



جامعة الجيلالي بوزعامة
خيمس مليانة - الجزائر -
Université Djilali Bounaama
Khemis Miliana -Algerie-

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et Populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Faculté des Sciences et de la Technologie

Département de Technologie

**Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du Diplôme
de Master en Electrotechnique industrielle**

Filière : Génie Electrique

Etude expérimentale sur la définition des
paramètres HF d'une machine asynchrone pour
le calcul des surtensions

Proposé et Dirigé par :

Dr Mohamed N. BENALLAL

Présenté Par :

M^{elle} : KRORRACHI FATMA ZOHRA

M^{elle} : BOUHARAOUA RAHMA

Année universitaire

2019 / 2020



Remerciement

En préambule à ce mémoire nous remercions ALLAH le tout puissant et miséricordieux, qui nous a donné la sante, la force et la patience d'accomplir ce modeste travail, et aussi le courage durant ces longues années d'études.

La première personne que nous tenons à remercier très chaleureusement est notre promoteur MR. Mohammed N.BENALLAL qui nous a permis de bénéficier de son encadrement, les conseils qu'il nous a prodigué, la patience qui ont constitué un apport considérable sans lequel ce travail n'aurait pas pu être mené au bon port, la confiance qu'il nous a témoignée ont été déterminants dans la réalisation de notre travail de recherche.

Nos vifs remerciements vont également aux membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à notre recherche en acceptant d'examiner notre travail et de l'enrichir par leur proposition.

Nous souhaitons adresser nos remerciements les plus sincères aux professeurs, pour la richesse et la qualité de leur enseignement et qui déploient de grands efforts pour assurer à leurs étudiants une formation actualisée.

Ces remerciements vont tout d'abord au corps professoral et administratif de la faculté DJILALLI BOUNAAMA des sciences de technologie.

Sans oublier de remercier tous les enseignants du département de génie électrique.

En fin, on remercie tous ceux qui de près ou de loin ont contribué à la réalisation de ce travail.

Dédicace

Je Dédie en premier lieu cette thèse à mes chers parents, pour tous leurs sacrifices, leur amour, leur tendresse, leur soutien et leurs prières tout au long de mes études.

A mes chers frères, ma chère sœur, pour leur appui et leur encouragement.

*A mon binôme **KRORRACHI FATMA ZOHRA** d'être venu si loin tout au long de ces années avec moi à travers des moments difficiles .*

*A à notre amie **NOUR EL HOUDA** qui n'a pas eu l'occasion de continuer le voyage avec nous et qui a toujours été fidèle à notre amitié.*

A tous mes amis sans exception notamment qui m'ont souhaité la réussite dans ma vie.

Que ce travail soit l'accomplissement de vos vœux tant allégués, et le fruit de votre soutien infailible,

Merci d'être toujours là pour moi.

Bouharaoua Rahma

Dédicace

Je Dédie en premier lieu cette thèse à mes chers parents, pour tous leurs sacrifices, leur amour, leur tendresse, leur soutien et leurs prières tout au long de mes études.

A mes chères sœurs, mon cher frère, pour leur appui et leur encouragement.

*A mon binôme **BOUHARAOUA RAHMA** ma jumelle, qui m'a donné la force dans les moments difficiles durant ces longues années d'études.*

*A ma meilleure amie **KASTALI NORIA** ma moitié, merci d'être une amie fidèle depuis toujours ... tu es plus q' un ami... tu es mon confiant ... et pour te remercier de m'avoir soutenu dans les moments difficiles ... Je te remercie du fond du cœur.*

A tous mes amis sans exception notamment qui m'ont souhaité la réussite dans ma vie.

Que ce travail soit l'accomplissement de vos vœux tant allégués, et le fruit de votre soutien infallible,

Merci d'être toujours là pour moi.

Krorrachi Fatma zohra

Résumé

Dans les grands pays, plus de la moitié de l'énergie électrique totale produite est convertie en énergie mécanique dans les machines électriques. Parmi plusieurs types de machines électriques, les moteurs asynchrones triphasés occupent une place importante qui ont, petit à petit, pris la place des machines à courant continu à cause de leurs simplicité, robustesse, faible coût, fiabilité et bonnes performances.

En ce qui concerne le variateur de vitesse, les orientations diverses selon les méthodes car la fonction MLI (Modulation en Largeur d'Impulsion) joue le rôle d'interface entre la partie commande d'un variateur de vitesse et le moteur électrique associé.

L'entraînement à vitesse variable du moteur asynchrone est assuré par des convertisseurs de fréquences fonctionnant à base des éléments semi-conducteurs, l'utilisation de convertisseurs PWM est connue pour provoquer des perturbations à haute fréquence dans le système, surtout lorsqu'ils sont connectés à un long câble qui transmet la puissance. Ce conduit à des interférences électromagnétiques conduites (EMI) données par les éléments parasites du câble lorsqu'il est exposé à des tensions élevées.

Toutefois, la vitesse très élevée de ces commutations provoque des phénomènes qui gênent le bon fonctionnement du moteur, ce sont les surtensions observées sur le bobinage statorique.

Dans ce mémoire, il est question de réduire ces surtensions en étudiant leurs origines, en utilisant un modèle Simulink des bobines associées en cascade afin de pouvoir prévoir ces surtensions.

Mots de clés : moteur asynchrone, MLI, surtension.

Abstract

In large countries, more than half of the total electrical energy produced is converted into mechanical energy in electrical machines. Among several types of electric machines, three-phase asynchronous motors occupy an important place which have gradually taken the place of direct current machines because of their simplicity, robustness, low cost, reliability and good performance.

Regarding the variable speed drive, the various orientations depending on the methods because the PWM (Pulse Width Modulation) function plays the role of interface between the control part of a variable speed drive and the associated electric motor.

The variable speed drive of the asynchronous motor is provided by frequency converters operating on the basis of semiconductor elements, the use of PWM converters is known to cause high frequency disturbances in the system, especially when they are connected to a long cable that transmits power. This leads to conducted electromagnetic interference (EMI) given by parasitic elements of the cable when exposed to high voltages.

However, the very high speed of these switchings causes phenomena which hamper the correct operation of the motor, these are the overvoltages observed on the stator winding.

In this thesis, it is a question of reducing these overvoltages by studying their origins, by using a Simulink model of the coils associated in cascade in order to be able to predict these overvoltages.

Keywords: asynchronous motor, PWM, overvoltage.

ملخص

في البلدان الكبيرة، يتم تحويل أكثر من نصف إجمالي الطاقة الكهربائية المنتجة إلى طاقة ميكانيكية في الآلات الكهربائية. من بين عدة أنواع من الآلات الكهربائية، تحتل المحركات غير المتزامنة ثلاثية الطور مكانًا مهمًا والتي حلت تدريجياً محل آلات التيار المباشر بسبب بساطتها ومتانتها وتكلفتها المنخفضة وموثوقيتها وأدائها الجيد.

فيما يتعلق بمحرك السرعة المتغيرة، فإن الاتجاهات المختلفة تعتمد على الطرق لأن وظيفة تعديل عرض النبض تلعب دور الواجهة بين جزء التحكم في محرك السرعة المتغيرة والمحرك الكهربائي المرتبط.

يتم توفير محرك السرعة المتغيرة للمحرك غير المتزامن بواسطة محولات التردد التي تعمل على أساس عناصر أشباه الموصلات، ومن المعروف أن استخدام المحولات PWM يسبب اضطرابات عالية التردد في النظام، خاصةً عند توصيلها كابل طويل ينقل الطاقة. يؤدي هذا إلى حدوث تداخل كهرومغناطيسي ناتج عن عناصر طفيلية للكابل عند تعرضه لجهود عالية.

ومع ذلك، فإن السرعة العالية جدًا لعمليات التبديل هذه تسبب ظواهر تعيق التشغيل الصحيح للمحرك، وهذه هي الفولتية الزائدة التي لوحظت على لف الجزء الثابت.

في هذه الأطروحة، يتعلق الأمر بتقليل هذه الفولتية الزائدة من خلال دراسة أصولها، باستخدام نموذج Simulink للملفات المرتبطة في سلسلة من أجل التمكن من التنبؤ بهذه الفولتية الزائدة.

الكلمات الرئيسية : محرك غير متزامن، الجهد الزائد، PWM

Introduction g énérale.....1

CHAPITRE I : GENERALITES SUR LA MACHINE ASYNCHRONE

I.1 Introduction4

I.2. Constitution de la machine asynchrone.....4

 I.2.1. Le stator5

 I.2.2. Le rotor6

I.3. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone.....7

I.4. Glissement d'une machine asynchrone.....8

I.5. Schéma électrique équivalent.....9

I.6. Expression des puissances et des couples sous tension et fréquence constantes...9

I.7. Caractéristique mécanique.....11

I.8. Principe de la variation de vitesse des machines asynchrone.....12

 I.8.1. Quadrants de fonctionnement.....12

 I.8.2. Variation de vitesse de la machine asynchrone.....14

I.9. Avantages et inconvénients de la machine asynchrone.....16

I.11. Conclusion.....16

CHAPITRE II : TECHNIQUE MLI APPLIQUEE A LA COMMANDE D'ONDULEUR

II.1. Introduction.....	18
II.2. Notion sur les onduleurs.....	18
II.3. Principe g é n é r a l de fonctionnement.....	19
II.4. Classification des onduleurs.....	20
II.4.1. Onduleur non autonome.....	20
II.4.2. Onduleur autonome.....	20
II.4.2.1. Onduleur autonome de tension.....	21
II.4.2.2. Onduleur autonome de courant.....	21
II.4.3. Onduleur à r é s o n a n c e.....	21
II.5. Les types des onduleurs autonomes de tension.....	21
II.5.1. Les onduleurs de tension monophas é.....	21
II.5.2. Les onduleurs de tension triphas é.....	21
II.5.2.1. Modèle de commande de l' onduleur de tension triphas é.....	23
II.6. Les diff é r e n t e s m é t h o d e s de commandes les onduleurs autonomes de tension.....	25
II.6.1. La modulation de largeur d'impulsion (MLI).....	25
II.6.2. Principe de la modulation de largeur d'impulsion.....	26
II.6.3. Caractéristique de la modulation de largeur d'impulsion.....	27
II.6.4. Diff é r e n t e s t e c h n i q u e s de modulation de largeurs d'impulsion.....	27
II.6.4.1. MLI Vectorielle.....	28

II.6.4.2. MLI triangule- sinusoïdale.....	28
II.8. Conclusion.....	30
CHAPITRE III : THEORIE DES SURTENSIONS DANS L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR MLI-MOTEUR ASYNCHRONE	
III.1. Introduction.....	32
III.2. L'association onduleur MLI-câble-moteur.....	32
III.3. A quoi sont dues les surtensions de l'association onduleur MLI-câble-moteur ?.....	33
III.3.1. Câbles longs.....	34
III.4. Les solutions proposées pour réduire les surtensions	35
III.4.1. Les filtres	35
III.4.1.2. Filtre côté générateur	36
III.4.1.2.1. Filtre RC.....	36
III.4.1.2.2. Filtre RLC	37
III.4.1.3. Filtre côté convertisseur.....	37
III.4.1.3.1. Filtre de retour connecté au DC-link	38
III.4.1.3.2. Filtre LCR mis à la terre	38
III.5. Conclusion	39

CHAPITRE VI : SIMULATION ET INTERPRETATION DES RESULTAS

IV.1. Introduction.....	40
IV.2. Pr ésentation de logiciel MATLAB.....	40
IV.3. Pr ésentation et mod éfisation du syst ème.....	40
IV.3.1 Model éctrique HF de la bobine	40
IV.4. Simulations des mesures des surtensions au niveau des bobines.....	43
IV.4.1. Simulation d'une phase d'enroulement constitué de six bobines assemblées en cascade.....	44
IV.4.2. Simulation de deux phases en s érie (douze bobines associ ées en cascade).....	47
IV.4.3 Simulation de trois phases en s érie (dix-huit bobines associ ées en cascade).....	49
IV.4.4 Simulation d'une seule phase en s érie avec deux phases en parall èle.....	50
IV.5. Simulations des surtensions sur des enroulements des phases des bobines via un câ ble de 7m.....	52
IV.6. Conclusion.....	57
Conclusion g énérale.....	60

CHAPITRE I : GENERALITES SUR LA MACHINE ASYNCHRONE

Tableau (I.1) : Avantages et inconvénients de la machine asynchrone.....16

CHAPITRE III : SIMULATION ET INTERPRETATION DES RESULTAS

Tableau (III.1) : tableau des résultats de diverses mesures pour différentes longueurs de câble et différents nombres de bobines associées en série.....57

CHAPITRE I : GENERALITES SUR LA MACHINE ASYNCHRONE

Figure (I.1) : constitution du moteur asynchrone.....	4
Figure (I.2) : vue éclatée de la machine asynchrone.....	5
Figure (I.3) : Stator.....	5
Figure (I.4) : La différence entre le rotor en cage et le rotor bobiné.....	6
Figure (I.5) : Principe de fonctionnement.....	7
Figure (I.6) : schéma électrique équivalent de la M.AS pour une phase.....	9
Figure (I.7) : caractéristique mécanique.....	12
Figure (I.8) : Représentation schématique des quadrants de fonctionnement.....	13
Figure (I.9) : Caractéristique mécanique de la variation de vitesse.....	14

CHAPITRE II : TECHNIQUE MLI APPLIQUEE A LA COMMANDE D'ONDULEUR

Figure (II.1) : Schéma de principe de la conversion (DC – AC)	18
Figure (II.2) : Principe de fonctionnement de l'onduleur.....	19
Figure (II.3) : K en position (1)	19
Figure (II.4) : La tension avec K en position (1) et (2)	20
Figure (II.5) : Circuit de puissance d'un onduleur de tension triphasé.....	22
Figure (II.6) : Schéma synoptique de la M.L.I.....	25
Figure (II.7) : Principe de la modulation.....	26
Figure (II.8) : Schéma synoptique de la commande en MLI (triphase).....	27
Figure (II.9) : Les différentes techniques de commande MLI.....	27
Figure (II.10) : Principe de la commande MLI sinusoïdale.....	29
Figure (II.11) : Illustration de la MLI Sinus triangle.....	29

CHAPITRE III : THEORIE DES SURTENSIONS DANS L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR MLI-MOTEUR ASYNCHRONE

Figure (III.1) : schéma d'un système Onduleur-Câble-Moteur	33
Figure (III.2) : Système Onduleur-Câble-Moteur.....	35
Figure (III.3) : Un aperçu des filtres possibles du système.....	36
Figure (III.4) : Schéma représentatif de filtre RC et CRL.....	37

CHAPITRE VI : SIMULATION ET INTERPRETATION DES RESULTAS

Figure (IV.1) : Circuit équivalent d'un model électrique de la bobine HF à deux ports	41
Figure (IV.2) : Schéma équivalent des réseaux à deux ports connectés en cascade formant un enroulement de phase AX d'un stator de moteur	42
Figure (IV.3) : Tension nominale et la valeur de pic de surtension mesurés dans la première bobine.....	42
Figure (IV.4) : Allure de la tension d'alimentation de la forme rectangulaire de la sorti.....	43
Figure (IV .5) : Model SIMULINK de la structure d'une bobine HF.....	44
Figure (IV.6) : Simulation d'une phase de six bobines associées en cascade	45
Figure (IV.7) : Signal de tension aux bornes d'une bobine.....	45
Figure (IV.8) : Les surtensions mesurés pour chaque une des six bobines	46
Figure (IV.9) : Diagramme des surtensions des six bobines de la phase.....	47
Figure (IV.10) : Schéma équivalent de la phase AX en série avec la phase BY.....	47
Figure (IV.11) : Simulation de deux phases en série (douze bobines associés en Cascade)	48
Figure (IV.12) : Diagramme des surtensions des premières six bobines.....	48
Figure (IV.13) : Schéma équivalent des trois phases en série AX, BY et CZ.....	49

Figure (IV.14) : Simulation des trois phases en s érie (dix-huit bobines associ ées en cascade)	49
Figure (IV.15) : Diagramme des surtensions des premi ères six bobines.....	50
Figure (IV.16) : Sch éma équivalent de la phase AX en s érie avec BY et CZ en parall èle.....	51
Figure (IV.17) : Simulation d'une phase de bobines HF en série avec deux phases en parall èle.....	51
Figure (IV.18) : Diagramme des surtensions des premier six bobines	52
Figure (IV.19) : Sch éma de la connexion du c âble avec six bobines en s érie.....	52
Figure (IV.20) : Simulation d'une phase en série avec un câble de 7m.....	53
Figure (IV.21) : Diagramme des surtensions pour les six bobines avec un Câble de 7m.....	54
Figure (IV.22) : Simulation de deux phases en s érie avec un c âble de 7m.....	54
Figure (IV.23) : Diagramme des surtensions pour les premi ères six bobines avec un c âble de 7m.....	55
Figure (IV.24) : Simulation de trois phases en s érie avec un c âble de 7m.....	55
Figure (IV.25) : Diagramme des surtensions des premier six bobine avec le c âble de 7m.....	56

Introduction générale

De nos jours, l'utilisation des machines asynchrones dans les entraînements industriels est en pleine expansion, du fait de leurs qualités, leurs robustesses, leurs prix et la quasi absence d'entretien et sa durée de vie est presque illimitée.

Elles dépassent les 80% des parts de marché du parc des machines électriques. C'est une composante clé de la plupart des équipements industriels comme l'aéronautique, le nucléaire, la chimie, ou encore le transport ferroviaire [43].

Notons aussi que les progrès réalisés en matière de contrôle et les avancées technologiques dans le domaine de l'électronique de puissance ou de la microélectronique, ont rendu possible l'implantation de commandes performantes pour cette machine, faisant d'elle un concurrent certain dans les secteurs de la vitesse variable et du contrôle rapide de couple, déclinant ainsi le moteur à courant continu. Sa commande reste un défi à relever par les chercheurs, afin d'optimiser et de maîtriser la machine dans les entraînements à vitesse variable [43].

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 l'entraînement des machines à courant alternatif. Ce dernier assure la conversion d'une tension alternative à fréquence fixe et non contrôlable (tension du réseau d'alimentation à 50 Hz) à une tension alternative à fréquences variables et contrôlables. L'inconvénient majeur de l'onduleur est l'obtention d'une tension non sinusoïdale à sa sortie, ce qui provoque une dégradation du régime de fonctionnement de certaines charges, les harmoniques. Ces tensions harmoniques provoquent la circulation de courants harmoniques à haute fréquence. Ce qui cause des surtensions plus ou moins importantes aux bornes des enroulements du stator [44].

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 [44].

En effet les surtensions sont dues aux liens capacitifs entre les bobines elles-mêmes et les bobines avec la masse, ces liens engendrés par la fréquence élevée du signal issu de l'onduleur provoquent des échauffements qui peuvent détériorer l'isolation des enroulements alors que les courants HF provoquent un transfert de métal entre les billes et les pistes de roulements (phénomène de piquage) [43].

Les différents développements théoriques et les résultats obtenus durant ce travail de mémoire sont organisés en quatre chapitres :

- Le premier chapitre est consacré au fonctionnement et la construction de la machine asynchrone, en évoquant les différentes méthodes de variations de vitesses, en présentant aussi les grandeurs caractéristiques des quadripôles.
- Le deuxième chapitre nous présentons le principe de fonctionnement des onduleurs et ces différentes classifications, en basant sur les onduleurs autonomes de tension et la méthode (MLI). A la fin de ce chapitre nous avons ajouté les causes de surtension qu'elle génère dans la machine à courant alternatif et nous avons cité les méthodes utilisées pour diminuer les surtensions.
- Le troisième chapitre nous avons parlé des surtensions et leurs origines. Ainsi que l'influence du câble de connexion entre le convertisseur et le moteur sur les surtensions. Et en fin les solutions proposées pour réduire les surtensions.
- Dans le quatrième chapitre, plusieurs simulations sous MATLAB/Simulink à permet de vérifier l'effet de la haute fréquence sur la surtension dans le stator du moteur asynchrone en passant par différentes étapes où le nombre de bobines de la série a été ajouté à un moment et à un autre. Nous avons ajoutés des câbles de différentes longueurs.

Ce travail s'achève avec une conclusion générale qui résume tout le travail et qui donne une synthèse des différents résultats faites dans cette étude.

I.1. Introduction :

Les moteurs les plus utilisés dans les applications industrielles sont les moteurs à induction, en raison de leur bonne fiabilité, faible coût et rendement élevé. Des applications qui nécessitent des appareils ménagers à vitesse élevée jusqu'à l'utilisation dans l'industrie du pétrole, l'industrie cimentière, les véhicules électriques, les systèmes de pompage, etc... [1].

Pour assurer la variation de la vitesse des mécanismes industriels, la progression dans l'électronique de puissance a permis aux systèmes de contrôle de participer à l'utilisation permanente des moteurs asynchrones dans le domaine électrique [1].

Les machines asynchrones sont des machines électriques à courant alternatif permettant de transformer l'énergie électrique en énergie mécanique en cas d'un fonctionnement moteur ou de transformer l'énergie mécanique en énergie électrique en fonctionnement générateur. Le terme asynchrone vient du fait que la vitesse de rotation du rotor n'est pas fixée par la fréquence des courants qui traverse le stator [2].

Dans ce chapitre, on va se consacrer à étudier la machine asynchrone et de faire des rappels sur la structure, principe de fonctionnement et modélisations de la MAS.

