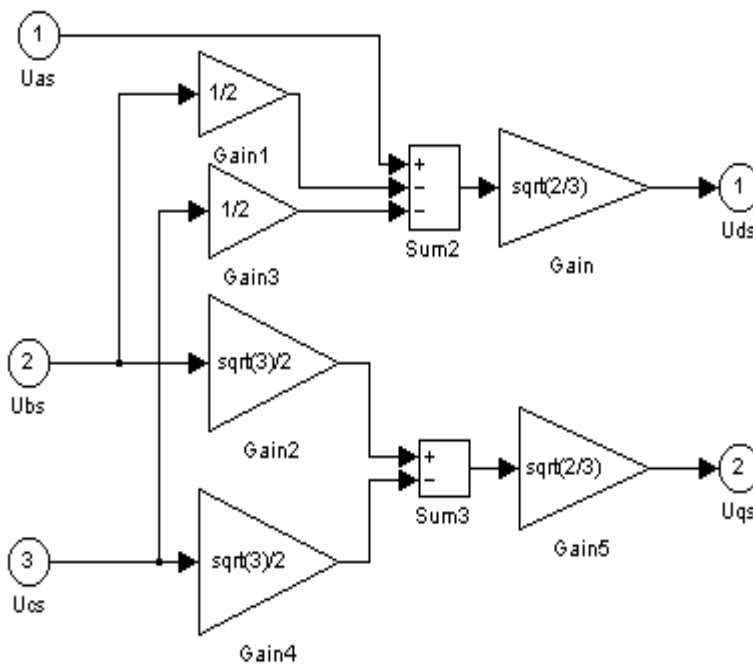
Figure (VI-1) : Librairie SIMULINK

VI.2.Développement du modèle SIMULINK du moteur asynchrone :

La figure 2 représente le modèle SIMULINK du moteur asynchrone décrit par les équations (2) à (7). Chaque bloc de la figure est issu d'une équation. Ainsi, le bloc « Transformation abc----> dq » est réalisé à partir de l'équation (6). Le contenu du bloc est représenté à la figure 3

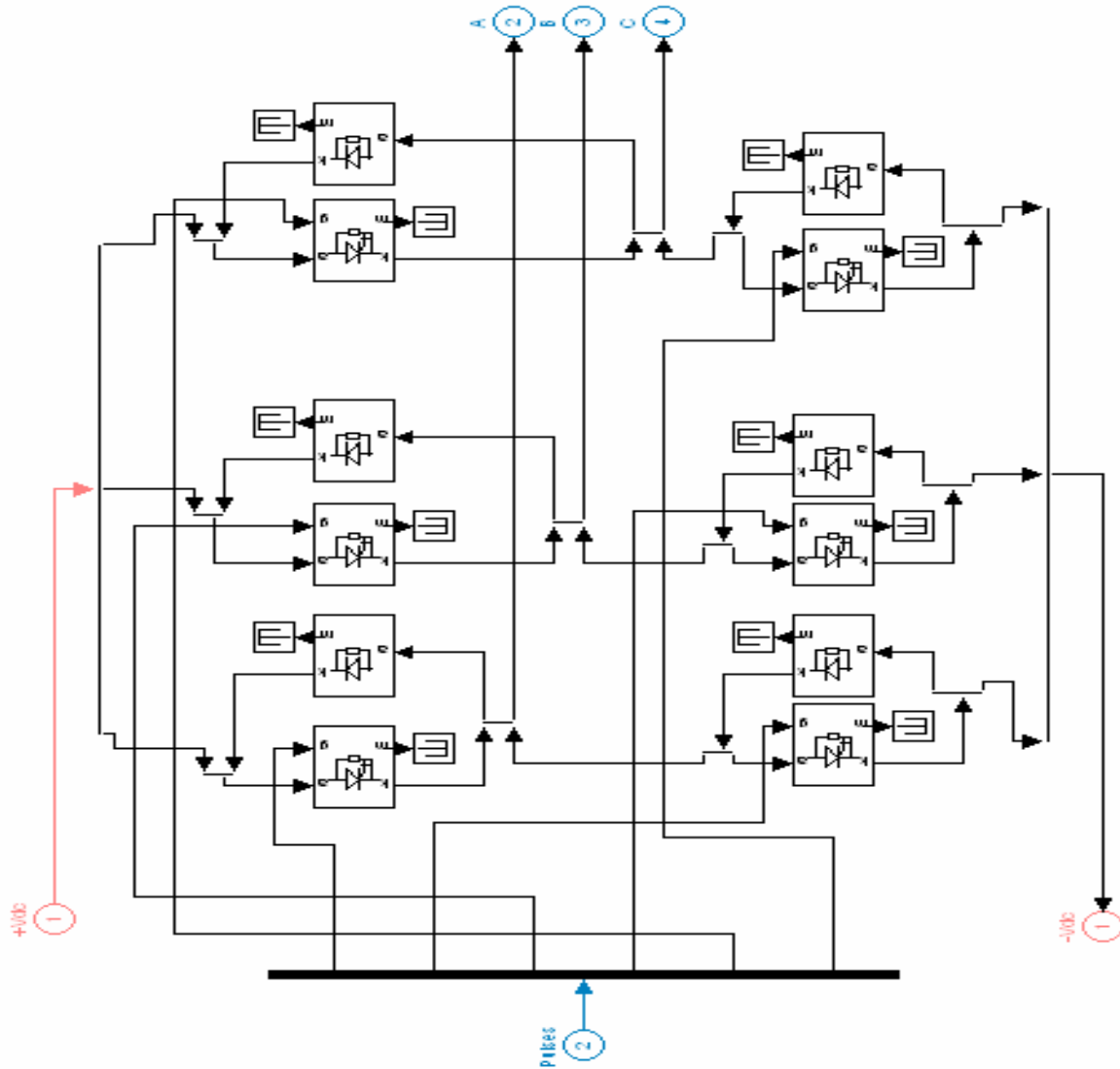


Figure(VI-2) : ModèleSIMULINK d'un moteurasynchroneà cage



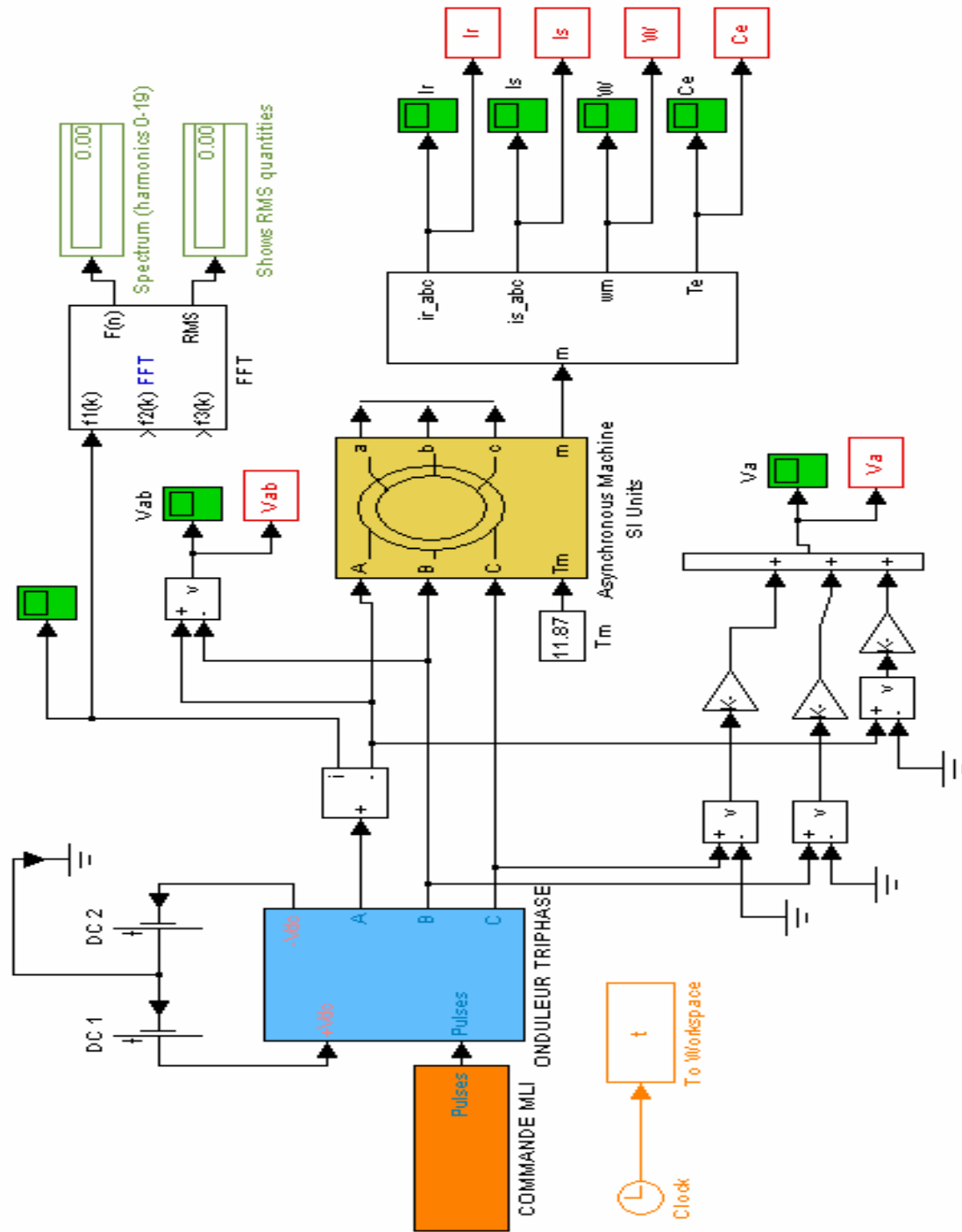
Figure(VI-3): Bloc de transformation triphasée-biphasé

VI.3. Schéma bloc de l'onduleur de tension triphasé :



Figure(VI-4) :Schéma bloc de l'onduleur de tension triphasé

VI.4.Schéma bloc de l'association onduleur-moteur :

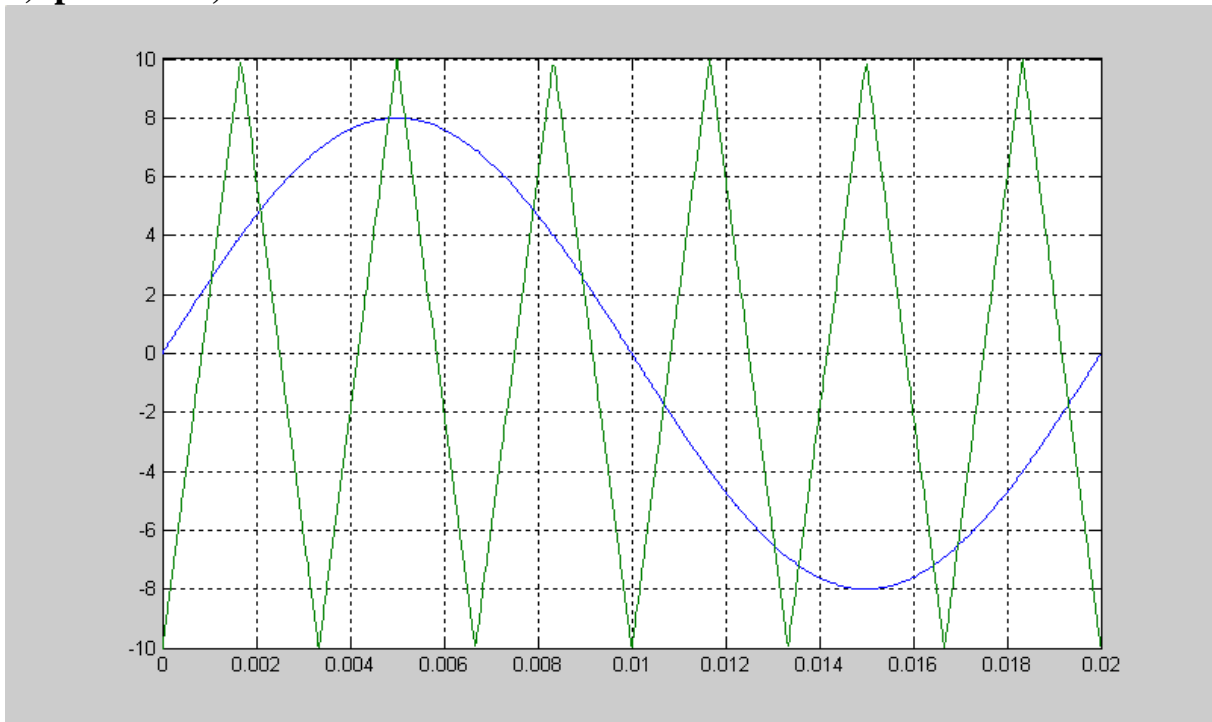


Figure(VI-5) :Schéma bloc de l'association onduleur-moteur

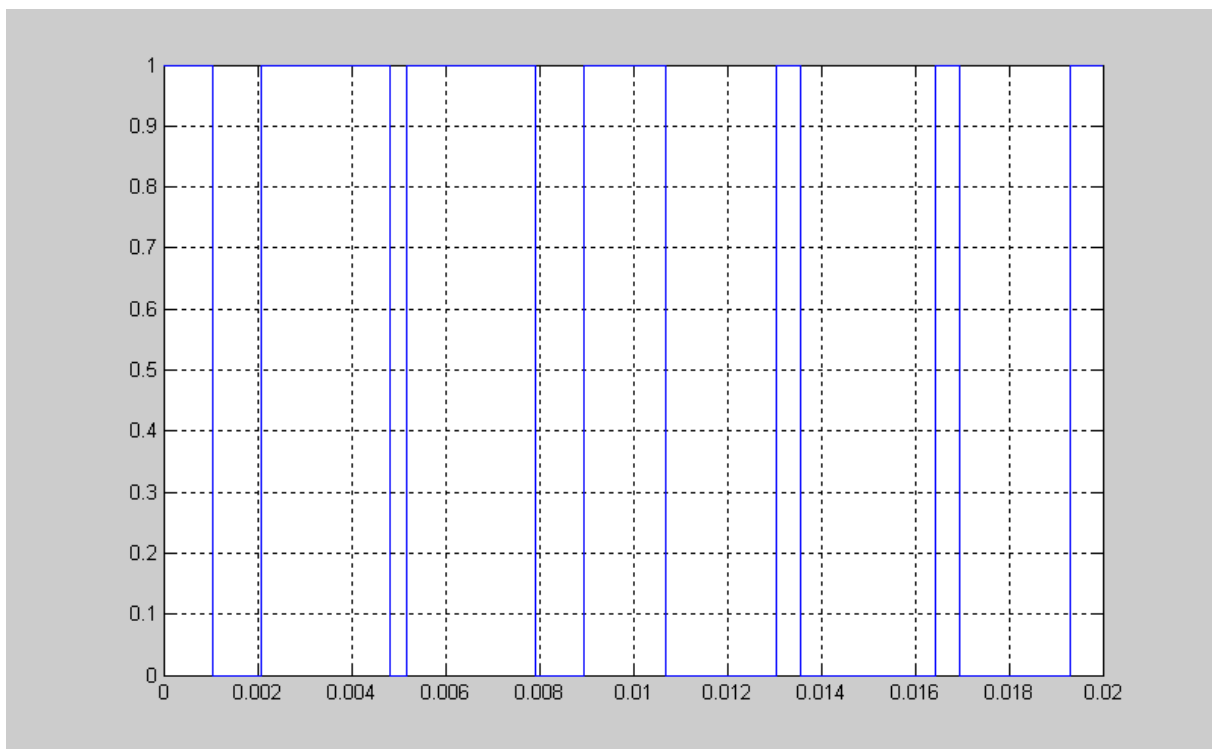
VI.5. Résultat de la simulation :

VI.5.1.Simulation de la commande MLI :

a) pour $m=6$, $r=0.8$ et $Cr=11.87N.m$:

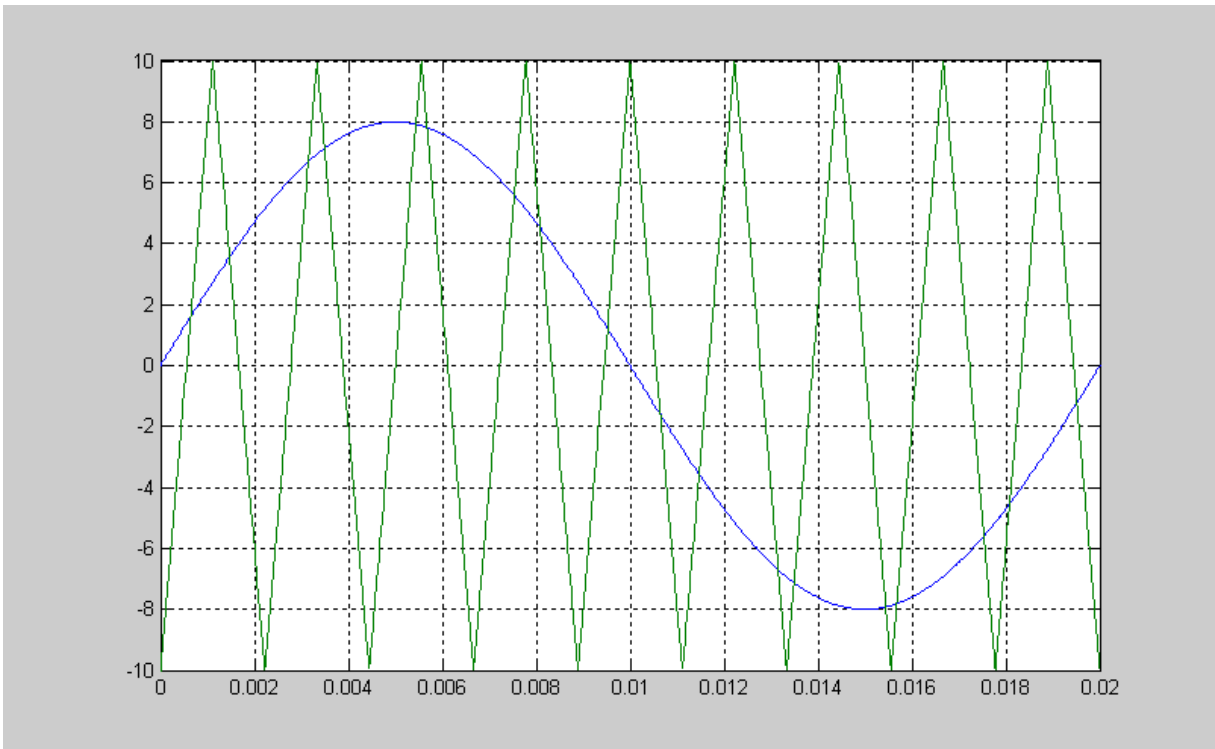


La commande sinus-triangle

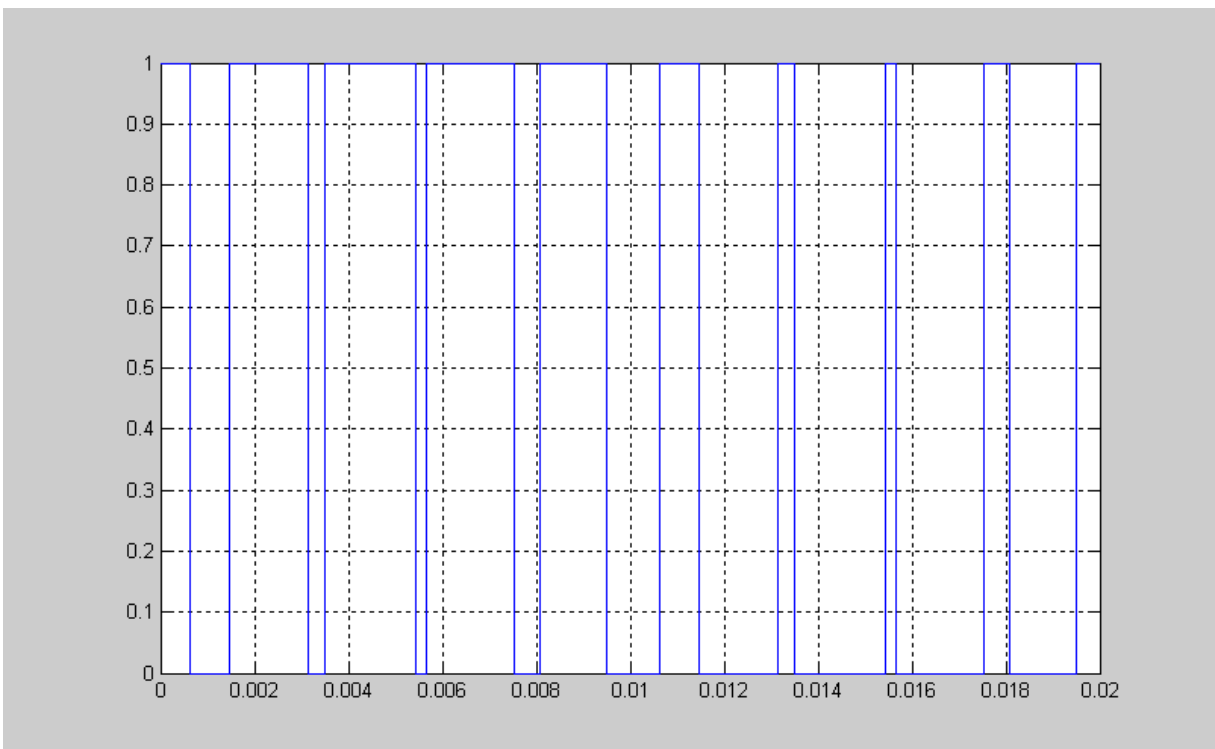


Les intervalles de conduction des interrupteurs

b) pour $m=9$, $r=0.8$ et $Cr=11.87N.m$:

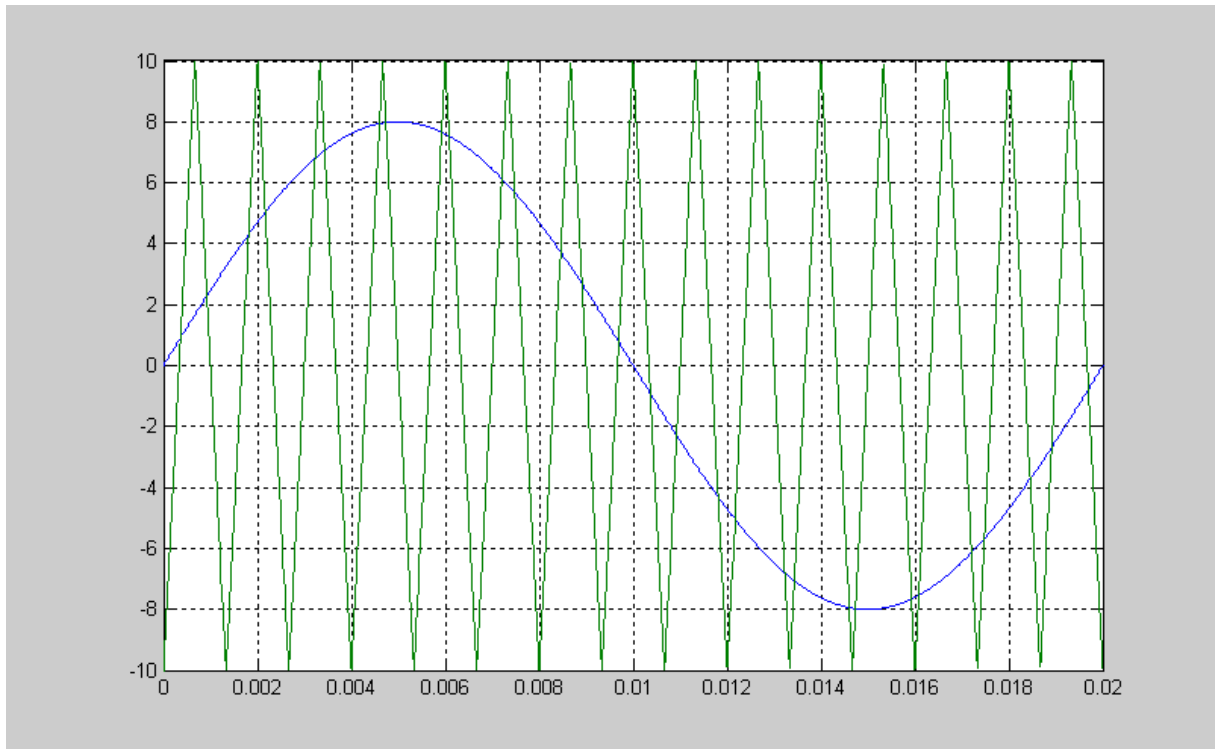


La commande sinus-triangle

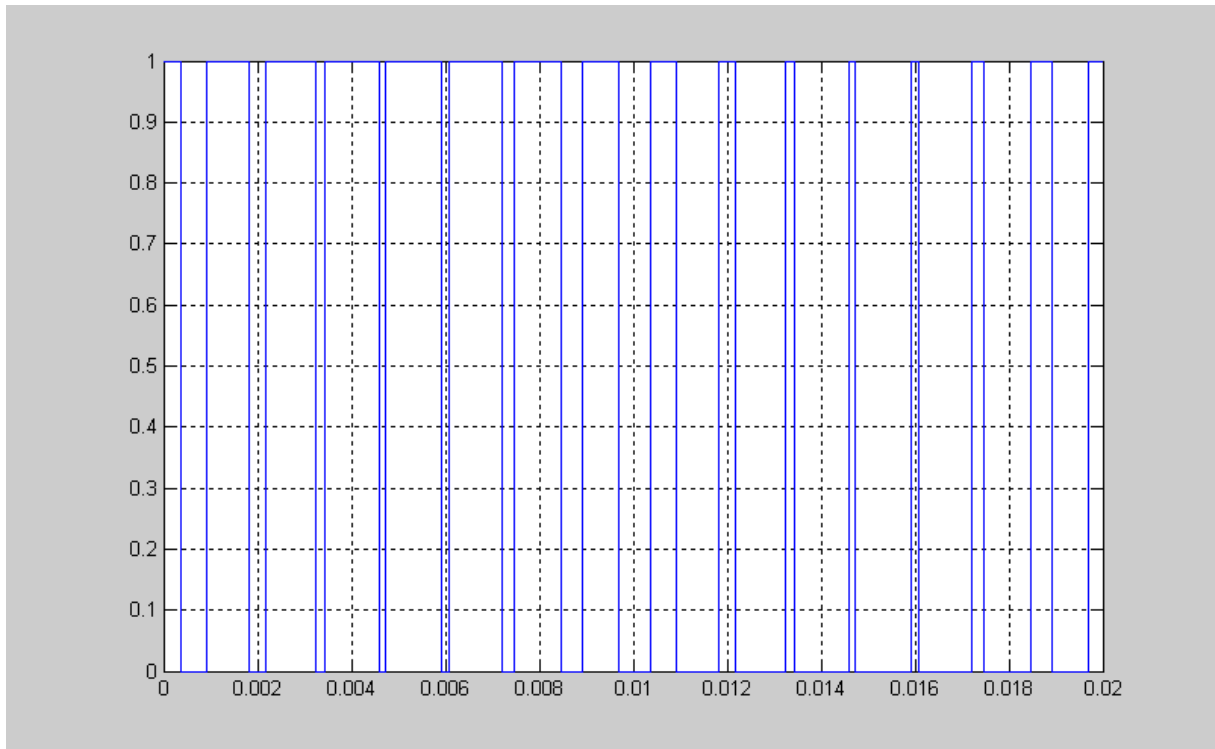


Les intervalles de conduction des interrupteurs

c) pour $m=15$, $r=0.8$ et $Cr=11.87N.m$:

