



Université ABBES LAGHROUR Khenchela
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Industriel
جامعة عباس لغرور خنشلة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الصناعية



N° Série :

Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commandes Electriques

Présenté par

Benleulmi oussama

THEME

**Étude comparative des commandes des onduleurs à
MLI pour un moteur asynchrone à cage**

Soutenu le :

devant la commission d'examen composée de :

Labdani Rafik

Grade

à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela

Président

Boomaaraf Abdelaali

Grade

à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela

Encadrant

Khamis Abderahmane

Grade

à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela

Examinateur

Promotion 2022/2023



Remerciements

*Avant toute chose, nous remercions **DIEU**, le tout puissant de nous avoir donné la force et le courage d'accomplir ce travail.*

Puis, nous tenons à remercier toute les personnes qui nous ont apporté leur aide et leur attention tout au long de la réalisation de notre mémoire de fin d'étude.

*En premier lieu, nos remerciements vont à notre le co-encadreur **Mr .Boumaaref**, pour leur aide précieuse, leur conseils prodigues qui ont mené à la réalisation de ce travail.*

Nous remercions les membres du jury, qui nous honorent avec leurs présences et leurs évaluations.

Que tous les enseignants qui ont contribué à notre formation de licence trouvent ici le témoignage de nos profondes gratitude.

DÉDICACES

Je dédie ce modeste travail a :

Mes très chers parents

Mes frères et mes sœurs

Toute ma famille Benleulmi

Tous (toutes) mes amis (es)

Introduction générale

Résumé :

L'entraînement à vitesse variable des machines électriques était l'objectif de plusieurs études dans ces dernières années grâce à l'évolution technologique des convertisseurs statique qui représente le variable coeur de tous système électrique.

L'association des convertisseurs statiques aux machines asynchrone permet de réaliser des ensembles électromécaniques à vitesse variable tout en conservant les avantages bien connus de ce type de moteur, à savoir le faible coût, robustesse et entretien réduit.

Ces variateurs de vitesse doivent être dotés de commande sophistiquées pour atteindre des performances comparable à ceux utilisant des machines à courant continu.

Les onduleurs triphasés sont les plus utilisés dans les industries à cause de leurs faible prix, tres approuvés du coté de la réalisation et facile du coté de la commande électrique.

Ce présent travail est relatif à une étude comparative entre quatre techniques de commande des onduleurs à MLI associés à une machine asynchrone.

Le premier chapitre est consacré à la modélisation de moteur asynchrone triphasé à cage Avec une simulation qui réalisés sous MATLAB Simulink.

Dans le deuxièmehapitre nous présentons les différentes techniques de commande des onduleurs à MLI, avec bien sur une étude bien détaillée des techniques les plus utilisées actuellement à savoir la modulation sinusoïdale triangulaire, l'injection d'un harmonique 3 dans la référence, la modulation calculée ainsi que la modulation vectorielle. Cette étude est consacrée à la conception d'une stratégie de commande qui permet de donner une meilleure forme de la tension de sortie, donc une meilleure qualité spectrale.

Dans le troisième chapitre nous donnons une explication détaillée de la commande vectorielle ; est consacré à la simulation et l'interprétation des techniques citées auparavant. Nous faisons aussi la simulation en boucle ouverte en utilisant la MLI sinusoïdale triangulaire, l'injection d'un harmonique 3 et la MLI vectorielle.

Nous terminons cette étude par la commande vectorielle et cela en utilisant un onduleur à MLI sinusoïdale triangulaire et puis la MLI vectorielle.

A la fin de ce travail nous donnons une conclusion générale qui résume tout les résultats de simulation.

Abstract:

The variable speed drive of the electric machines was the object of several studies in the last years thanks to the technological evolution of the static converters. That represents the variable essential of the electric system.

The association of the static converters to the asynchronous machine permits to achieve electromechanical variable-speed while keeping the advantages very known of this type of motor, for example: the low cost, robustness and maintenance reduced.

These variators of speed must be endowed with sophisticated methods to reach some performances comparable to those using direct current machines.

The three-phase inverters are the more used in industries because of their low prices, very simple to realize and easy to control.

This present work is relative to a comparative survey between four control techniques of PWM inverters to an asynchronous machine.

The first chapter is devoted to the modeling of asynchronous three-phase squirrel-cage motor. With a simulation carried out under MATLAB Simulink.