I.2. Constitution de la machine asynchrone :

L'organisation d'une machine asynchrone triphasée est montrée sur la fig. (I.1) Elle est constituée des principaux éléments suivants :

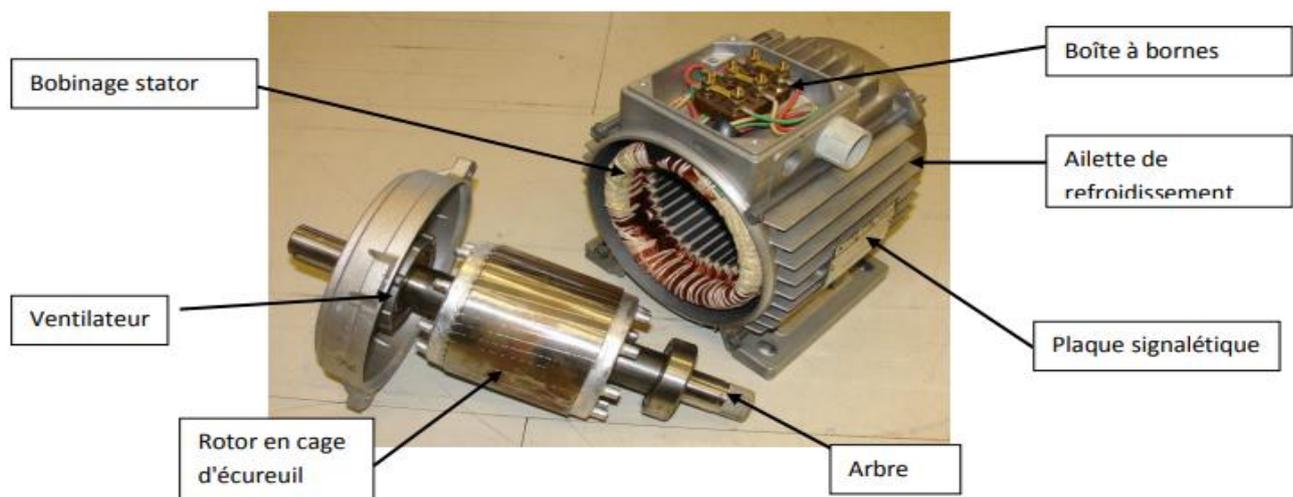


Fig. (I.1) : Constitution du moteur asynchrone

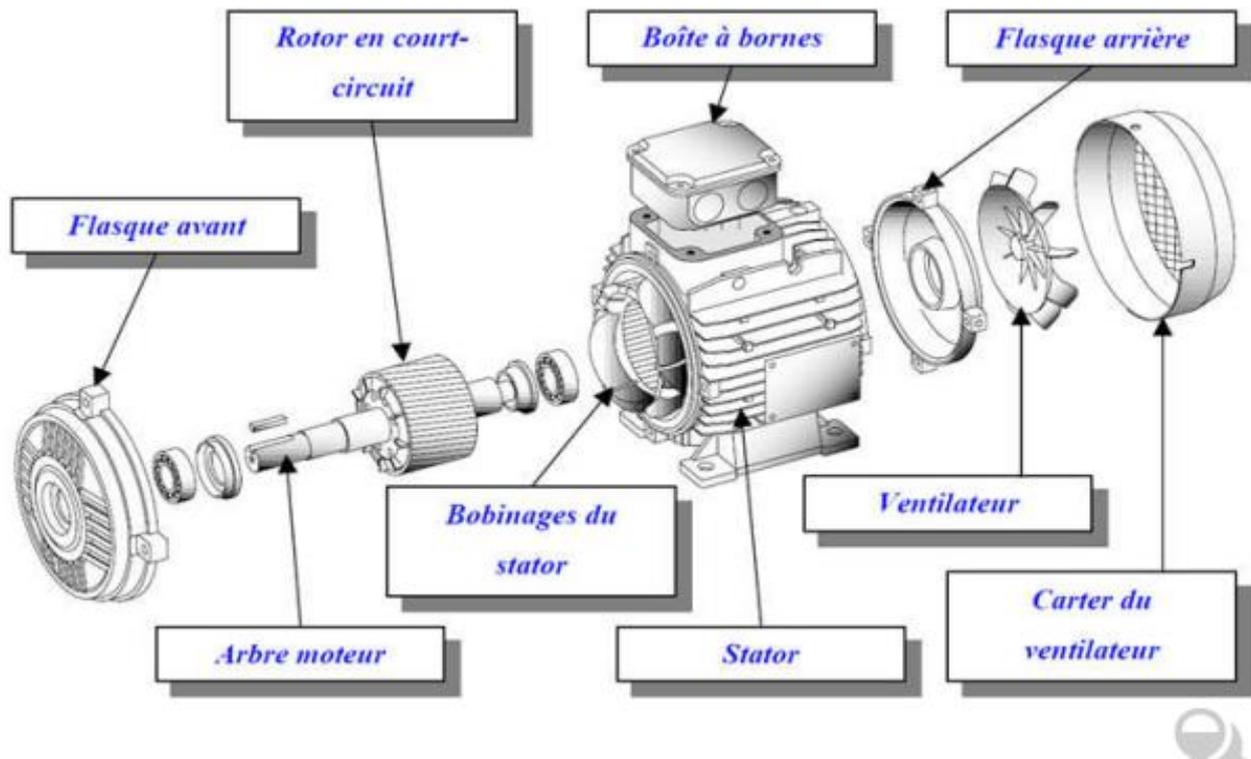


Fig. (I.2) : Vue éclatée de la machine asynchrone

I.2.1 Le stator : (l'inducteur)

C'est la partie fixe de la machine asynchrone, il est constitué de trois enroulements (bobines) parcourus par des courants alternatifs et possède p paires de pôles [3]. Le stator comporte une carcasse d'acier contient un empilage de tôles identiques qui constituent un cylindre vide [4], ces tôles sont percées des trous de leur périphérie intérieure. Ces tôles sont recouvertes par un vernis [5].

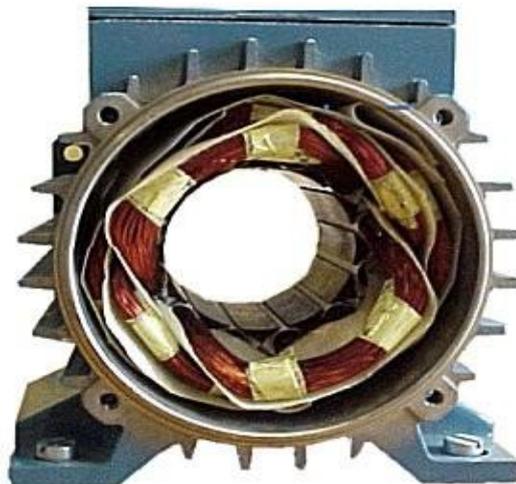


Figure (I.3) : Stator.

L'alignement de ces trous forme les encoches dans lesquelles on loge les bobinages statoriques triphasés. Ces enroulements insérés peuvent être imbriqués, ondulés ou encore concentriques. L'isolation entre les enroulements électriques et les tôles d'acier s'effectue à l'aide des matériaux isolants qui peuvent être de différents types suivant l'utilisation de la machine asynchrone. Le stator d'une machine asynchrone est aussi pourvu d'une boîte à bornes à laquelle est reliée l'alimentation électrique [5].

I.2.2 Le rotor : (l'induit)

C'est la partie mobile de la machine, il n'est relié à aucune alimentation, il est séparé du stator par un entrefer très court de l'ordre de 0.4 à 2mm seulement [5], se compose d'un cylindre de tôles perforés à leur périphérie extérieure pour former les encoches destinées à recevoir des conducteurs [6], il existe deux types :

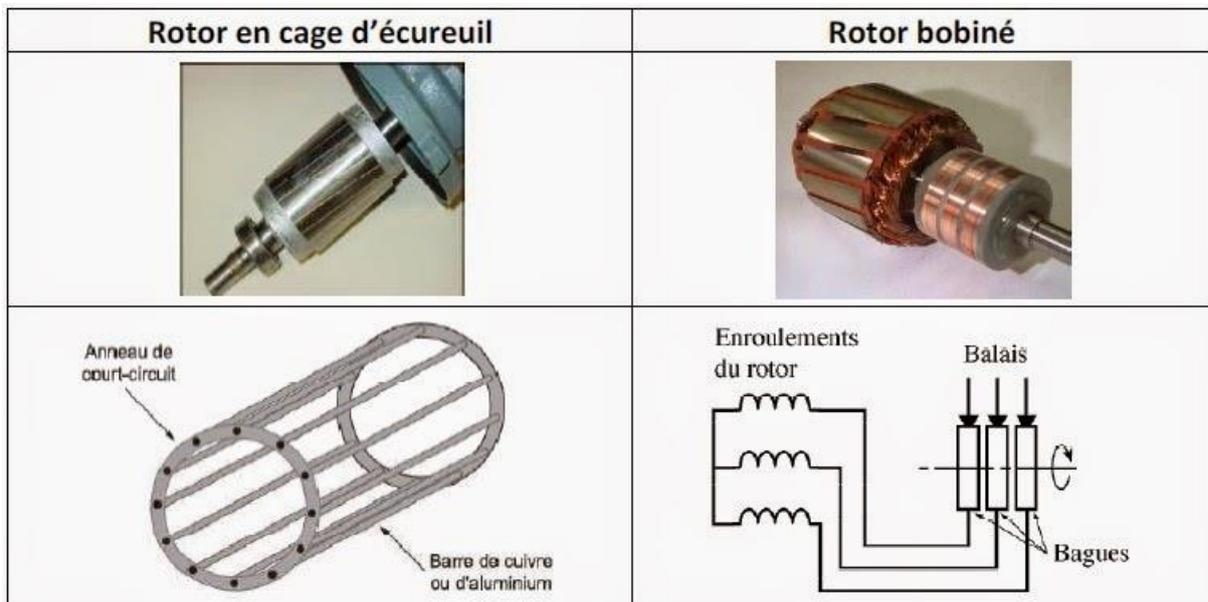


Figure (I.4) : Différence entre le rotor à cage et le rotor bobiné

a) Rotor a cage d'écureuil:

Il porte un ensemble de barres conductrices de cuivre pour les gros moteurs ou d'aluminium pour les petits [5]. Les extrémités des barres sont réunies par deux couronnes conductrices. : Le rotor en cage d'écureuil présente une résistance très faible [7], on dit qu'il est court-circuité, il est facile à construire et présente un faible coût [8].

b) Rotor bobiné :

Il comporte des encoches dans lesquelles des conducteurs sont logés pour former un enroulement triphasé, dont le nombre de pôles est le même que celui du stator. Généralement les extrémités de ces enroulements sont soudées à trois bagues solidaires de l'arbre de rotation, des trois balais frottant sur ces bagues permettent d'accéder au rotor [9].

Le rotor présente des résistances non négligeables et due à la circulation des courants dans les enroulements rotoriques de la machine des pertes joules apparaissent P_{jr} . [7].

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

Ce qui permet au rotor de tourner c'est le principe des champs magnétiques tournant produit par des tensions alternatives. Trois enroulements sont disposés dans le stator à 120° les uns des autres, une fois alimentés trois champs magnétiques indépendants sont créés. Ces champs magnétiques sont déphasés dans le temps de par la nature même du courant triphasé la vitesse du champ magnétique sera toujours supérieure à celle du rotor, les deux vitesses ne peuvent être synchrones d'où le nom de moteur asynchrone.

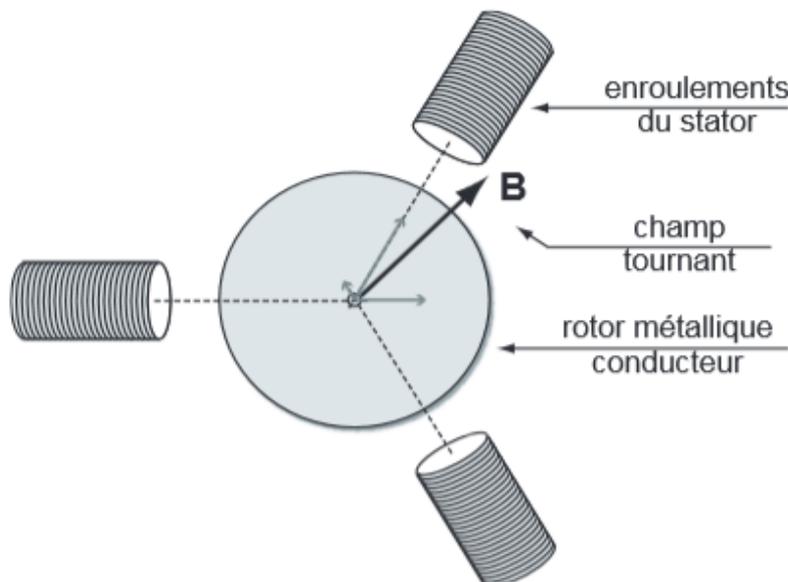


Figure (I.5) : Principe de fonctionnement

La vitesse d'un moteur en tours par secondes dépend de la fréquence du réseau qui alimente le stator en Hz (50Hz pour l'Europe) et du nombre de pôle du moteur, donc pour faire varier la vitesse d'un moteur il suffit de modifier la fréquence ou le nombre de pôle [10].

I.4. Glissement d'une machine asynchrone :

Le glissement est une grandeur qui rend compte de l'écart de vitesse de rotation d'une machine asynchrone par rapport à une machine synchrone hypothétique construite avec le même stator [11].

En pratique, le glissement varie de 2% dans les grosses machines à 6% ou 7% dans les petites machines triphasées, il peut atteindre 10% pour les petites machines monophasées. Une machine de qualité se doit de fonctionner avec un faible glissement [12].

$$g = \frac{n_s - n}{n_s} = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \quad \dots\dots\dots (1)$$

$$\Omega_s = \frac{w}{p} \quad \dots\dots\dots (2)$$

$$w = 2\pi f \quad \dots\dots\dots (3)$$

g : Le glissement du moteur asynchrone en pourcentage [sans unités].

n_s : vitesse de rotation de synchronisme du champ tournant (tr.s^{-1}).

n : vitesse de rotation du rotor (tr.s^{-1}).

$\Omega = 2\pi n$ (rad. s^{-1}) et $\Omega_s = 2\pi n_s$ (rad. s^{-1}).

w : pulsation des courants alternatifs en rad.s^{-1} .

p : nombre de paires de pôles.

- Si $g = 0$ $n_s = n$
- Si $g = 1$ et $\Omega = 0$ rotor à l'arrêt.
- Si $n < n_s$ couple moteur.
- Si $n = n_s$ couple nul.
- Si $n > n_s$ couple de freinage [13].

I.5. Schéma électrique équivalent :

La figure (I.6) représente le model équivalent d'une machine asynchrone à cage simple. La résistance R_s et l'inductance X_s représentent respectivement la résistance et l'inductance au niveau du stator. La résistance R_m (parfois dénoté R_c) représente les pertes fer et l'inductance X_m est l'inductance de magnétisation). La résistance R_r et l'inductance X_r représentent respectivement la résistance et l'inductance au niveau du rotor [2].

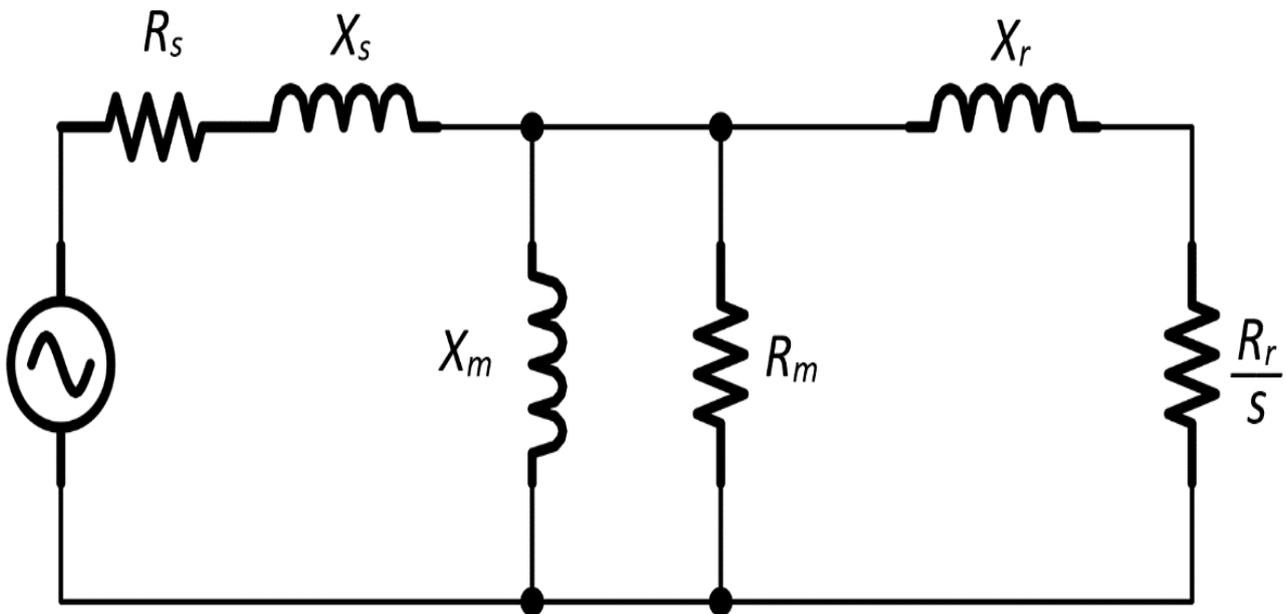


Figure (I.6) : Schéma électrique équivalent de la M.AS pour une phase

I.6. Expression des puissances et des couples sous tension et fréquence constantes :

L'étude du schéma équivalent monophasé permet de trouver facilement l'expression des diverses puissances mises en jeu et du couple de la machine.

➤ Expression du courant I'_2 :

$$I'_2 = \frac{v_1}{\sqrt{(R_1 + \frac{R'_2}{g})^2 + L^2 \omega^2}} \quad \dots\dots\dots (4)$$

➤ **Puissance transmise au rotor P_r :**

$$P_r = 3 \cdot \frac{R_2'}{g} \cdot I_2'^2 \quad \dots\dots\dots (5)$$

$$\text{C'est-à-dire : } P_r = 3 \cdot \frac{R_2' \cdot v_1^2}{g \cdot [(R_1 + R_2'/g)^2 + L^2 \omega^2]} \quad \dots\dots\dots (6)$$

➤ **Expression particulière des pertes joules rotoriques P_{jr} :**

Les pertes joules au rotor s'écrivent, en grandeurs ramenées au stator :

$$P_{jr} = 3 \cdot R_2' \cdot I_2'^2 \quad \dots\dots\dots (7)$$

On préfère souvent à cette expression, la relation particulière qui les relie à la puissance transmise au rotor :

$$P_{jr} = g \cdot P_r \quad \dots\dots\dots (8)$$

➤ **Expression du couple électromagnétique c_{em} :**

Le couple est le quotient de la puissance mécanique fournie au rotor par la vitesse de rotation, on écrit alors :

$$c_{em} = \frac{P_r - P_{jr}}{\Omega} = \frac{P_r - (g \cdot P_r)}{(1-g) \Omega_s} = \frac{P_r}{\Omega_s} \quad \dots\dots\dots (9)$$

Il suffit alors de remplacer l'expression on obtient ainsi :

$$c_{em} = \frac{3 \cdot v_1^2 \cdot R_2'}{\Omega_s \cdot g} \cdot \frac{1}{(R_1 + R_2'/g)^2 + L^2 \omega^2} \quad \dots\dots\dots (10)$$

Si le glissement est faible, on retient :

$$c_{em} = \frac{3v_1^2 g}{R_2' \Omega_s} \quad \dots\dots\dots (11)$$

Remarque :

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

➤ L'expression de couple maximal :

On peut connaître le maximum de couple que peut fournir le moteur d'après l'expression de c_{em} en résolvant l'équation $\frac{dc_{em}}{dg} = 0$.

Alors, on trouve que ce maximum de couple est obtenu pour :

$$g_{max} = \frac{R'_2}{Lw} \dots\dots\dots (12) \quad (\text{C'est une valeur qui maximise l'expression de } c_{em})$$

On retiendra uniquement le résultat :

$$C_{max} = \frac{3v_1^2}{2\Omega_s} \cdot \frac{1}{R_1 + \sqrt{R_1^2 + L^2w^2}} \dots\dots\dots (13)$$

Si on néglige la valeur de la résistance des bobinages statoriques, et c'est souvent le cas, on obtient la formule simple à retenir :

$$C_{max} = \frac{3v_1^2}{2Lw\Omega_s} \dots\dots\dots (14) \text{ [14].}$$

I.7. Caractéristique mécanique :

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

$$C = \frac{3v_1^2}{2Lw\Omega_s} \dots\dots\dots (10)$$

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

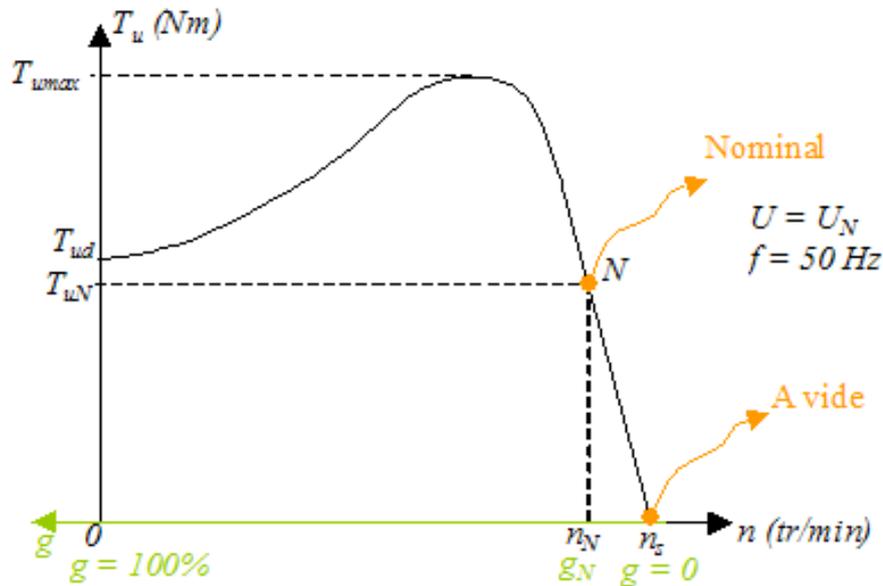


Figure (I.7) : Caractéristique mécanique

Pour avoir un rendement acceptable, le moteur doit fonctionner à faible glissement [15].

I.8. Principe de la variation de vitesse des machines asynchrone :

I.8.1. Quadrants de fonctionnement :

Les machines asynchrones sont naturellement réversibles. Et pour profiter de cette propriété, il faut que le convertisseur et la source soient également réversibles.

On ne peut pas récupérer l'énergie lors d'une phase de freinage de la machine, Si la source n'est pas réversible mais on peut la dissiper dans des rhéostats (réversibilité dissipatrice).

Le choix d'une structure convertisseur/machine 1, 2 ou 4 quadrants repose exclusivement sur le cahier des charges [16].