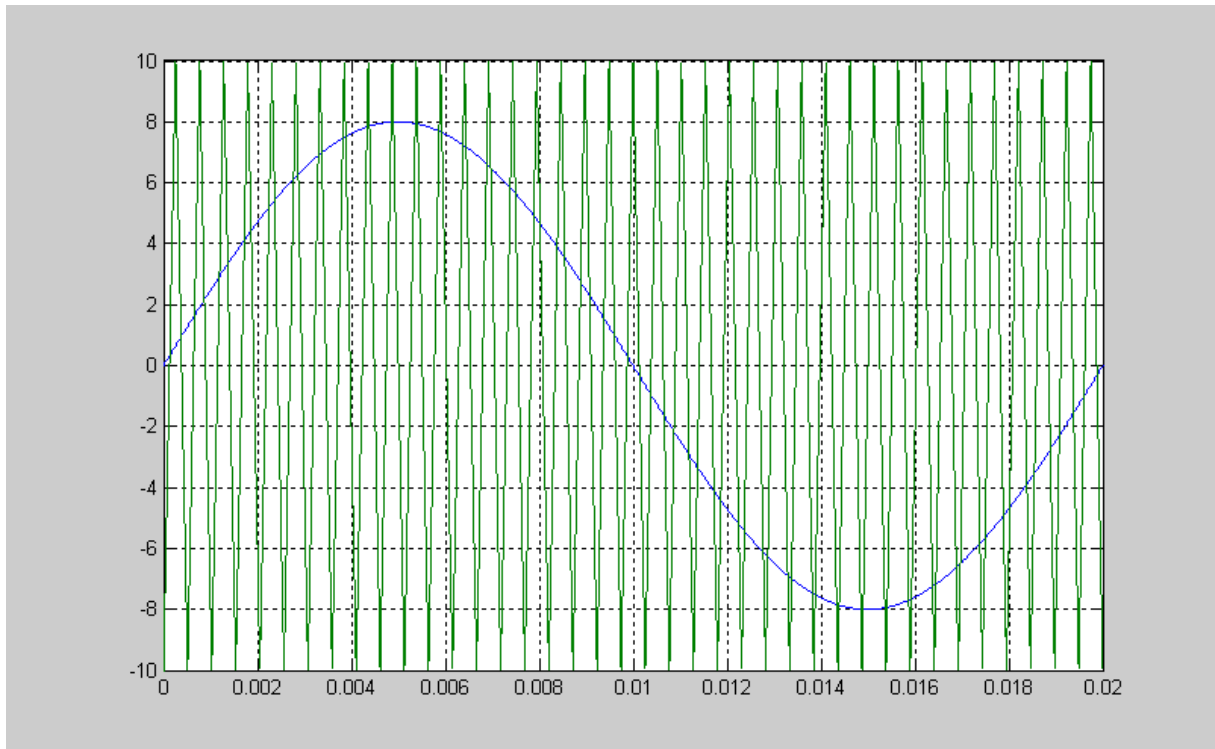


La commande sinus-triangle

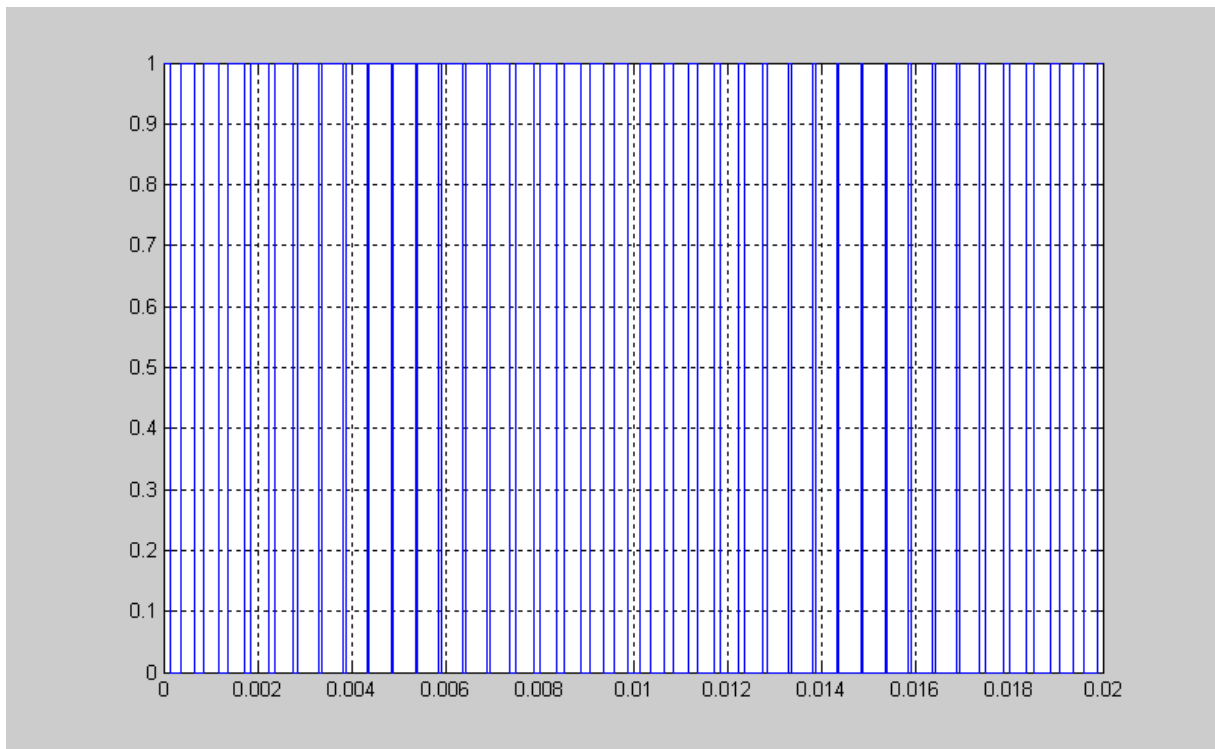


Les intervalles de conduction des interrupteurs

d) pour $m=39$, $r=0.8$ et $Cr=11.87N.m$:

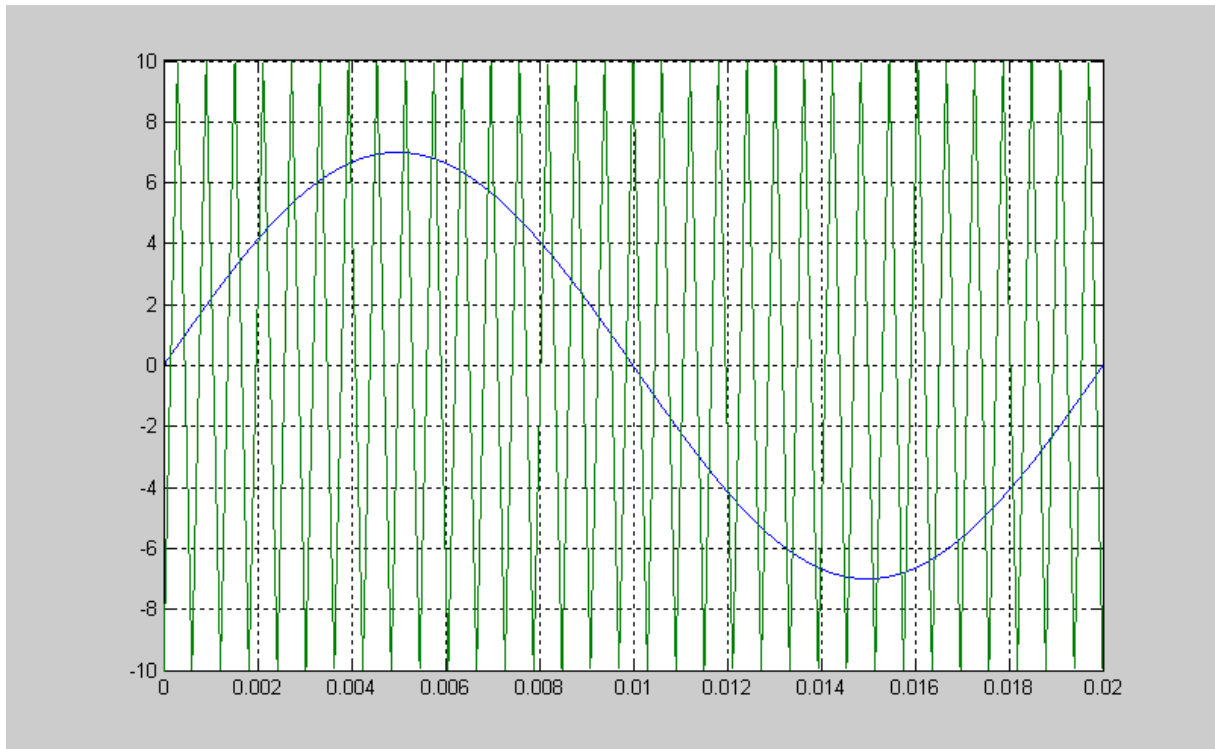


La commande sinus-triangle

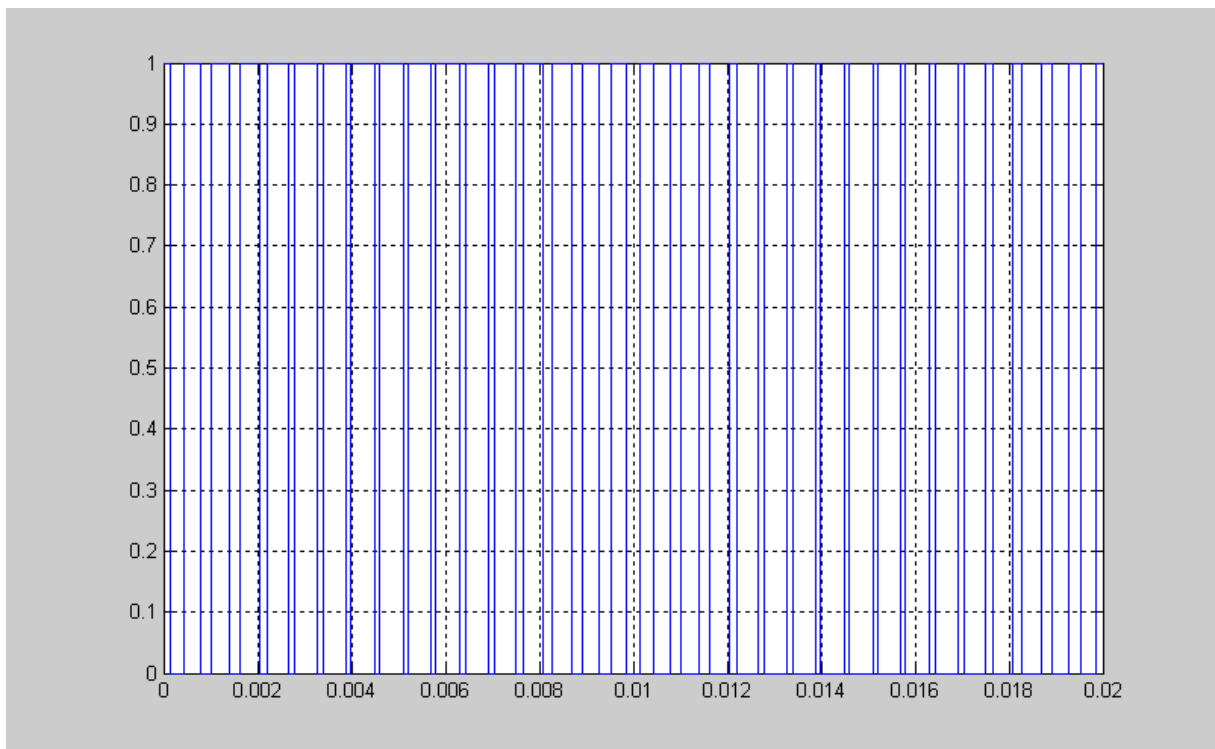


Les intervalles de conduction des interrupteurs

e) pour $m=33$, $r=0.7$ et $Cr=11.87N.m$:

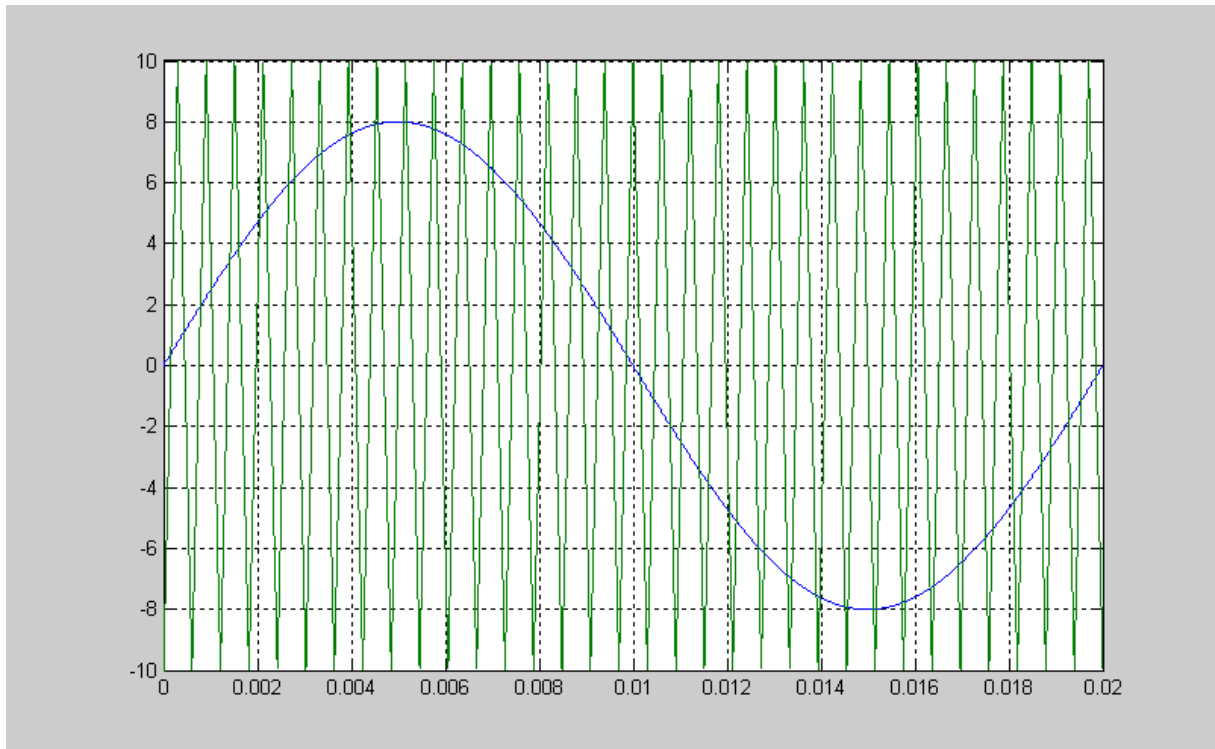


La commande sinus-triangle

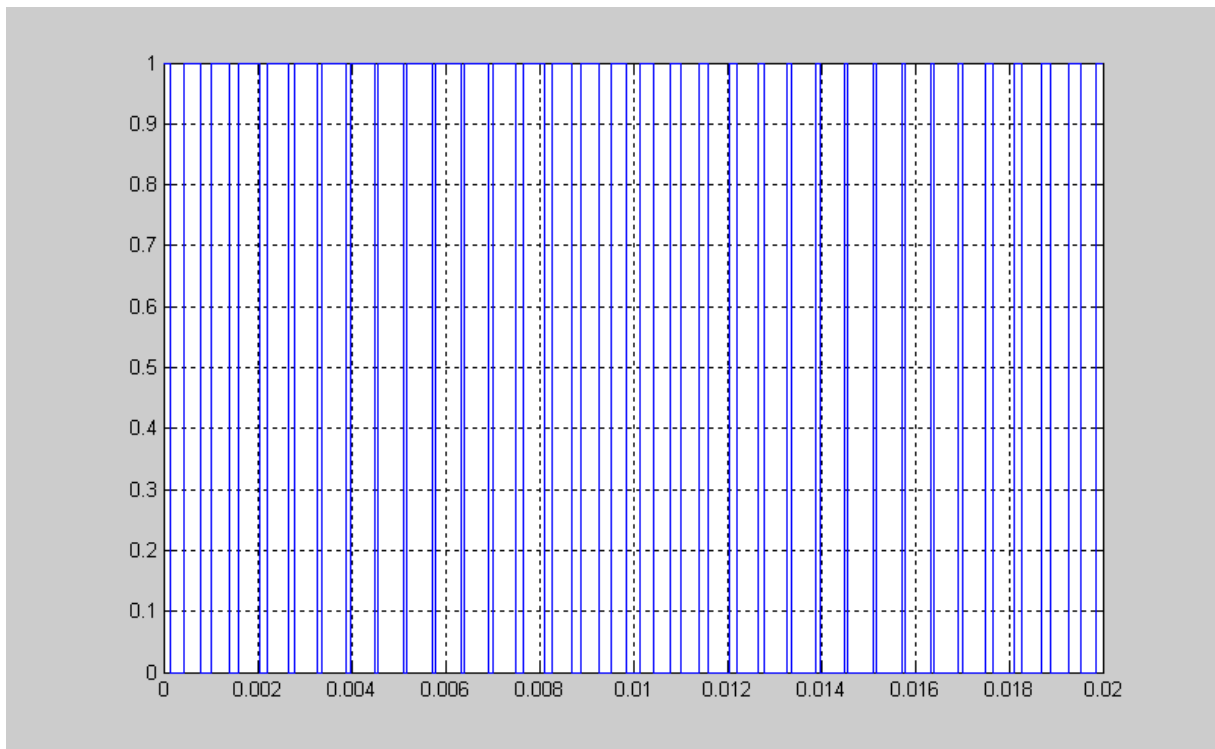


Les intervalles de conduction des interrupteurs

f) pour $m=33$, $r=0.8$ et $Cr=11.87$:

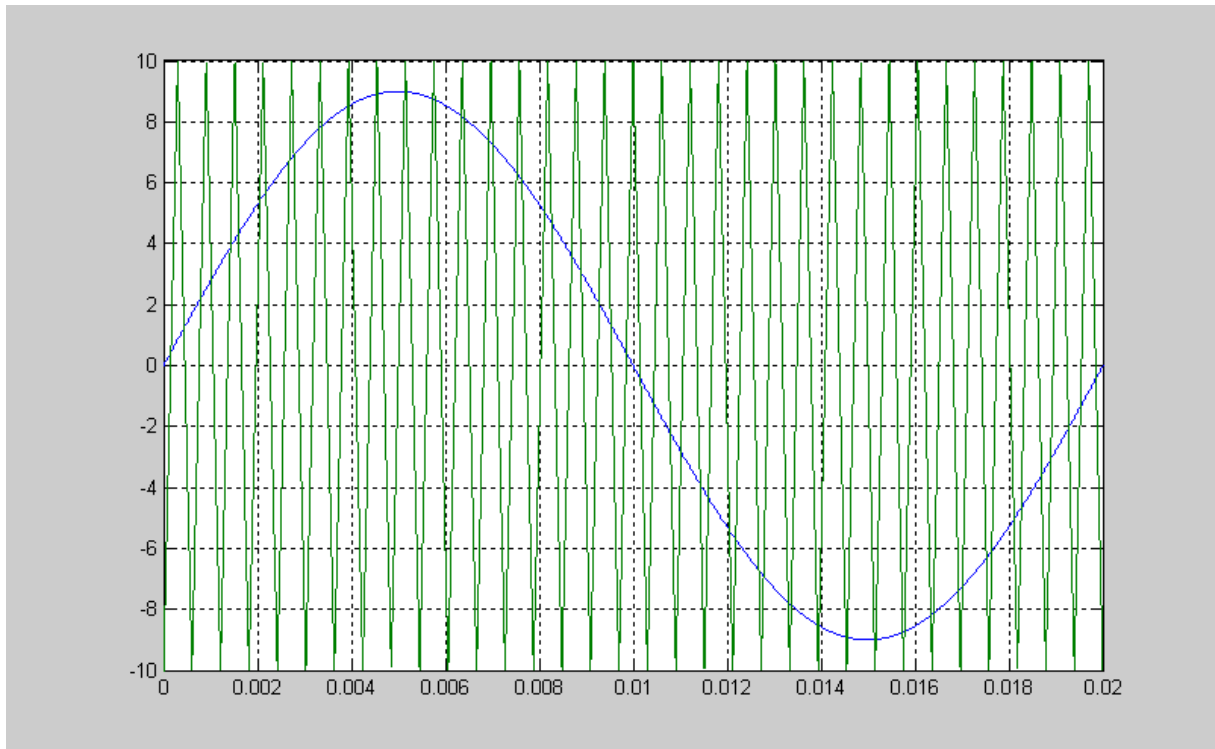


La commande sinus-triangle

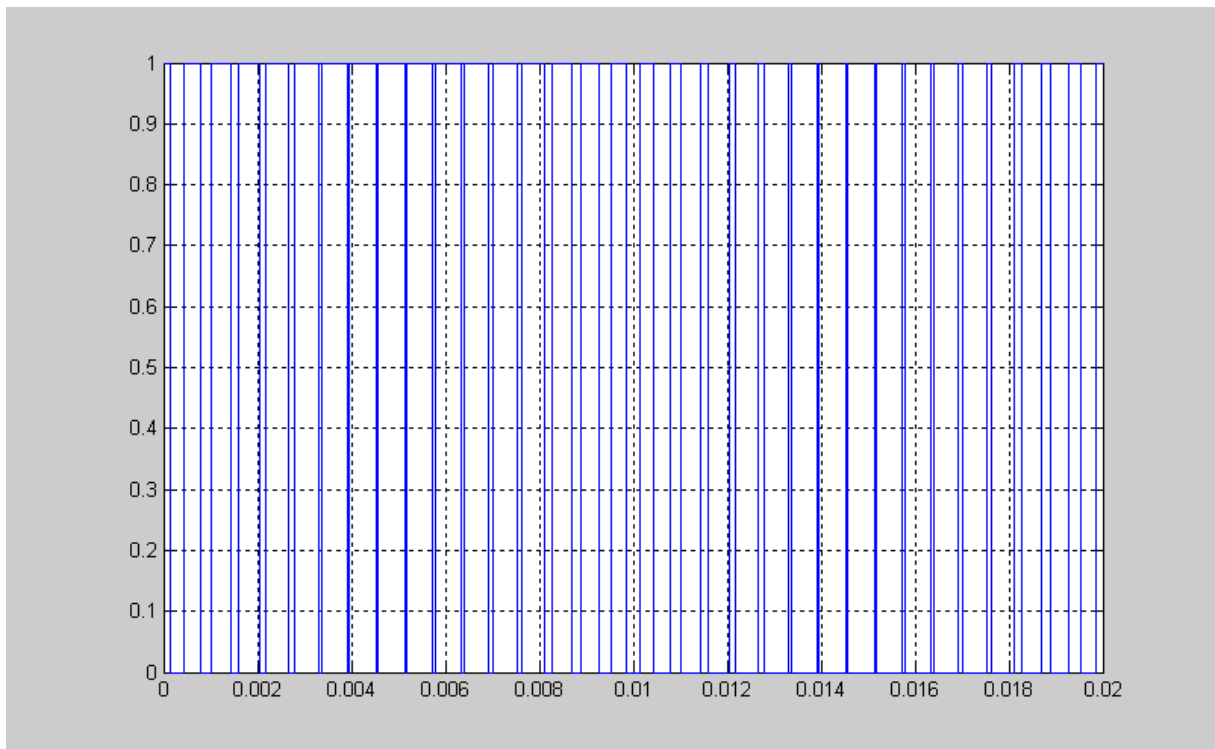


Les intervalles de conduction des interrupteurs

g) pour $m=33$, $r=0.9$ et $Cr=11.87N.m$:



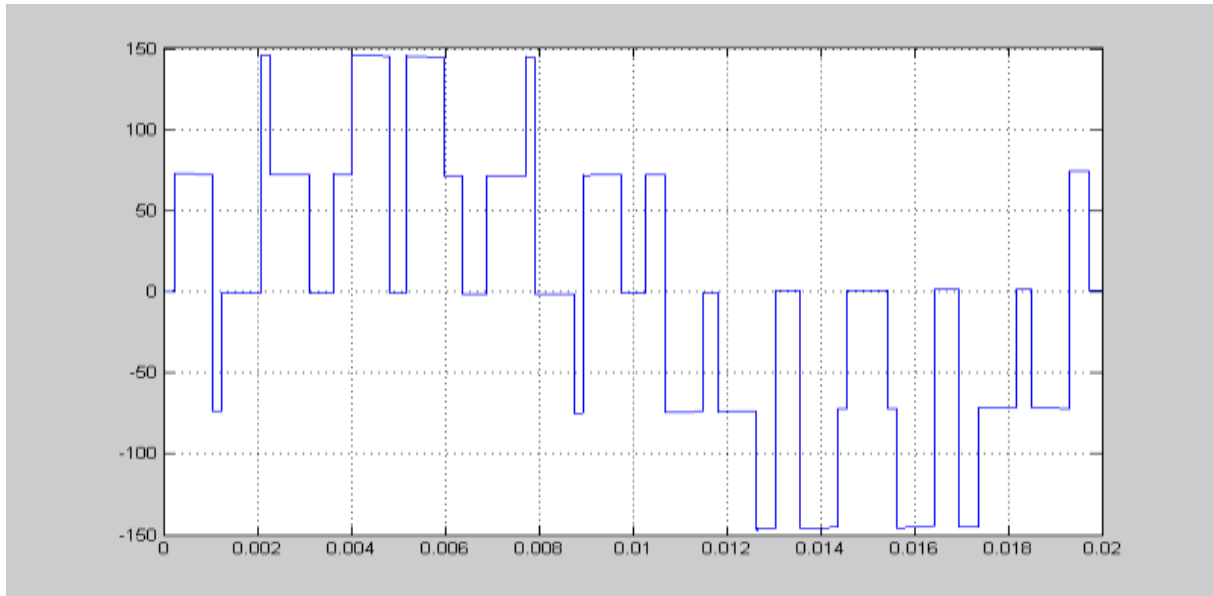
La commande sinus-triangle



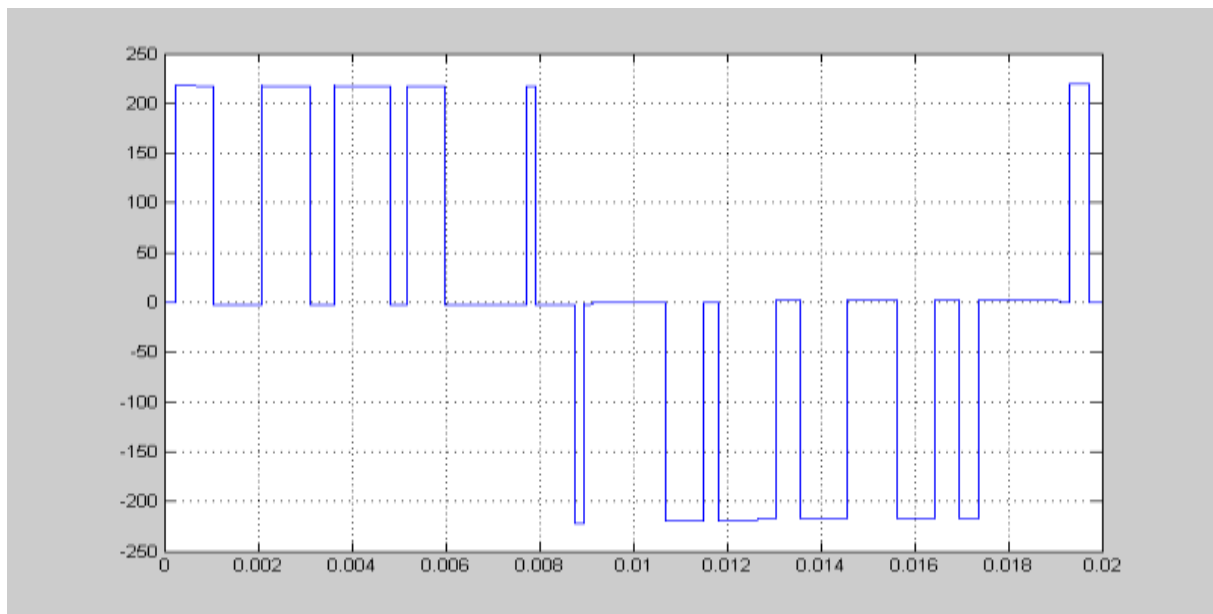
Les intervalles de conduction des interrupteurs

VI.5.2.Simulation de l'association onduleur-moteur :

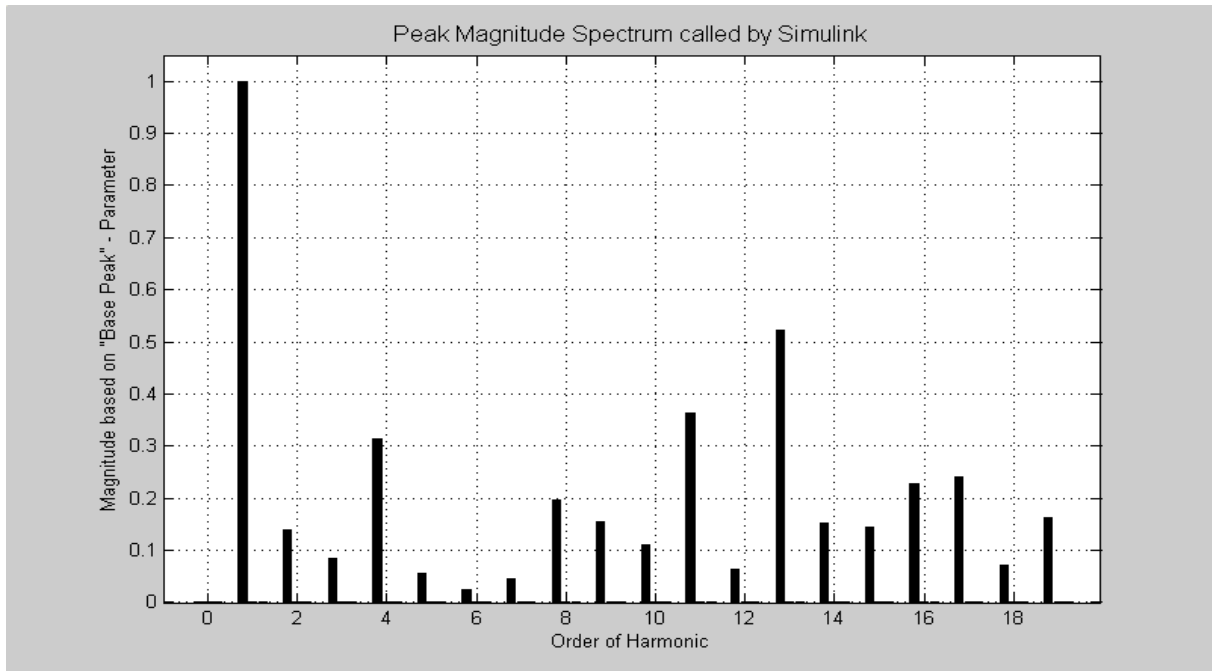
a) pour $m=6$, $r=0.8$ et $Cr=11.87N.m$:



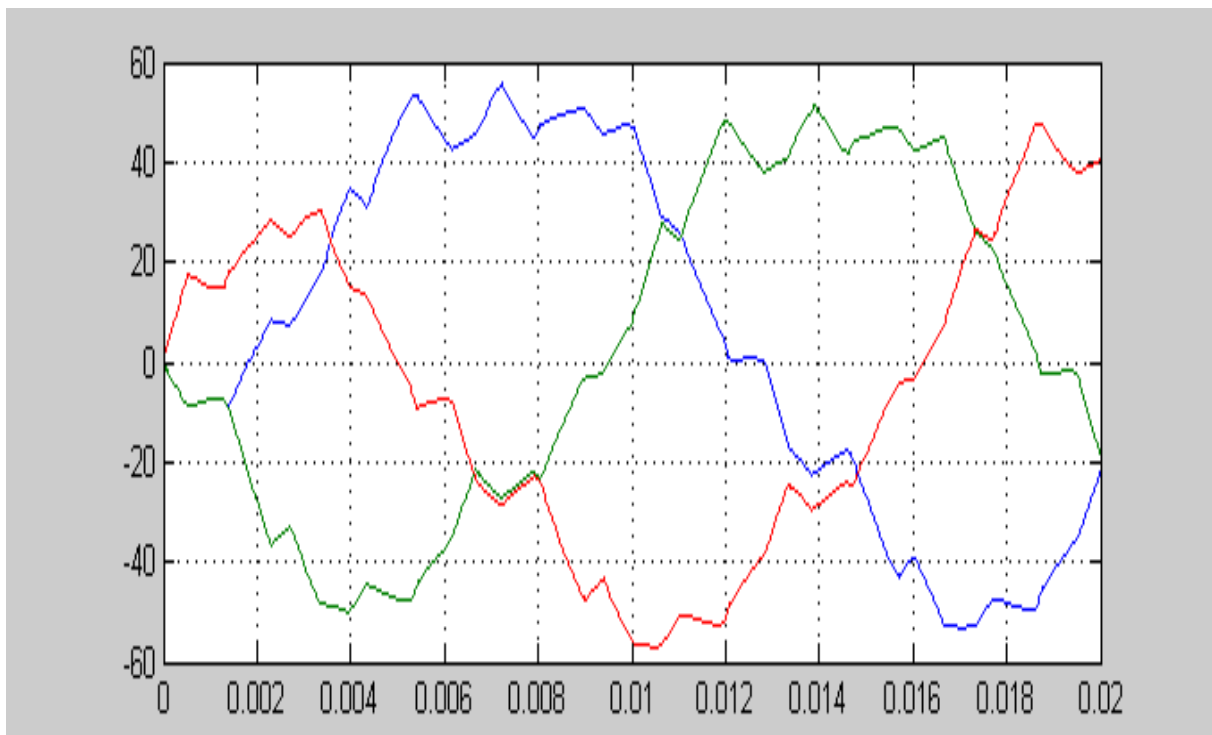
Tension simple



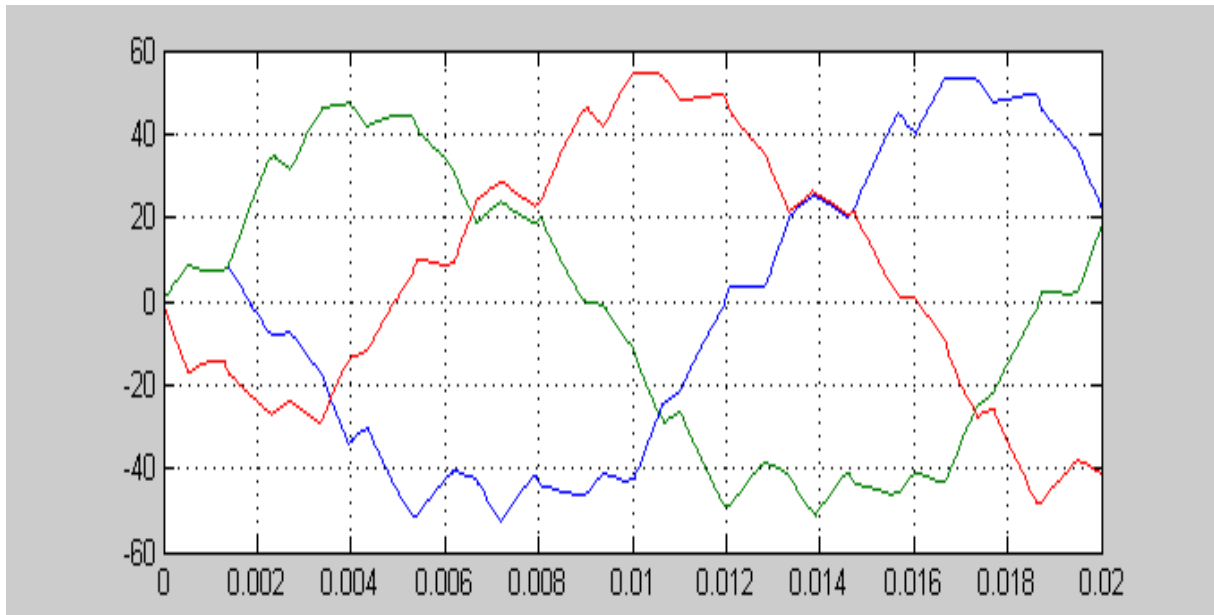
Tension compose



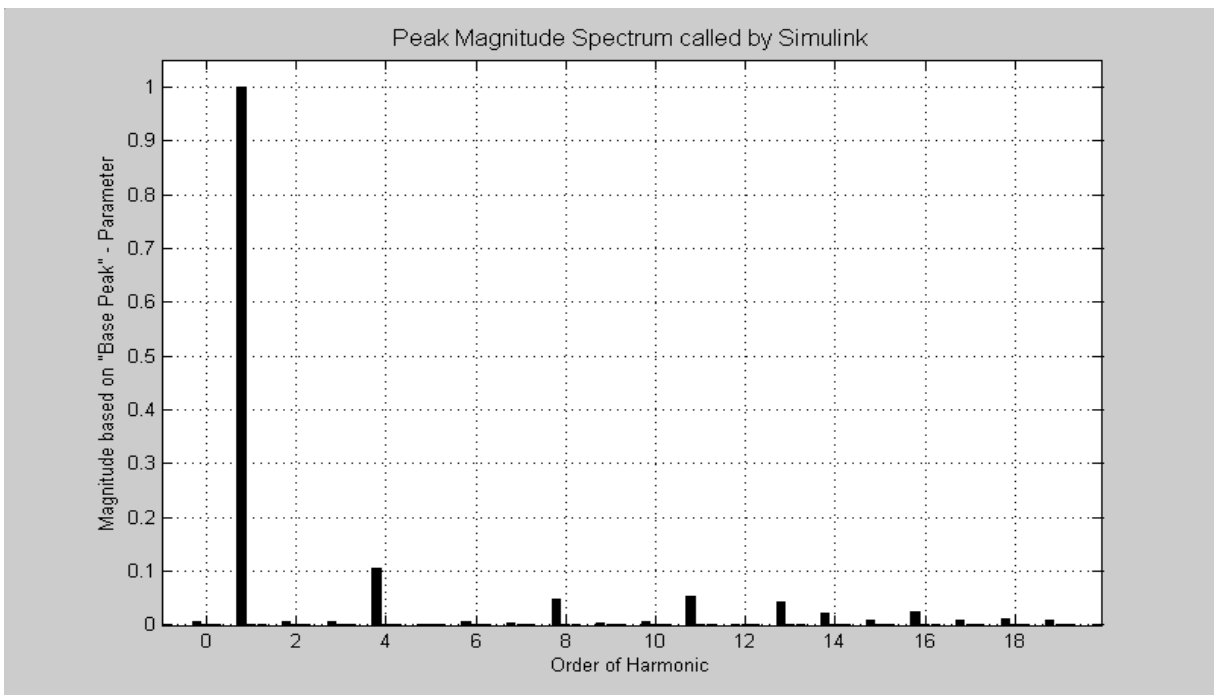
Le spectre d'harmonique de la tension



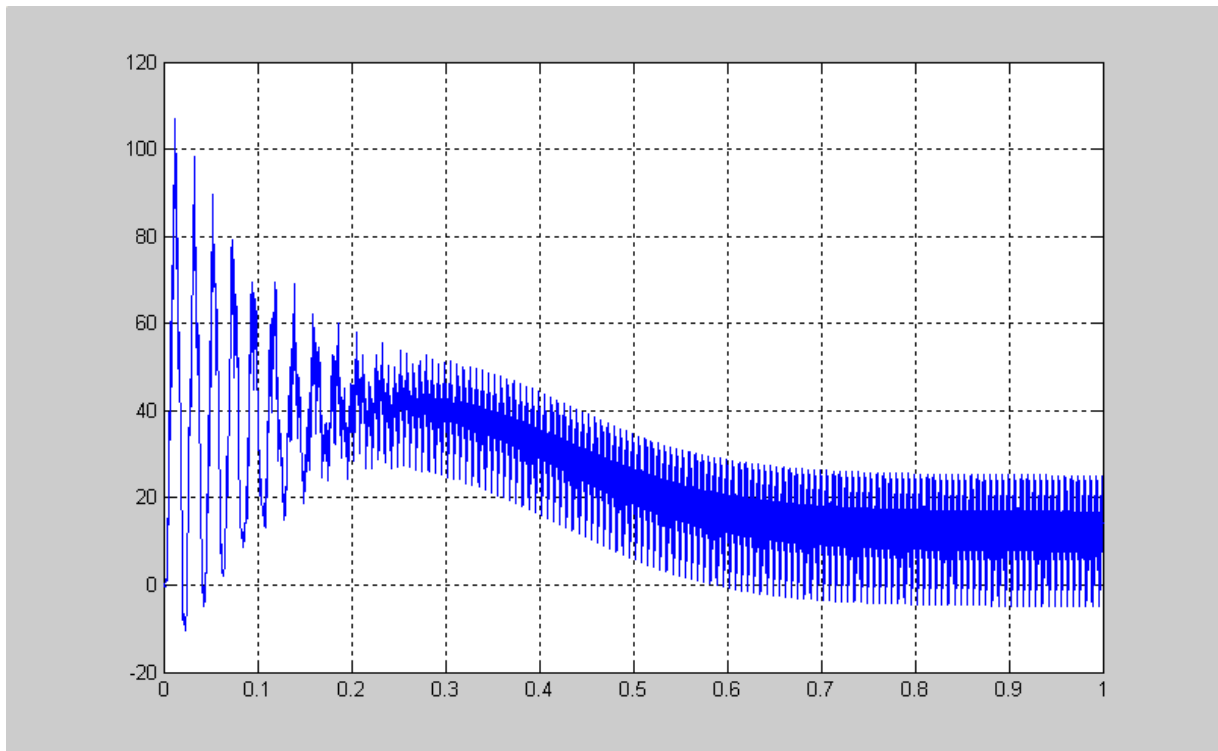
Les courants statoriques



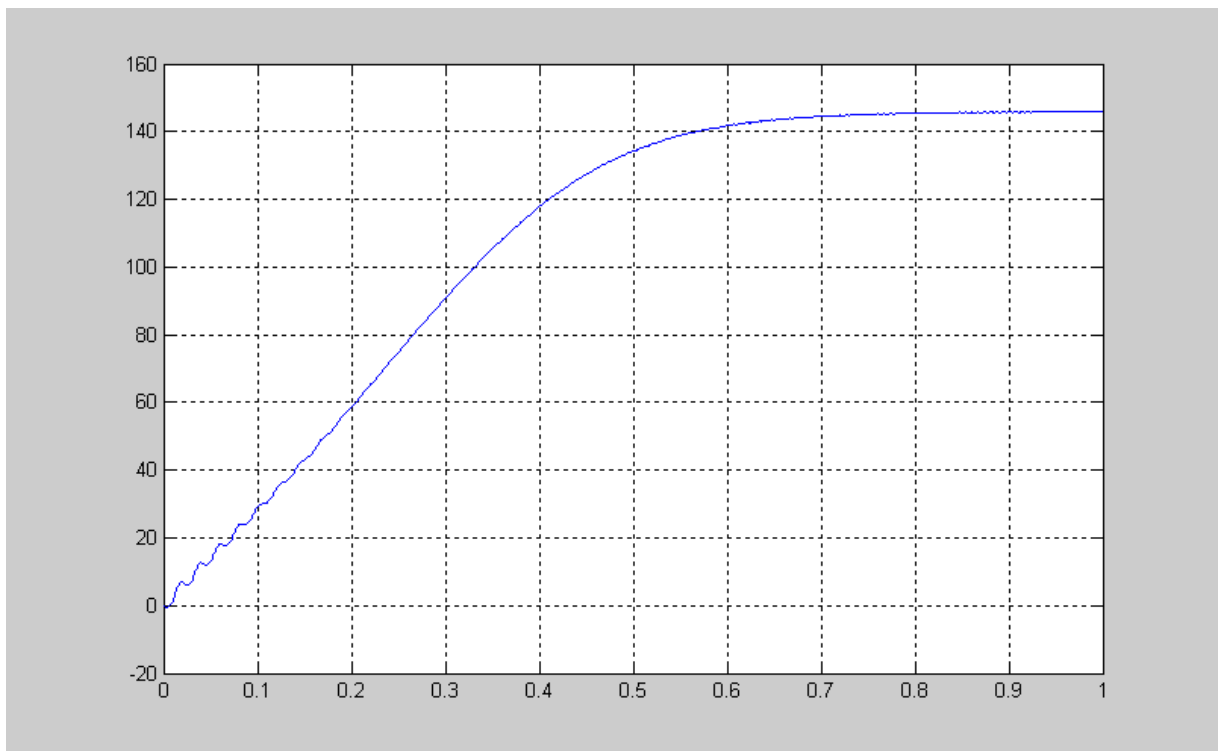
Les courants rotoriques



Le spectre d'harmonique du courant

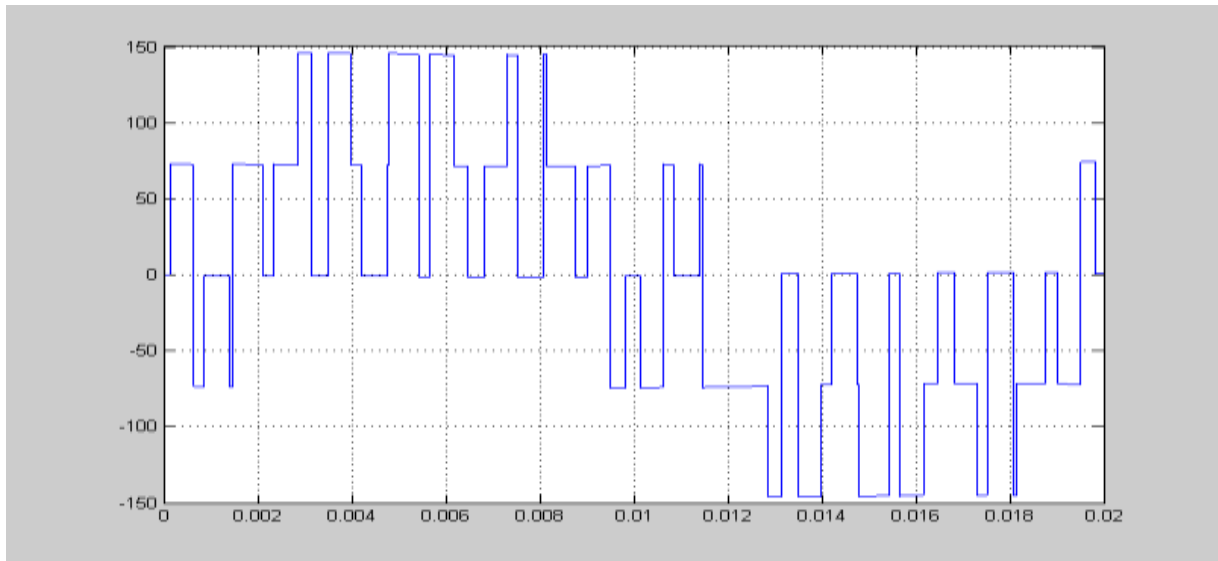


Le couple électromagnétique

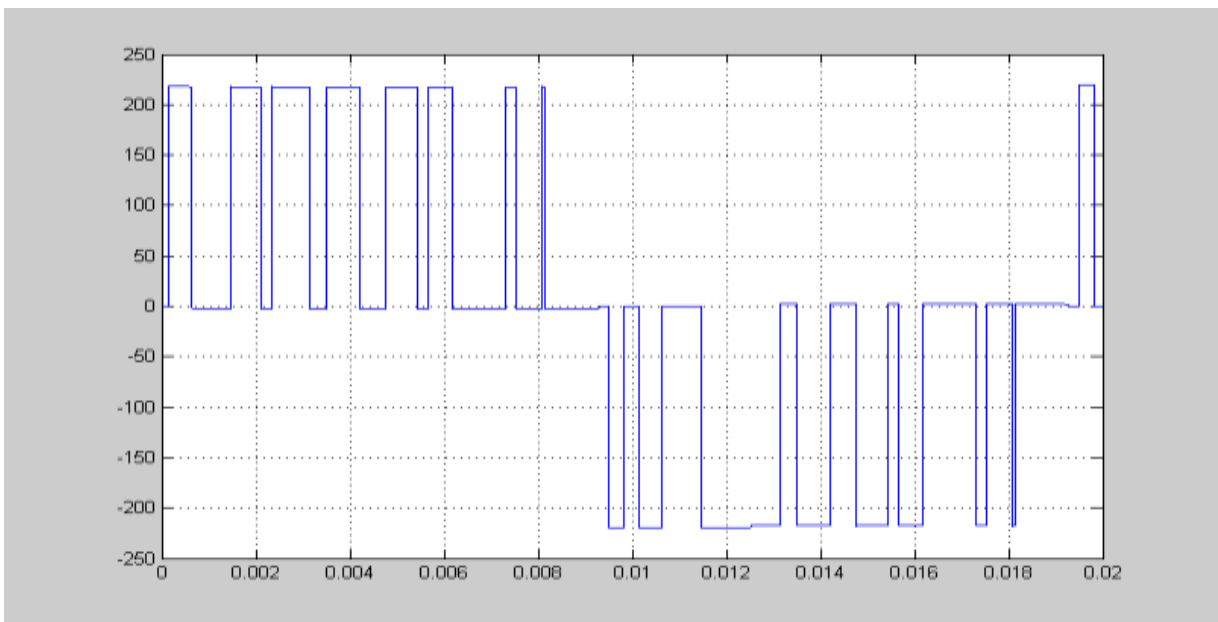


La vitesse

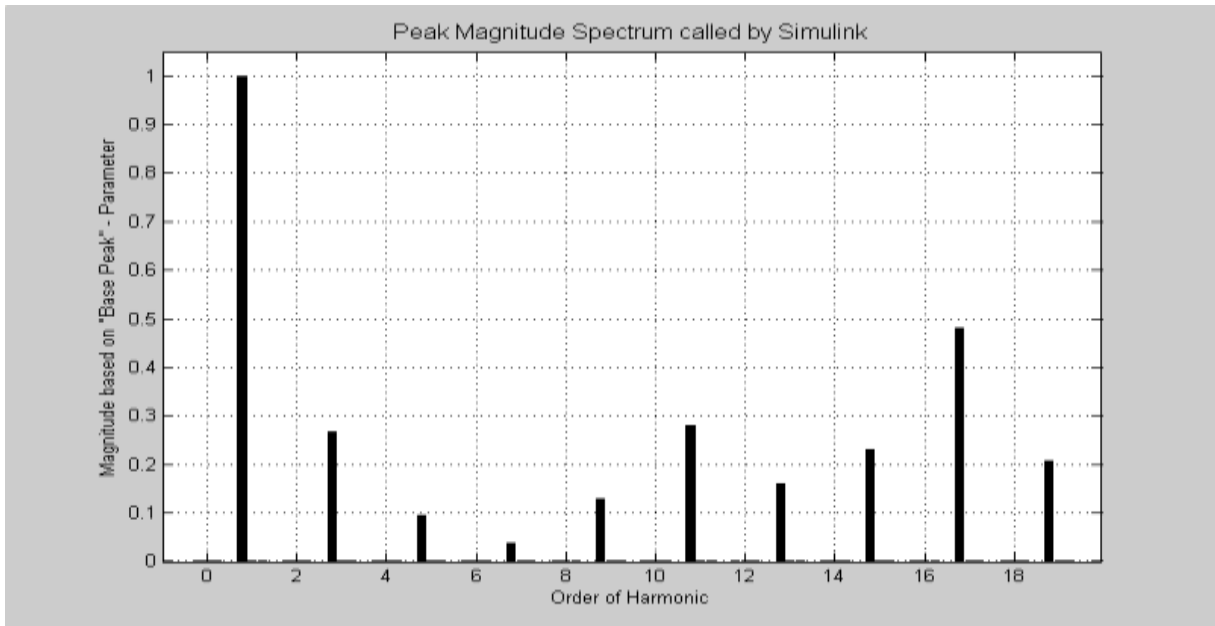
b) pour $m=9$, $r=0.8$ et $Cr=11.87N.m$:



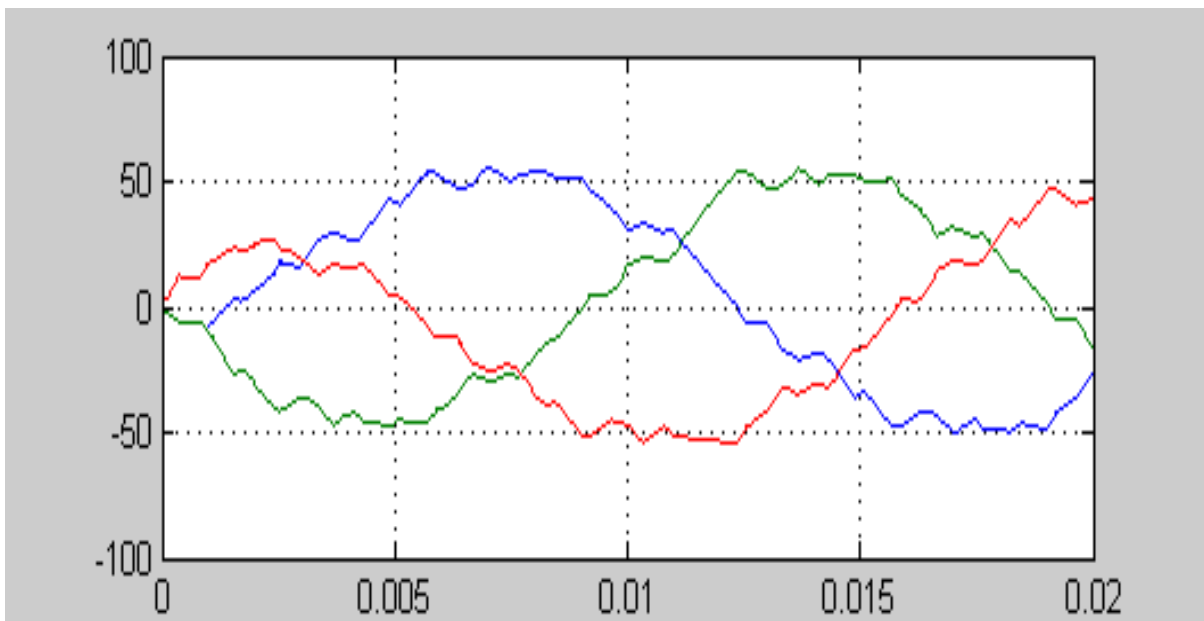
Tension simple



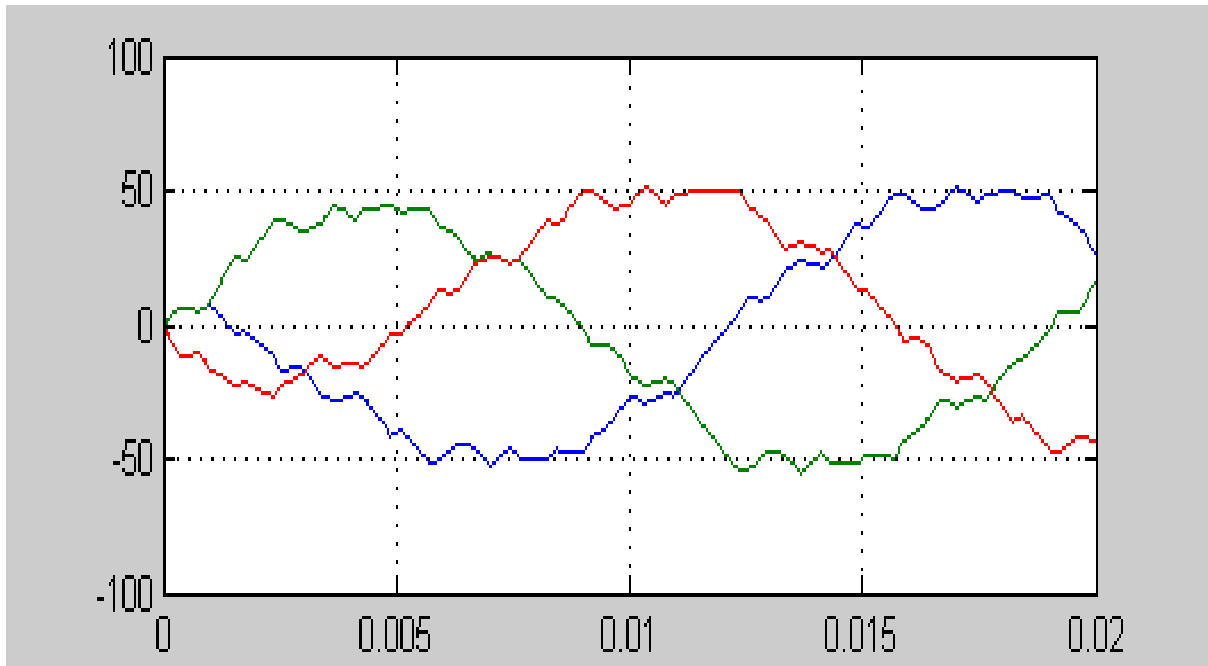
Tension composée



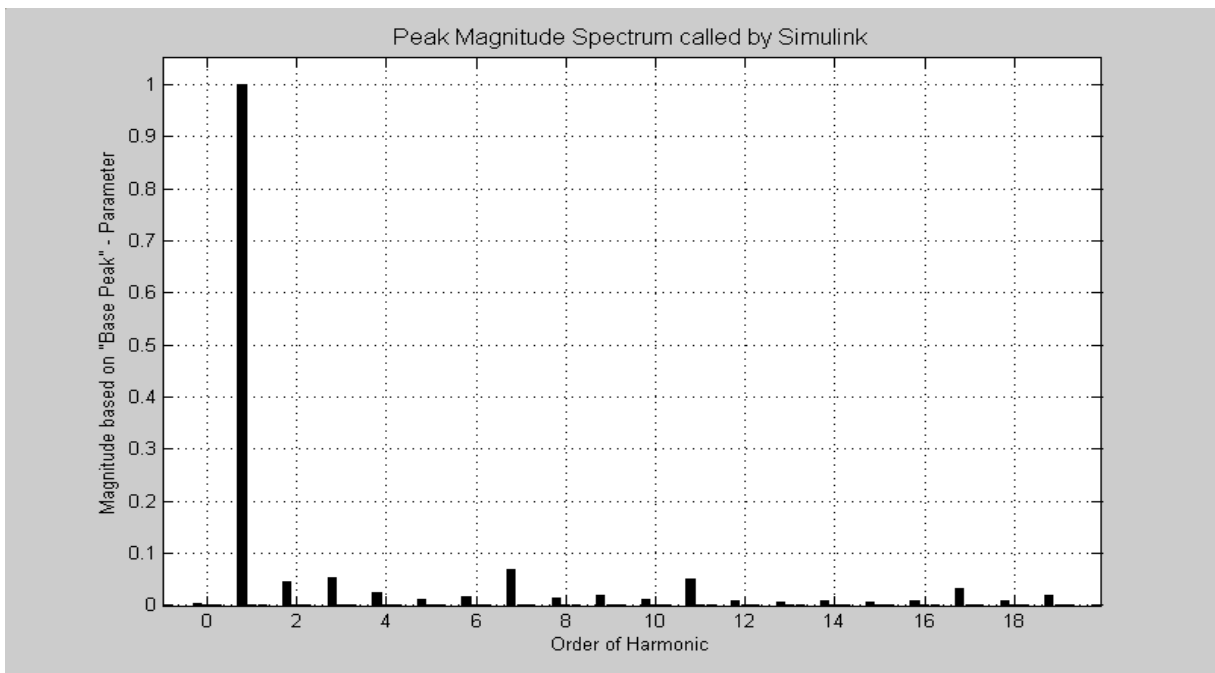
Le spectre d'harmonique de la tension



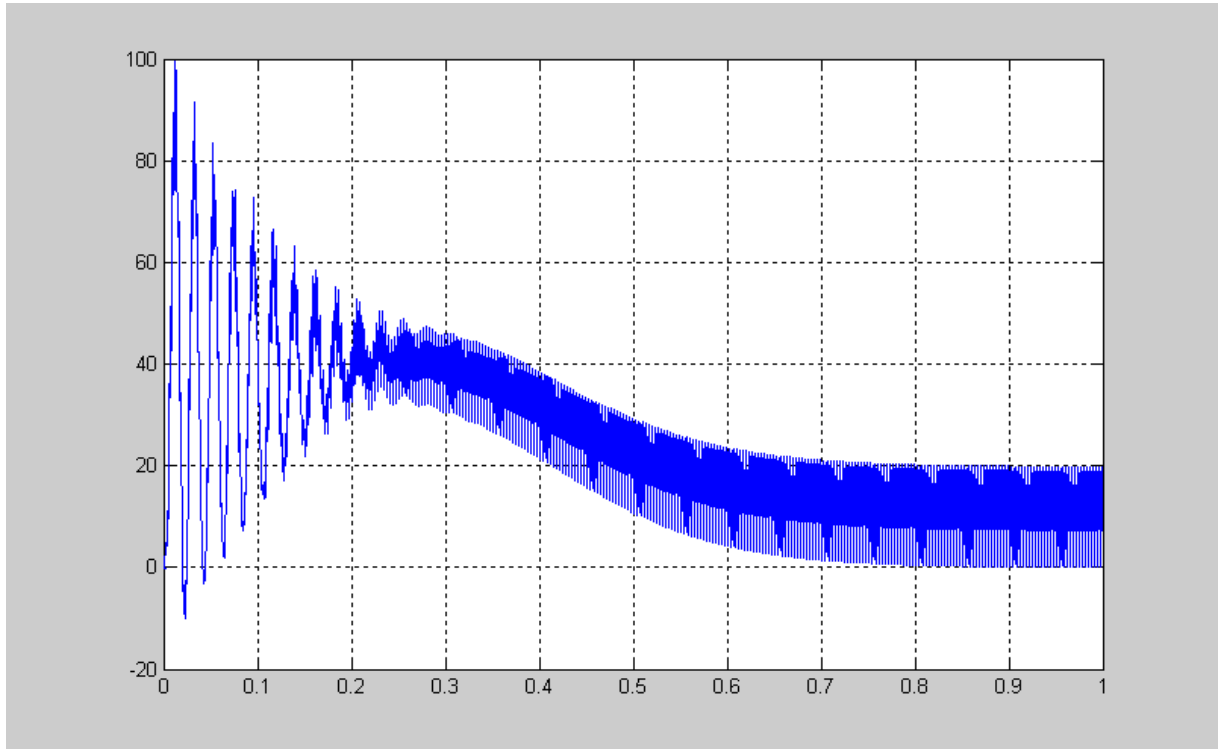
Le courant statorique



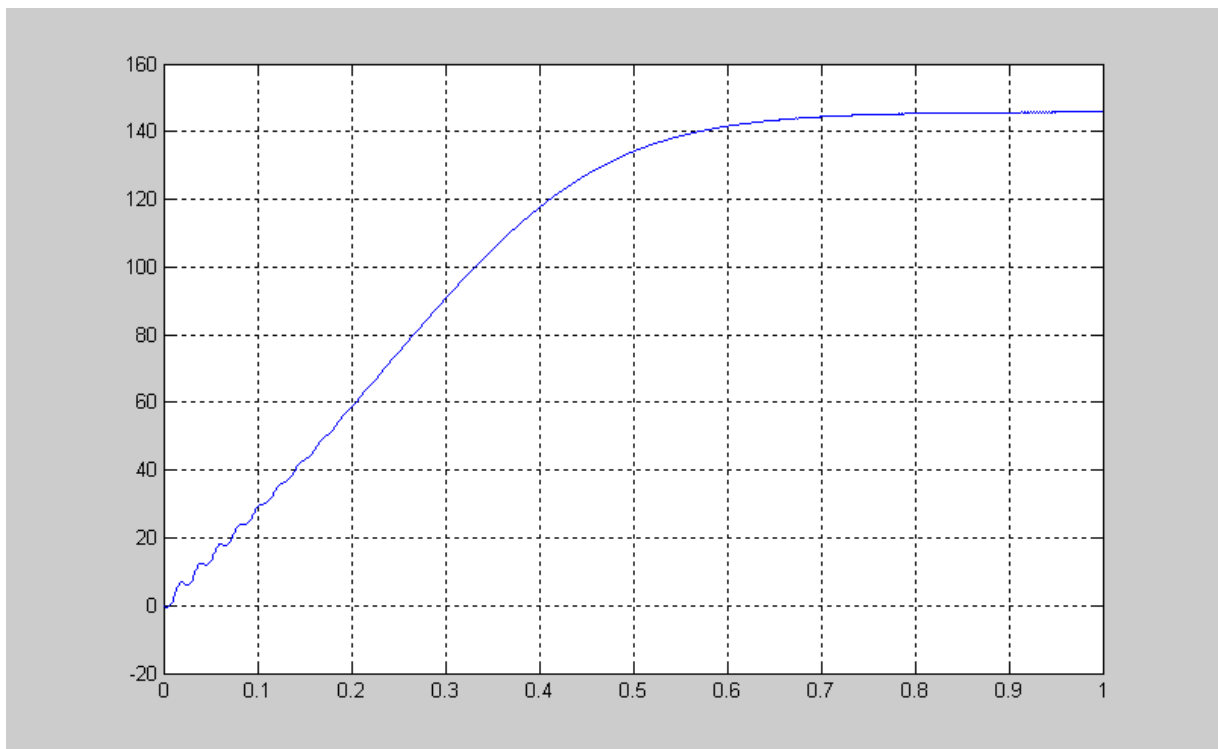
Le courant rotorique



Le spectre d'harmonique du courant

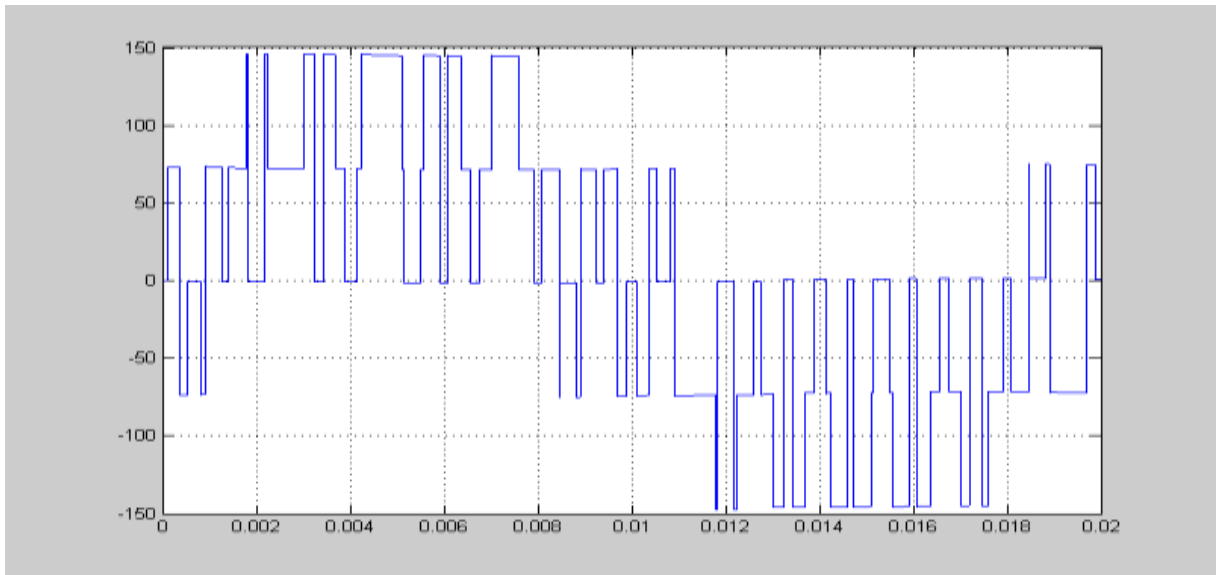


Le couple électromagnétique

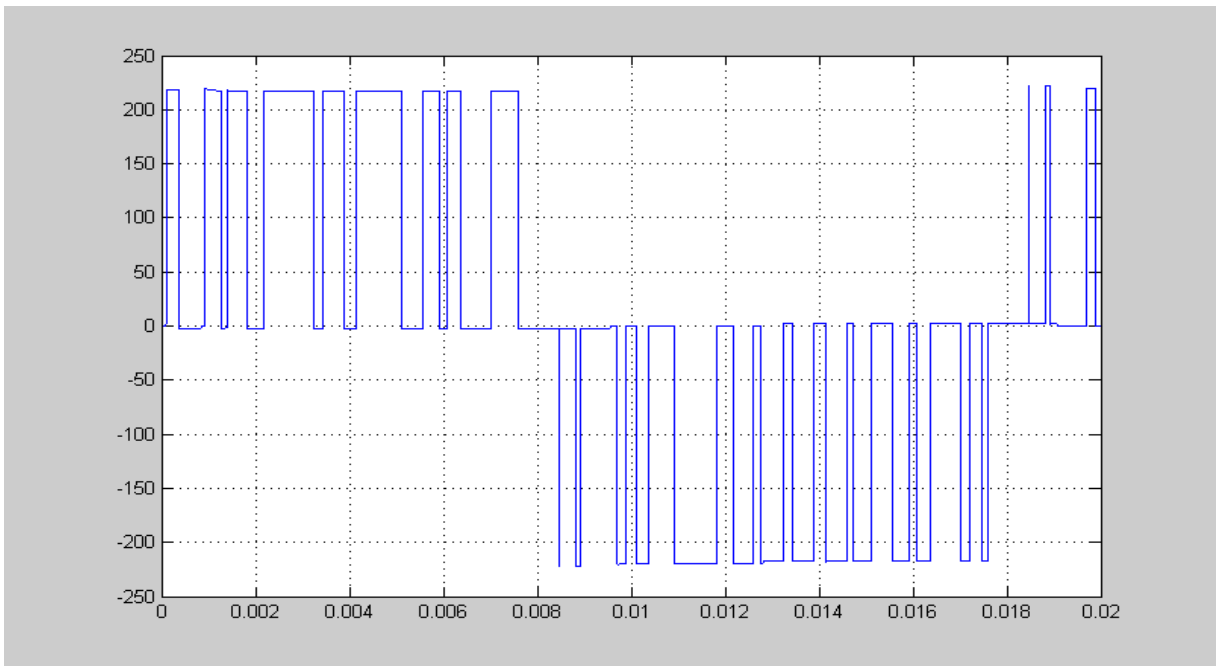


La vitesse

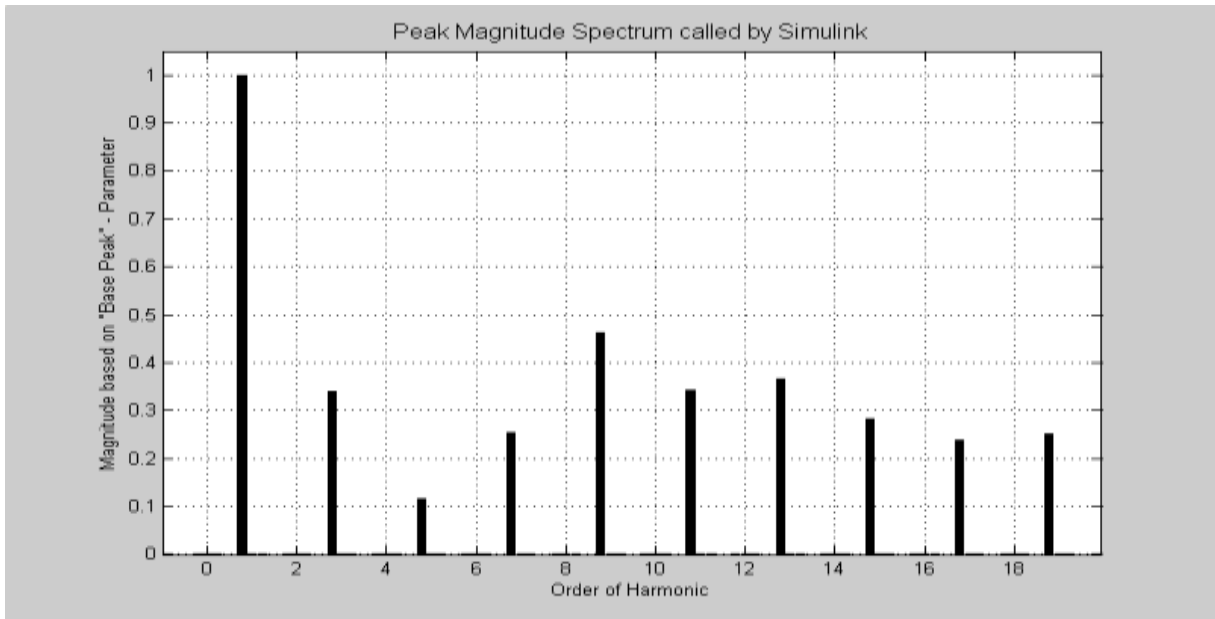
c) pour $m=15$, $r=0.8$ et $Cr=11.87N.m$:



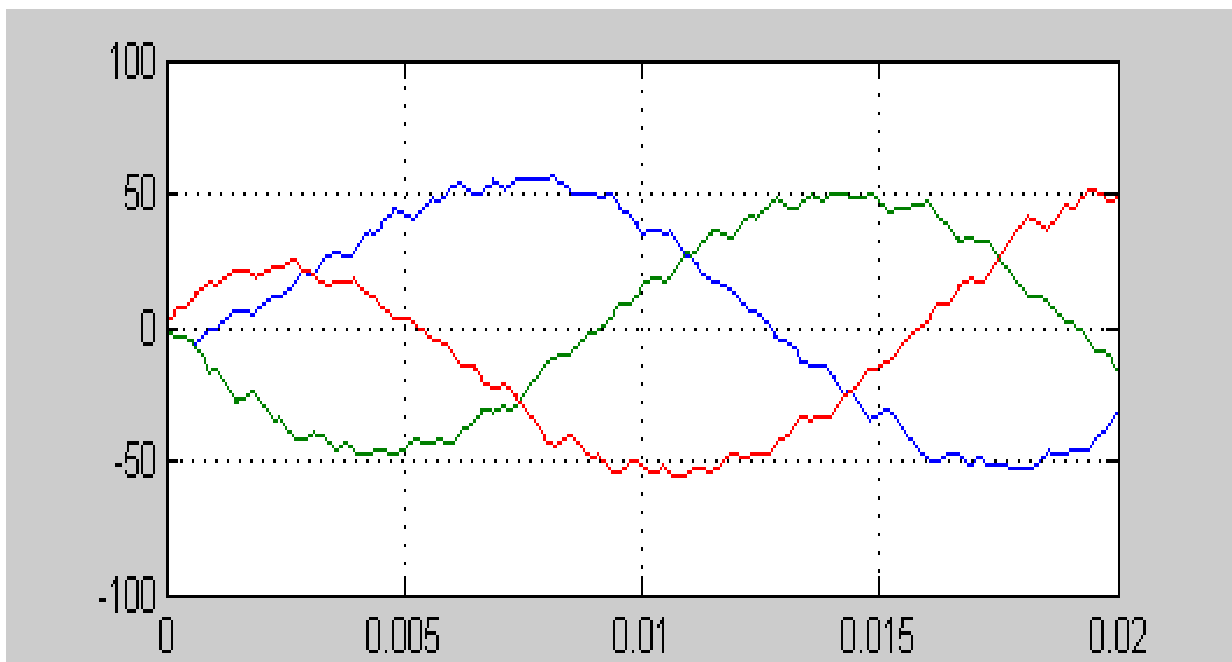
La tension simple



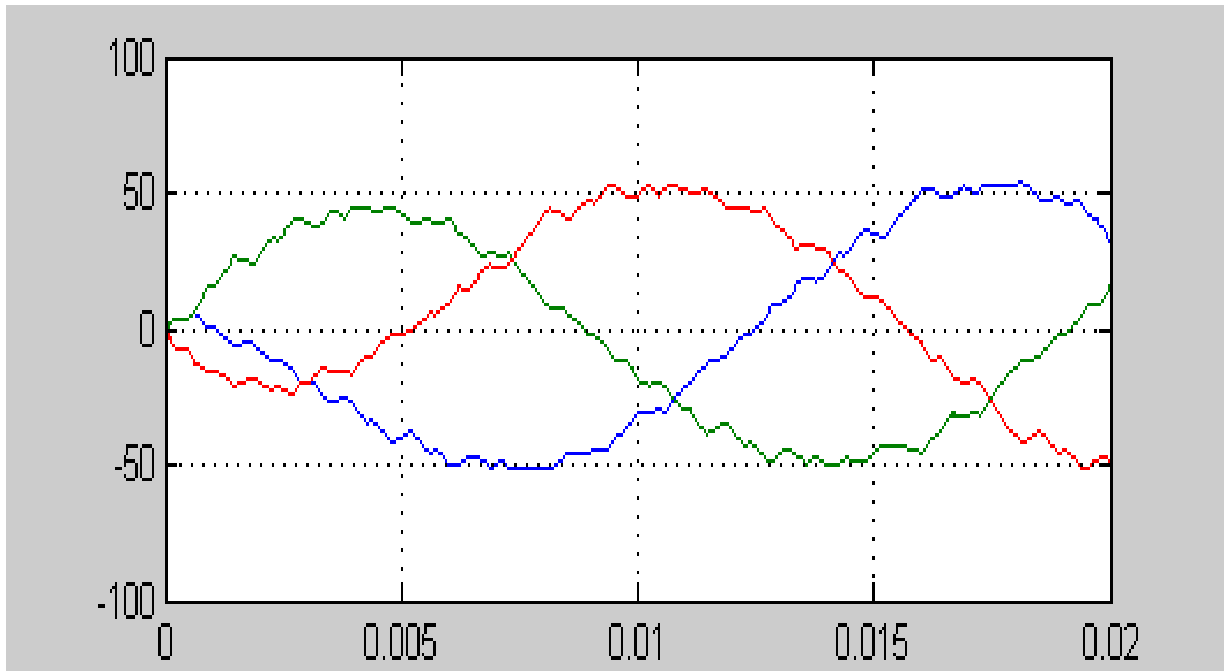
La tension composée



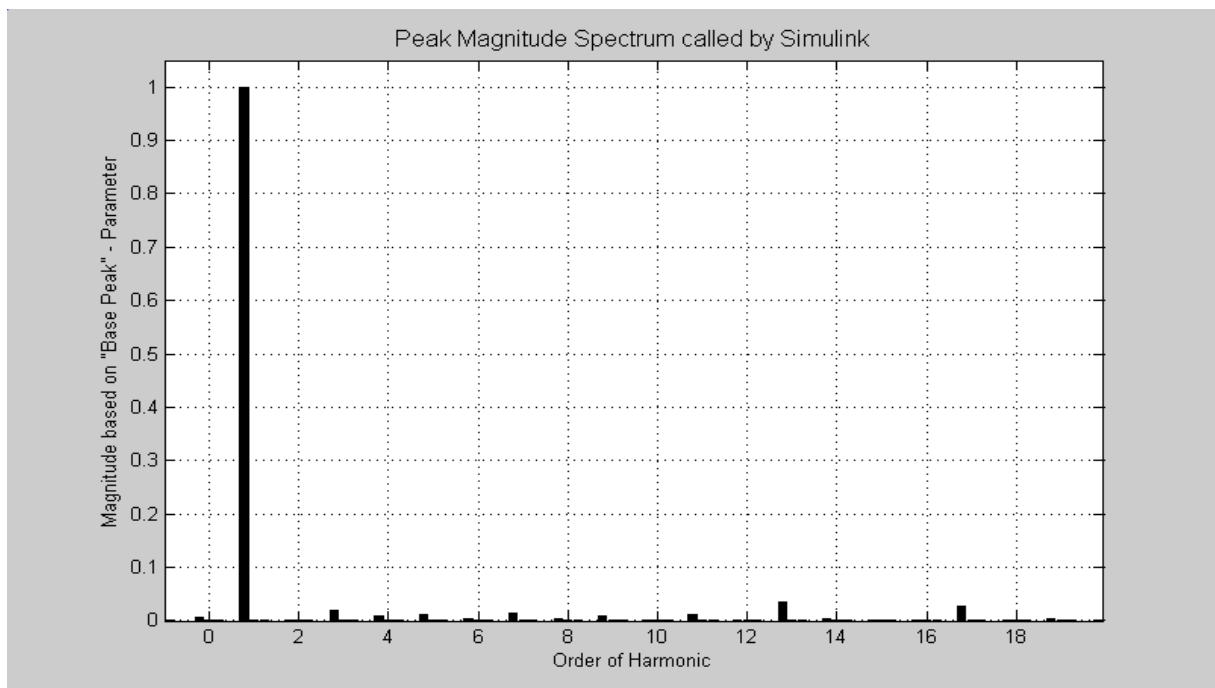
Le spectre d'harmonique de la tension



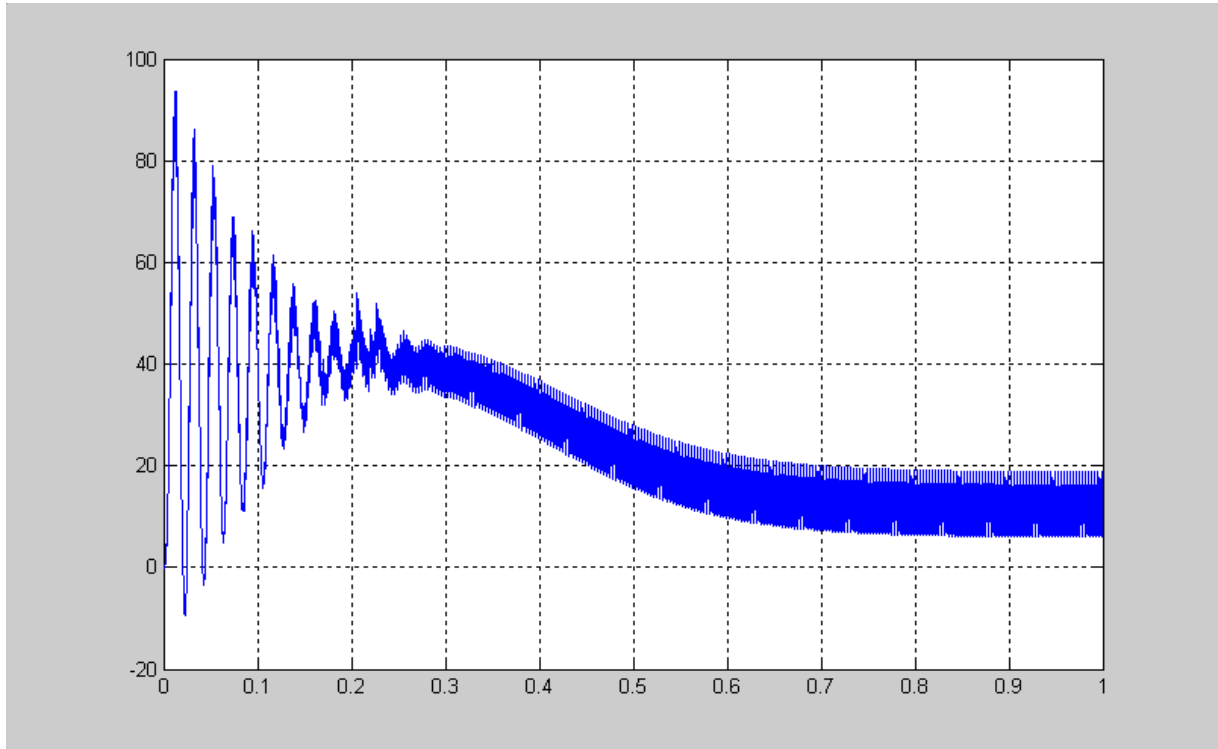
Le courant statorique



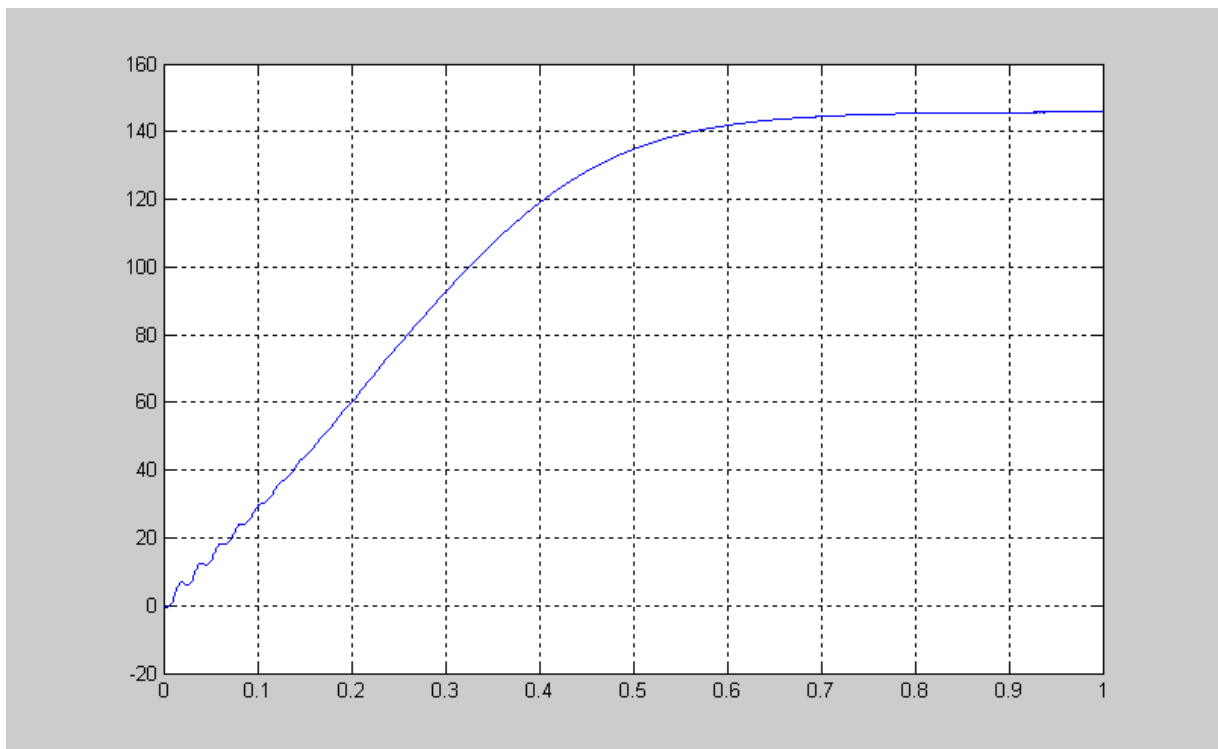
Le courant rotorique



Le spectre d'harmonique du courant

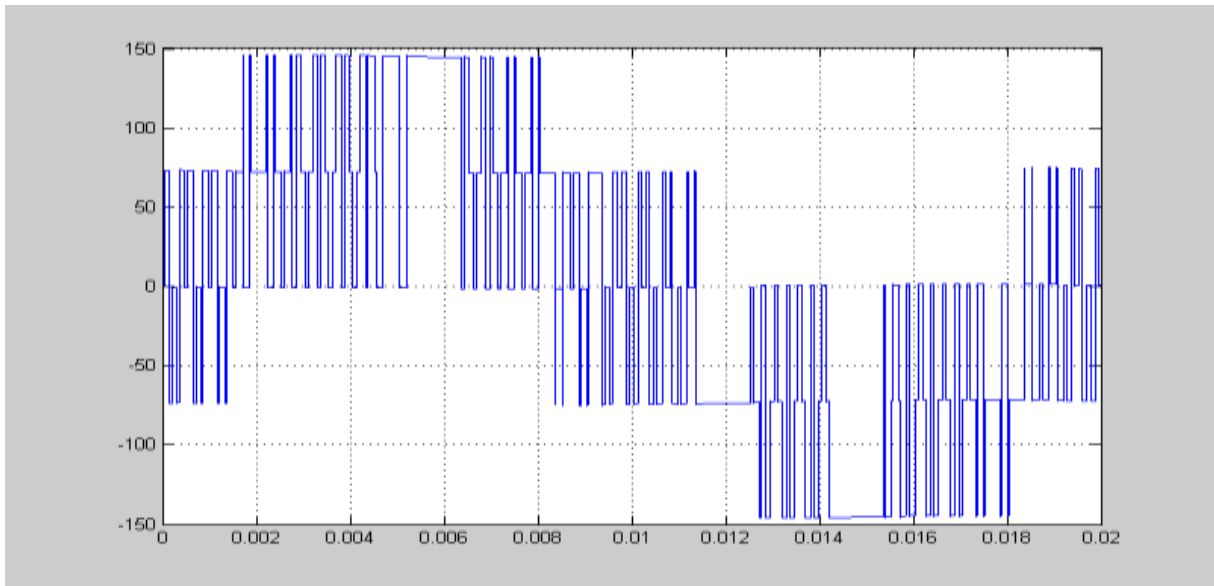


Le couple électromagnétique

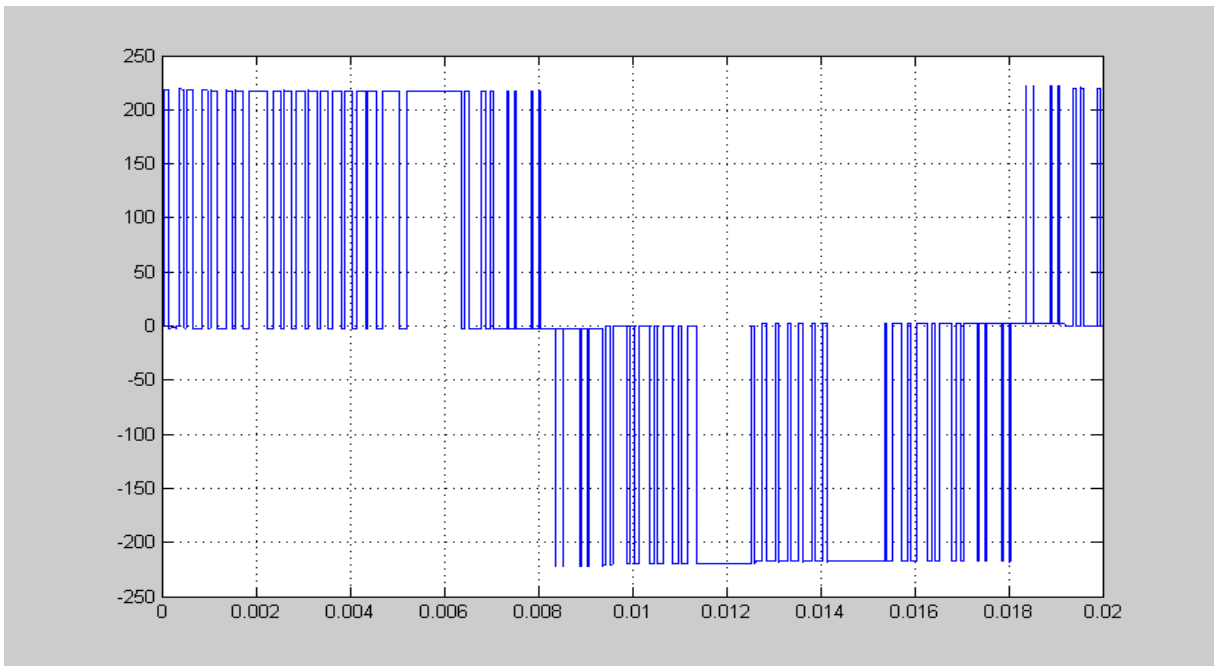


La vitesse

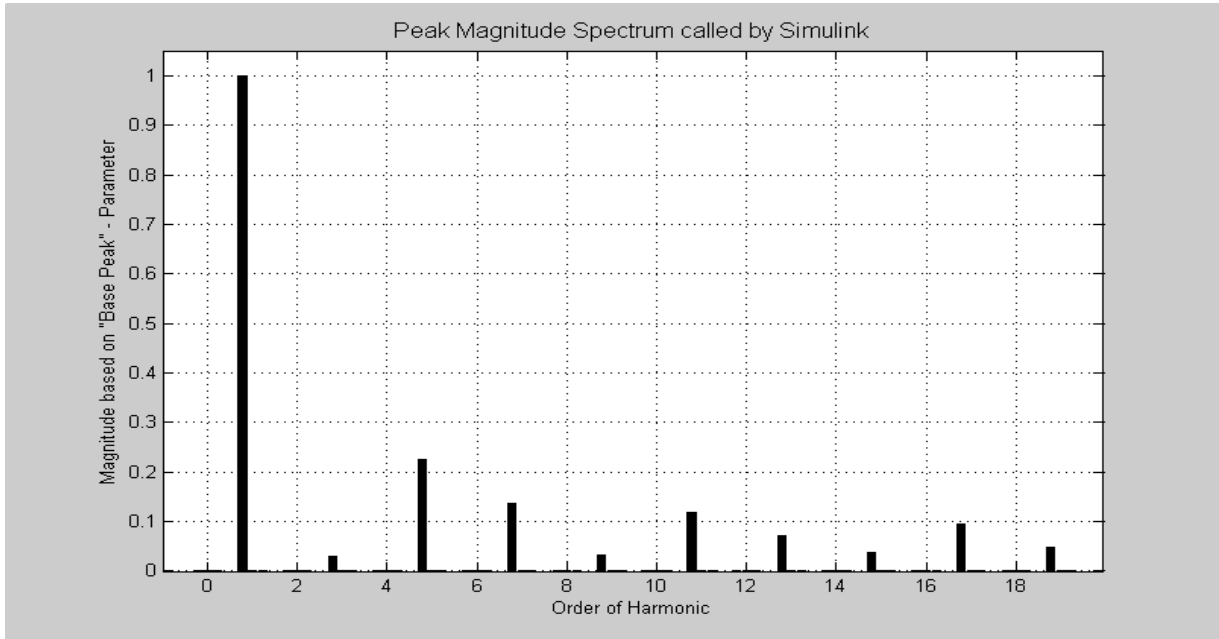
d) pour $m=39$, $r=0.8$ et $Cr=11.87N.m$:



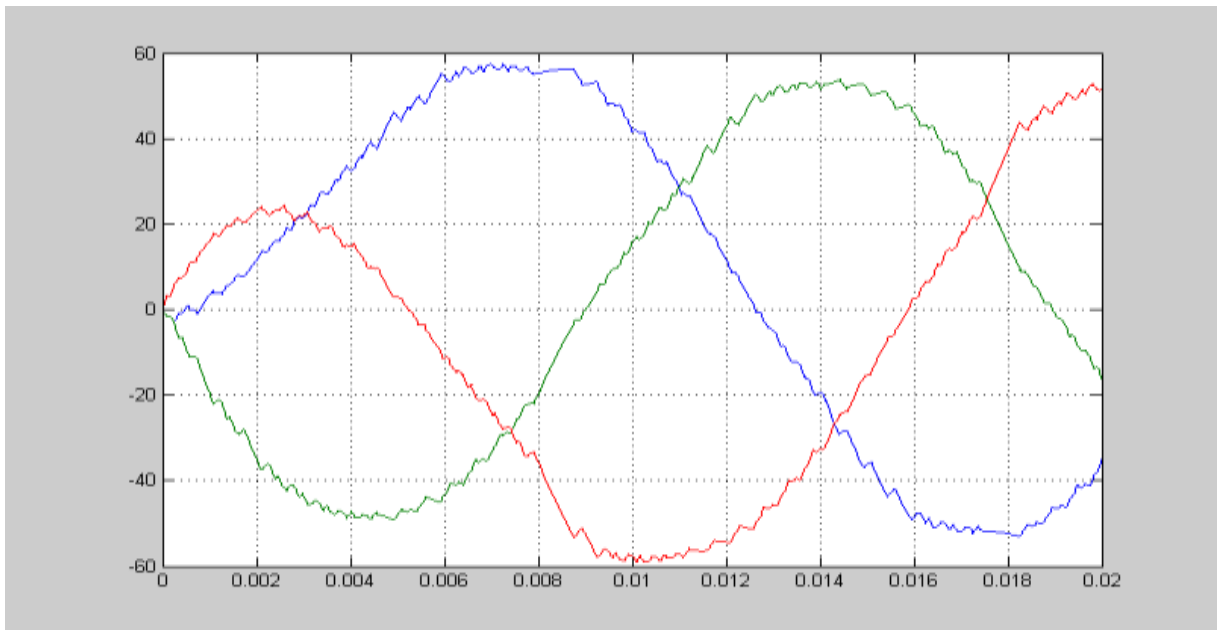
La tension simple



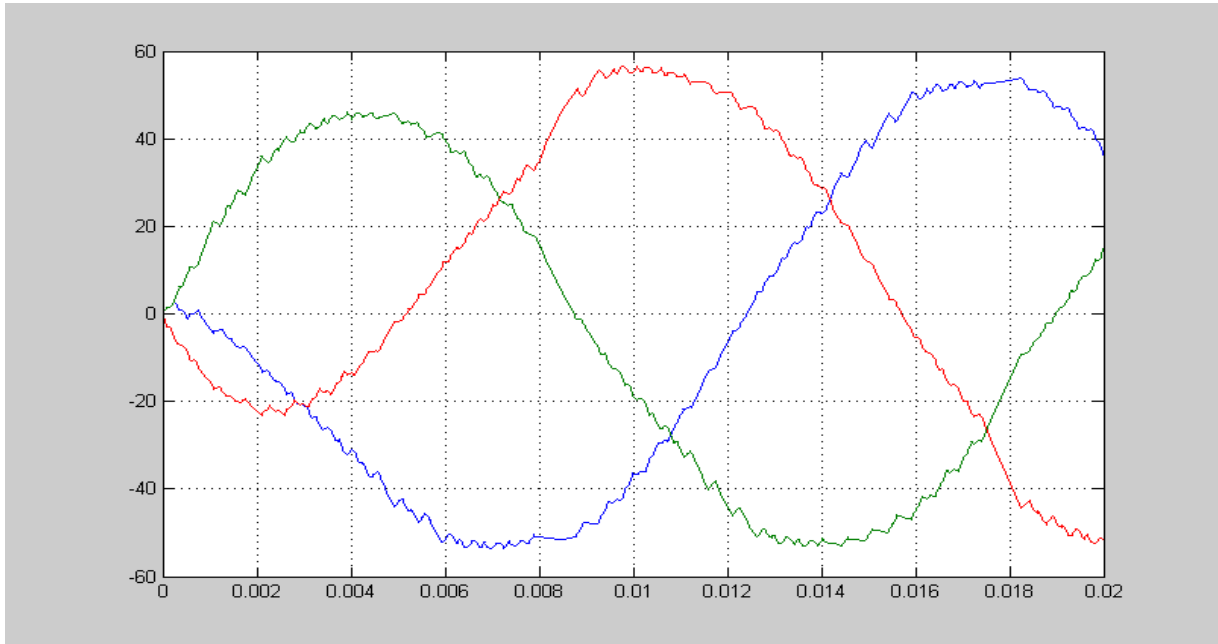
La tension composée



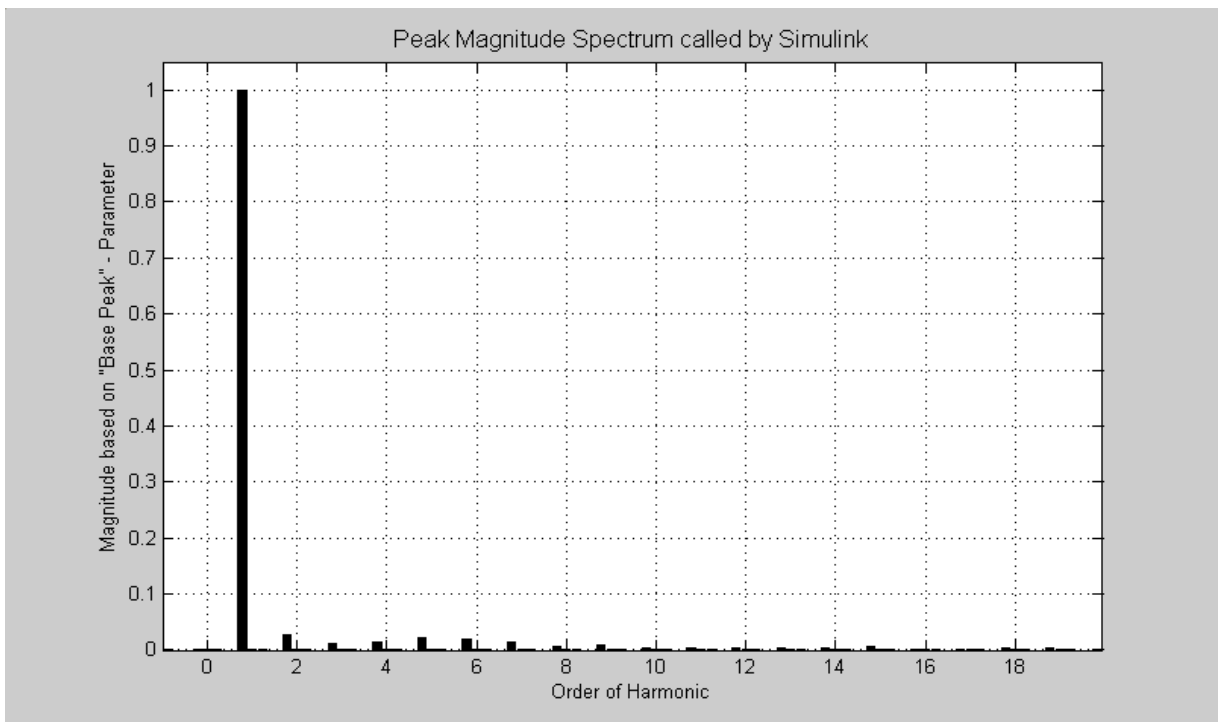
Le spectre d'harmonique de la tension



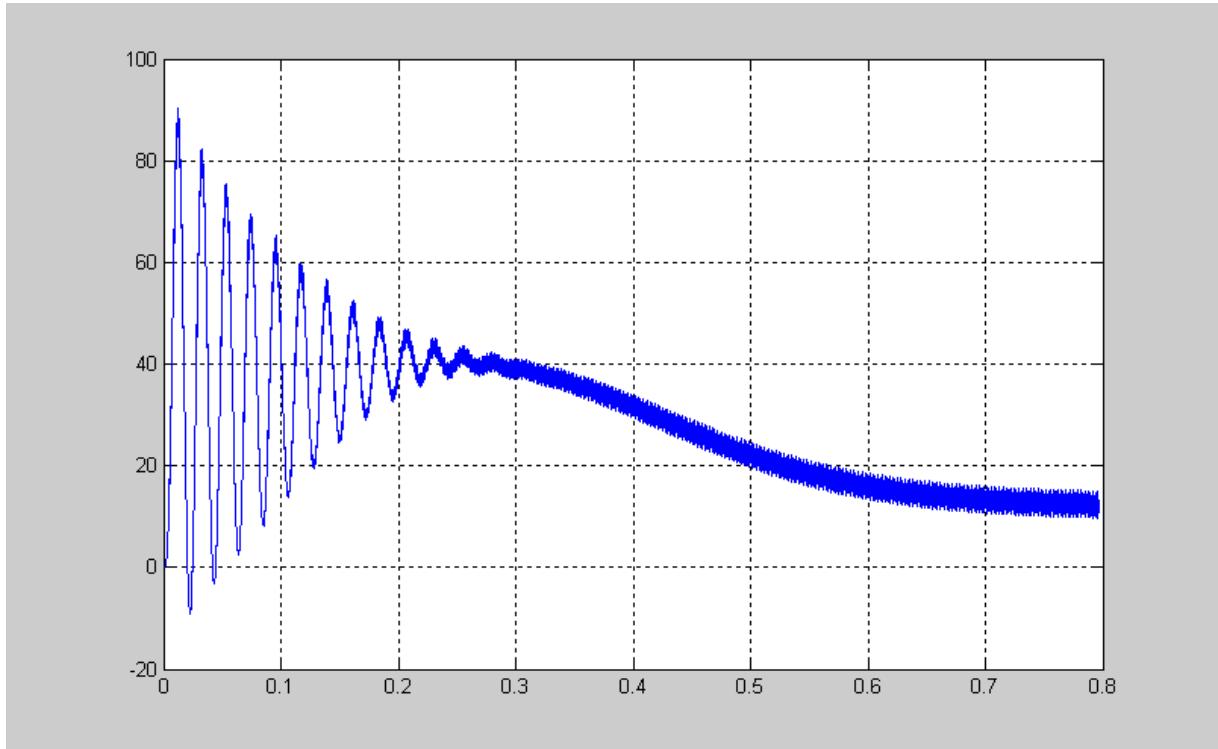
Le courant statorique



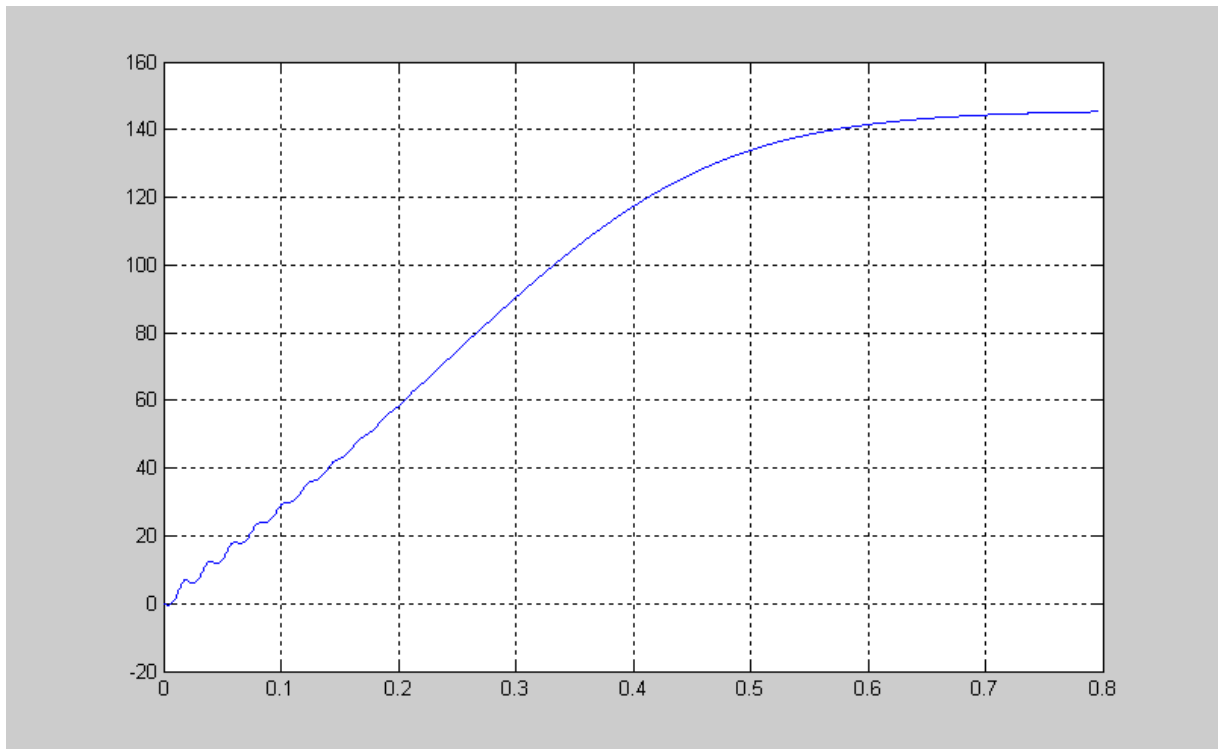
Le courant rotorique



Le spectre d'harmonique du courant

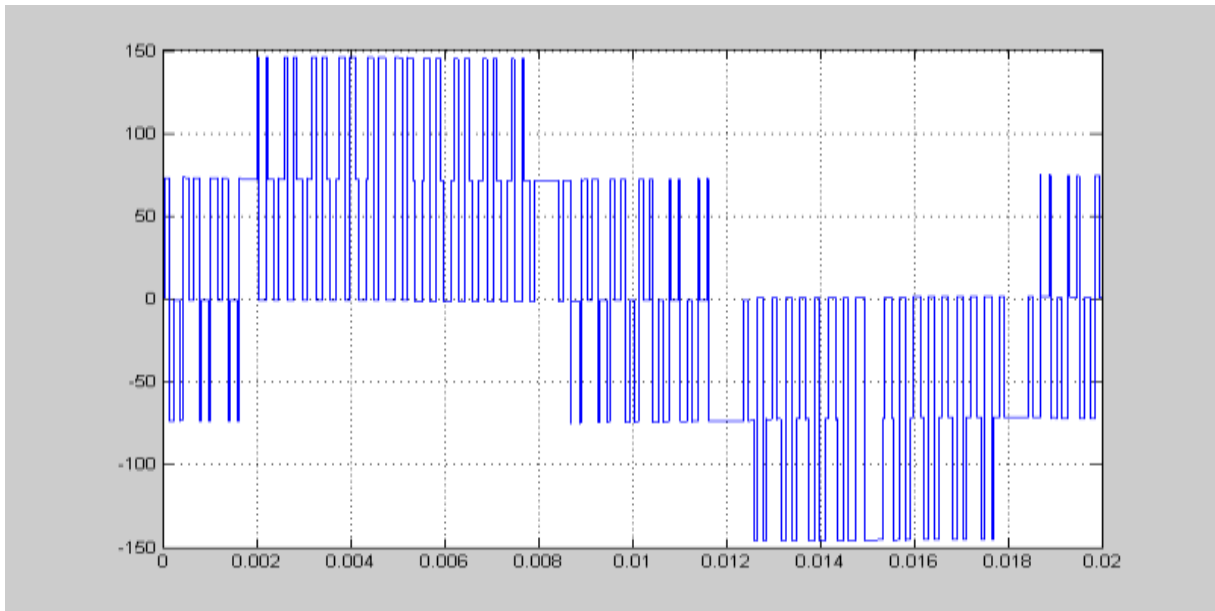


Le couple électromagnétique

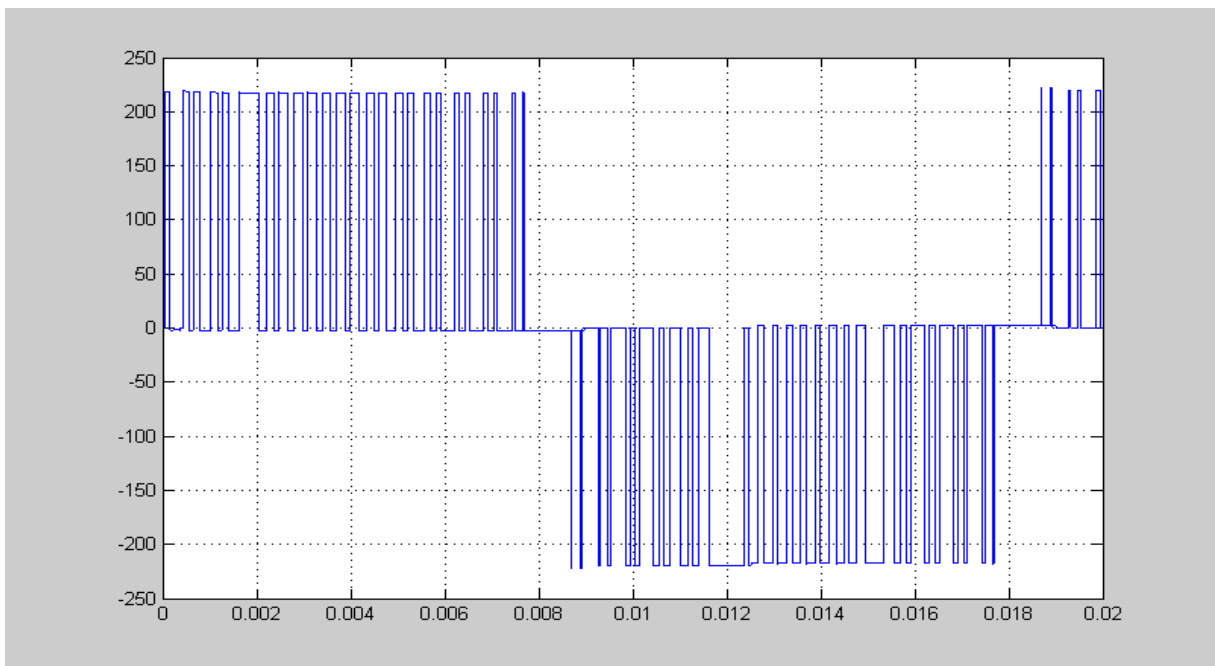


La vitesse

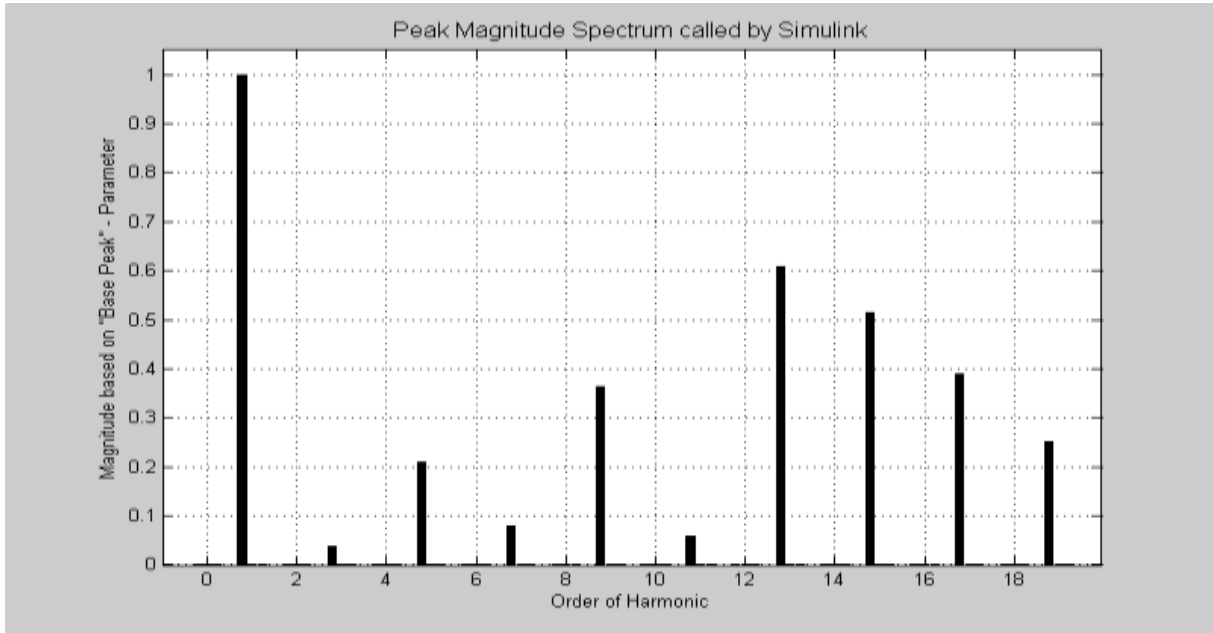
e) pour $m=33$, $r=0.7$ et $Cr=11.87N.m$:



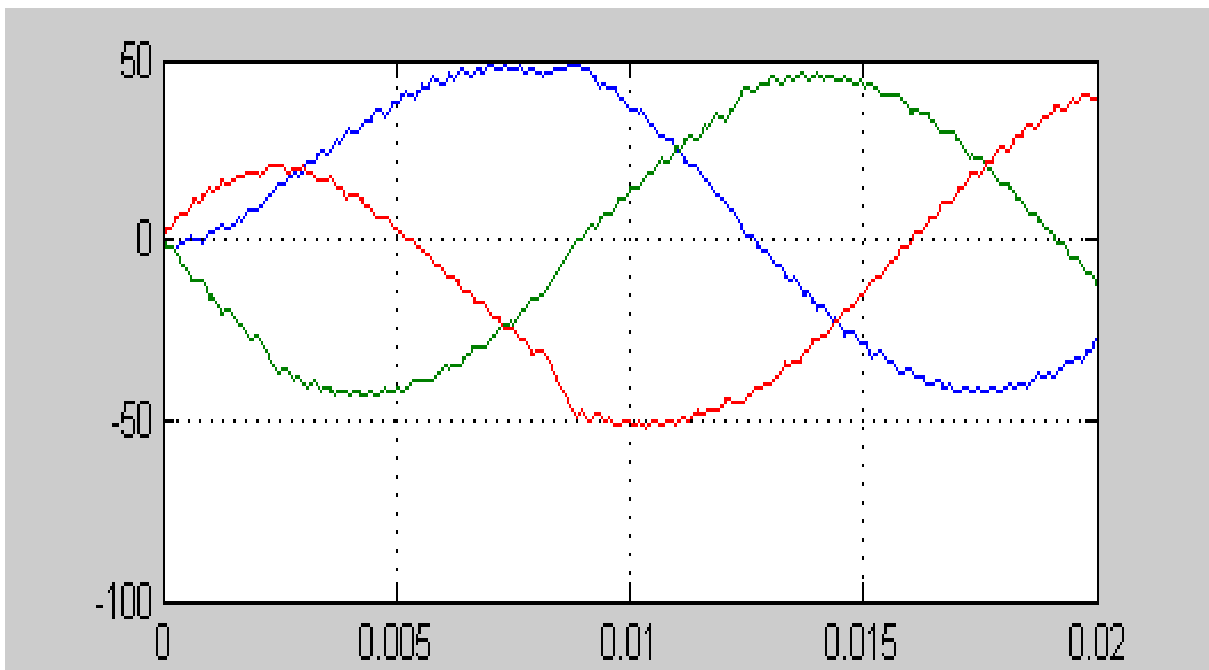
La tension simple



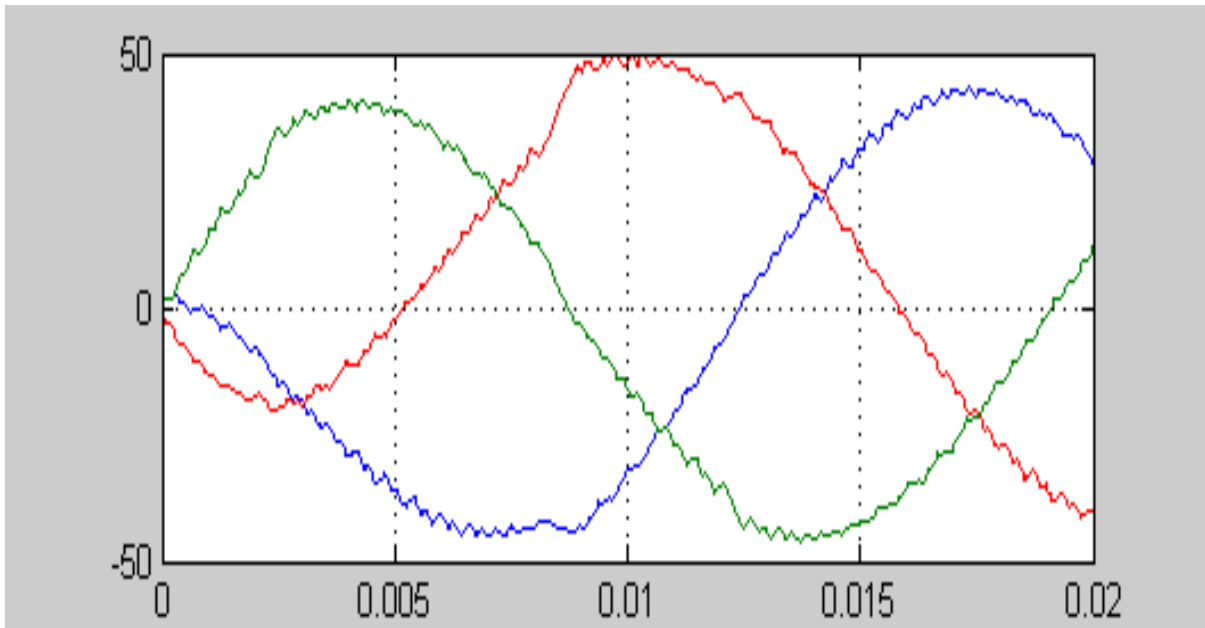
La tension composée



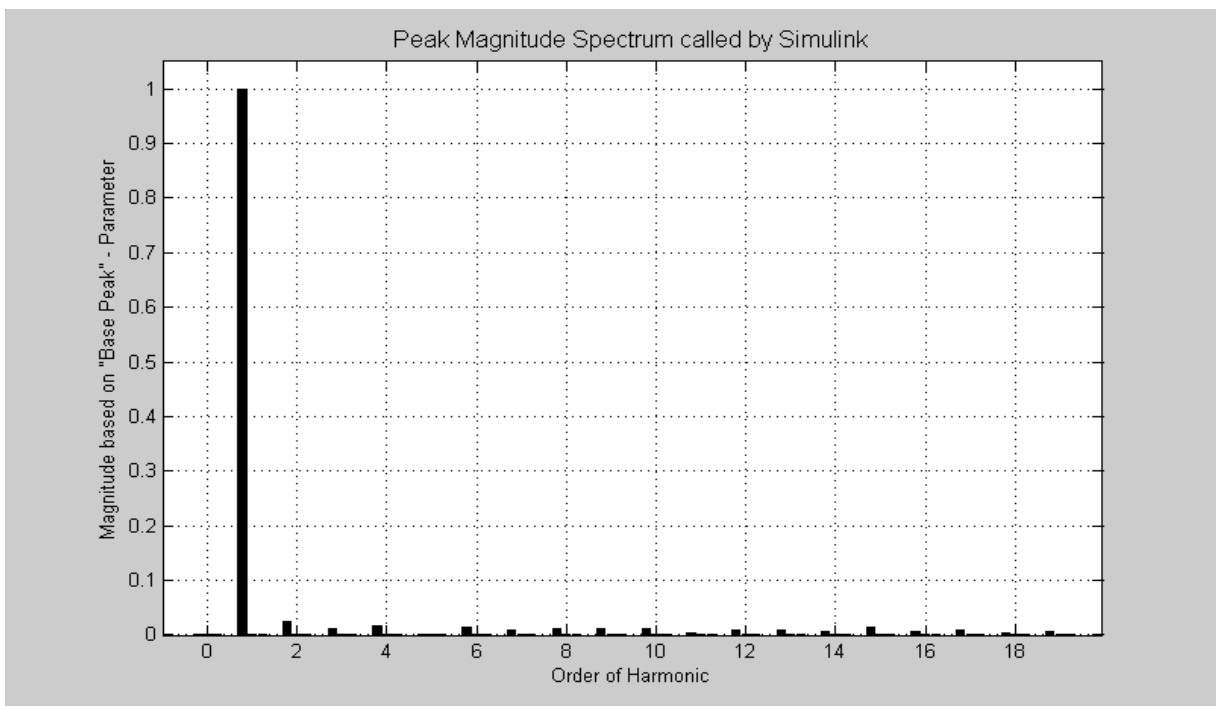
Le spectre d'harmonique de la tension



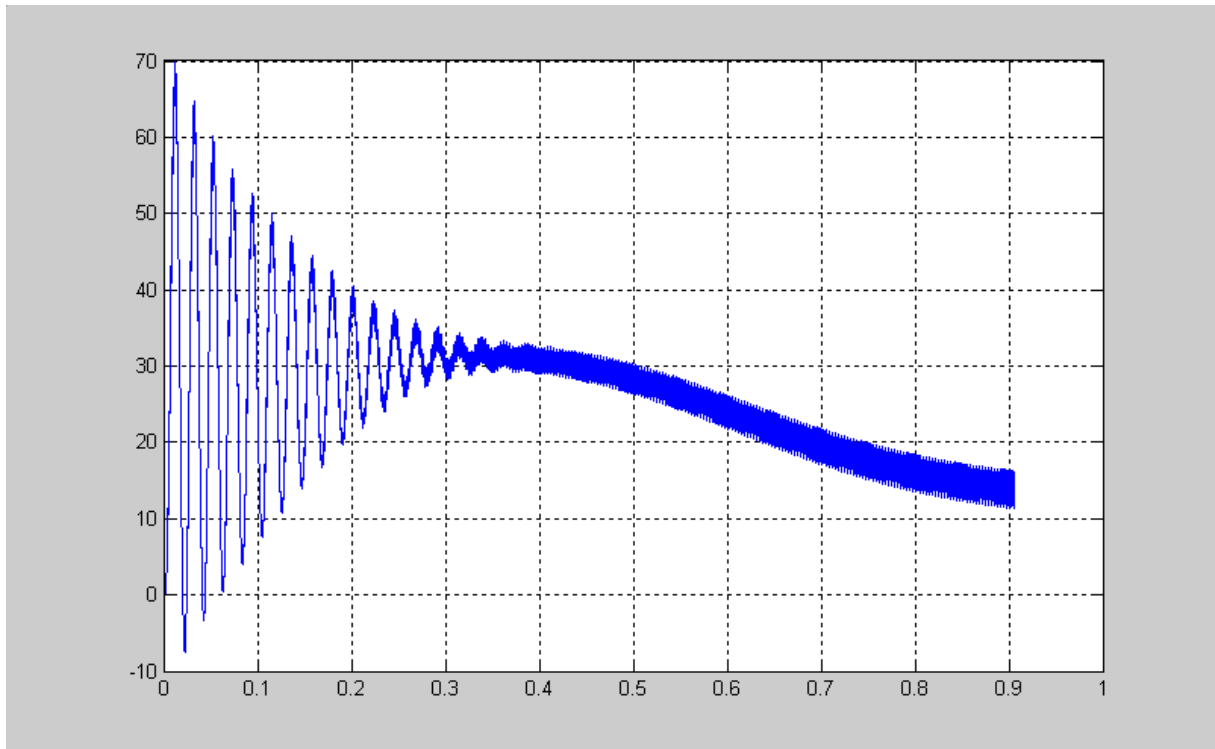
Le courant statorique



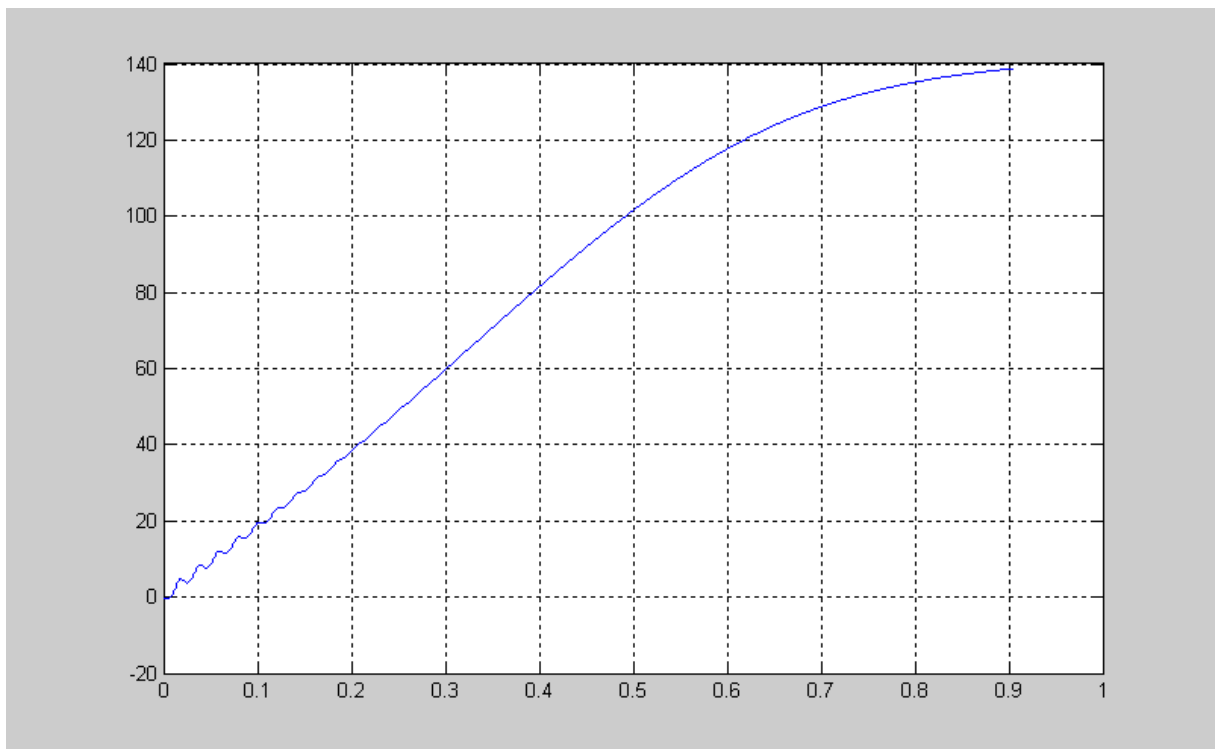
Le courant rotorique



Le spectre d'harmonique du courant

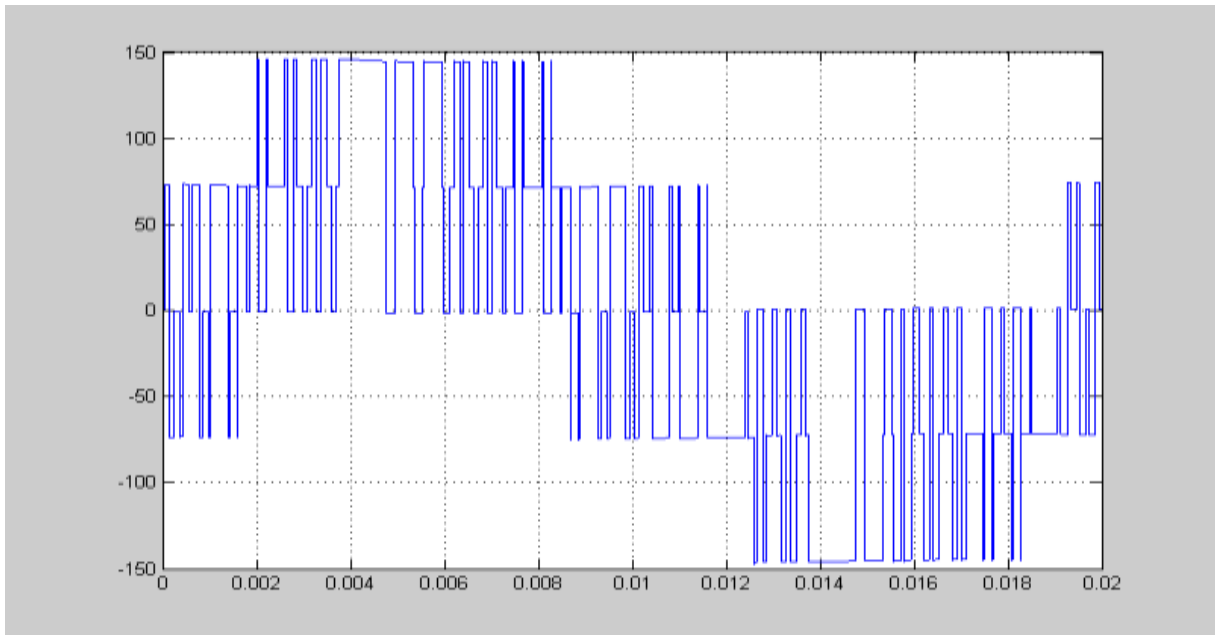


Le couple électromagnétique

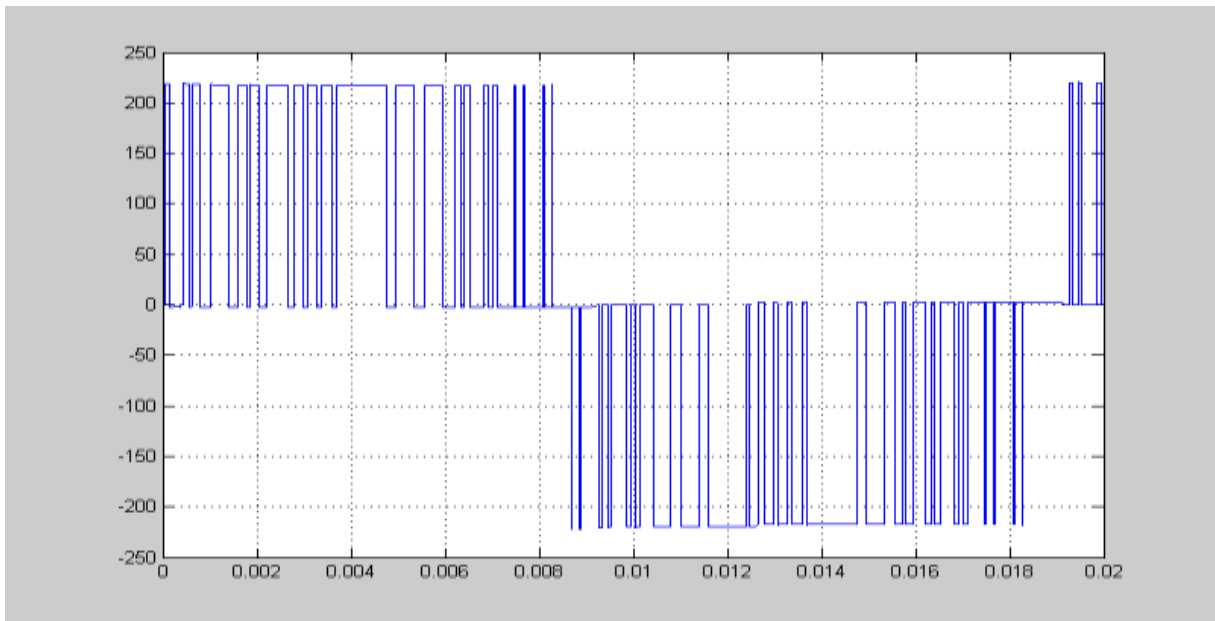


La vitesse

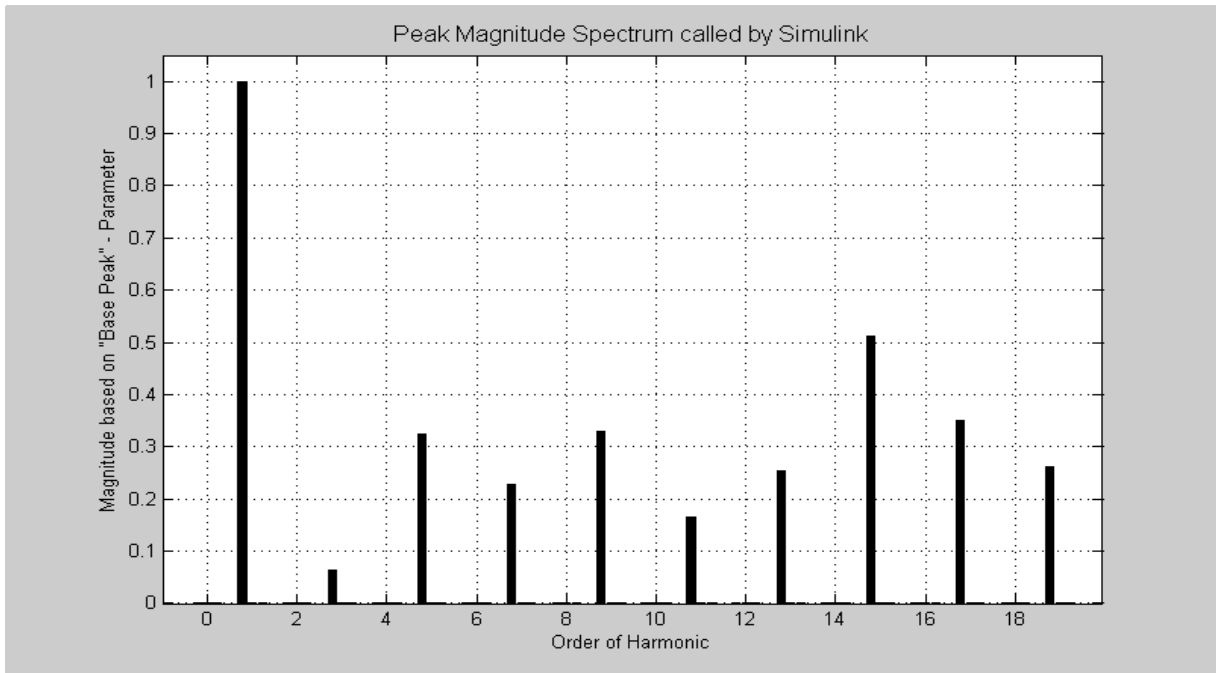
f) pour $m=33$, $r=0.8$ et $Cr=11.87N.m$:



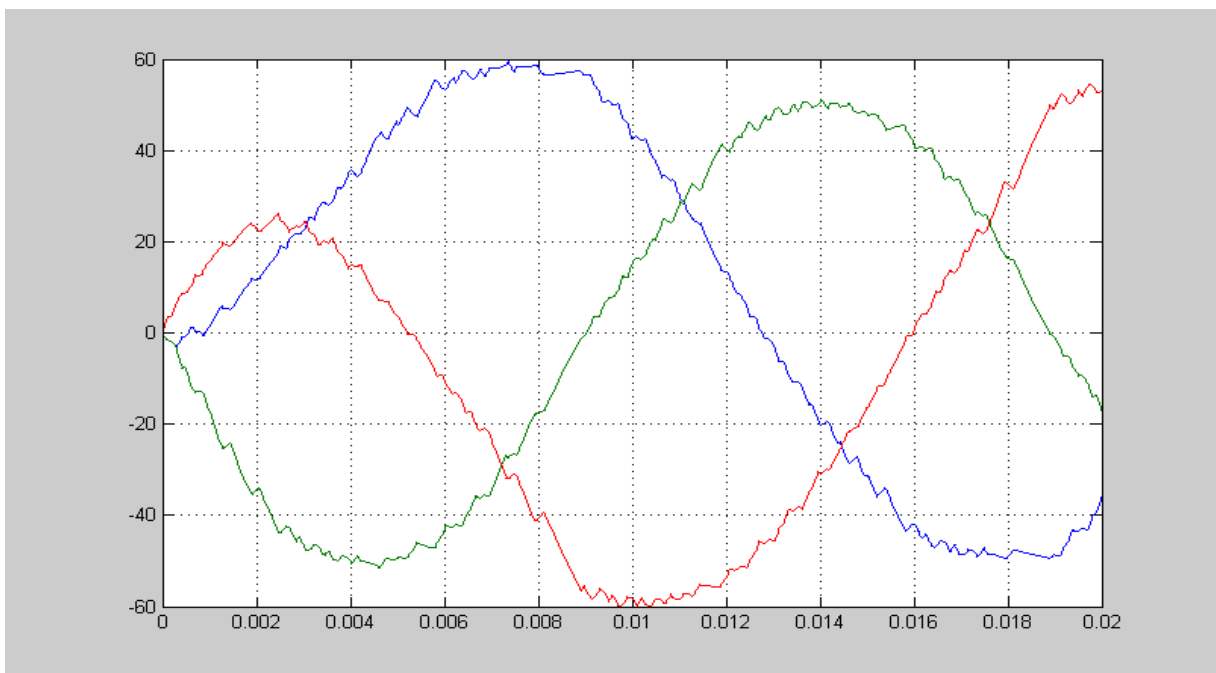
La tension simple



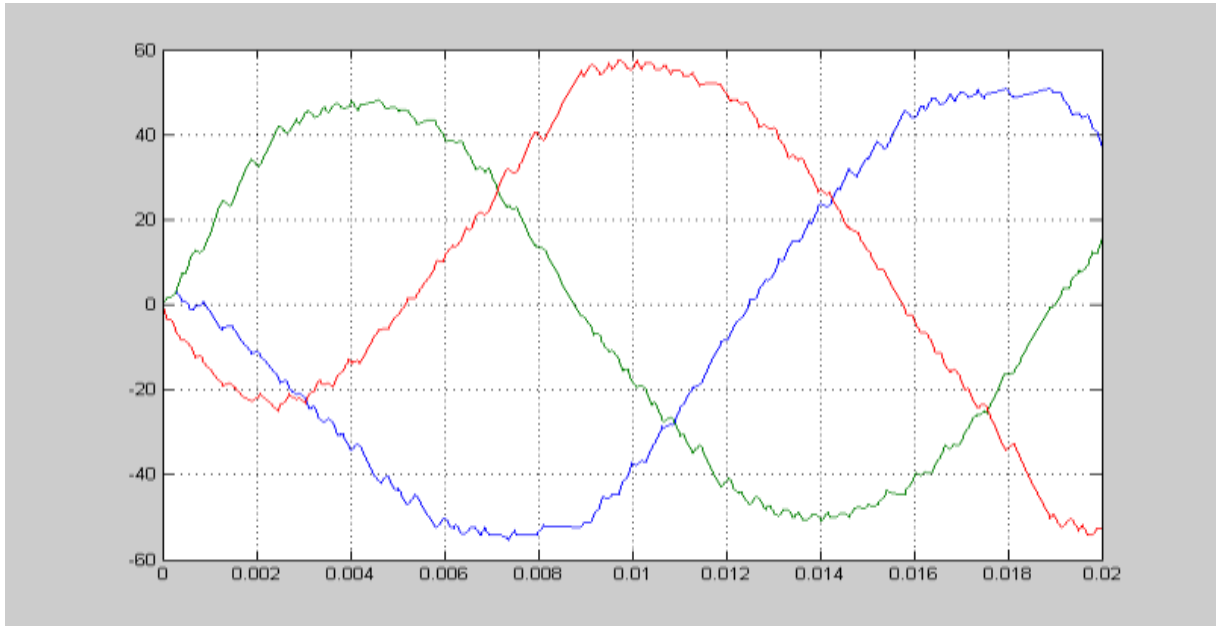
La tension composée



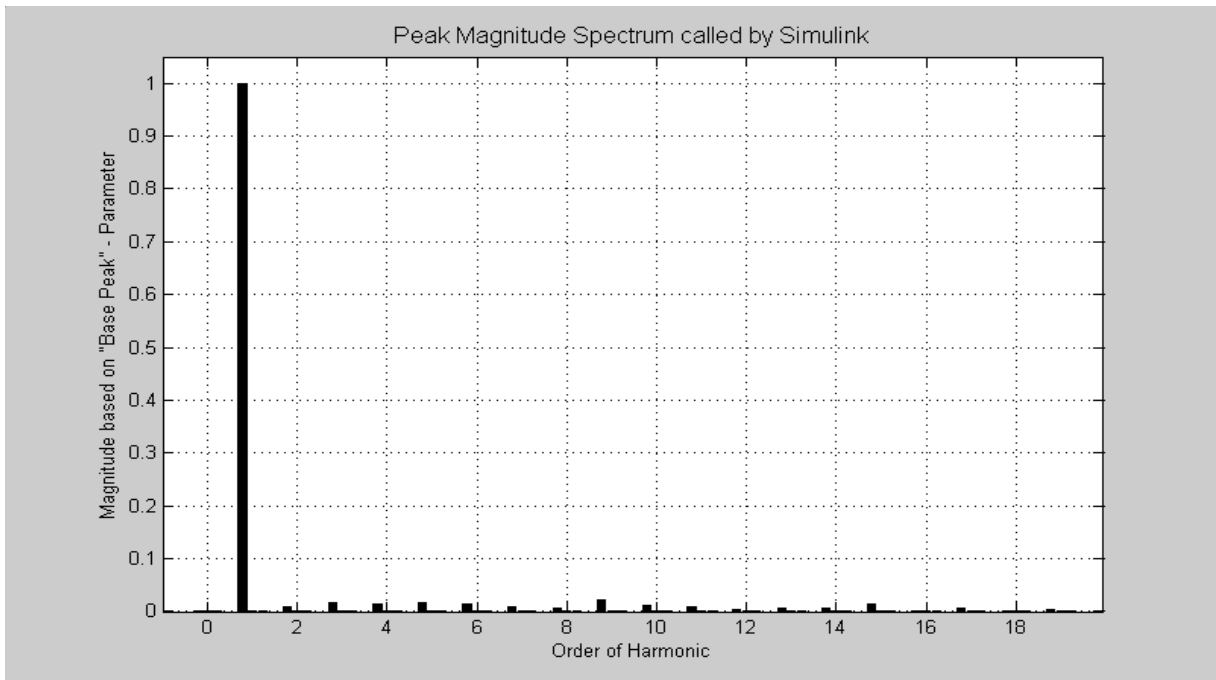
Le spectre d'harmonique de la tension



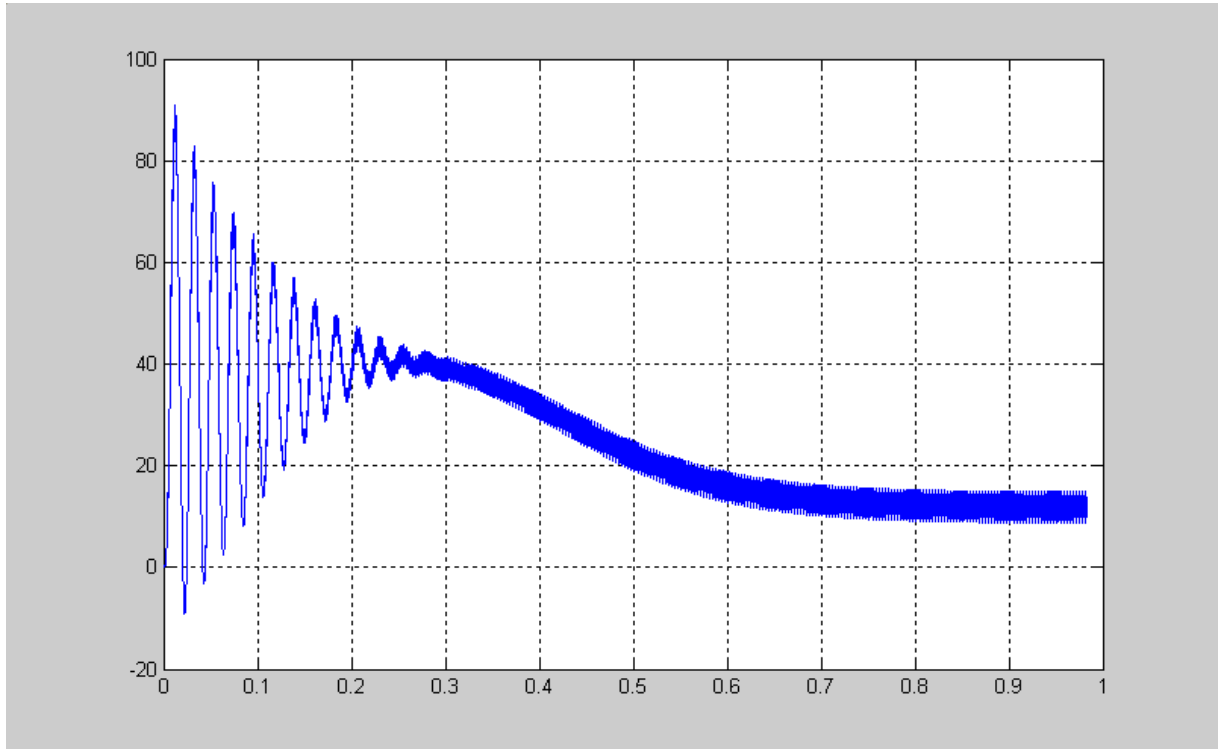
Le courant statorique



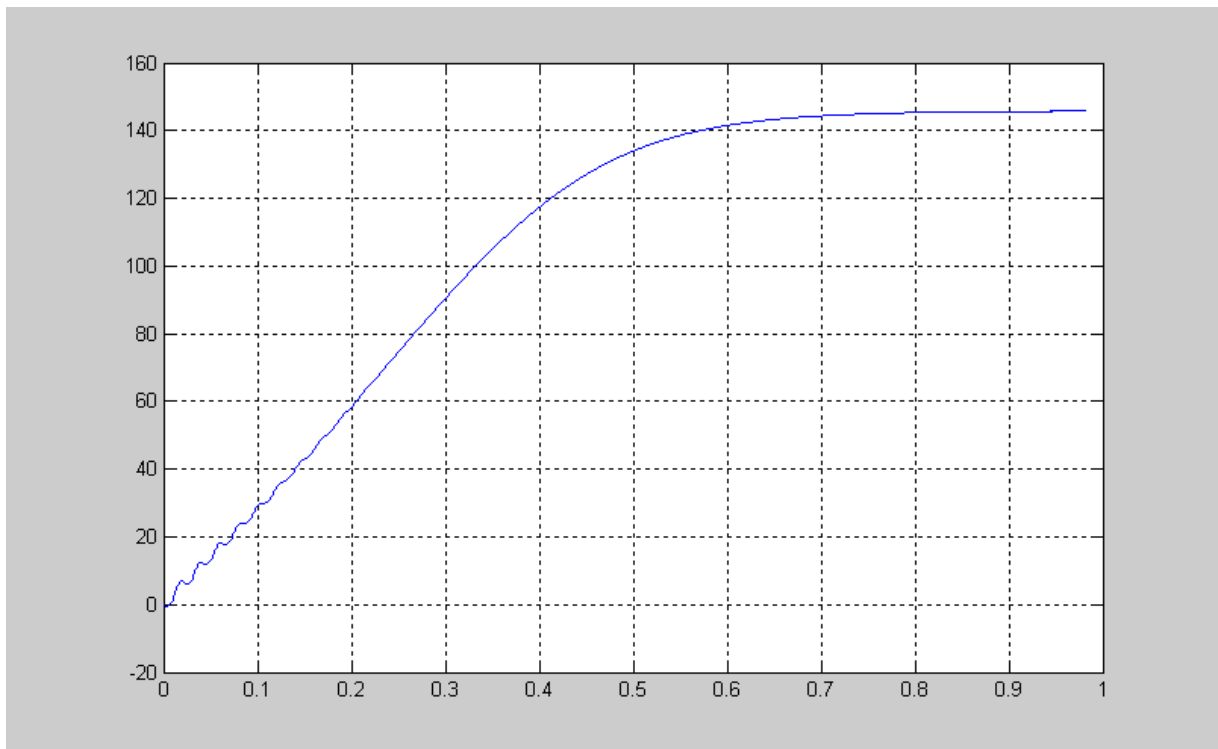
Le courant rotorique



Le spectre d'harmonique du courant

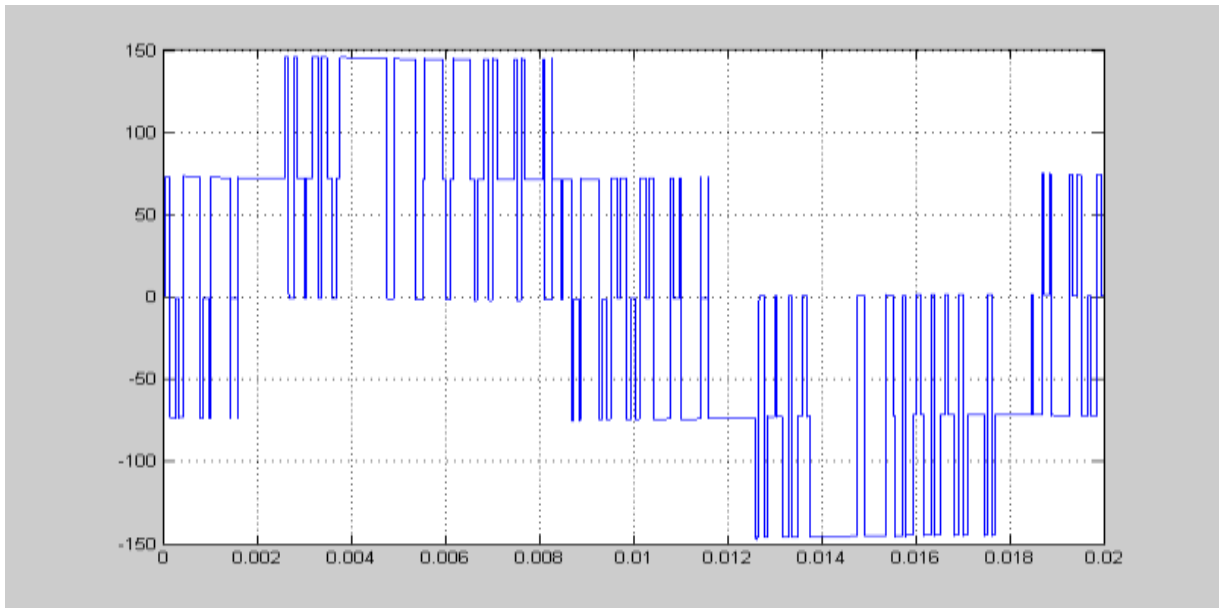


Le couple électromagnétique

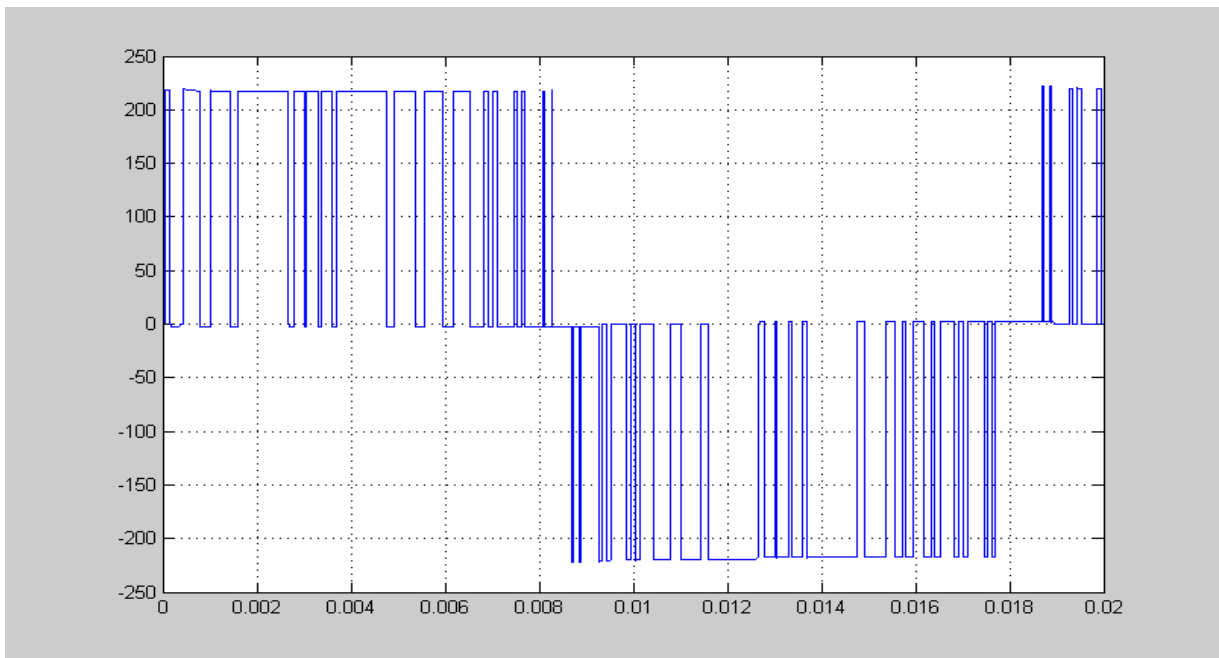


La vitesse

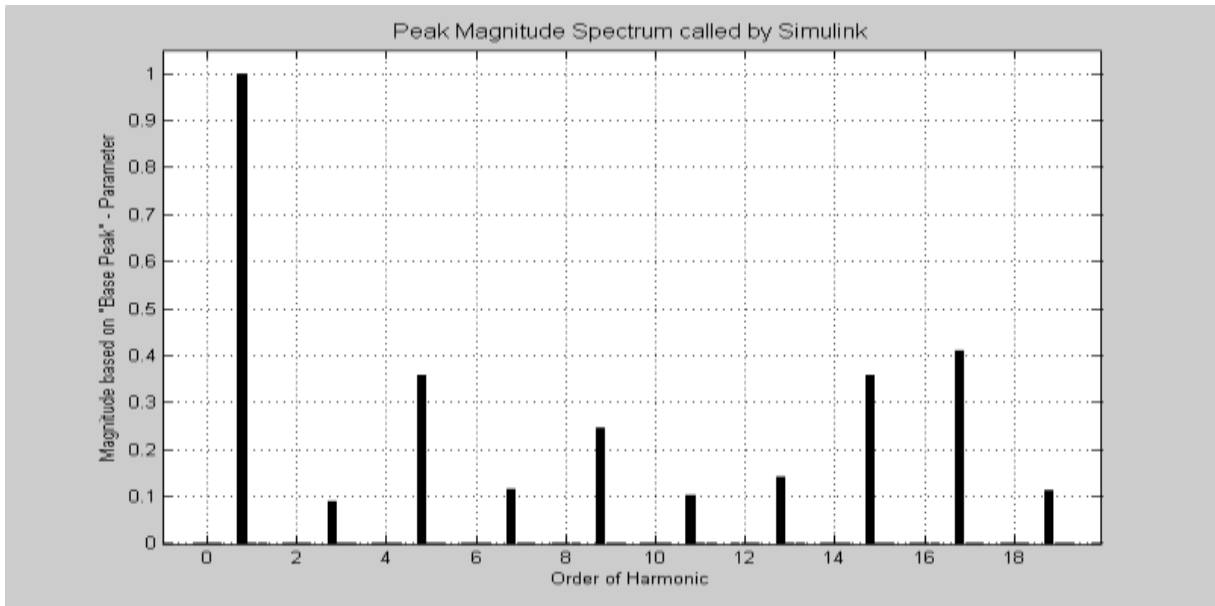
g) pour $m=33$, $r=0.9$ et $Cr=11.87N.m$:



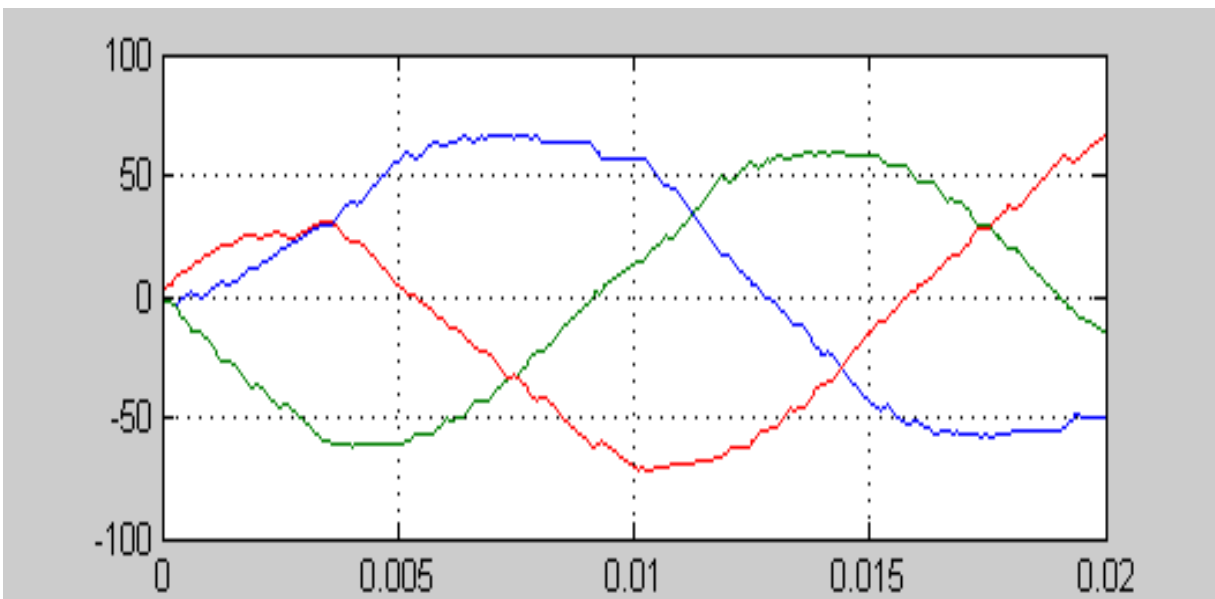
La tension simple



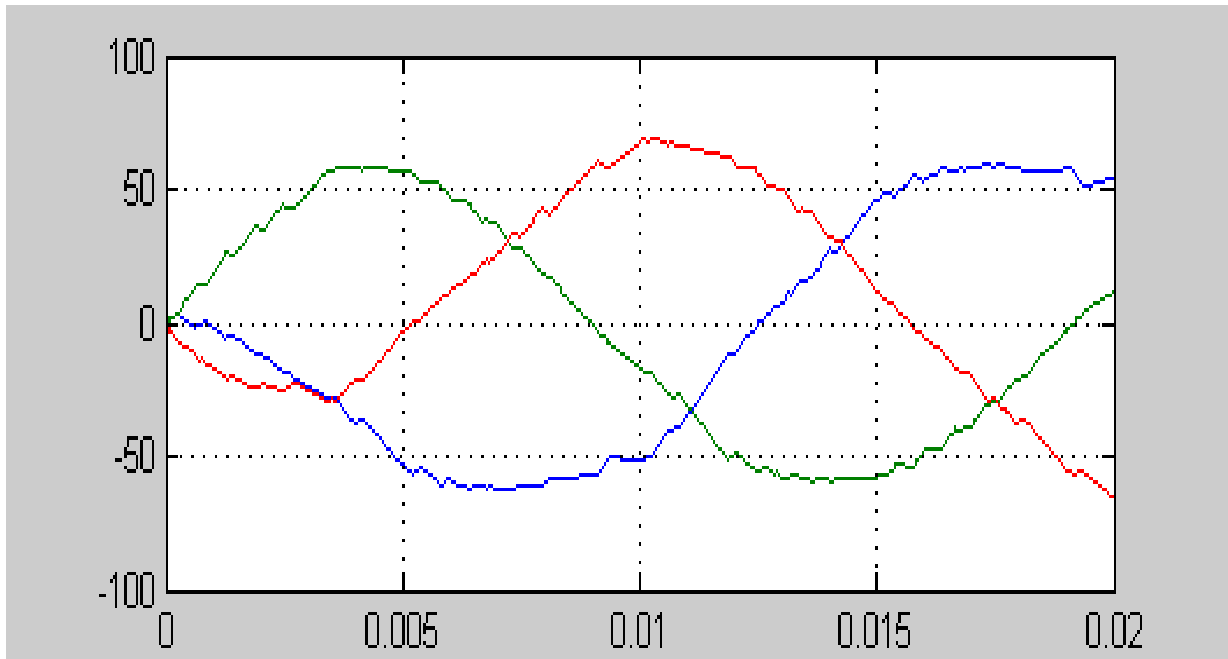
La tension composée



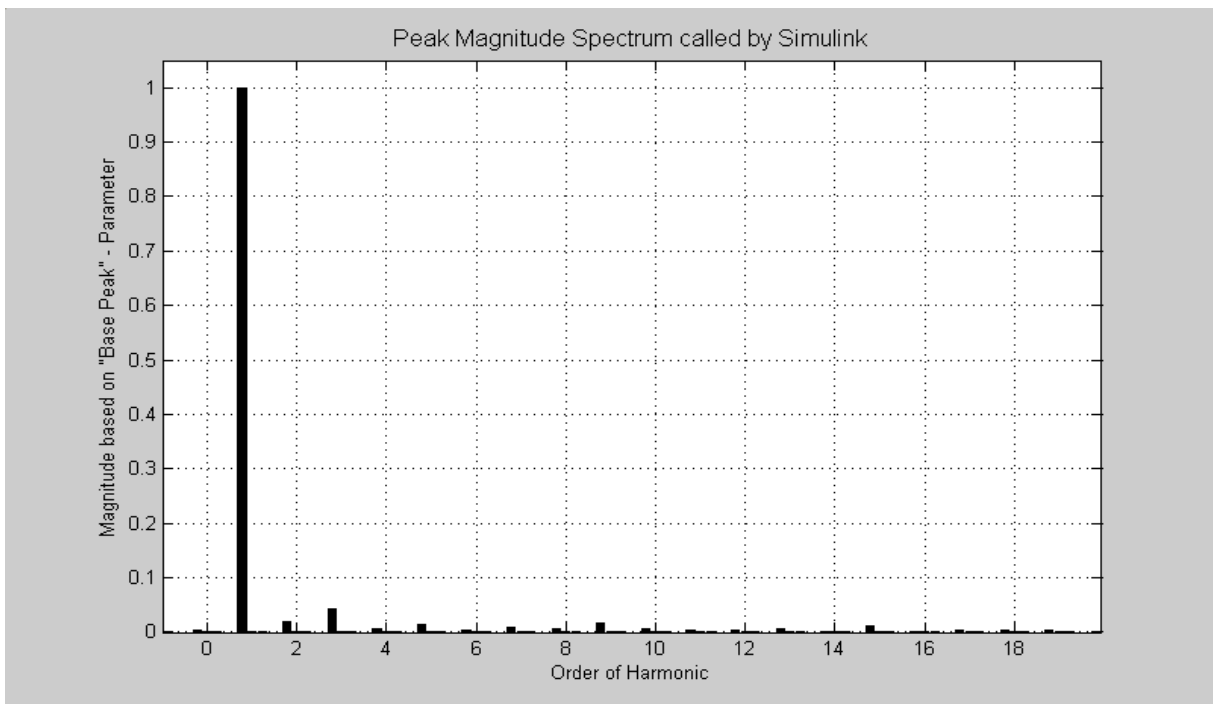
Le spectre d'harmonique de la tension



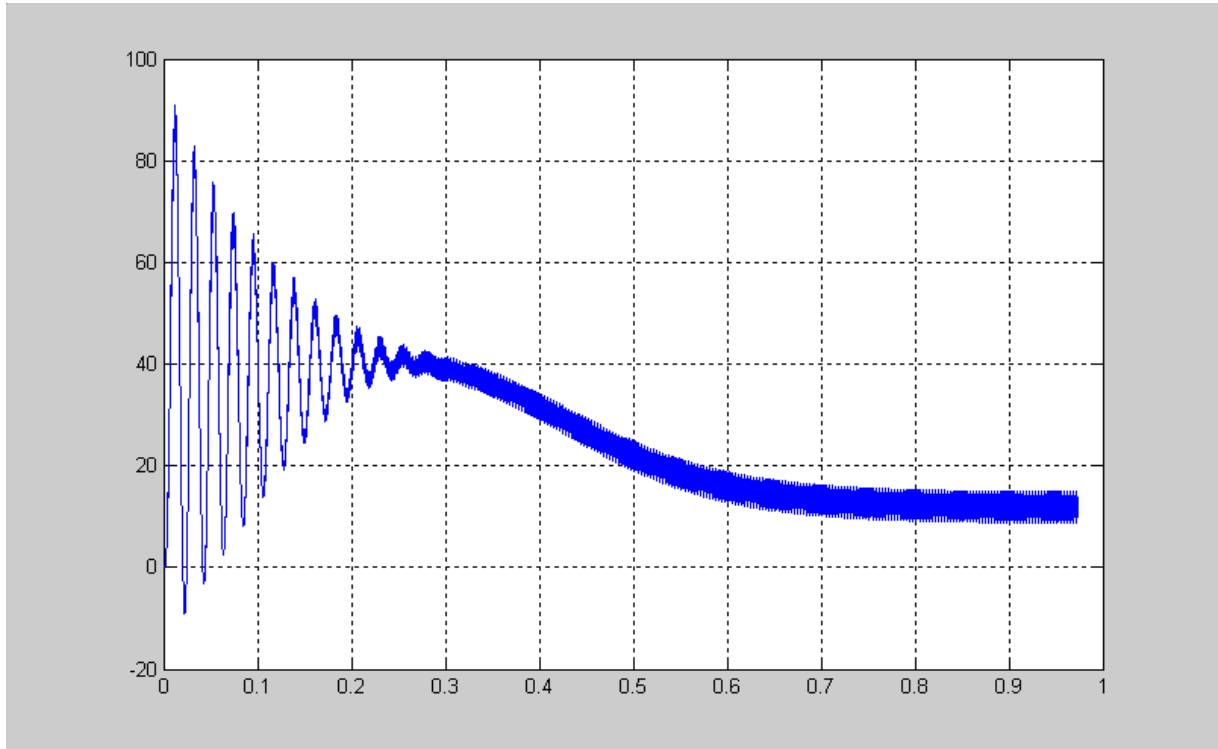
Le courant statorique



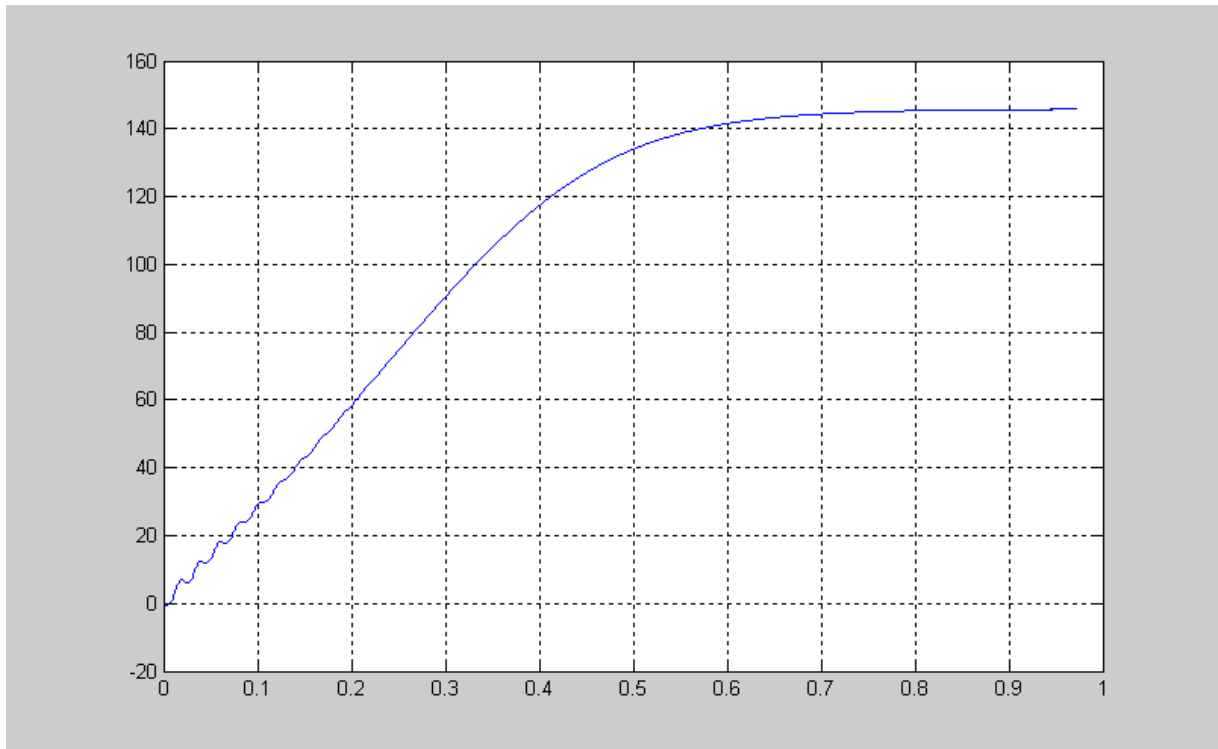
Le courant rotorique



Le spectre d'harmonique du courant



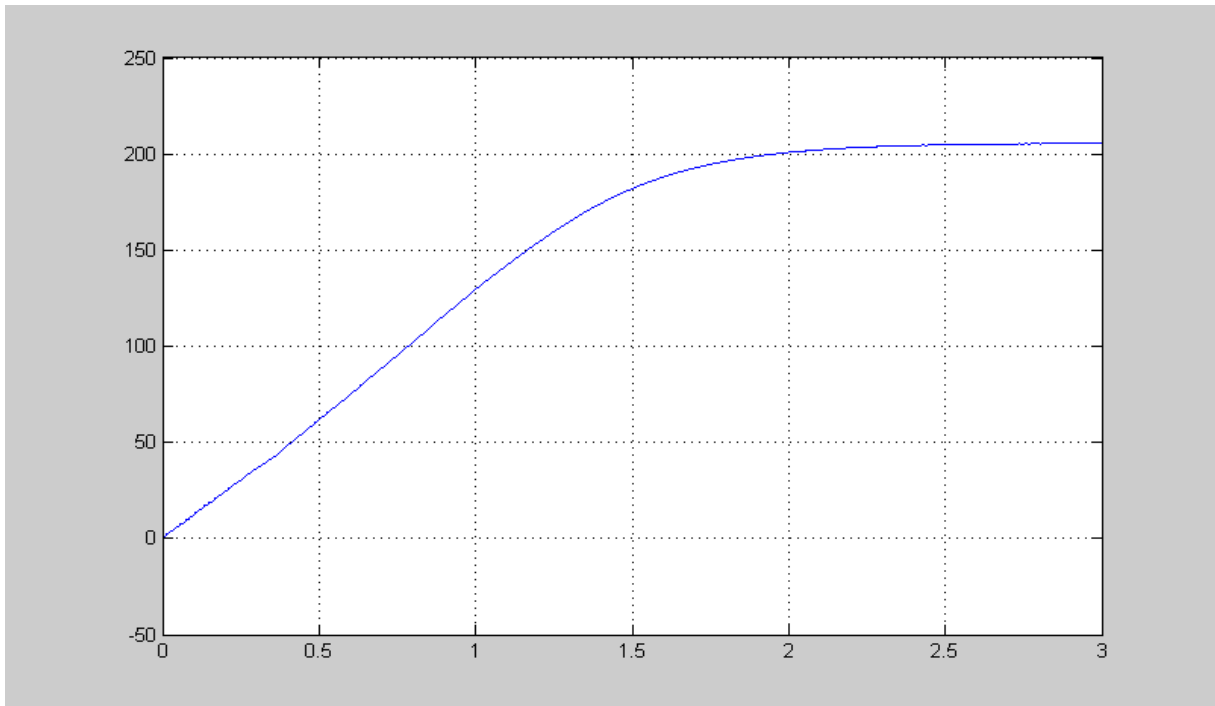
Le couple électromagnétique



La vitesse

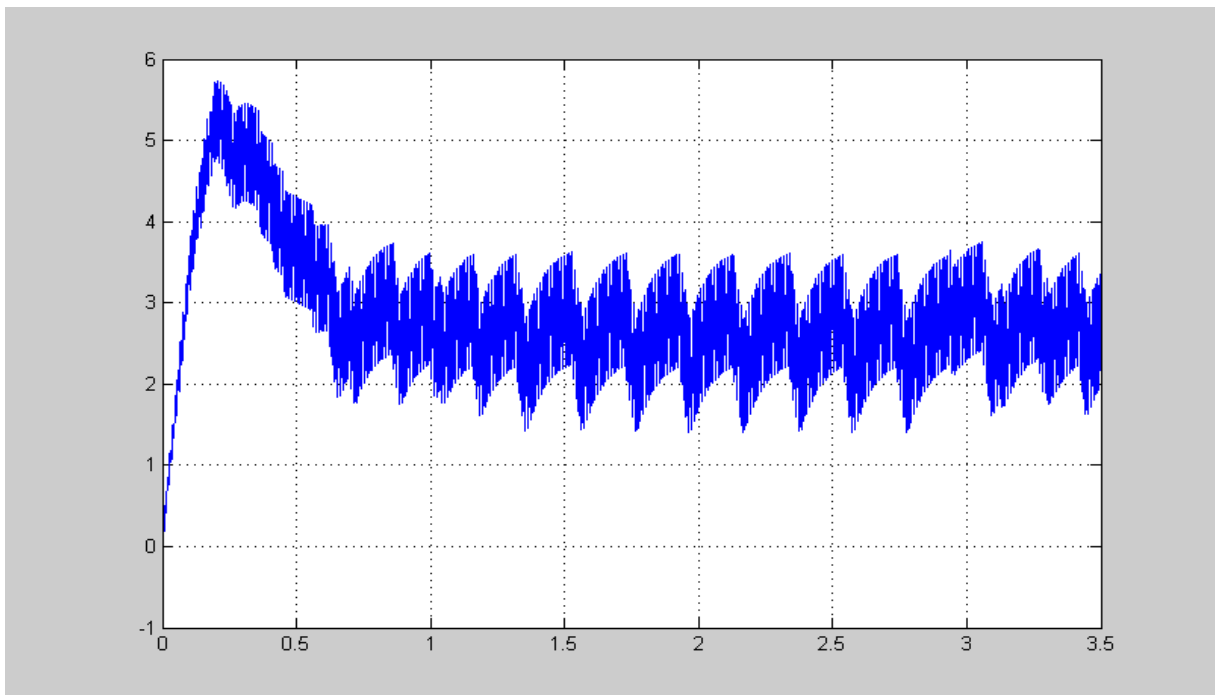
VI.6.La variation de la vitesse :

a) pour $f=66\text{Hz}$ et $f'=594\text{Hz}$:



La vitesse

b) pour $f=100\text{Hz}$ et $f'=600\text{Hz}$:



La vitesse

VI.7. Interprétation des résultats de la simulation :

- Le constat simulé est le bloc MLI et l'association onduleur de tension à MLI-moteur asynchrone à cage d'écureuil, que nous avons traité théoriquement.
- L'MLI est entièrement construit avec des blocs standards simulés, et la même chose pour l'association.
- Les grandeurs simulées par le bloc MLI sont :
 - a. la commande MLI sinus-triangle (la porteuse et la référence).
 - b. les intervalles de conduction des interrupteurs.
- Les grandeurs simulées par le bloc standard de l'association (convertisseur-machine) sont :
 - c. la tension simple d'une phase.
 - d. la tension composée à la sortie de l'onduleur.
 - e. les courants statoriques.
 - f. les courants rotoriques.
 - g. le spectre d'harmonique (FFT) de la tension.
 - h. le spectre d'harmonique (FFT) du courant.
 - i. le couple électromagnétique du moteur.
 - j. la vitesse de rotation.

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

- a- pour le bloc MLI.
- b- pour le bloc standard de l'association (convertisseur-machine).

a- 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 $r=0.7, 0.8, 0.9$

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.

b- Pour le bloc de l'association onduleur-moteur :

Ce qui nous intéresse dans cette partie c'est :

- 1- Les harmoniques de tension et de courant pour chaque valeur de m et r.
- 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 ".

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 :

k. 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 $(3m)$, $(3m-2)$, $(3m+2)$, $(3m-4)$, $(3m+4)$, ...

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

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

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

2- Les grandeurs du moteur :

✚ **Le couple :** Cette caractéristique illustre le 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 ($C_e=11.87N.m$).

✚ **La vitesse :** On constate qu'au 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.

VI.8. La variation de la vitesse :

Ici, 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 $f=100$ Hz $\implies \omega=3$ rad/s.

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

VI.9. Conclusion:

Ce chapitre permet essentiellement de retrouver les résultats désirés tel que l'élimination des harmoniques et la variation de la vitesse de moteur asynchrone.

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

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

Conclusion générale :

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.

Donc le but de notre étude c'est d'assurer une meilleure alimentation à la machine asynchrone, de point de vue commande et aussi qualité de signal d'alimentation, par ce qu'il est souvent primordial pour les entreprises industriels d'avoir un signal électrique plus riche d'harmonique, pour satisfaire cette exigence, un traitement de signal au niveau de récepteur est souvent nécessaire.

Donc notre projet de diplôme concerne en premier lieu généralités sur les machines asynchrones (constitution, principe de fonctionnement, différents type de démarrage ..etc) . La deuxième partie on a la modélisation de la machine asynchrone, qui permet de donner un modèle mathématique de la machine.

Ce modèle permet de guider les développements observer expérimentalement.

En troisième chapitre consiste la modélisation de l'onduleur de tension .

Et une partie est consacrée à la généralité de l'onduleur et son fonctionnement.

autre a les différentes lois de commande de l'onduleur tel que la commande en pleine onde, la commande MLI sinusoïdal et vectoriel, a la fin de cette partie nous avons fait une comparaison entre les deux commandes à MLI.

Le quatrième chapitre est réservé à l'association convertisseur-machine.

Dans le dernier nous avons simulé le bloc MLI et l'association convertisseur- machine, et dans chaque opération nous avons interprété les résultats obtenus.

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

Notre 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 à savoir la modulation **SIGMA-DELTA**, ou encore commande par **LOGIQUE FLOUE**..