In the second chapter, different techniques of PWM inverters have been presented with of course a very detailed study of the most techniques currently used as know the sine PWM, the injection of the third harmonic in the reference, the calculated modulation as well as the space vector modulation. This survey is dedicated to the conception of a control strategy that allows to give a better voltage waveform of output, therefore; a better spectral quality.

In the third chapter, we give a detailed explanation of the field oriented control, is related to the simulation and the interpretation of the techniques mentioned before, we also make simulation in open loop while using the sine PWM, the injection of the third harmonic in the reference and the space vector modulation.

We conclude this survey by the vectorial control and this by using an inverters sine PWM and then the space vector modulation.

At the end of this work we give a general conclusion that summarizes all the results of simulation.

ملخص:

إن تغيير سرعات المحركات الكهربائية كان من بين الأهداف الرئيسية في السنوات الأخيرة وهذا راجع للتطور التكنولوجي الذي تشهده المبدلات الساكنة و التي تمثل المكون الرئيسي لأي جهاز كهربائي. إن استعمال المبدلات الساكنة عند تشغيل المحركات الكهربائية يحقق جهاز متكامل لتغيير السرعات مع الاحتفاظ بمزايا المحرك اللاتزامني . لذلك يجب أن يكون مغير السرعات مزود بطريقة تحكم متطورة حتى يصبح يضاهي مثيلاتها المستعملة في المحركات ذات التيار المستمر. إن موجات التوتر هي الأكثر استعمالا في المجال الصناعي، نظرا لمميزاتها المتعددة كالسعر، الاستعمال والصيانة. هذه الدراسة عبارة عن مقارنة بين أربعة تقنيات للتحكم في موجات التوتر . الفصل الأول مخصص لدراسة المحرك اللاتزامني، أما الفصل الثاني فهو مخصص لدراسة مختلف تقنيات التحكم في موجات التوتر. الفصل الثالث يدرس طريقة التحكم الشعاعي للتدفق الموجه و برمجة مختلف تقنيات التحكم في موجات التوتر ثم برمجتها عند تشغيلها مع المحرك اللاتزامني و في الأخير نبرمج طريقة التحكم الشعاعي مع إعطاء خلاصة في كل مرحلة. في نهاية هذه الدراسة نعطي خلاصة عامة مع تحليل كل النتائج المتحصل عليها.

Sommaire

Sommaire

Introduction générale :	a
1.1-Introduction :	4
1.2-Historique :	4
1.3-Constitution de la machine asynchrone à cage :	5
1.3.1_ Le Stator :	6
1.3.2_ Le Rotor à cage d'écureuil :	7
1.3.2.1_ Rotor à cage simple :	7
1.3.2.2_ Rotor à cage profonde :	8
1.3.2.3_ Rotor à Cage double :	8
1.3.3_ Principe de fonctionnement de la machine asynchrone à cage :	9
1.4_ Modélisation de la MAS triphasée :	10
1.4.1_ Hypothèses simplificatrices pour la modélisation de la MAS :	10
1.4.2 Modèle triphasé (réel) de la MAS :	10
1.4.2.1 Représentation schématique d'une MAS triphasée :	11
1.4.2.2 Equations électriques de la MAS triphasée :	11
1.4.2.3 Equations magnétiques de la MAS triphasée :	12
1.5_ Démarrage du moteur asynchrone triphasé :	13
1.5.1_ Démarrage direct :	13
1.6. Démarrage étoile-triangle :	14
1.6.1 Développement du modèle SIMULINK du moteur asynchrone :	16
1.7_ Résultats de la simulation :	17
1.8_ Conclusion :	19
II.1_ Introduction :	21
II.2 Classification des onduleurs :	21
II.2.1 Onduleur non autonome :	21
II.2.2 Onduleur autonome :	22
II.2.2.2 Les onduleur autonome de courant :	22
II.2.3 Les onduleurs à résonance :	22
II.3 Types d'onduleurs autonomes de tension :	22
II.3.1 Les onduleurs monophasés :	22
II.3.2 Les onduleurs triphasés :	24
II.4 Les onduleurs multi niveaux :	26