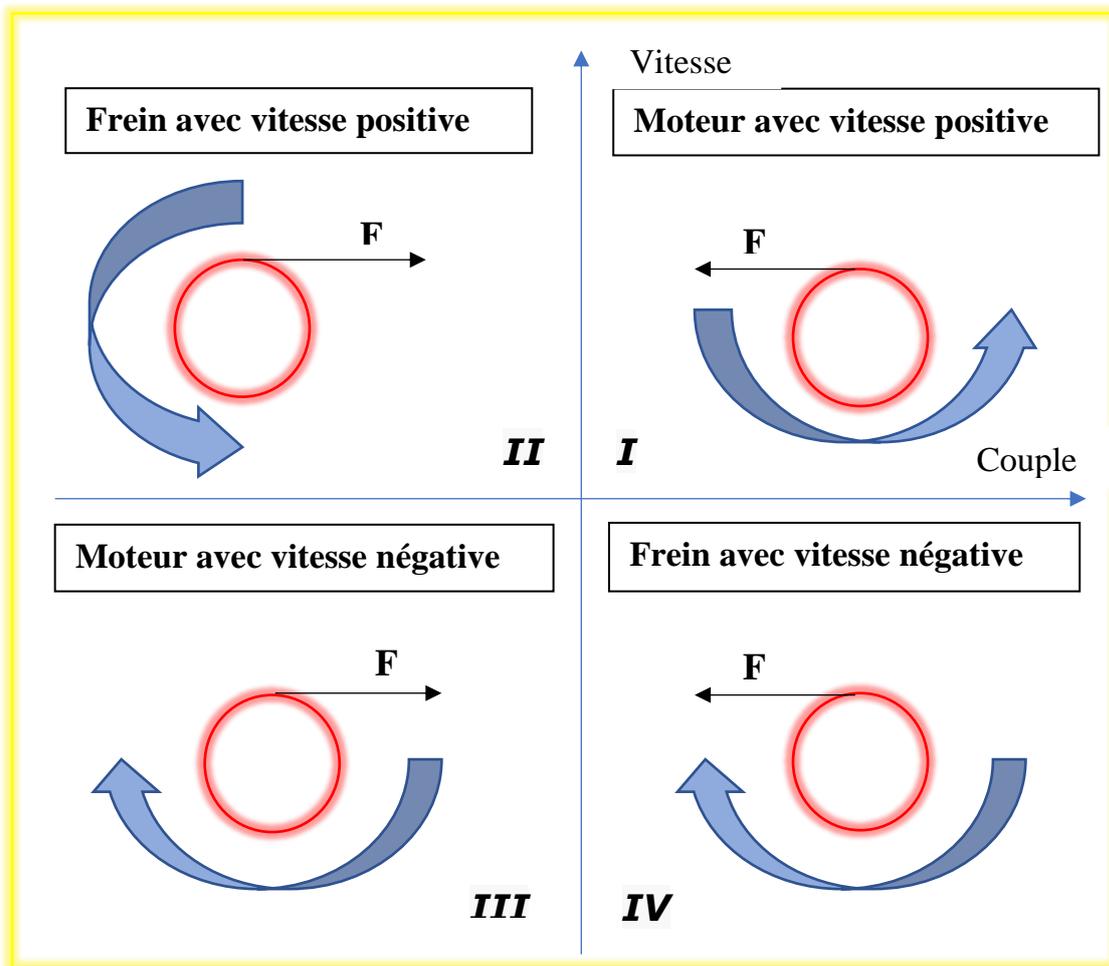


Figure (I.8) : Représentation schématique des quadrants de fonctionnement

Quadrant I seul : la machine ne tourne que dans un seul sens de rotation, le couple est positif ou nul (accélérations contrôlées et décélération non contrôlées)

2 Quadrants (I et II) : la machine ne tourne que dans un seul sens de rotation, le couple est positif ou négatif (accélérations et décélération contrôlées)

2 Quadrants (I et IV) : la machine tourne dans les deux sens de rotation (pour le sens inverse la charge est nécessairement entraînée), le couple est toujours positif (accélérations contrôlées et décélération non contrôlées)

4 Quadrants (I à IV) : la machine tourne dans les deux sens de rotation quel que soit la charge entraînée le couple est positif ou négatif (accélérations et décélération contrôlée) [16].

I.8.2. Variation de vitesse de la machine asynchrone :

Le **point de fonctionnement** (C, Ω) dans le quadrant I en régime établi de l'ensemble machine plus charge se situe à l'**intersection des caractéristiques** $C_m = f(\Omega)$ du moteur et $C_r = f(\Omega)$ de la charge.

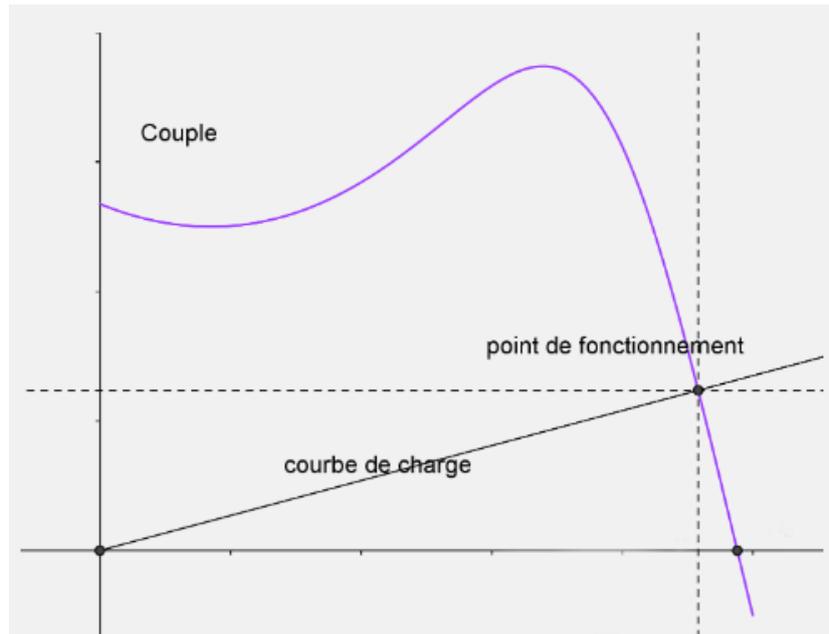


Figure (I.9) : Caractéristique mécanique de la variation de vitesse

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

Puisque la pulsation du rotor d'un moteur asynchrone est :

$$\Omega = \Omega_s(1 - g) = \frac{2\pi f}{p}(1 - g) \dots \dots \dots (11)$$

D'après la formule de la vitesse, on peut varier la vitesse en augmentant le glissement ou en changeant la fréquence d'alimentation [17] .

a. Réglage par variation de tension :

Le couple électromagnétique de la machine asynchrone est proportionnel au carré de la tension d'alimentation statorique donc il est possible d'envisager un ajustement de la vitesse au-dessous de la vitesse nominale en modifiant la tension d'alimentation statorique avec **un gradateur triphasé**.

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

b. Réglage par variation du nombre de paires de pôles :

Ce genre de réglage donnant une variation non continue de la vitesse donc il n'est pas envisagé pour un réglage fin du point de fonctionnement désiré.

c. Réglage par action sur le glissement :

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

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

d. Réglage par variation de fréquence :

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

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

On peut également convertir directement la fréquence du réseau industriel en une fréquence variable plus faible (de 0 à 1/3 de la fréquence réseau) à l'aide d'un **cyclo convertisseur** à commutation naturelle piloté lui aussi en fréquence en courant ou vectoriellement [17].

I.9. Avantages et inconvénients de la machine asynchrone :

Les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone sont assez nombreux mais les principaux sont résumés dans le tableau suivant [11] :

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

Tableau (I.1) : Avantages et inconvénients de la machine asynchrone

I.10. Conclusion :

Dans ce premier chapitre nous avons montré en premier lieu un aperçu générale sur la conception de la machine asynchrone, sa constitution et toutes ces caractéristiques électriques et mécaniques.

En deuxième lieu nous avons abordé le principe de variation de vitesse de moteur asynchrone et les méthodes de réglage qu'il comprend. Ensuite on a présenté les principaux avantages et inconvénients de la machine asynchrone.

Chapitre 2 :
Techniques de MLI
Appliquées à la
commande
d'onduleurs

Chapitre 2 : Techniques de MLI Appliquées à la commande d'onduleurs

II.1. Introduction :

Dans le monde industriel, les entraînements électriques exigent de plus en plus des vitesses variables, à cet effet, le progrès de l'électronique de puissance a permis de développer plusieurs moyens qui assurent des entraînements alternatifs à vitesse variable. Parmi ces moyens, citons les onduleurs autonomes commandés en modulations de largeurs d'impulsion (MLI) [18].

Ce chapitre développe la partie électronique de puissance qui est considérée parmi les grandes applications de l'électrotechnique, qui s'intéresse à la conversion statique de l'énergie électrique.

II.2. Notion sur les onduleurs :

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion d'énergie électrique de la forme continue (DC) à la forme alternative (AC). En utilisant ainsi une séquence adéquate de commande des semi-conducteurs de puissance (interrupteurs électroniques), il permet d'obtenir aux bornes du récepteur une tension alternative réglable en fréquence et en valeur efficace [19].

Il existe plusieurs types d'onduleurs, lesquels sont classés selon le nombre de phases, l'utilisation de dispositifs semi-conducteurs de puissance et les principes de commutation et les formes d'ondes de sortie.

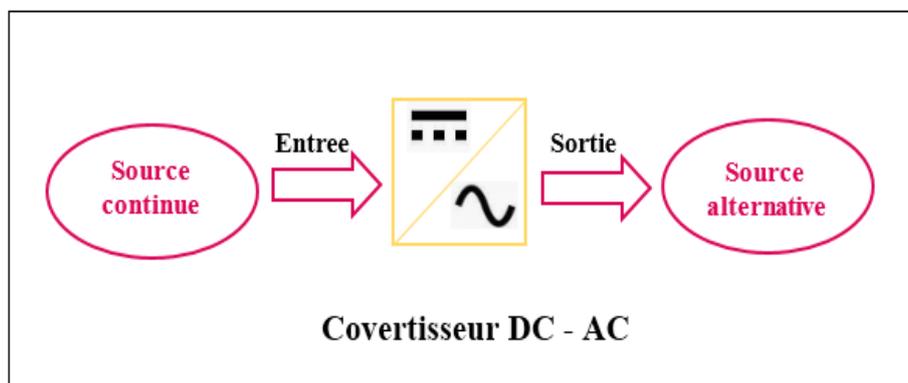


Figure (II.1) : Schéma de principe de la conversion Continu - Alternative (DC – AC)

II.3. Principe général de fonctionnement :

Pour réaliser un onduleur, il suffit de disposer d'un interrupteur inverseur K et d'une source de tension continue (U_{dc}) comme le montre la Figure (II.2).

- Lorsque K est en position (1), on obtient : $V_{ch} = U_{dc}$.
- Lorsque K est en position (2), on obtient : $V_{ch} = - U_{dc}$. [20].

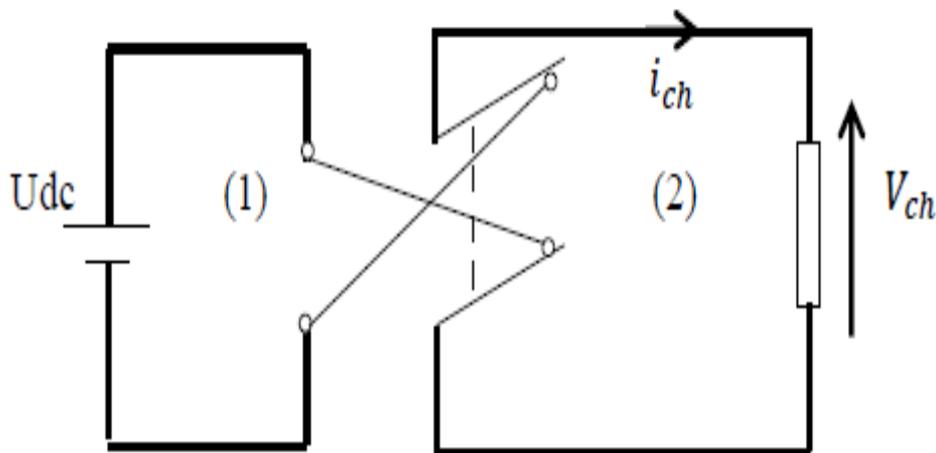


Figure (II.2) : Principe de fonctionnement de l'onduleur

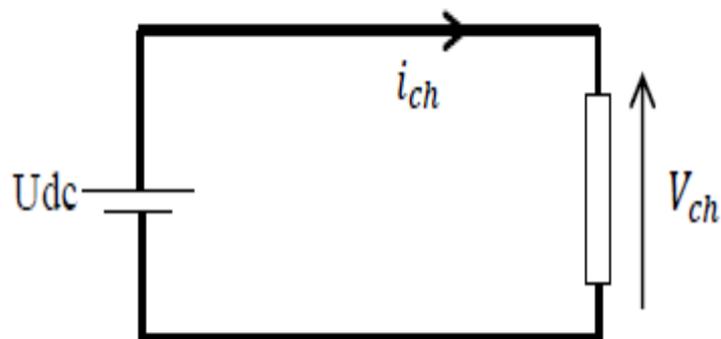


Figure (II.3) : K en position (1)

La forme de $V_{ch}(t)$ sur une période complète de fonctionnement comme le montre la Figure (II.4).

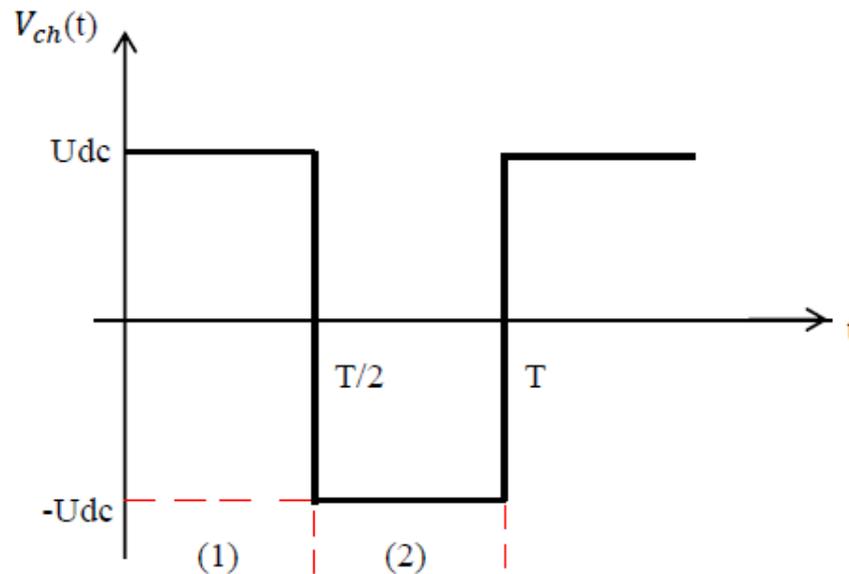


Figure (II.4) : Tension avec K en position (1) et (2)

II.4. Classification des onduleurs :

Les onduleurs sont classés en deux grandes catégories, il existe un type intermédiaire d'onduleur appelé onduleur à commutation par la charge (ou bien onduleur à résonance) [19].

II.4.1. Onduleur non autonome (ou assistés) :

Un onduleur non autonome ou assisté est un système de commutation à thyristors, dont les instants de commutation sont imposés par la charge [21], dans ce cas la fréquence et la forme d'onde de la tension de sortie sont imposées par le réseau alternatif sur lequel débite l'onduleur. Ce type d'onduleur est utilisé pour le transport d'énergie en courant continu et le freinage par récupération [22].

II.4.2. Onduleur autonome :

Un onduleur autonome est un système de commutation à transistors ou à thyristors, dont les instants de commutation sont imposés par des circuits externes, la fréquence et la forme d'onde de la tension de sortie sont imposées à la charge, c'est-à-dire elles sont propres à l'onduleur [22].

On distingue deux types d'onduleurs autonomes :

- Les onduleurs de tension alimentée par une source de tension continue.
- Les onduleurs de courant alimentés par une source de courant continue [23].

Chapitre 2 : Techniques de MLI Appliquées à la commande d'onduleurs

II.4.2.1. Onduleur autonome de tension : Un onduleur de tension est un onduleur qui est alimenté par une source de tension continue, la tension « U_{dc} » n'est pas affecté par les variations du courant « i_{dc} » qui la traverse, la source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie. Le courant à la sortie « i_{ch} » et donc le courant à l'entrée « i_{dc} » dépendent de la charge placée du côté alternatif. Cette charge peut être quelconque à la seule condition qu'il ne s'agisse pas d'une autre source de tension (capacité ou f. e. m alternative) directement branchée entre les bornes de sortie [21].

II.4.2.1. Onduleur autonome de courant : Un onduleur de courant (appelé commutateur de courant souvent) est alimenté par une source de courant continu, c'est –à – dire par une source d'inductance interne si grande que le courant « i_{dc} » qui la traverse ne peut être affecté par les variations de la tension « U_{dc} » à ses bornes [19].

II.4.3 Onduleur à résonance :

Les onduleurs à résonance sont des onduleurs de tension ou de courant à un créneau par alternance fonctionnant dans des conditions particulières. La charge doit être un circuit oscillant peu amorti. On commande les interrupteurs par une fréquence voisine de la fréquence de résonance de la charge. Si celle- ci varie, il faut faire varier la fréquence de commande. L'onduleur doit donc être piloté par la charge, il n'est plus autonome [19].

II.5. Les types des onduleurs autonomes de tension :

II.5.1. Les onduleurs de tension monophasé :

Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue en utilisant deux interrupteurs, il faut un point milieu, soit du côté de la sortie alternative, soit du côté de l'entrée continue [19].

II.5.2. Les onduleurs de tension triphasé :

L'onduleur de tension triphasé est constitué de trois cellules de commutation. Trois des six interrupteurs K_i sont simultanément conducteurs, les trois autres sont bloqués. Deux interrupteurs d'une même verticale sont commandés en complémentarité pour ne pas court-

Chapitre 2 : Techniques de MLI Appliquées à la commande d'onduleurs

II.5.2.1. Modèle de commande de l'onduleur de tension triphasé :

Les interrupteurs K_1 et K'_1 , K_2 et K'_2 , K_3 et K'_3 , doivent être complémentaires deux à deux, quel que soit la loi de commande à adopter, il est possible d'établir des relations générales que nous utiliserons pour la commande MLI ; quels que soient les courants, les interrupteurs imposent les tensions entre les bornes de sortie A, B, C et le point milieu (fictif) 'O' de la source de tension.

$$V_A - V_O = \frac{E}{2} \rightarrow K_1 \text{ fermé et } V_A - V_O = -\frac{E}{2} \rightarrow K_1 \text{ ouvert}$$

$$V_B - V_O = \frac{E}{2} \rightarrow K_2 \text{ fermé et } V_B - V_O = -\frac{E}{2} \rightarrow K_2 \text{ ouvert}$$

$$V_C - V_O = \frac{E}{2} \rightarrow K_3 \text{ fermé et } V_C - V_O = -\frac{E}{2} \rightarrow K_3 \text{ ouvert}$$

Les interrupteurs imposent donc les tensions composées à la sortie de l'onduleur ainsi pour la première de ces tensions.

$$V_A - V_B = (V_A - V_O) - (V_B - V_O) = E \text{ si } K_1 \text{ fermé et } K_2 \text{ ouvert}$$

$$V_A - V_B = (V_A - V_O) - (V_B - V_O) = 0 \text{ si } K_1 \text{ et } K_2 \text{ fermés}$$

$$V_A - V_B = (V_A - V_O) - (V_B - V_O) = -E \text{ si } K_1 \text{ ouvert et } K_2 \text{ fermé}$$

$$V_A - V_B = (V_A - V_O) - (V_B - V_O) = 0 \text{ si } K_1 \text{ et } K_2 \text{ ouverts}$$

Son point neutre étant isolé, si le récepteur est équilibré on peut passer des tensions composées aux tensions simples V_A , V_B , V_C à la sortie de l'onduleur. Pour que, quelle que soit leurs formes d'ondes, les trois courants I_A , I_B , I_C aient une somme nulle, il faut que leurs trois fondamentaux aient une somme nulle et qu'il en soit de même pour les divers harmoniques.

Si le récepteur est équilibré, si trois phases présentent la même impédance pour le fondamental ainsi que pour les divers harmoniques, les produits impédances 'Z'- courants, c'est-à-dire les tensions ont une somme nulle pour les fondamentaux ainsi que les systèmes harmoniques successifs, en ajoutant toutes ces sommes on obtient la somme nulle des trois tensions. A cause de l'équilibre du récepteur : $I_A + I_B + I_C = 0$, entraîne $V_A + V_B + V_C = 0$ [22].

Chapitre 2 : Techniques de MLI Appliquées à la commande d'onduleurs

Donc on peut écrire :

$$\begin{aligned} \frac{1}{3} \cdot (V_A - V_B) - \frac{1}{3} (V_C - V_A) &= \frac{2}{3} \cdot V_A - \frac{1}{3} \cdot V_B - \frac{1}{3} \cdot V_C \\ &= V_A - \frac{1}{3} \cdot (V_A + V_B + V_C) = V_A \end{aligned}$$

Et

$$V_A = \frac{1}{3} \cdot (V_A - V_B) - \frac{1}{3} \cdot (V_C - V_A), \text{ de meme } \begin{cases} V_B = \frac{1}{3} \cdot (V_B - V_C) - \frac{1}{3} \cdot (V_A - V_B) \\ V_C = \frac{1}{3} \cdot (V_C - V_A) - \frac{1}{3} \cdot (V_B - V_C) \end{cases}$$

On obtient finalement :

$$V_A = \frac{1}{3} \cdot [2 \cdot (V_A - V_O) - (V_B - V_O) - (V_C - V_O)]$$

$$V_B = \frac{1}{3} \cdot [-(V_A - V_O) + 2 \cdot (V_B - V_O) - (V_C - V_O)]$$

$$V_C = \frac{1}{3} \cdot [-(V_A - V_O) - (V_B - V_O) + 2 \cdot (V_C - V_O)]$$

Si V_{AO} , V_{BO} et V_{CO} sont les tensions d'entrée de l'onduleur (valeur continues), alors V_A , V_B et V_C sont les tensions de sorties de cet onduleur (valeurs alternatives), par conséquent l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice [T] assurant le passage continu - alternatif (DC-AC).

On aura alors ;

$$[V_{AC}] = [T] \cdot [V_{DC}]$$

Avec :

$$[V_{AC}] = [V_A V_B V_C]^T ; \text{ tension alternatif équilibrée.}$$

$$[V_{DC}] = [V_{AO} V_{BO} V_{CO}]^T ; \text{ tension continue.}$$

$$[T] = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}$$

Ainsi l'onduleur est modélisé par cette matrice de transfert [T].

II.6. Les différentes méthodes de commandes les onduleurs autonomes de tension :

Il existe plusieurs modèles de commande d'un onduleur :

- La commande pleine onde (dit 180°)
- La commande décalée
- La commande par modulation de largeur d'impulsions (M.L.I) [19].

La tension générée par les stratégies (a, b) à une forme rectangulaire, sa décomposition en série de Fourier à montrer que cette forme d'onde est riche en harmoniques d'ordre $k=6n\pm 1$, avec k entier.

Dans ce qui va suivre, nous détaillons la dernière technique qui sera exploitée [23].

II.6.1. La modulation de largeur d'impulsion (MLI) :

Les ondes délivrées par les onduleurs à commande pleine onde ou à commande décalée sont riches en harmoniques. Pour atténuer ces harmoniques on peut placer en sortie de l'onduleur un filtre. Le filtrage de la tension ou de courant de sortie d'un onduleur ne délivrant qu'un créneau de tension ou de courant par alternance est difficile et coûteux, car le premier harmonique à éliminer (3 ou 5) a une fréquence proche de celle du fondamental. La modulation de largeur d'impulsion s'avère être la technique la plus appropriée pour la commande de l'onduleur tout en ayant une bonne performance [23].

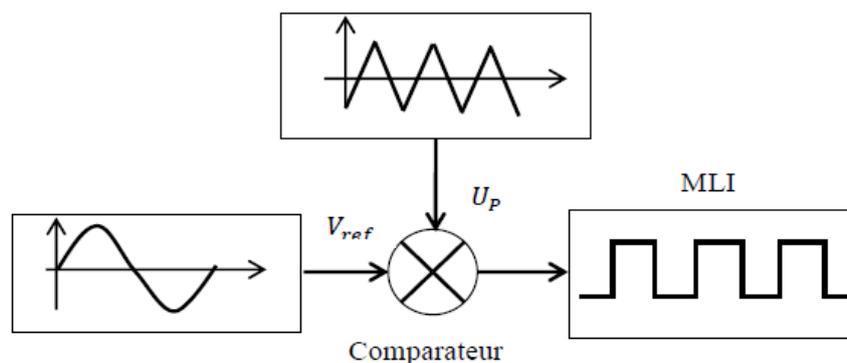


Figure (II.6) : Schéma synoptique de la M.L.I

II.6.2. Principe de la modulation de largeur d'impulsion :

Dans un onduleur à modulation de largeur d'impulsion, au lieu de former chaque alternance d'une tension de sortie avec un seul créneau rectangulaire, on la forme de plusieurs créneaux de largeur convenable. C'est la commande des interrupteurs qui est modifiée. Les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs sont donnés par les intersections de signal de référence avec la porteuse [19].