Sommaire

II.5 Principe de fonctionnement de l'onduleur triphasé :	26
II.6 Types de commandes :	27
II.7 Principe de la commande en MLI des onduleurs triphasés :	29
II.8 La modulation de largeur d'impulsion :	29
II.8.1 Principe de la modulation de largeur d'impulsion	29
II.8.2 Caractéristiques de la modulation de largeur d'impulsion :	30
II.8.3 Types de Modulation :	31
II.8.3.1 Modulation naturelle :	31
II.8.3.2 Modulation Régulière :	31
II.9.LA M.L.I. REPETEE.....	33
II.9.1. DEFINITION :	33
II.9.2.Principe de variation de la fréquence du signal.....	33
II.9.3.Répétition R fois Rappelons la formule calculant les coefficients de Fourier de la tension de branche d'un signal de commande.....	34
II.9.3.1.Résultats par simulation	35
II.9.4.Répétition alternée	36
II.9.4.1.Résultats par simulation	37
II.9.4.2.Facteur de perte	38
II.9.5.Répétition variable	39
II.9.6.Répétition alternée d'amplitude variable	40
II.9.6.1.Principe de la technique d'amplitude variable	40
II.9.6.2.Résultats par simulation	41
II.10 Technique de production d'onde MLI :	45
II.10.1 Technique analogique :	45
II.10.2 Technique numérique :	46
II.10.3 Technique hybride :	46
II.11 Différentes techniques de modulation de largeurs d'impulsion :	46
II.11.1 La modulation linéaire multiples (UPWM) :	47
II.11.2 La modulation sinusoïdale (SPWM) :	47
II.11.3 La modulation sinusoïdale partielle (ou modifié) (MSPWM) :	48
II.11.4 La modulation sinusoïdale avec porteuse bidirectionnelle :	49
II.11.5 L'injection d'un harmonique 3 dans la référence :	49
II.11.5 La modulation calculée :	50
II.11.5.1 Analyse spectrale :	50

Sommaire

II.12. La Modulation vectorielle :.....	53
II.12.1 Principe de la MLI Vectorielle :	53
II.12.2 La transformation de clarcke :	54
II.13. Principaux avantages de la M.L.I :.....	58
II.14. Modélisation de l'onduleur de tension triphasé :.....	58
II.15. Simulation des différentes stratégies PWM :	60
II.15.1 Simulation de la commande pleine onde	61
II.15.2 Simulation de la commande par SPWM	63
II.15.3 Simulation de la commande THIPWM :.....	65
II.15.4 Simulation de la commande SVPWM.....	66
II.16. Conclusion	68
III.1. INTRODUCTION.....	70
III.2. INTERET ET PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE.....	71
III.3. COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE DU MOTEUR ASYNCHRONE.....	75
III.3.1. Découplage vectoriel en tension :.....	76
III.3.2. Problème posé par le découplage.....	77
III.4. SCHEMA DE PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE (IDFOC).....	78
III.5. CONCEPTION DES REGULATEURS	78
III.5.1. Régulateur de Vitesse	79
III.5.4. Bloc de défluxage:	80
III.6. RÉSULTATS DE SIMULATION	81
III.6.1. Simulation avec la commande MLI sinus-triangle de l'onduleur	82
III.6.2. Simulation avec la commande MLI pré-calculé de l'onduleur	85
III.7. CONCLUSION.....	88
Conclusion générale.....	90
Bibliographie :.....	91
Annexe A : Paramètres du MAS.....	94
Annexe B: Schéma bloc des simulations.....	95

Table des figures

Chapitre 1 Modélisation de moteur asynchrone triphasé à cage

Figure(I.1) : La machine asynchrone à cage.....	6
Figure (I.2) :Stator (vue d'ensemble).....	6
Figure(I.3) : Rotor à barres d'aluminium.....	7
Figure(I.4) :Cage d'écureuil en aluminium.....	7
Figure(I.5) :Rotor à cage simple.....	8
Figure(I.6) : Rotor à cage profonde.....	8
Figure(I.7) :Rotor à cage double.....	8
Figure(I.8): Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor.....	11
Figure(I.9): Démarrage direct du moteur asynchrone.....	13
Figure(I.10): Démarrageétoile-triangle du moteur asynchrone.....	15
Figure(I.11): schema de mise en œuvre d'un démarrageétoile-triangle.....	15
Figure(I.12): schémagraphique explique le démarragerotoriques.....	16
Figure(I.13) : Modèle SIMULINK d'un moteur asynchrone à cage.....	16
Figure(I.14) :Bloc de transformation triphasée.....	17
Figure(I.14) :Résultats de la simulation du processus de démarrage du moteur asynchrone.....	18