La conversion continue alternative est assurée par les commutations des interrupteurs de l'onduleur qui vont ainsi effectuer des connexions temporaires entre les bornes de la source d'alimentation continue et les lignes de la charge triphasée alternative. Le transfert d'énergie est contrôlé par le rapport entre intervalles d'ouverture et de fermeture (rapport cyclique) de chaque interrupteur, donc par la modulation de largeurs d'impulsions de contrôle de ces interrupteurs (MLI), cette technique est basée sur la comparaison d'un signal de référence appelé aussi modulatrice ou consigne d'amplitude A_r et de fréquence f , avec un signal appelé porteuse d'amplitude « A_p » et de fréquence f_p très élevée [23].

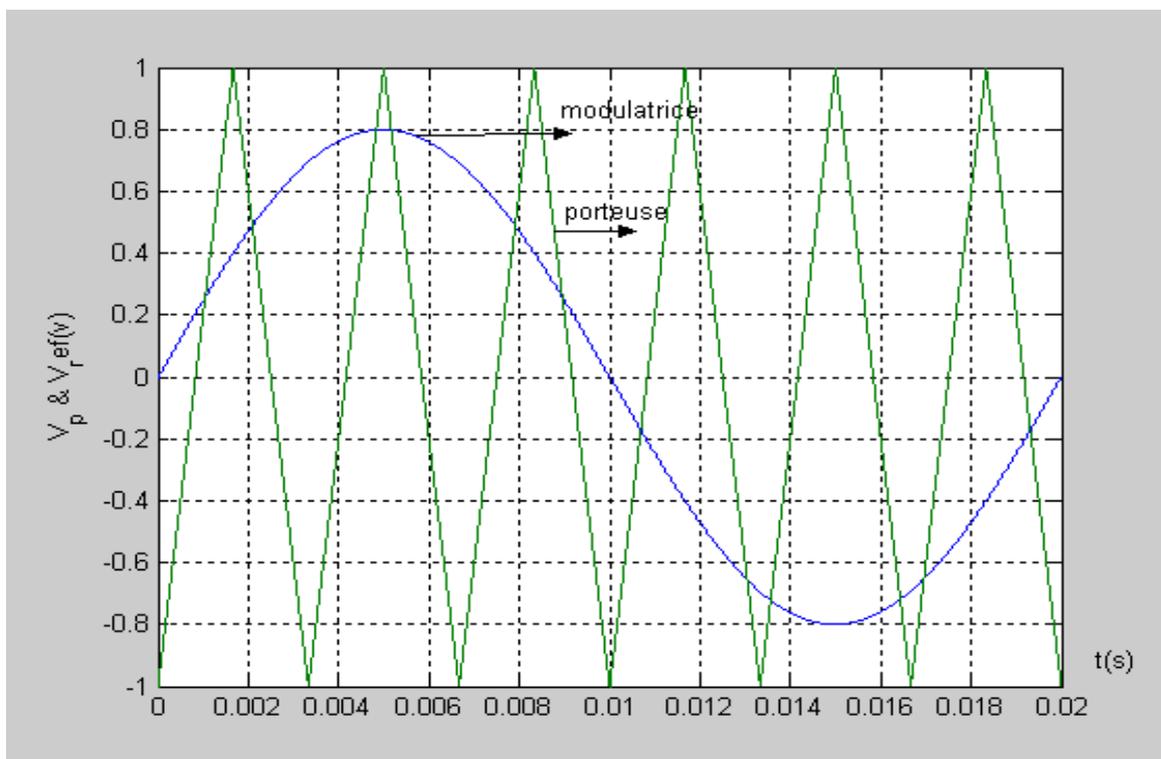


Figure (II.7) : Principe de la modulation

Chapitre 2 : Techniques de MLI Appliquées à la commande d'onduleurs

II.6.3. Caractéristique de la modulation de largeur d'impulsion :

La technique de la MLI se caractérise par :

- **La fréquence de la modulation** : f_p [23].

- **L'indice de modulation** : Il est défini comme étant le rapport de la fréquence de l'onde porteuse à celle de l'onde modulante : $m = \frac{f_p}{f_r}$.

- **Le coefficient de réglage en tension r** : qui est défini comme étant le rapport de l'amplitude de la référence à celle de l'onde porteuse. Il permet de déterminer l'amplitude du fondamental de l'onde de modulation de largeur d'impulsion : $r = \frac{v_r}{v_p}$ [22].

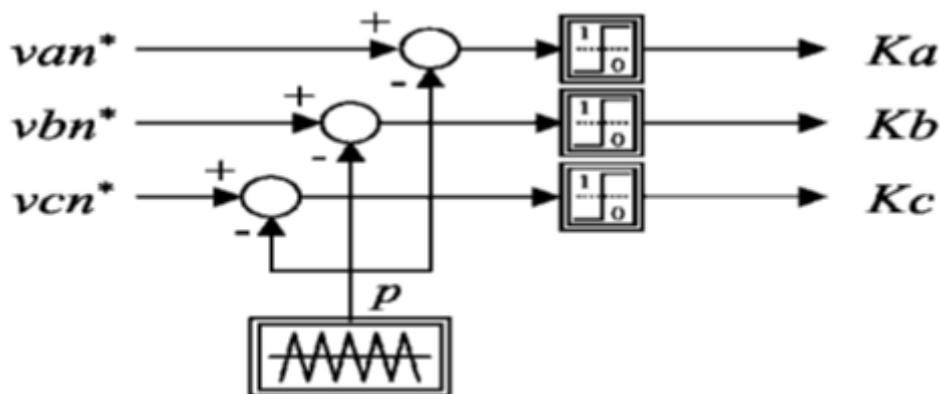


Figure (II.8) : Schéma synoptique de la commande en MLI (triphasé)

II.6.4. Différentes techniques de modulation de largeurs d'impulsion :

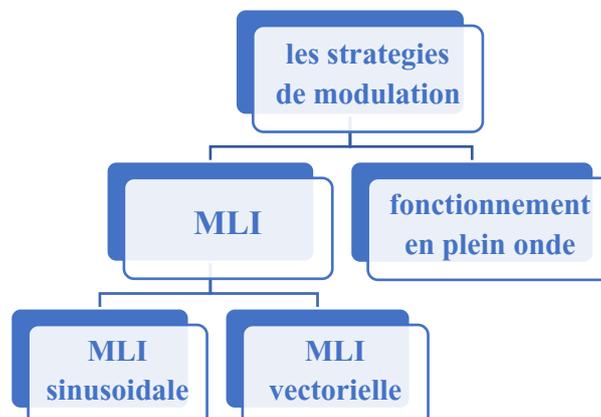


Figure (II.9) : Différentes technique de commande MLI.

Chapitre 2 : Techniques de MLI Appliquées à la commande d'onduleurs

Il existe différentes structures de Modulation de Largeur d'Impulsion permettant de gérer les trois courants d'alimentation de la machine asynchrone à partir des courants de référence calculés au niveau de la commande, dont on peut citer : La modulation triangle- sinusoïdale [25].

II.6.4.1. MLI Vectorielle :

La modulation vectorielle est une technique de commande contemporaine très importante pour des convertisseurs de puissance. Son application principale est le contrôle des onduleurs triphasés de tension, mais elle est également utilisée pour la commande d'autres types de convertisseurs tels que les redresseurs, les convertisseurs multiniveaux, les convertisseurs matriciels...etc. Aujourd'hui, il existe un certain nombre de variantes différentes de MLI vectorielle, qui diffèrent par rapport à la complexité de la réalisation et à la qualité des résultats [26].

II.6.4.2. MLI triangle- sinusoïdale :

La modulation de largeur d'impulsion sinus triangle est réalisée par comparaison d'une bande modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante, la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. En triphasé, trois références sinusoïdale déphasées de $2\pi/3$ à la même fréquence f_s . Comme la sortie de l'onduleur de tension n'est pas purement sinusoïdale, l'intensité de courant ne l'est pas aussi, donc elle comporte des harmoniques, seuls responsables des parasites (pulsation de couple électromagnétique) ce qui engendre des pertes supplémentaires. Cette MLI sert à remédier ces problèmes [22].

Chapitre 2 : Techniques de MLI Appliquées à la commande d'onduleurs

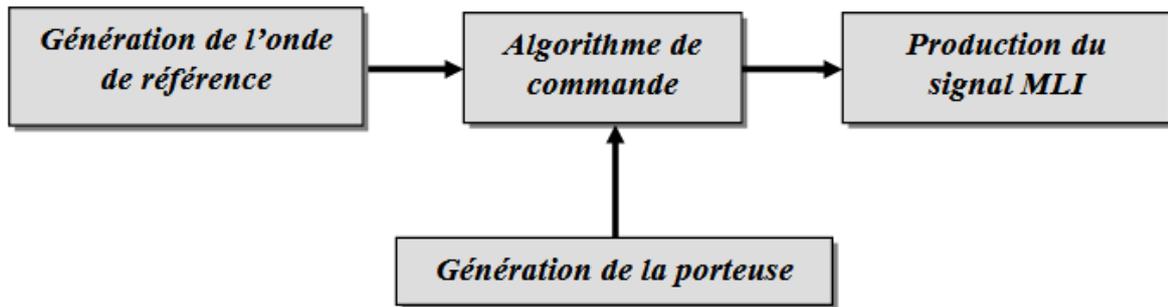


Figure (II.10) : Principe de la commande MLI sinusoidale

Le principe de cette stratégie peut être résumé par :

$$\begin{cases} U_r \geq U_p \Rightarrow S(t) \\ \text{si non } S(t) = 0 \end{cases}$$

Avec : - U_r : tension référence.

- U_p : tension porteuse.

- $S(t)$: le signal MLI résultant.

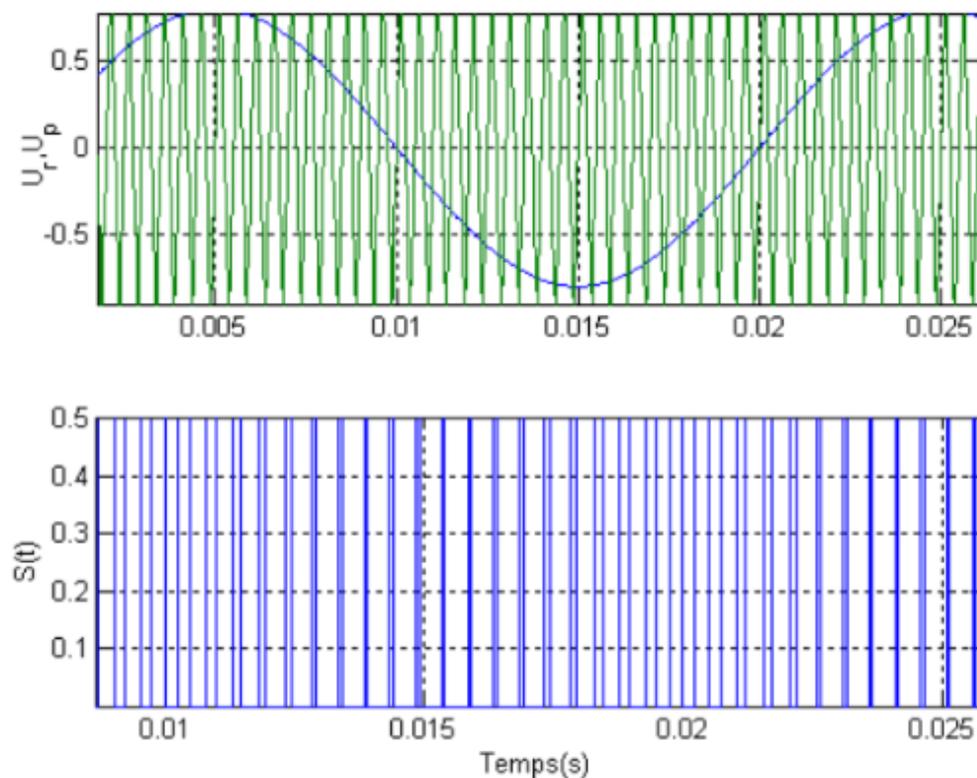


Figure (II.11) : Illustration de la MLI Sinus triangle

Chapitre 2 : Techniques de MLI Appliquées à la commande d'onduleurs

Les caractéristiques sont : $\left(m = \frac{f_p}{f_r} = \frac{T_r}{T_p}\right)$

$$\left(r = \frac{V_r}{V_p}\right)$$

Les tensions de références permettent de générer un système de tension triphasé équilibré directe sont :

$$\begin{cases} V_{r1} = \frac{E}{2} \sin(\omega t) \\ V_{r2} = \frac{E}{2} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{r3} = \frac{E}{2} \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \text{ [22].}$$

II.7. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté le principe de fonctionnement des onduleurs et ces différentes classifications, plus précisément les onduleurs autonomes et les différentes méthodes de commander l'onduleurs autonome de tension. Parmi ces méthodes la MLI (Modulation de largeur d'impulsion) est la plus convenable et appropriée pour une bonne performance.

Chapitre 3 : Théorie des surtensions dans l'association convertisseur MLI- moteur asynchrone

Chapitre 3 : Théorie des surtensions dans l'association convertisseur MLI-moteur asynchrone

III.1. Introduction :

Une des tendances prioritaires actuelles dans les secteurs technologiques des pays développés a trait à la rationalisation la production et la distribution, et à la gestion de l'énergie. Cette tendance s'explique par l'offre décroissante d'énergies non renouvelables et par les dommages causés à l'écologie. Les entraînements électriques, notamment en ce qui concerne le moteur électrique, sont actuellement la principale source d'énergie mécanique dans l'industrie. Considérant que pour économiser l'énergie, il est nécessaire de réduire les pertes et les surtensions [26].

Dans ce chapitre, on va donner les causes des surtensions au niveau des bobines du stator dans le moteur, et aussi on va citer les solutions proposées pour réduire ces surtensions.

III.2. L'association onduleur MLI-câble-moteur :

Les convertisseurs autonomes du type PWM (modulation de largeur d'impulsion) sont largement utilisés dans les systèmes d'entraînement modernes, dont les plus courants sont ceux utilisés sur les transistors bipolaires à grille isolée (IGBT) [26]. Du côté sorti du convertisseur de fréquence (FC), une série d'impulsions de forme rectangulaire est formée, avec la même amplitude, mais des largeurs variables, afin de créer un composant utile qui a un profil sinusoïdal d'une fréquence donnée.

Le problème qui peut se produire en utilisant une commande avec des IGBT est en l'occurrence des transitoires à haute tension sur les bornes du moteur qui peuvent produire une surtension potentiellement destructrice de l'isolation du moteur (Von Jouanne, 1996). Un phénomène connu sous le nom de tension réfléchi ou effet des lignes de transmission.

Ce phénomène se produit quand une commande est installée avec un câble d'une certaine longueur entre l'onduleur et le moteur [27].

Chapitre 3 : Théorie des surtensions dans l'association convertisseur MLI-moteur asynchrone

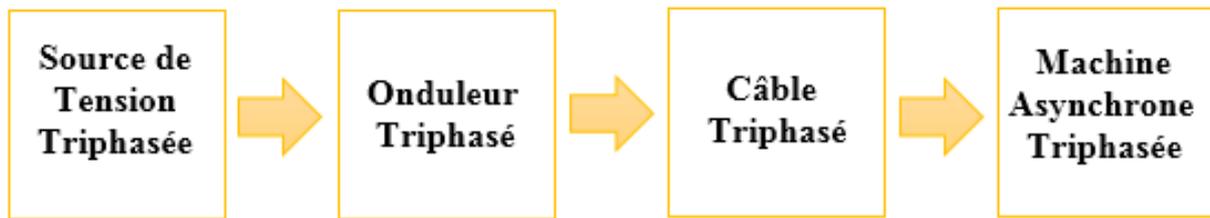


Figure (III.1) : schéma d'un système Onduleur-Câble-Moteur

III.3. A quoi sont dues les surtensions de l'association onduleur MLI-câble-moteur ?

Les onduleurs à modulation de largeur d'impulsion qui génèrent des impulsions de tension haute fréquence de temps de montée court peuvent établir des pics de surtension destructeurs dans les systèmes d'entraînement de moteur avec un long câble moteur. Un tel phénomène peut être exposé en utilisant la théorie des longues lignes de transmission [34]. Lorsque l'impédance de surtension du moteur est différente de l'impédance caractéristique du câble (c'est-à-dire une condition de non-correspondance), une partie des impulsions de tension envoyées par le variateur sera réfléchiée vers le variateur à la borne du moteur.

L'amplitude des impulsions réfléchiées est déterminée par le rapport entre l'impédance du câble et l'impédance du moteur. Un tel « décalage d'impédance » entre le moteur et le câble se produit couramment car l'impédance du moteur est généralement supérieure à l'impédance caractéristique du câble [34].

Les moteurs de puissance nominale inférieure à 5 hp ont des impédances allant de 500 à 4000 Ω , tandis que l'impédance du câble est beaucoup plus petite, allant généralement de 35 à 190 Ω . Les impulsions réfléchiées sont ensuite superposées aux impulsions de tension de sortie de l'onduleur, formant des impulsions de tension plus élevée voyageant le long du câble.

Chapitre 3 : Théorie des surtensions dans l'association convertisseur MLI-moteur asynchrone

Théoriquement, l'amplitude des impulsions de tension superposées pourrait être le double de la tension de sortie de l'onduleur. En outre, dans les systèmes avec des onduleurs ayant une fréquence porteuse élevée et générant des impulsions à espacement étroit, l'impulsion réfléchie peut ne pas s'être complètement décomposée avant l'arrivée de l'impulsion suivante.

Les charges piégées sur le long câble développeront une tension supérieure à deux fois la tension incidente aux bornes du moteur. En outre, les impulsions de tension avec un temps de montée court provoquent des distributions de tension entre les enroulements et les tours très non linéaires sur les enroulements du moteur qui génèrent un courant de mode commun circulant à travers les enroulements et les roulements du moteur, accélérant la détérioration des roulements du moteur. Par conséquent, la formation de pointes de surtension dues au long câble moteur entraînera une défaillance prématurée du moteur et du câble [34].

III.3.1. Câbles longs :

Les moteurs alimentés par un onduleur PWM avec des impulsions dv/dt élevées, via de longs câbles, sont soumis à des pics de tension, qui à leur tour induisent de graves distributions de tension non linéaires entre les bobines et entre les spires dans les enroulements du moteur. Ces phénomènes de pointe de tension sont causés par une combinaison de déséquilibres d'impédance des longs câbles et des régimes transitoires de commutation de l'onduleur. L'utilisation du câble génère des pointes de tension à l'extrémité (connexions des bornes du moteur) peuvent de surtensions qui peuvent atteindre plusieurs fois l'amplitude de la tension d'impulsion (bornes de l'onduleur) [28]. Cela peut endommager l'isolation des enroulements du moteur et entraîner des pannes prématurées du moteur [29].

Chapitre 3 : Théorie des surtensions dans l'association convertisseur MLI-moteur asynchrone

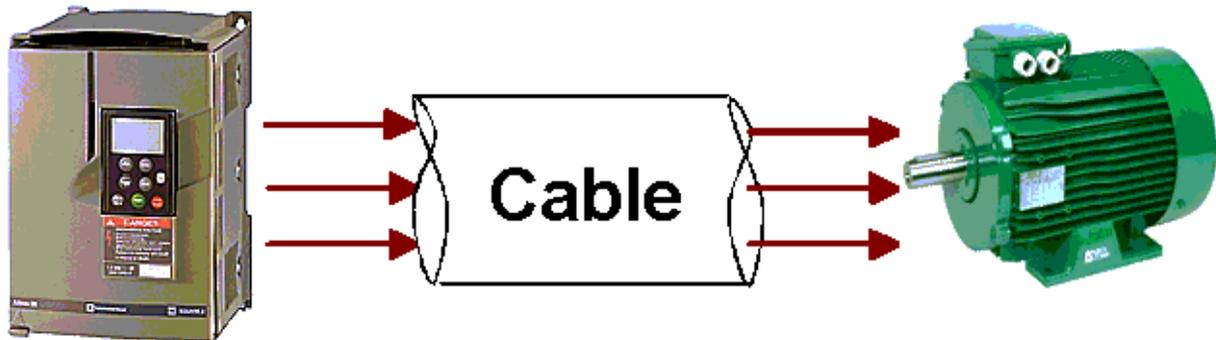


Figure (III.2) : Système Onduleur-Câble-Moteur

III.4. Les solutions proposées pour réduire les surtensions :

III.4.1. Les filtres :

Afin d'améliorer la qualité de l'alimentation et de protéger le système contre les surtensions et sonnerie on peut utiliser différents types de filtres. Plusieurs types de filtres différents ont été testés par un certain nombre de chercheurs [30]. Cependant, ils prouvent qu'il est difficile de traiter les deux tensions de mode commun et de mode différentiel avec le même filtre, les deux dans les grands systèmes avec plusieurs générateurs actifs à la fois et pour les petites installations avec un seul générateur, des filtres sont nécessaires. Une chose à garder à l'esprit lors de la production d'électricité est le déphasage qui vient avec l'introduction de filtres.

Pour un système avec un convertisseur PWM et un générateur relié par un long câble un premier ordre filtre shunt connecté aux bornes de la machine a réussi. RC des filtres peut être utilisé à la borne du moteur, cela réduit l'impédance de charge à haute fréquence. Lors de la connexion d'un filtre RC à la borne du générateur, le coefficient de réflexion est modifié, ce qui réduit à lui seul la surtension grâce aux réflexions. Une autre méthode consiste à se connecter un filtre LCR à la sortie de l'onduleur, dont il a été démontré qu'il réduisait le dépassement de tension en augmentant le temps de montée de l'impulsion et en filtrant les composants haute fréquence [31].

Chapitre 3 : Théorie des surtensions dans l'association convertisseur MLI-moteur asynchrone

Quand un filtre est implémenté à la borne de l'onduleur, il allonge le temps de montée de l'impulsion pour le diminuer la tension sur la borne du générateur [31]. Les filtres peuvent être conçus à la fois du côté de l'onduleur et le côté moteur en utilisant les fonctions de transfert.