Chapitre 2 Commande des onduleurs

Figure (II.1) : Onduleurs à point milieu.....	23
Figure (II.2) : Onduleur en demi – pont.....	23
Figure (II.3) : Onduleur monophasé en pont.....	24
Figure (II.4) : Schéma de principe de la machine synchrone générantla commande des transistors du pont pour la génération dessignaux triphasés.....	26
Figure (II.5) : Schéma de principe de l'étage de puissance pour la simulation fonctionnelle.....	27
Figure (II.6) : Forme d'onde de : (a) tension simple ;(b) tension composée ; (c) spectre d'harmonique pour une commande 180°.....	28
Figure (II.7) : Onduleur de tension triphasé.....	29

Sommaire

Figure (II.8) : Principe de la modulation.....	30
Figure (II.9) :Schéma synoptique de la commande en MLI (triphase).....	31
Figure (II.10) :Echantillonnage régulier symétrique.....	32
Figure (II.11) : Echantillonnage régulier asymétrique.....	32
Figure (II.12) L'onde de commande avec répétition.....	34
Figure (II.13) Spectre de signal de commande et un signal répété	34
Figure (II.14) Spectre d'un signal répété obtenu par calcul 1 répétition (b) 2 répétitions (c) 3 répétitions).....	36
Figure (II.15) Spectre d'un signal répété obtenu par simulation.....	36
Figure (II.16) Signal de commande avec répétition alternée.....	37
Figure (II.17) Spectre d'un signal alternativement répété obtenu par formule.....	37
Figure (II.18) Spectre d'un signal alternativement répété obtenu par simulation.....	38
Figure (II.19) Facteur de perte en fonction du nombre de répétition.....	39
Figure (II. 20) Variation du pas d'incréméntation en fonction du nombre de répétition.....	39
Figure (II.21) Exemple d'un signal de commande.....	40
Figure (II.22) :Spectre des signaux de commande.....	41
Figure (II.23) Spectre des signaux composés pour différent Δr	41
Figure (II.24) Valeur de l'amplitude du fondamental pour quatre valeurs différentes de r_i en fonction de r_p pour $m=8$ et 24	42
Figure (II.25) Amplitude du fondamental en fonction du nombre de répétition des segments pairs (R_p) pour trois différentes valeurs de Δr	42
Figure (II.26) Valeur de 'a' en fonction du nombre des segments $S=2-24$	43
Figure (II.27) Facteur de perte en fonction	43
Figure (II.28) M.L.I unipolaire.....	45
Figure (II.29) M.L.I bipolaire.....	45
Figure (II.30) Technique digitale.....	46
Figure (II.31) :Technique hybride.....	46
Figure (II.32) La modulation de largeur d'impulsions multiples.....	47

Sommaire

Figure (II.34) Courbes de signal de la porteuse, de référence et les tensions de sortie d'un onduleur triphasé commandé en MLI sinus-triangle.....	48
Figure (II.35) : La modulation sinusoïdale modifiée.....	48
Figure (II.36) La modulation sinusoïdale avec porteuse bidirectionnelle.....	49
Figure (II.37) MLI avec l'injection de l'harmonique 3.....	50
Figure (II.38) les huit combinaisons de commutation possibles d'un onduleur triphasé à deux niveaux.....	54
Figure (II.38) Composantes de clark des tensions de sortie.....	55
Figure (II.39) Représentation spatiale des vecteurs de tension dans le repère (α, β)	55
Figure (II.40) Représentation spatiale de la tension de référence pour le secteur 1.....	56
Figure (II.41) Allure des impulsions SVPWM symétrique quand V_w est localisé dans le secteur 1.....	57
Figure (II.42) : l'allure des signaux SVPWM pour les six secteurs.....	57
Figure (II.43) Schéma complet du modèle de simulation.....	61
Figure (II.44) Signaux de commande pleine onde, tension composée V_{ab} , et tension simple V_{an} de l'onduleur.....	62
Figure (II.45) : (a): Spectre harmonique de la tension simple V_{an} , (b): Spectre harmonique de la tension de sortie du filtre V_{1R}	62
Figure (II.46) Les impulsions SPWM.....	63
Figure (II.47) a) Tension de sortie de l'onduleur V_{ab} , V_{an} , b) Analyse spectral de la tension.....	64
Figure (II.48) a) Tension V_{aR} de sortie du filtre, b) Analyse spectral de la tension V_{aR} à $f_c=1980$	64
Figure (II.49) Génération des impulsions THIPWM.....	65
Figure (II.50) Résultats de simulation de THIPWM.....	66
Figure (II.51) : Allure des signaux SVPWM générés à $f=60\text{Hz}$, $f_c=12*f$, $m=0.9$	67
Figure (II.51) Résultats de simulation de SVPWM,.....	67