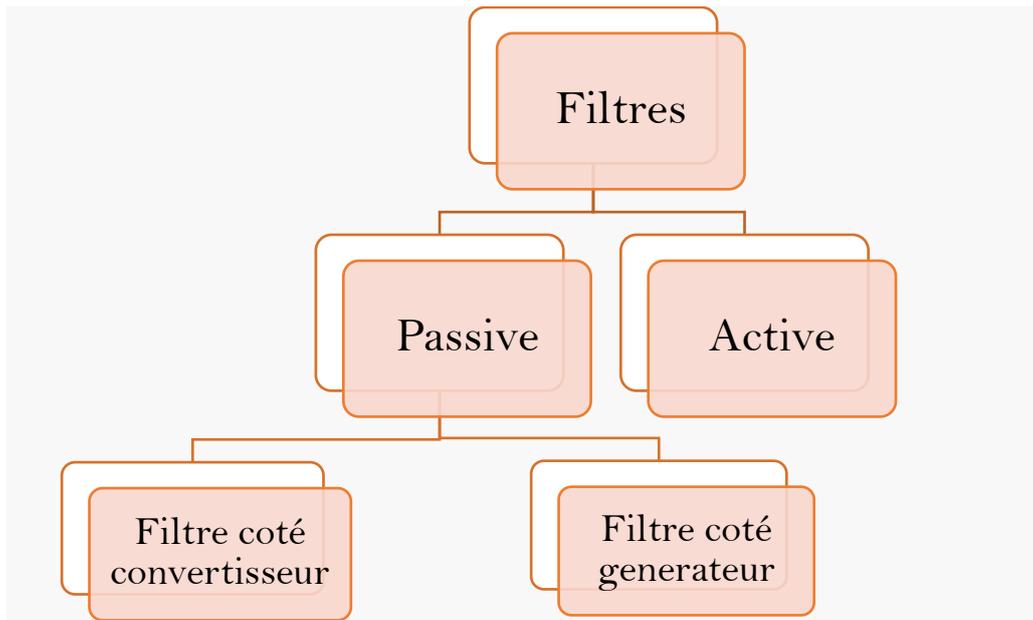


Figure III.3 : Un aperçu des filtres possibles du système

III.4.1.2. Filtre côté générateur :

Dans cette section, la conception des filtres pour les filtres placés à la borne du générateur est présentée.

III.4.1.2.1. Filtre RC :

Le filtre RC a pour but de faire correspondre l'impédance du câble et la borne du générateur. Les impédances doivent être les mêmes afin d'éviter une réflexion Tension. Ceci est résolu en plaçant un module constitué d'une résistance en série avec un condensateur en parallèle avec le moteur illustré à la figure III.4 [32]. Un module est connecté à chaque phase et est couplé en Y entre les phases.

Chapitre 3 : Théorie des surtensions dans l'association convertisseur MLI-moteur asynchrone

III.4.1.2.2. Filtre RLC :

Le filtre RLC peut être implémenté sur le terminal du générateur afin de correspondre également à l'impédance du câble et l'impédance d'entrée du générateur. Le filtre RLC est construit comme un condensateur en série avec une inductance et une résistance connectée en parallèle. C'est placé à la borne du générateur pour atténuer les réflexions, les schémas peuvent être vus dans la figure III.4 (b) [32]. Les composants sont conçus avec un réglage de fréquence défini comme suit, la résistance du filtre est adaptée à la résistance du câble.

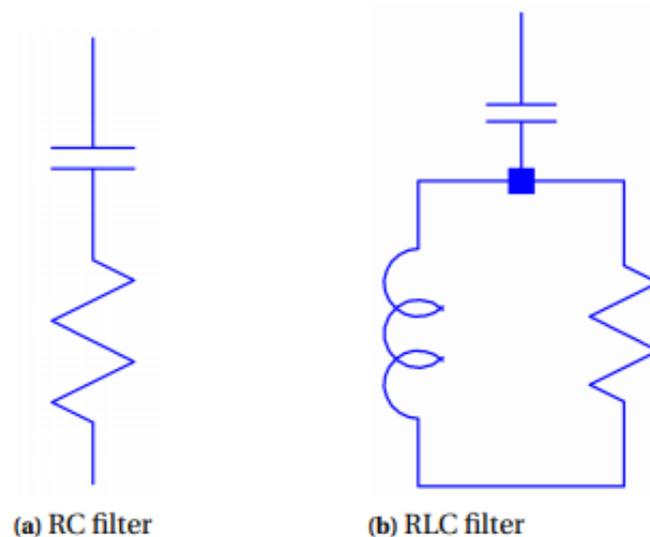


Figure III.4 : schéma représentatif de filtre RC et RLC

III.4.1.3. Filtre côté convertisseur :

On peut également placer un filtre côté onduleur dans la configuration. En plaçant le filtre sur du côté inverseur de la configuration, le filtre pourrait être placé dans un environnement moins exposé comme à terre ou dans une bouée. Pour que le générateur fonctionne au couple nominal, l'inductance ne doit pas dépasser 0,15p.u [33].

Chapitre 3 : Théorie des surtensions dans l'association convertisseur MLI-moteur asynchrone

Un filtre passif conçu pour le côté onduleur qui est moins exposé que le générateur côté peut avoir la possibilité d'avoir différentes topologies. Avec différents types de connexion ou de mise à la terre, le même filtre de mode différentiel passif peut affecter le mode commun tension aussi. La tension de mode commun peut être réduite en connectant la connexion Y du filtre avec une tension continue, la masse ou le circuit intermédiaire de l'onduleur.

Un filtre LCR placé côté onduleur avec l'inductance en série avec la transmission le câble et le condensateur avec le shunt de résistance connecté augmentent la dérivée de l'échelon de tension [33].

III.4.1.3.1. Filtre de retour connecté au DC-link :

Un filtre commun qui est utilisé dans de nombreuses applications commerciales est un filtre LCR inverseur connecté dans une connexion en Y qui reste flottante. Le filtre LCR est relativement bon marché et simple, cependant, il ne donne pas toujours le résultat souhaité. Ce filtre atténue le mode différentiel dV / dt pour réduire les phénomènes de réflexion du générateur. En connectant la virgule flottante des condensateurs du filtre LCR retournent à travers des diodes vers le + et le -, du circuit intermédiaire, la tension de mode commun peut également être réduite [35]. Cette topologie du filtre nécessite que la branche du condensateur soit divisée en deux parties, l'une connectée au $+V_{dc} / 2$ et l'autre au $-V_{dc} / 2$. Une autre topologie de filtre similaire consiste à avoir un filtre LCR qui est connecté au neutre point du circuit intermédiaire, au milieu des condensateurs [35].

III.4.1.3.2. Filtre LCR mis à la terre :

La connexion en Y du filtre, le point où les trois phases sont connectées est un point commun point de mode du système. En mettant cette connexion à la terre, la tension de mode commun sera réduite à travers le filtre ainsi que le filtre de mode différentiel. Le filtre LCR est conçu de la même manière que les autres filtres côté convertisseur à l'exception de la connexion à sol [36]. Le filtre LCR est un filtre dV / dt et réduit le temps de monter des impulsions qui passent le filtre.

Chapitre 3 : Théorie des surtensions dans l'association convertisseur MLI-moteur asynchrone

III.5. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons fait la lumière sur les surtensions dans les bobines du stator du moteur. Ainsi que l'influence du câble de connexion entre le convertisseur et le moteur sur les surtensions. Ensuite nous avons cité les solutions proposées pour réduire les surtensions. Enfin nous avons montré le circuit équivalent HF d'une bobine de stator du moteur.

Chapitre 4 :

Simulation et

interprétation des

résultats

IV.1. Introduction :

Comme tout projet, l'expérimentation en laboratoire ou en atelier est une étape pour valider un prototype, mais la simulation numérique s'impose pour l'approche dans la plupart des disciplines. Elle ne remet nullement en cause l'efficacité de l'expérimentation mais elle s'efforce à apporter des explications aux phénomènes étudiés pour mieux comprendre et prévoir des perspectives futures [6].

Le logiciel MATLAB joue plus que jamais un rôle respectable dans le monde des logiciels de simulation, possédant une large base de données et incluant l'outil Simulink pour les simulations électrotechniques [37].

IV.2. Présentation du logiciel MATLAB :

Le nom MATLAB signifie MATrix LABoratory. MATLAB a été écrit à l'origine pour fournir un accès facile au logiciel Matrix développé par les projets LINPACK (paquet système linéaire) et EISPACK (paquet système Eigen) [38].

MATLAB est un logiciel destiné principalement au calcul scientifique, à la modélisation et à la simulation. Le noyau de calcul est associé à l'environnement SIMULINK, permettant une modélisation basée sur des schémas-blocs. Des bibliothèques spécialisées sont disponibles pour la plupart des domaines des sciences et techniques nécessitant des moyens de calcul importants : électrotechnique, automatique, traitement du signal, télécommunication, mathématiques appliquées... [9].

IV.3. Présentation et modélisation du système :

Les enroulements du moteur asynchrone sont généralement réalisés par une connexion en série des bobines. Un modèle d'enroulement consistant en une connexion en cascade du modèle à une seule bobine peut être particulièrement utile pour déterminer la distribution de tension à front rapide entre les bobines [39].

IV.3.1 Model électrique HF de la bobine :

Si on analyse en détail les enroulements statoriques au niveau des bobines, on obtient un modèle à paramètres distribués représenté dans un circuit équivalent HF.

Chapitre 4 : Simulation et interprétation des résultats

Le modèle équivalent d'une bobine est représenté dans la figure (IV.1) Ce circuit équivalent est un quadripôle [39] :

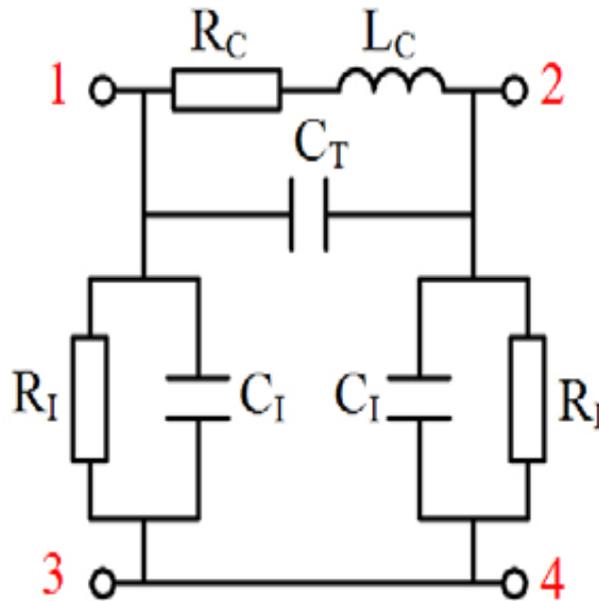


Figure (IV.1) : Circuit équivalent d'un modèle électrique de la bobine HF à deux ports

Alors les paramètres de la bobine HF sont :

- R_B : (R_C dans le schéma) Résistance en tenant compte les pertes Joule dans le cuivre et les pertes du noyau de la bobine [Ω].
- L_B : (L_C dans le schéma) Inductance, qui prend en compte l'inductance mutuelle des éléments de la machine [H]
- C_S : (C_T dans le schéma) Capacité longitudinale, tenant compte du couplage capacitif entre les spires de la bobine [F]
- C_F : (C_I dans le schéma) Capacité des conducteurs de bobine avec le fer de la machine [F]
- R_F : (R_I dans le schéma) Résistance en tenant compte les pertes dans l'isolation des enroulements [Ω]

Les valeurs de ces paramètres peuvent changer avec la fréquence. Ainsi, aux hautes fréquences ces bobines sont représentées par des quadripôles en cascade qui forment la phase du moteur représentée dans la figure (IV.2) [40].

Chapitre 4 : Simulation et interprétation des résultats

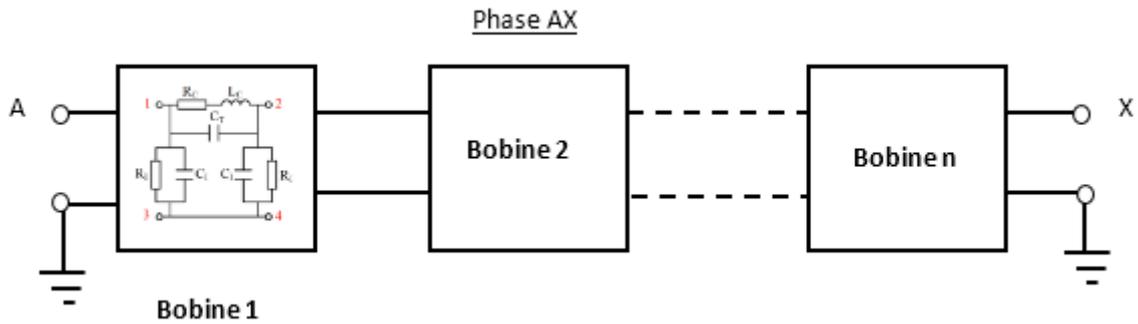


Figure (IV.2) : Schéma équivalent des réseaux à deux ports connectés en cascade formant un enroulement de phase AX d'un stator de moteur

Pour simplifier notre simulation, l'enroulement de cette phase sera alimenté par un signal carré de la tension (remplaçant le créneau d'impulsion MLI). Les tensions nominales U_n et les valeurs des pics de surtension $U_{Sur\ n}$ (figure IV.3) seront mesurées dans chaque bobine.

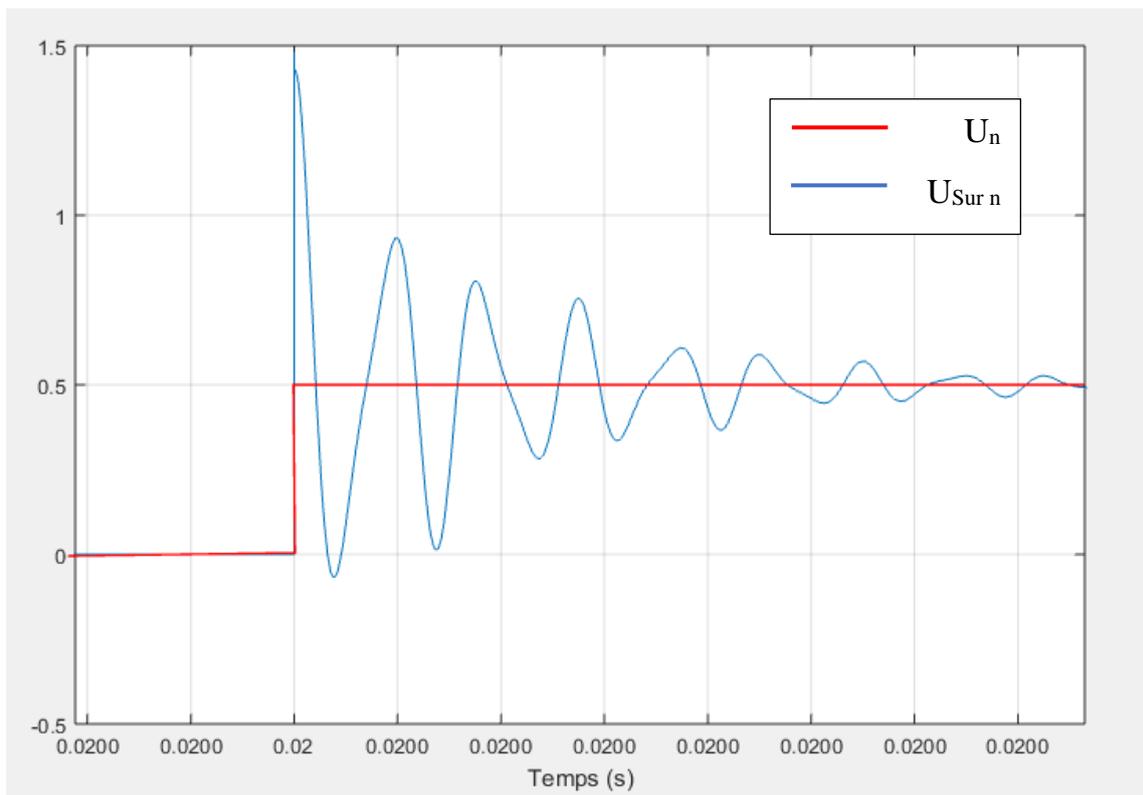


Figure (IV.3) : Tension nominale et la valeur de pic de surtension mesurés dans la première bobine

$\Delta U_n = \frac{U_{Sur\ n}}{U_n}$ (IV.1) A l'aide de la formule (IV.1) on déduit les surtensions ΔU_n en [p.u] [41].

IV.4. Simulations des mesures des surtensions au niveau des bobines :

Afin d'étudier les effets de la tension MLI d'alimentation de sortie, nous avons utilisé dans la simulation un générateur de signal carré comme source de tension avec une amplitude de 3V, une période de 0.02s et des bobines associées en cascade (figure IV.4).

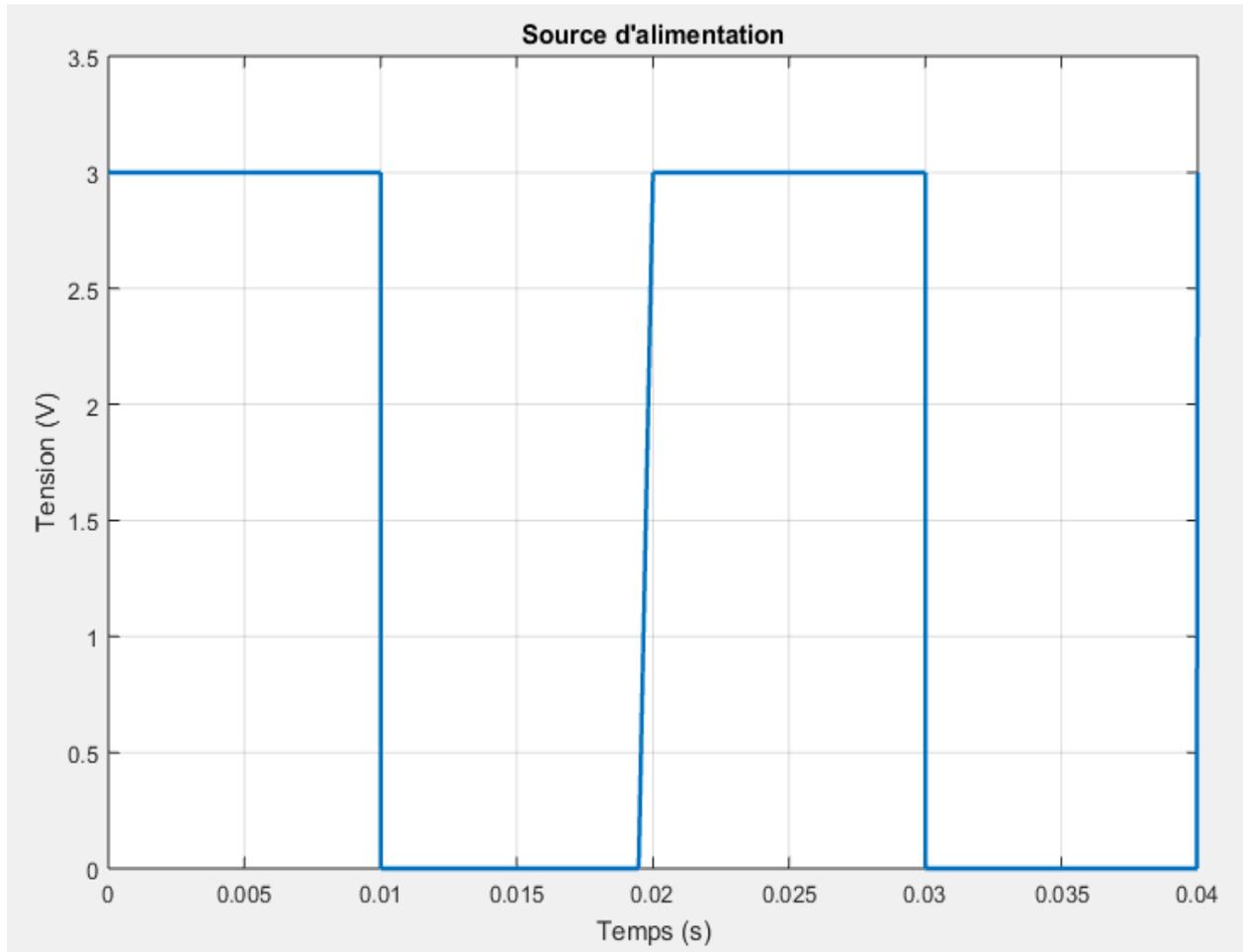


Figure (IV.4) : Allure de la tension d'alimentation de la forme rectangulaire de la sortie

Pour établir un modèle équivalent HF de la bobine sur l'espace SIMULINK, on modélise ses paramètres sous forme de sous-systèmes. Les valeurs des paramètres HF de ces bobines sont prises de [41] (figure IV.5).

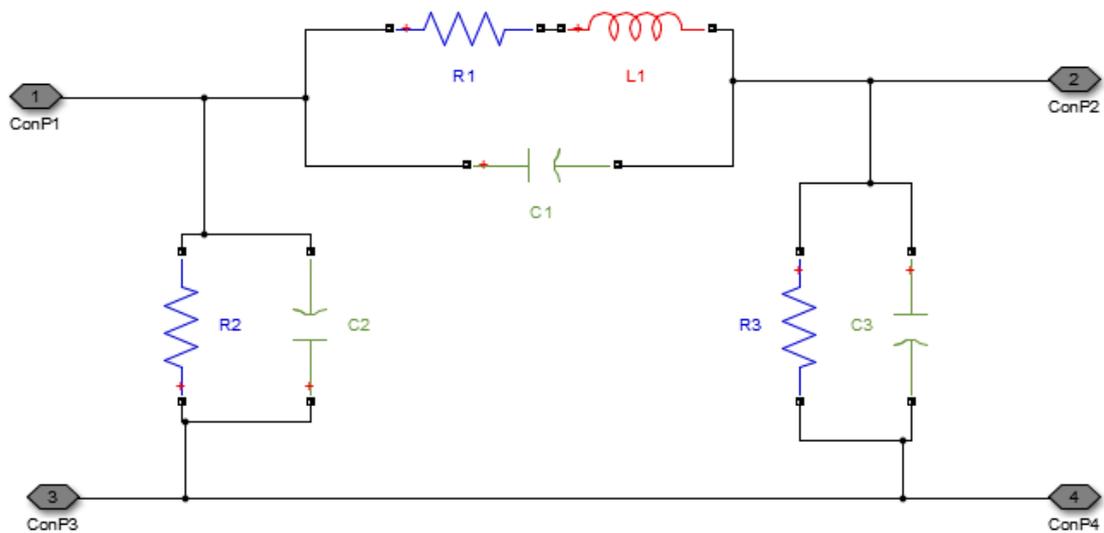


Figure (IV .5) : Model SIMULINK de la structure d'une bobine HF

Afin de configurer les paramètres de notre simulation, on a utilisé le SOLVER qui sert à spécifier le temps du début et de la fin de la simulation, qu'on a pris : [de 0.0s à 0.04s].

Le SOLVER calcule les états d'un système dynamique à des pas de temps successifs sur une période spécifiée en utilisant les informations fournies par le model. Une fois que le model est compilé, l'info-bulle des informations sur le solveur s'affiche [42].

Dans les options de SOLVER on a sélectionné pour le type de résolution « Variable-step », avec solver « ode23s (stiff/Mod. Rosenbrock) » de tolérance relative 10^{-4} et de tolérance absolue ainsi que tous les pas choisis automatiquement par le programme.

IV.4.1. Simulation d'une phase d'enroulement constitué de six bobines assemblées en cascade :

Le model SIMULINK de cette simulation est représenté par la figure (IV.6) :

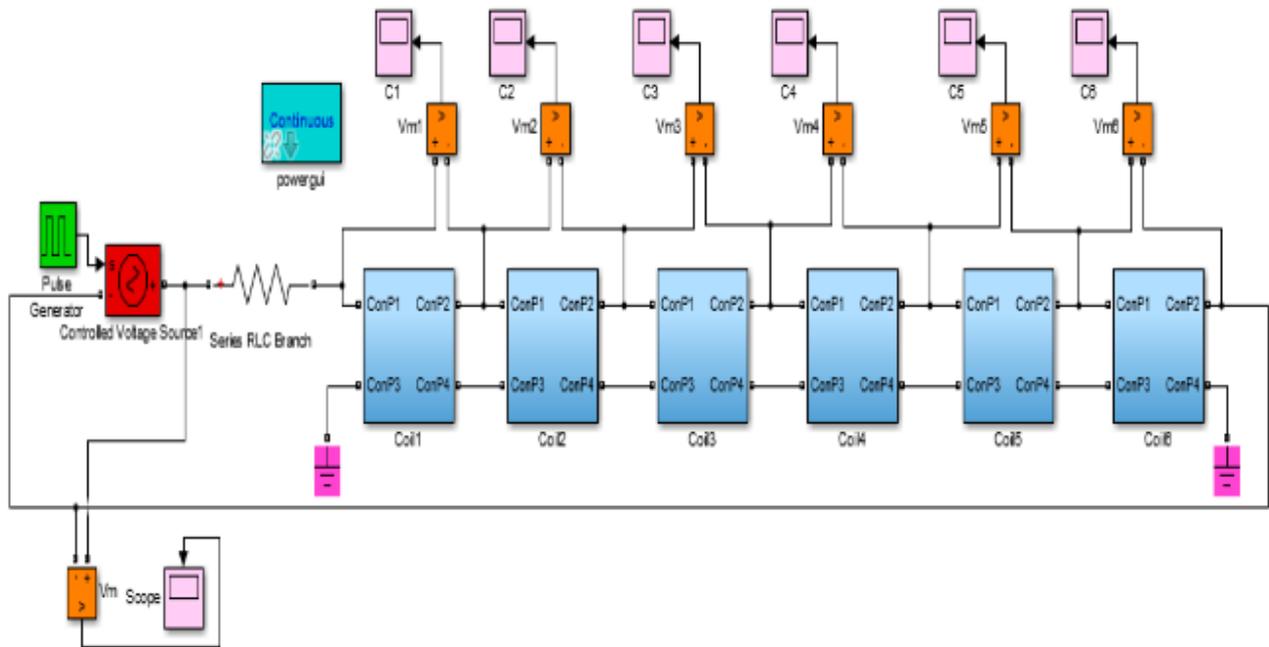


Figure (IV.6) : Simulation d'une phase de six bobines associées en cascade

Aux bornes de chaque bobine l'oscillogramme du signal de la tension est affiché dans le bloc « Scope » (Figure IV.7).

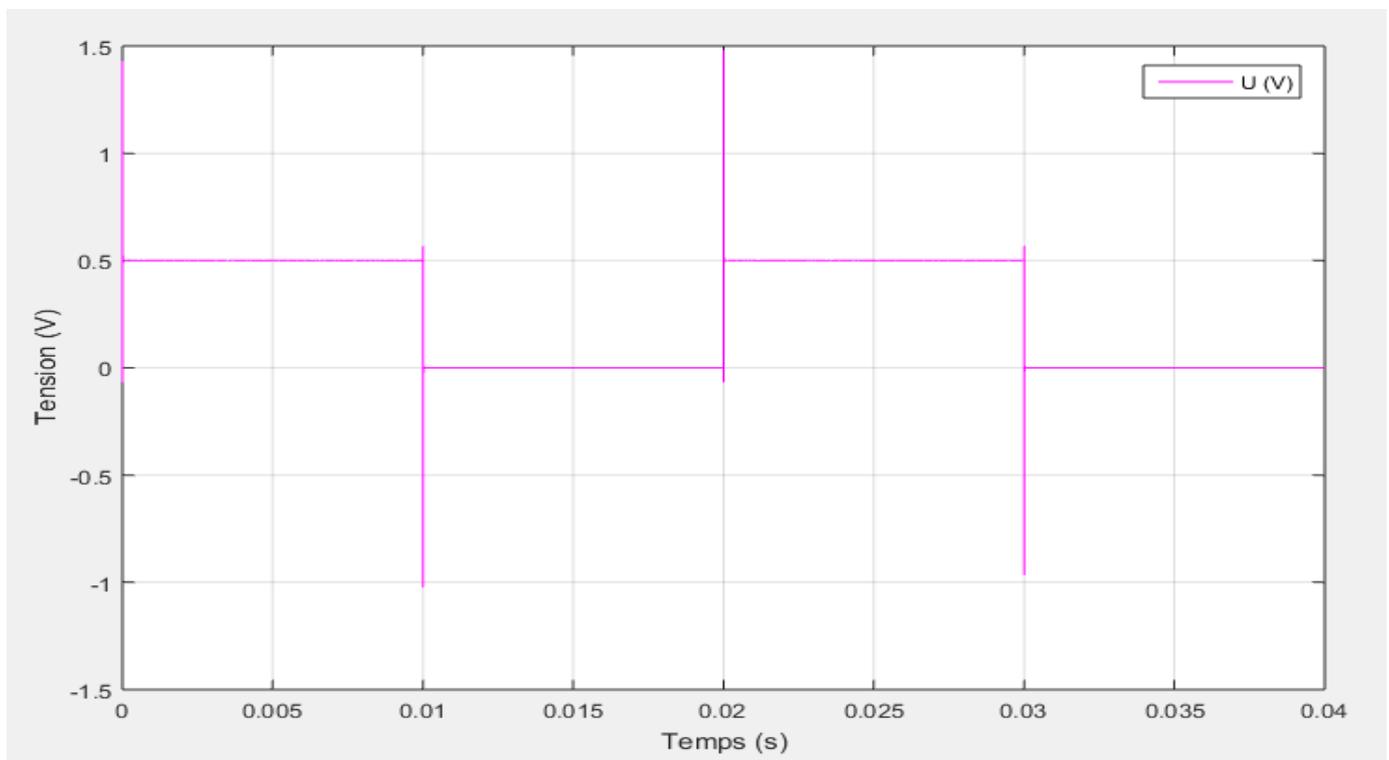


Figure (IV.7) : Signal de tension aux bornes d'une bobine

Chapitre 4 : Simulation et interprétation des résultats

La tension nominale pour chaque bobine est la même pour le reste des bobines : $U_n=0.5V$.

Les valeurs crête de surtension sont différentes au niveau des bobines selon la figure (IV.8) :

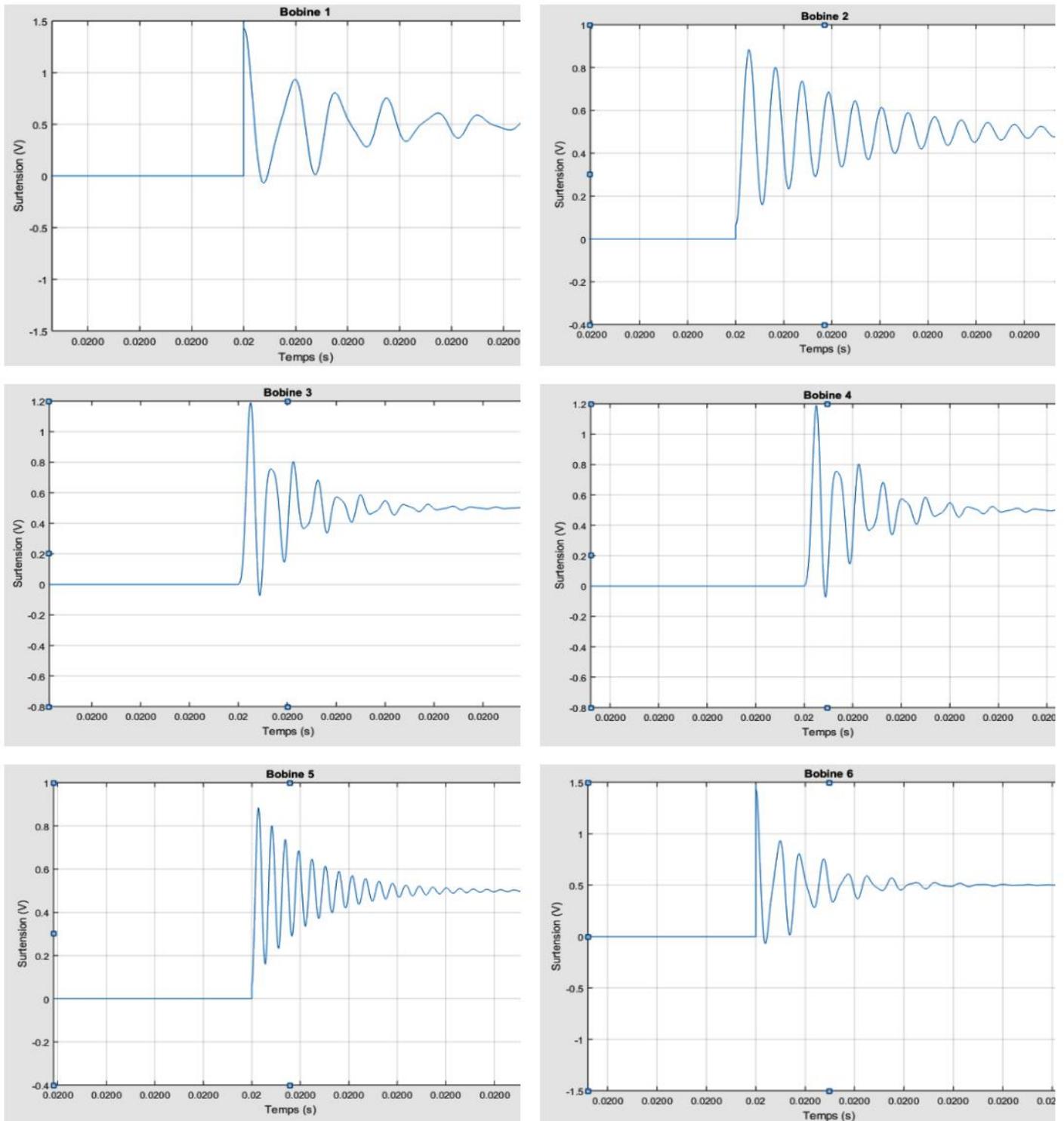


Figure (IV.8) : Les surtensions mesurées pour chaque une des six bobines

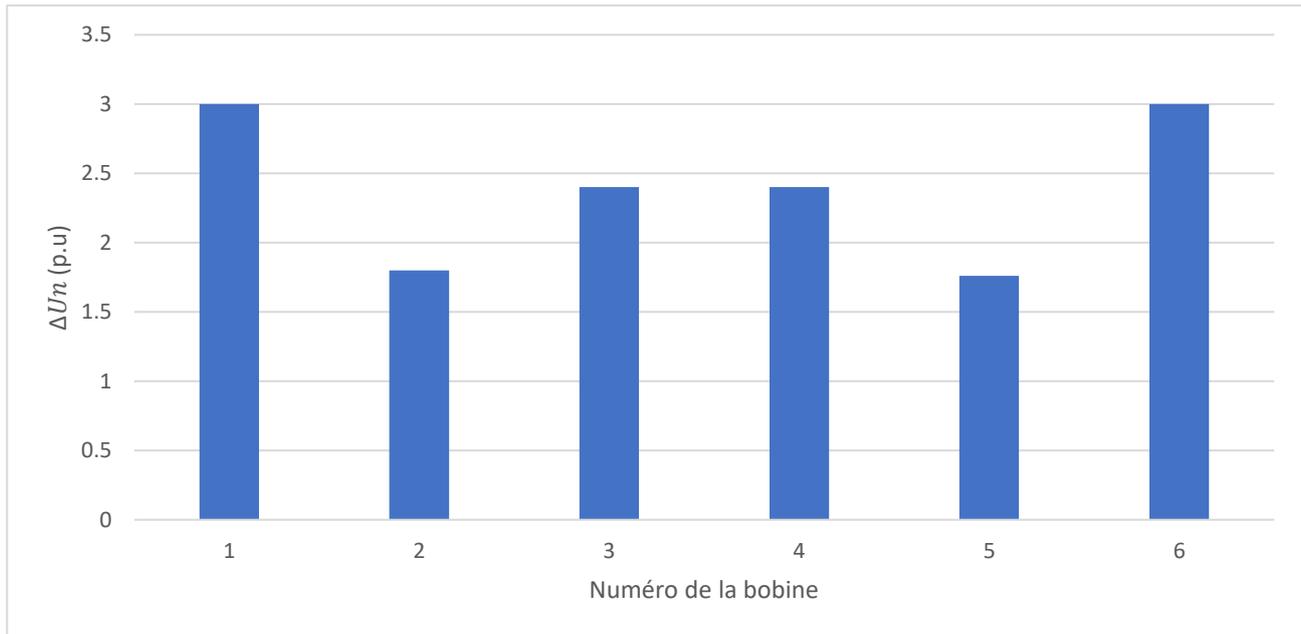


Figure (IV.9) : Diagramme des surtensions des six bobines de la phase

On constate que :

- Les surtensions dans les bobines sont différentes.
- Les surtensions les plus élevées se trouvent aux niveaux des bobines dans les extrémités.
- La surtension la plus élevée provient de la première bobine et diminue progressivement vers les autres bobines, et elle est trois fois supérieur à la tension nominale.

IV.4.2. Simulation de deux phases en série (douze bobines associées en cascade) :

Dans cette étape on associe six bobines en cascade avec les six bobines précédentes.

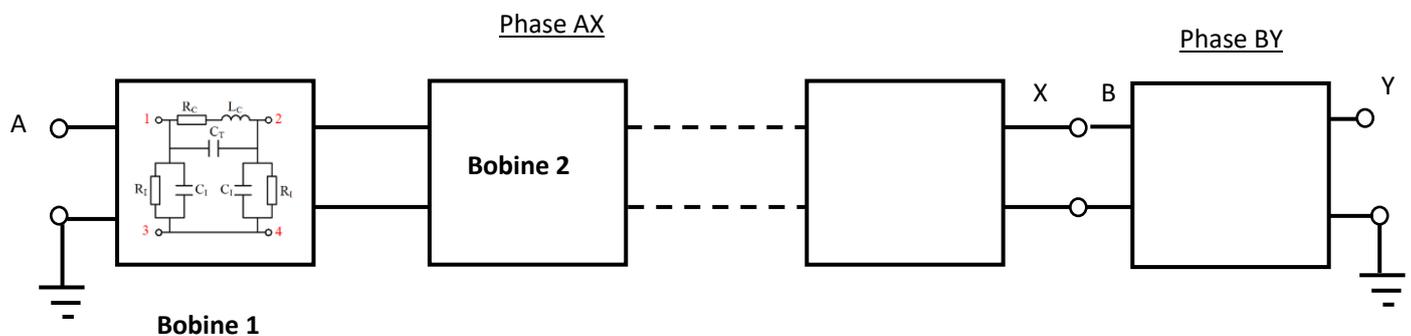


Figure (IV.10) : Schéma équivalent de la phase AX en série avec la phase BY

Chapitre 4 : Simulation et interprétation des résultats

Le model SIMULINK de cette simulation est représenté dans la figure (IV.11) :

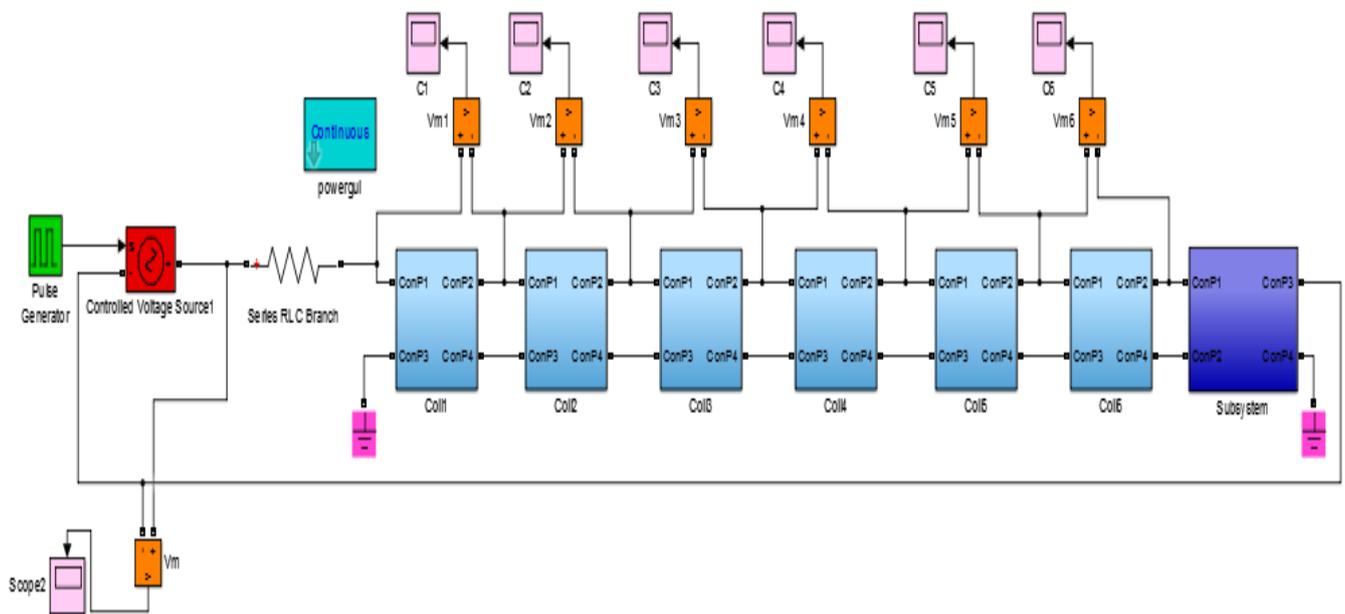


Figure (IV.11) : Simulation de deux phases en série (douze bobines associées en cascade)

Cette fois la tension nominale est : $U_n=0.25V$.

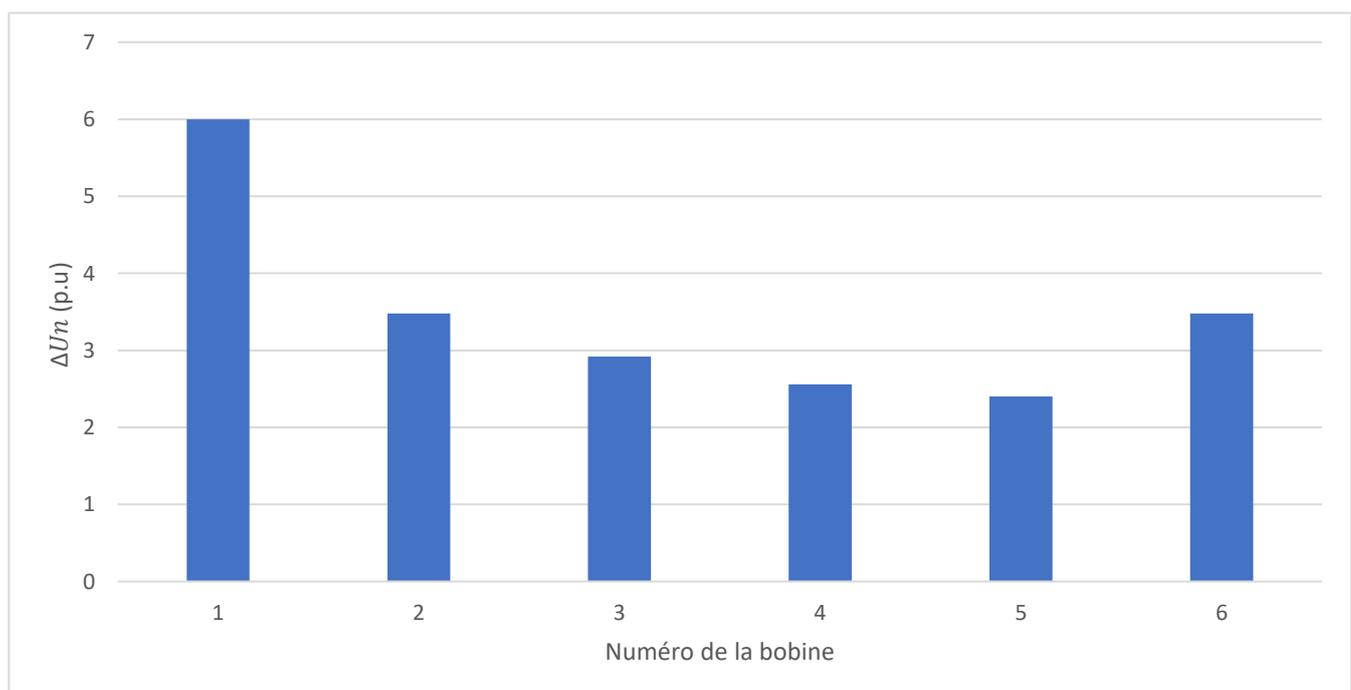


Figure (IV.12) : Diagramme des surtensions des premières six bobines

Chapitre 4 : Simulation et interprétation des résultats

La surtension la plus élevée provient de la première bobine et diminue progressivement vers les autres bobines de la phase AX, elle est devenue environ six fois supérieure à la tension nominale.

IV.4.3 Simulation de trois phases en série (dix-huit bobines associées en cascade) :

Cette fois on associe les six bobines de la troisième phase CZ en cascade avec les douze bobines précédentes. Les trois phases AX, BY et CZ sont placées en série l'une après l'autre, comme indiqué sur la figure (IV.13). Ils sont toujours alimentés par le même signal carré aux points des extrémités A et Z.

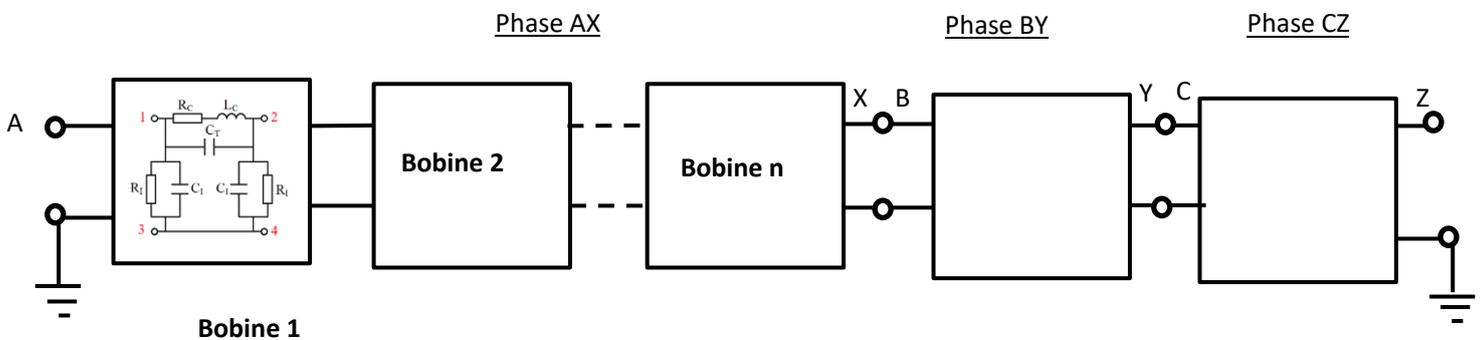


Figure (IV.13) : Schéma équivalent des trois phases en série AX, BY et CZ

Le model SIMULINK de cette simulation est représenté dans la figure (IV.14) :

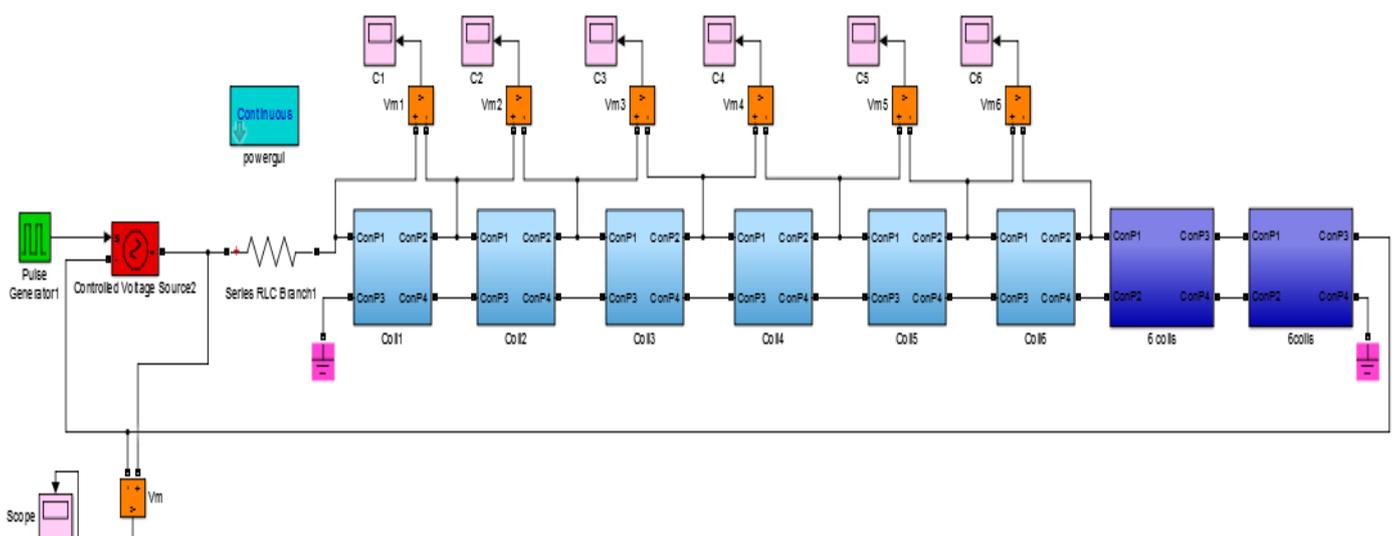


Figure (IV.14) : Simulation des trois phases en série (dix-huit bobines associées en cascade)

La tension nominale est donc : $U_n=0.17V$.

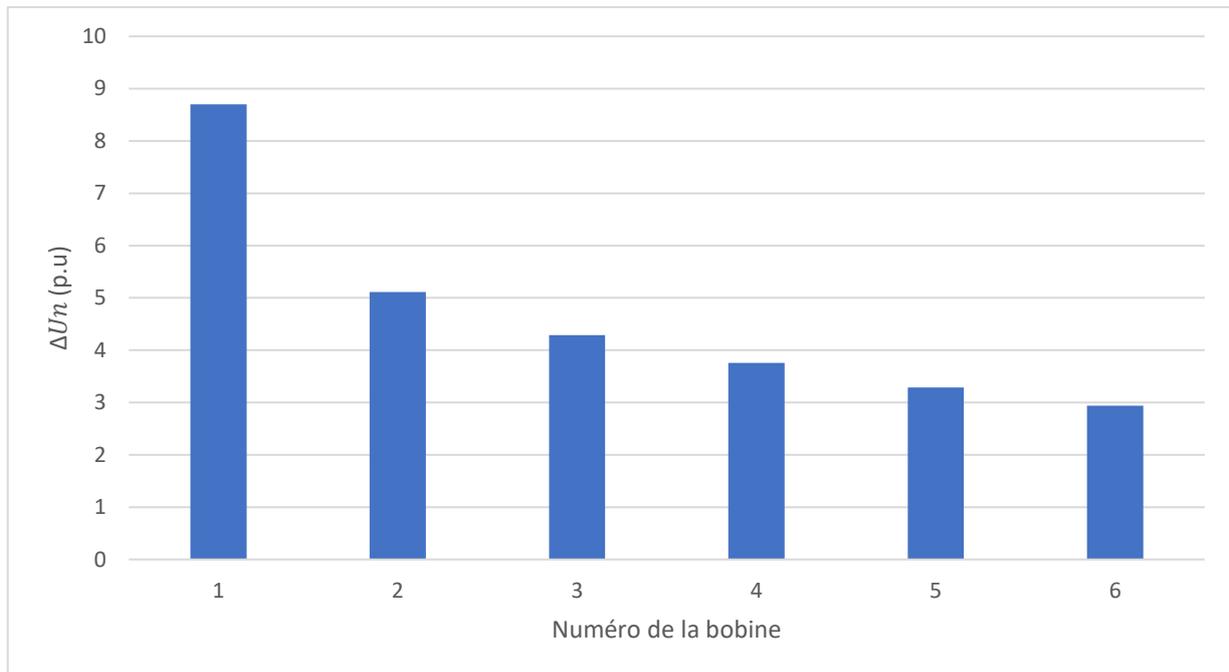


Figure (IV.15) : Diagramme des sursensions des premières six bobines

La sursension la plus élevée provient toujours de la première bobine et diminue progressivement vers les autres bobines de la phase AX. Elle est devenue environ neuf fois supérieure à la tension nominale.

IV.4.4 Simulation d'une seule phase en série avec deux phases en parallèle :

La phase AX est connectée en série avec les phases BY et CZ qui sont en parallèle comme il est représenté dans la figure (IV.16).

Chapitre 4 : Simulation et interprétation des résultats

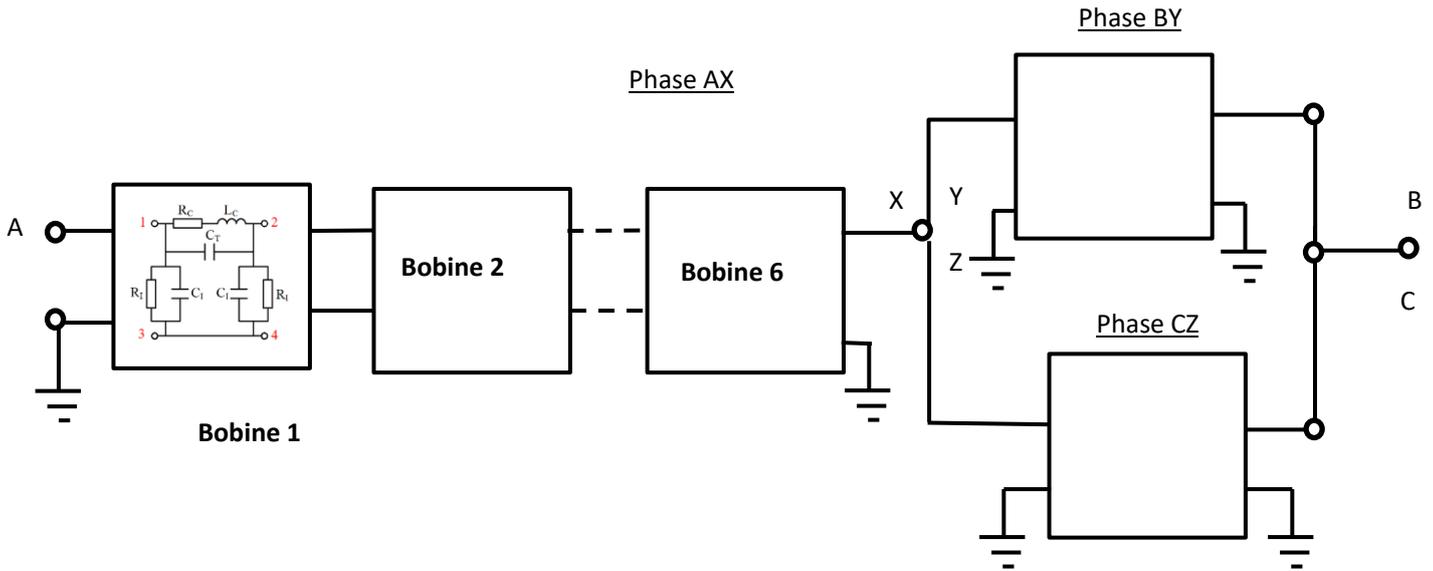


Figure (IV.16) : Schéma équivalent de la phase AX en série avec BY et CZ en parallèle

Le model SIMULINK de cette simulation est représenté dans la figure (IV.17) :

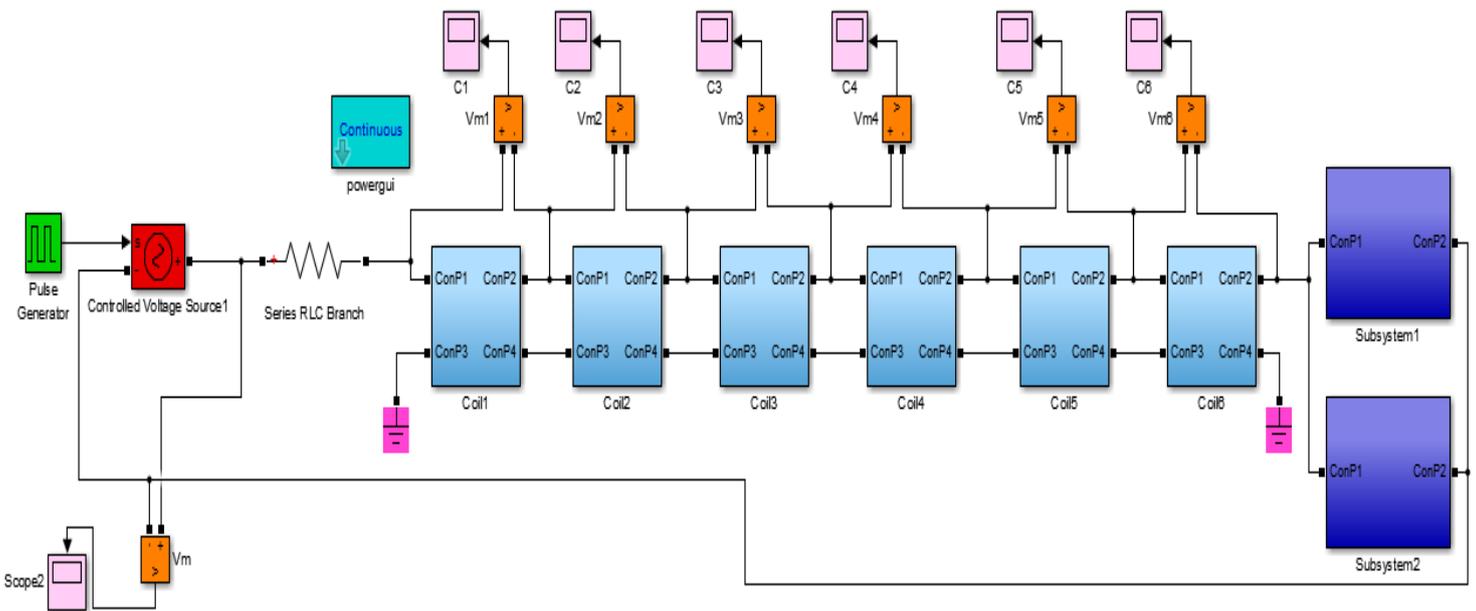


Figure (IV.17) : Simulation d'une phase des bobines en série avec deux phases en parallèle

La tension nominale est devenue : $U_n=0.33V$.

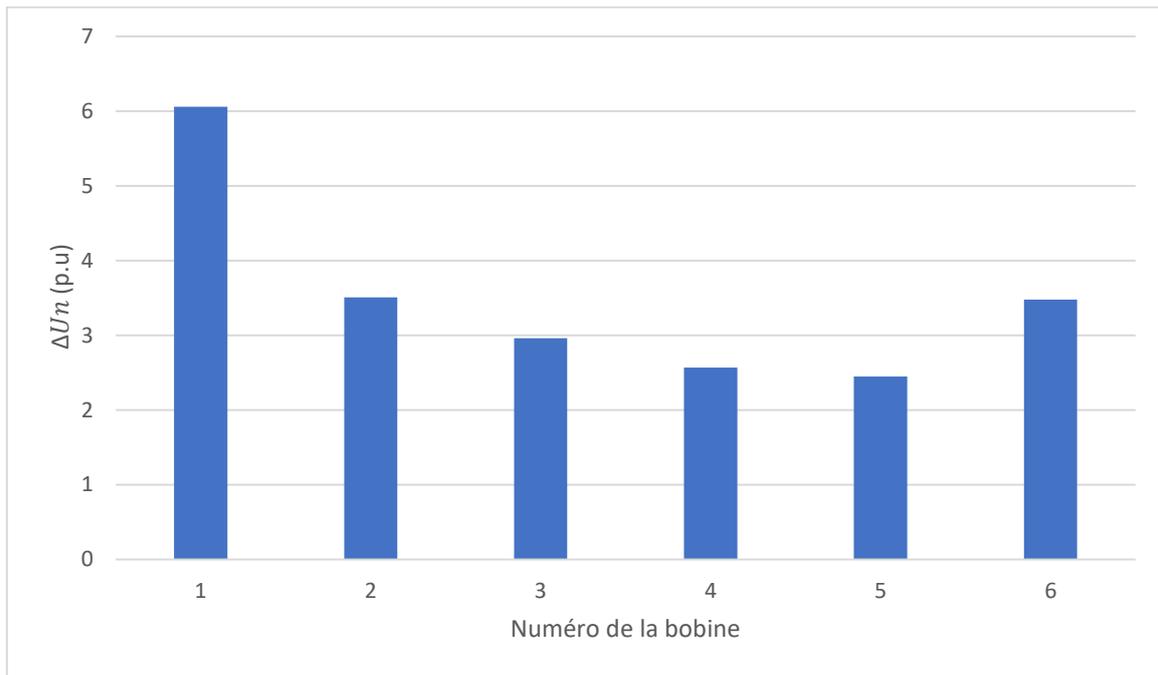


Figure (IV.18) : Diagramme des surtensions des premier six bobine

La surtension la plus élevée toujours provient de la première bobine et diminue progressivement vers les autres bobines de la phase AX, elle est devenue environ six fois supérieure à la tension nominale.

IV.5. Simulations des surtensions sur des enroulements des phases des bobines via un câble de 7m :

Dans cette simulation nous ajoutons un câble de 7m de long entre l'alimentation et les six bobines en cascade (figure IV.19). Nous mesurerons de nouveau les valeurs de surtension au niveau des six bobines associées en cascade.

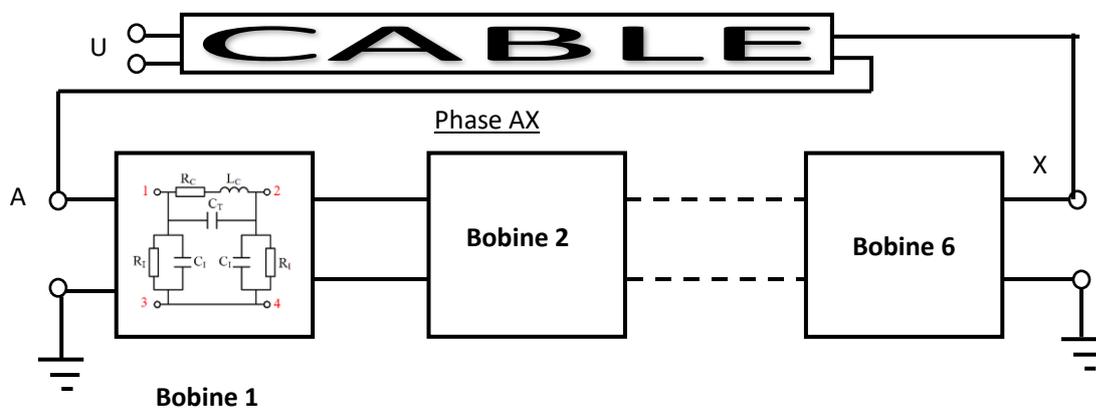


Figure (IV.19) : Schéma de la connexion du câble avec six bobines en série

Chapitre 4 : Simulation et interprétation des résultats

Pour modéliser ce câble nous avons utilisé un bloc qui s'appelle « Distributed Parameters Line » qui est un model de ligne de transmission à paramètres distribués monophasé. Pour notre simulation, nous paramétrons ce bloc. Nous sélectionnons le nombre de phase $N=1$ et choisissons les valeurs par défaut des paramètres « R, L, C » qui sont les paramètres par unité de longueur ($R=0.3864\Omega/m$, $L=4.1264 \cdot 10^{-3}$, $C=7.751 \cdot 10^{-9}$). Nous paramétrons aussi la longueur du câble à 7 mètres.

Pour ce cas nous choisissons la méthode de résolution du solveur à pas variable « ode23tb (stiff/TR-BDF2) » avec une tolérance relative définie sur « $1e-4$ » pour une meilleure performance de précision et de temps de simulation.

Le câble d'alimentation est connecté aux extrémités des bobines associées en série, comme indiqué dans le model de simulation de la figure (IV.20).

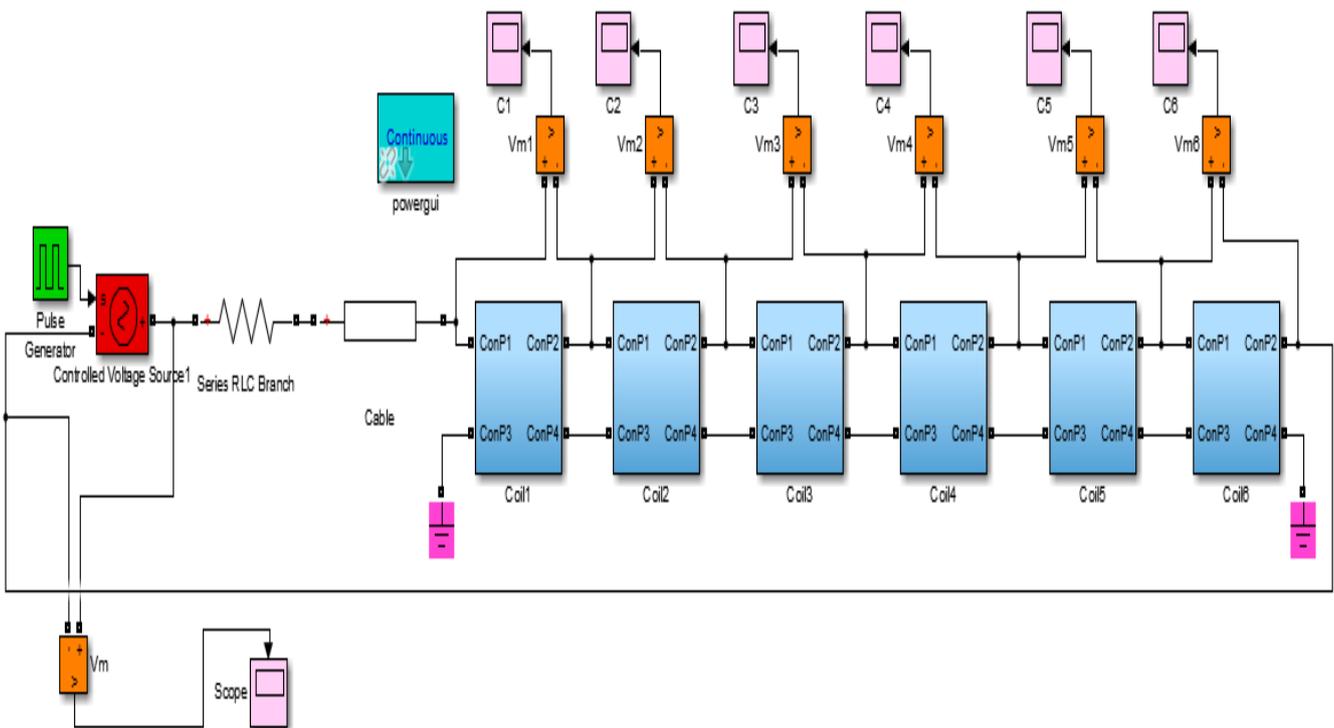


Figure (IV.20) : Simulation d'une phase en série avec un câble de 7m

La tension nominale par rapport à l'expérience de six bobines sans câble précédente n'a pas changé : $U_n=0.5V$.

Chapitre 4 : Simulation et interprétation des résultats

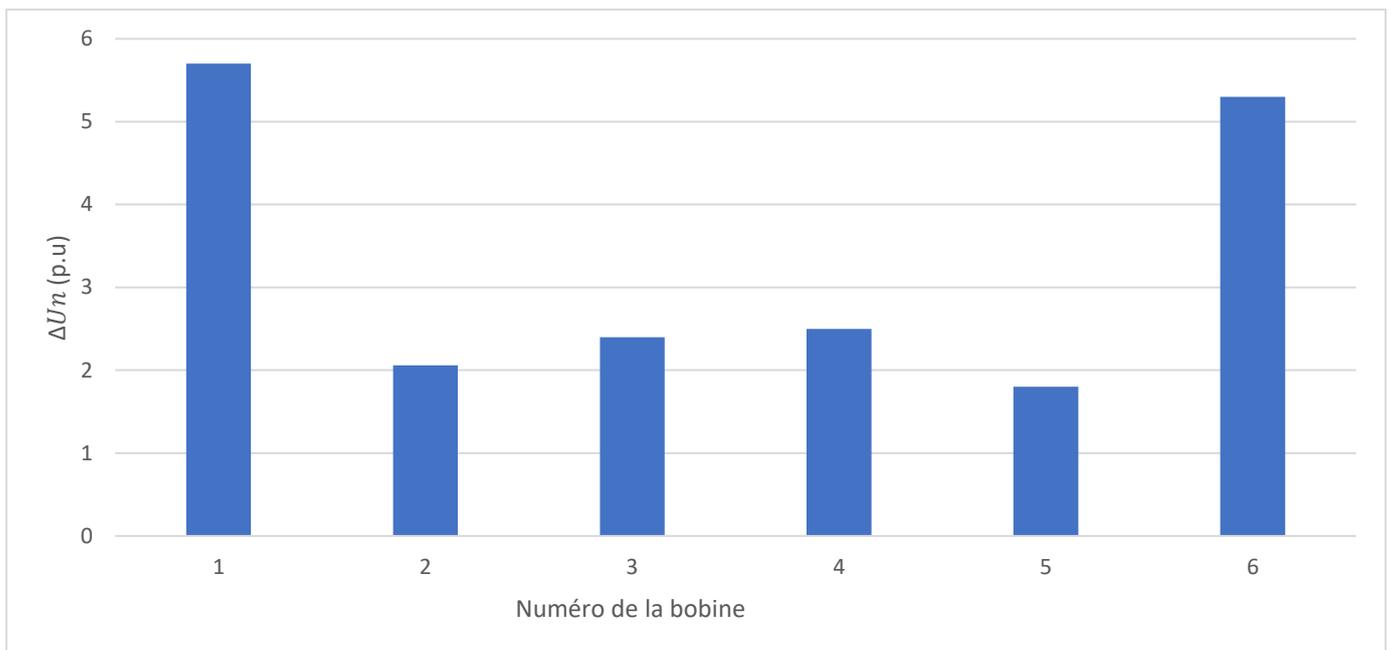


Figure (IV.21) : Diagramme des surtensions pour les six bobines avec un câble de 7m

La surtension la plus élevée qui provient toujours de la première bobine et diminue progressivement vers les autres bobines de la phase AX, elle est devenue environ six fois supérieure à la tension nominale.

On refait le même essai pour deux phases en série :

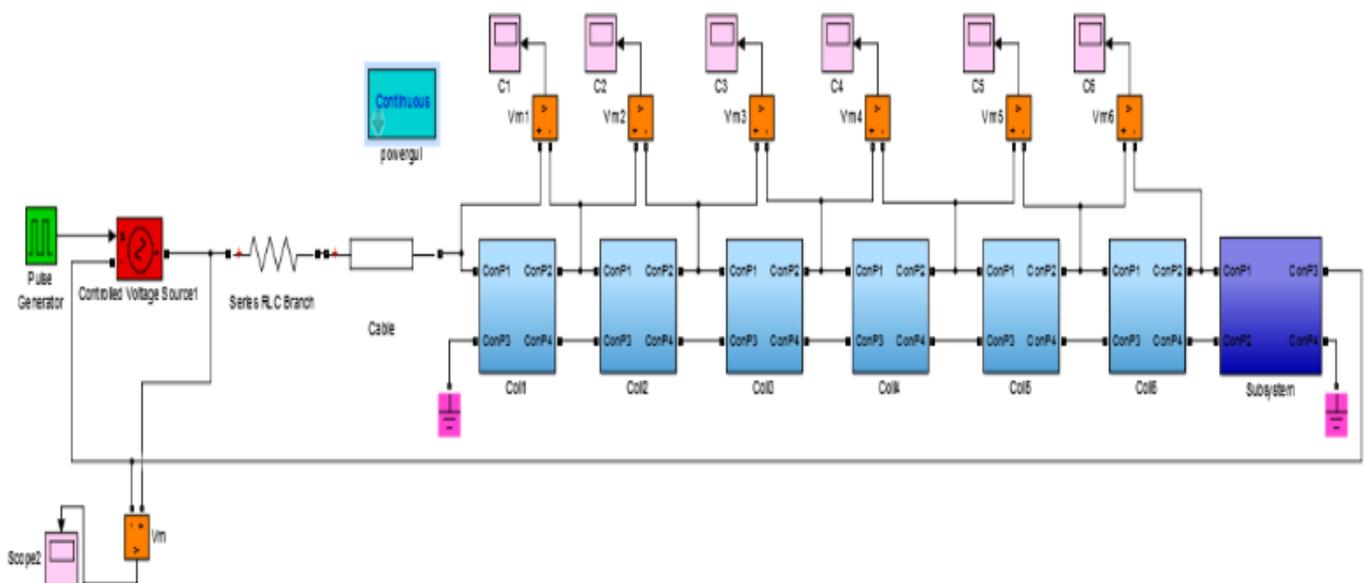


Figure (IV.22) : Simulation de deux phases en série avec un câble de 7m

Chapitre 4 : Simulation et interprétation des résultats

La tension nominale reste : $U_n=0.25V$ pour deux phases en série.

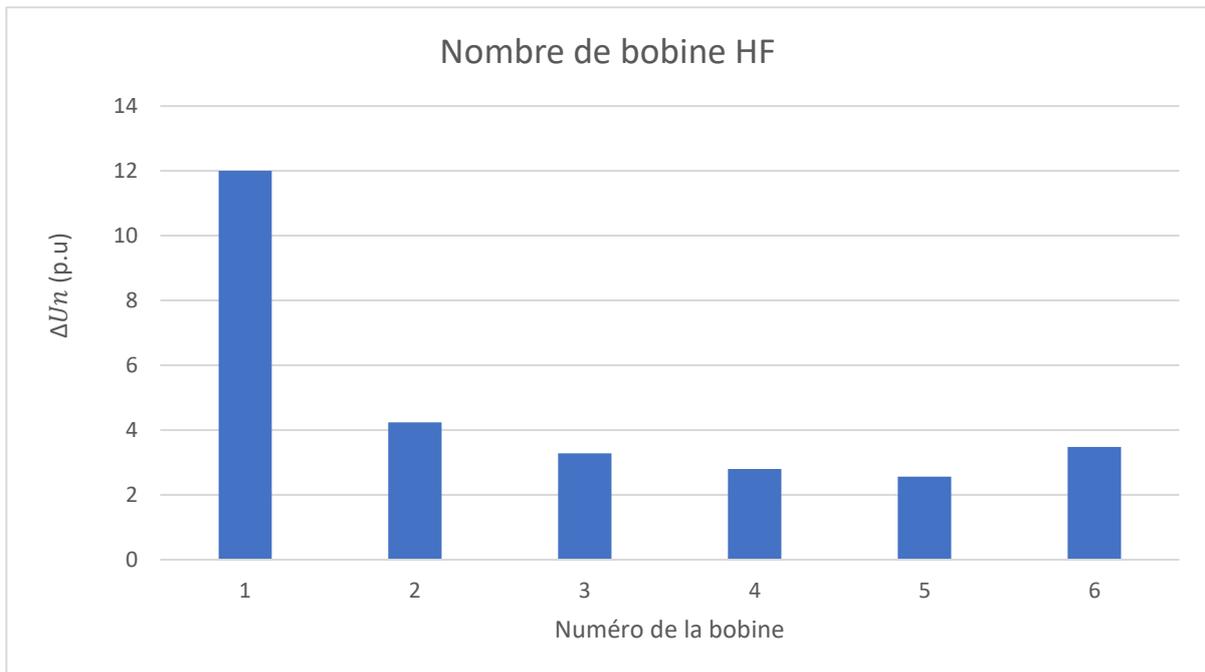


Figure (IV.23) : Diagramme des surtensions pour les premier six bobine avec un câble de 7m

La surtension la plus élevée qui provient de la première bobine est devenue environ douze fois supérieure à la tension nominale.

Après on refait pour trois phases de bobine HF en série (figure IV.24) :

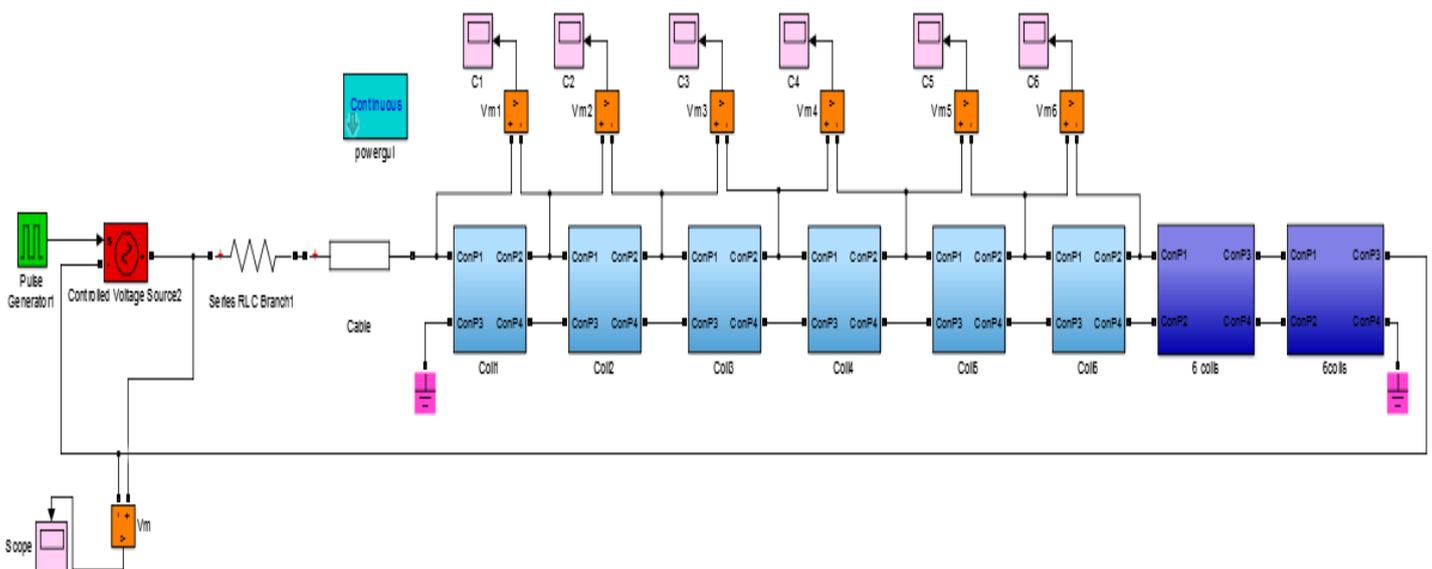


Figure (IV.24) : Simulation de trois phases en série avec un câble de 7m

La tension nominale reste : $U_n=0.17V$.

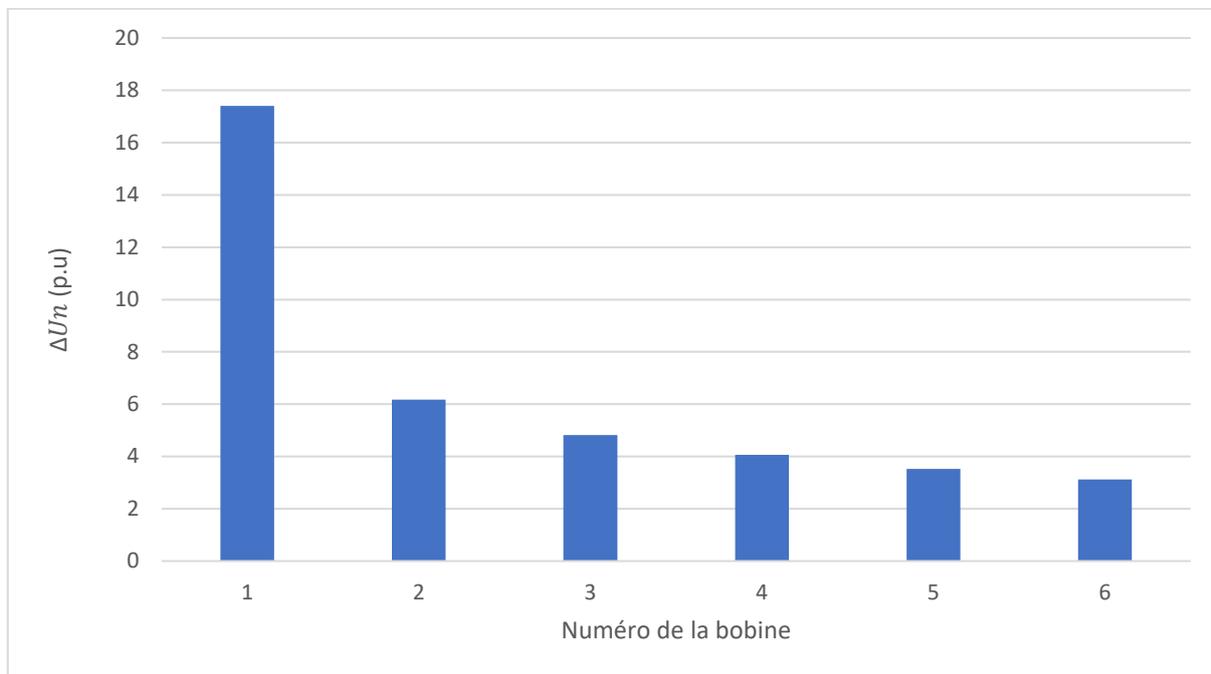


Figure (IV.25) : Diagramme des surtensions des premier six bobine avec le câble de 7m

La surtension la plus élevée qui provient de la première bobine est devenue environ dix-sept fois supérieure à la tension nominale.

Pour un autre essai de simulation nous allons refaire toutes les étapes précédentes que nous avons fait avec le câble de 7 mètres mais nous utilisons un câble plus long avec 20 mètres de longueur.

Passons maintenant à faire une comparaison des résultats qu'on a obtenu à partir de la tension nominale et de pic de surtension qu'on a tout mesuré au niveau de la première bobine pour chaque simulation. On construit le tableau (IV.1) :

Nombre des Bobines HF :	Pic de surtension en (p.u) dans la première bobine		
	Six bobines	Douze bobines	Dix-huit bobines
Sans câble :	3	6	8.7
Avec le câble de 7m :	5.7	12	17.4
Avec le câble de 20m :	6.2	12.4	18.23

Tableau (IV.1) : tableau des résultats de diverses mesures pour différentes longueurs de câble et différents nombres de bobines associées en série

IV.6. Conclusion :

L'utilisation des convertisseurs de fréquence pour la variation de vitesse des moteurs asynchrones pour une large gamme de vitesses est inévitable de nos jours. Malheureusement, leur application ne reste sans effets secondaires. L'un des effets est la génération de surtensions dans l'enroulement statorique. Dans ce chapitre, par des simulations sur Matlab, nous avons essayé de comprendre par des différentes configurations d'enroulement statoriques les causes qui influent sur l'amplitudes des pics de surtension et nous en déduisons que :

- La plus grande surtension dans un enroulement se localise aux niveaux des premières bobines de connexion avec le convertisseur de fréquence. L'évaluation des surtensions dans un enroulement est donc nécessaire aux niveaux des premières bobines et non pas aux niveaux des phases.

- L'augmentation du nombre de bobines mise en série dans une phase statorique fait augmenter considérablement les surtensions. Dans ce cas, nous pouvons recommander d'éviter l'utilisation de moteurs avec un grand nombre de pôles et d'encoches par pôle et par phase pour son association avec le convertisseur de fréquence.
- L'augmentation du nombre de bobines mise en parallèle dans une phase statorique fait certes augmenter les surtensions mais moins que la mise en série. Dans ce cas, nous pouvons recommander que l'utilisation des branches parallèles dans un enroulement statorique ne soit pas très néfaste pour les moteurs associés aux convertisseurs de fréquence.
- En augmentant la longueur du câble de connexion entre le convertisseur de fréquence et le moteur, les surtensions augmentent considérablement. Dans ce cas, nous recommandant d'éviter d'éloigner le convertisseur de fréquence du moteur.

Conclusion

Générale

La conclusion générale

Ce modeste travail que nous avons présenté se veut comme une étude simple par simulation permet d'évaluer les surtensions à l'intérieur des enroulements de phase au niveau des bobines. Et dans le but de faire une étude comparative, nous avons élaboré trois modèles de simulations :

- 6 bobines ouvertes avec et sans câble.
- 12 bobines ouvertes avec et sans câble.
- 18 bobines ouvertes avec et sans câble.

Le problème des surtensions dangereuses qui gênent le bon fonctionnement du moteur et détériorent ces roulements (l'isolation des conducteurs) prématurément fait partie d'un ensemble qui contient principalement convertisseur –moteur, par son impédance et l'étage MLI.

Le but visé à travers ce mémoire est d'apporter des contributions à ce problème de surtensions. Elle porte un intérêt particulier au comportement de la liaison entre le convertisseur et le moteur celle-ci joue un rôle déterminant sur doit porter une attention suffisante. L'étude est dédiée aux systèmes d'entraînement, utilisant des onduleurs de tension à commandés par MLI, mis en œuvre dans des procédés industriels.

En conclusion, ce travail montre clairement que l'étude des surtensions doit se faire au niveau des bobines de stator des moteurs à induction. Il peut également être déduit de ces tests, les recommandations pour la conception des moteurs asynchrones et comment utiliser les moteurs avec convertisseurs de fréquence :

- Évitez l'enroulement de phase du stator avec un grand nombre de bobines en série.
- Placez un moteur et un convertisseur le plus près possible pour éviter des câbles d'alimentation relativement longs.

Les références bibliographiques :

- [1] Sadia.A & Kahina.K, « Calcul des paramètres ondulatoires dans les moteurs asynchrones alimentés par des convertisseurs de fréquence » (Doctoral dissertation, Université Mouloud Mammeri, 2017).
- [2] Gauthier.F, « Calcul des paramètres de la machine asynchrone » (Doctoral dissertation, École Polytechnique de Montréal,2017).
- [3] « Machine tournante à courant alternatif/Machine asynchrone» (08 mai2019), dans Wikiversité, sur le site : https://fr.wikiversity.org/wiki/Machine_tournante_%C3%A0_courant_alternatif/Machine_asynchrone#Construction.
- [4] Merad. R, « Outils de diagnostic appliqués à la machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil »,2006.
- [5] Bendemmagh.W, « *Commande de la machine asynchrone par la cascade hyposynchrone à base des logiciels SIMPLORER et MATLAB* » (Doctoral dissertation,2018).
- [6] Souaker.M.E, Guestroun.A, Zekri.A, « Diagnostic des défauts statoriques des machines asynchrones »,2019.
- [7] Eldrige Nelson Pokem Watchou , « Contrôle en V/F d'une machine asynchrone »,2016.
- [8] « Technologie et Fonctionnement du moteur asynchrone » (05 aout 2014), dans Blogspot, sur le site : <http://electromecanique-faculte-tunisie.blogspot.com/>
- [9] OTHMANI Ahmed Mehdi, « Commande vectorielle d'une machine asynchrone associée à un observateur adaptatif »,2019.
- [10] « Moteurs asynchrone triphasé/Notions électriques » (12 Avril 2020), dans L'abc de la climatisation sur le site : <https://www.abcclim.net/moteur-asynchrone-triphase.html>
- [11] BOUDJTAT WALID, HIMOURA ABDELKADER, « étude et simulation d'une machine asynchrone alimente par un onduleur de tension à commande MLI », thèse de master, université de Annaba,2017.
- [12] nogarede Michel Lajoie, Mazenc Bernard Trannoy Henri Foch Jean Faucher Max Marty Daniel, Principe d'électrotechnique « cours et exercice corrigés » préface de Bertrand.

Bibliographie

- [13] Machine Electrique « cours et problèmes » Claude Chevassu.
- [14] Luc Lasne « notions de base et machines électriques » Dunod, Paris, 2005.
- [15] physique.vije.net « BTS électrotechnique ».
- [16] note de cours « commande électrique des machines » institut supérieur des études technologiques de SFAX.
- [17] Philippe LE BRUN « Etude des solutions de variation de vitesse pour machine asynchrone de puissance inférieur à 1 MW ».
- [18] Laroche Jacques « L'électronique de puissance, cours et exercices corrigés» Edition DUNOD, année 2005.
- [19] : Berrezzek, F. (2006). Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs à MLI Associés à une Machine Asynchrone. Mémoire de Magister, Université BADJI MOKHTARANNABA.
- [20] G. Pinson, Physique appliquée : Onduleurs.
- [21] Chibah, A. (2011). Conception d'un contrôleur d'étage de puissance par FPGA (Doctoral dissertation, Université Mouloud Mammeri).
- [22] Adjimi, N., & Belaidi, W. (2009). Modélisation et commande d'un onduleur MLI.
- [23] BOUSEHABA, M. REALISATION D'UNE COMMANDE MLI A CHOIX MULTIPLE (Doctoral dissertation).
- [24] Youssouf, D., & Djamal, B. A. (2011). Modélisation et commande d'un onduleur triphasé pilote par mli a structure multiniveau. PROJET DE FIN D'ETUDES de Master en Génie électrique Filière : Génie électrique Spécialité : Electrotechnique Industriel, 2012.
- [25] : DJEDIDI, M. R., & BAHI, A. (2017). Commande d'un Onduleur Triphasé par Différentes Techniques MLI en Utilisant la Carte dSPACE.
- [26] B. Chetate, M.T. Belassel, S. Simardt and R. Beguenanet, "Influence of overvoltages in induction motors fed by PWM voltage inverters on power efficiency", IEEE Canada Electrical Power Conference, 2007.
- [27] Alexandre Siles, « analyse et simulation des surtensions aux bornes du moteur asynchrone alimenté par des longs câbles », montreal, 12 décembre 2005.
- [28] E.Persson, "transient effects in application of PWM inverters to induction motors", 1992.

Bibliographie

- [29] M. Young, “The Technical Writer’s Handbook”, Mill Valley, CA,USA,University Science, 1989.
- [30] R . Kerkman, D. Leggate, and G. Skibinski: “Interaction of Drive Modulation and Cable Parameters on AC Motor Transient”, IEEE Trans. Ind. Appl., Vol.33, No.3, pp.722–731 (1997).
- [31] A. von Juane, D. Rendusara, P. Enjeti, and W. Gray: “Filtering techniques to minimize the effect of long motor leads on PWM inverter fed AC motor drive systems”, IEEE Trans. Ind. Appl., Vol.32, No.4, pp.919–926 (1996)
- [32] F. Castelli-Dezza, M.M. Maglio, G. Marchegiani, D.F. Ortega, and D. Rosati: “Reduction of motor overvoltage fed by PWM AC drives using a Universal model”, XIX In Proc. Conf. on Electrical Machines- ICEM, pp.1–6, Rome (2010).
- [33] K.K.F. Yuen and H. Shu Hung Chung: “A Low-Loss RL-Plus-C Filter for Overvoltage Suppression in Inverter-Fed Drive System with long motor cable”, IEEE Trans. on Power Electr., Vol.30, No.4, pp.2167–2181 (2015).
- [34] S. Lee and K. Nam: “An overvoltage suppression scheme for AC motor drives using a half DC-link voltage level at each PWM transition”, IEEE Trans. Ind. Electron., Vol.49, No.3, pp.549–557 (2002).
- [35] S.C.Lee,”perfect wave oscillation suppression with reflection coefficients adaptation in PWM motor drives with long feeding cables”,IEE.proc.Electr.Power Appl,Vol.153,No.3,pp.467-472(2006).
- [36] S. Foti, et al.: “Overvoltage mitigation in open-end winding AC motor drives”, 2015 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), Palermo, pp.238–245 (2015).
- [37] BELHAMDI Saad “ Prise en Compte D’un Défaut Rotorique dans la Commande d’un Moteur Asynchrone ”Thèse de Magister,Université Mohamed Khider Biskra, Soutenu 2005.
- [38] BENHADJER, A. (2019). Etude, simulation et réalisation d’un onduleur triphasé pour les trains électro-diesel (Doctoral dissertation, Dr BRAHAMI Mostefa).

Bibliographie

- [39] Grandi, G., Casadei, D., & Massarini, A. (1997, September). High frequency lumped parameter model for AC motor windings. In European Conference on Power Electronics and Applications (Vol. 2, pp. 2-578). PROCEEDINGS PUBLISHED BY VARIOUS PUBLISHERS.
- [40] Benallal, M. N., Douba, A., Ailam, E., Mahieddine, A., & M'liki, M. A. (2015). HF parameters measurement and calculation of AC motor winding. In Electronics, Communications and Networks IV-Proceedings of the 4th International Conference on Electronics, Communications and Networks, CECNet2014 (pp. 1351-1354).
- [41] Benallal, M. N., Moussa, M. A., & Mahieddine, A. (2014, June). Overvoltages caused by the PWM inverter in the stator coils of asynchronous motor. In 2014 Electric Power Quality and Supply Reliability Conference (PQ) (pp. 243-246). IEEE.
- [42] Help MATLAB.
- [43] ELECTROTECHNIQUE, E. OUTILS DE DIAGNOSTIC APPLIQUES A LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE A CAGE D 'ECUREUIL.
- [44] Kamel, M. E. R. A. B. E. T. (2011). Commande mu d'un onduleur triphasé basée sur la dispersion de la tension triphasée. mémoire présenté à l'université du Québec à Trois-Rivières.