Chapitre 3 Commande vectorielle d'une machine asynchrone

Figure III.1 : Stratégies de commande vectorielle de machine asynchrone.....	71
Figure III.2 : Schéma du principe de découplage pour la MAS par analogie avec la MCC.....	72
Figure III.3 : Représentation de l'orientation du repère d-q.....	73
Figure III.4 : Structure du bloc F.O.C	76
Figure III.5 : Reconstitution des tensions V_{ds} et V_{qs}	77
Figure III.6 : Commande découplée – expression de Φ_r et C_{em}	77
Figure III.7 : Schéma de principe d'un contrôle vectoriel indirecte alimenté en tension.....	78
Figure III.8 : Schéma bloc de la boucle de régulation de la vitesse ω_r	79
Figure III.9 : <i>bloc de défluxage</i>	81
Figure III.10 : Schéma d'une commande vectorielle indirecte du flux d'une MAS alimentée en tension.....	82
Figure III.11 : Résultats de simulation avec l'inversion de vitesse à vide.....	83
Figure III.12 : Résultats de simulation avec l'inversion de vitesse en charge.....	85
Figure III.13 : Résultats de simulation à un échelon de vitesse à vide.....	86
Figure III.14 : Résultats de simulation à un échelon de vitesse en charge.....	87

Introduction générale :

De nos jours, de nombreux actionneurs associant des machines à courant alternatif et des convertisseurs statiques manifestent de nouvelles perspectives dans le domaine de l'entraînement à vitesse variable. Les progrès conjoints de l'électronique de puissance et de l'électronique numérique permettent aujourd'hui d'aborder la commande à vitesse variable dans des applications des faibles puissances. Avec l'apparition de composants interrupteurs rapides et le développement des technologies numériques de commande, il est possible de choisir une structure de commande beaucoup plus évoluée. Ainsi, on peut mettre en inscription des principes de contrôle permettant d'obtenir des performances équivalents à celle de la machine à courant continu [1].

L'alimentation à fréquence variable de la machine se fait à l'aide d'un convertisseur statique généralement continu- alternatif. La source d'entrée peut être du type source de courant ou du type source de tension. A la sortie du convertisseur, on contrôle l'amplitude des tensions statoriques ou l'amplitude des courants statoriques et la vitesse de rotation qui est proportionnelle à la fréquence d'alimentation de la machine.

Les onduleurs triphasés sont les plus utilisés dans les industries à cause de leur prix qui est moins chers par rapport aux autres (multi niveaux), ils sont plus économiques, et très approuvés du côté de la réalisation d'où un forte demande du côté commercial. Ils sont aussi plus faciles du côté de la commande électrique soit analogique concernant les amplificateurs opérationnels (comparateurs) soit numérique concernant les microprocesseurs. Pour ce qui est de la puissance, les onduleurs à deux et à trois niveaux ne peuvent atteindre des dizaines de méga watts, dans le cas contraire, les semi-conducteurs de ces onduleurs courent le risque de vieillissement prématuré surtout à cause d'une longue utilisation [2].

La commande de la machine asynchrone a débuté par l'utilisation de l'autotransformateur, dans ce mode de démarrage ou commande, le stator de la machine asynchrone est relié à un autotransformateur qui permet d'effectuer un démarrage sous tension variable. La tension est progressivement augmentée et l'intensité du courant ne dépasse pas la valeur maximale désirée.

La principale difficulté qu'on rencontre dans la commande de cette machine réside dans l'absence totale du découplage entre le flux et le couple. Ces deux grandeurs dépendent toutes du courant statorique. Pour ce faire, la commande classique sert à contrôler : le couple par le glissement et le flux par le rapport tension/fréquence U/f (constant). Mais, et à cause du manque d'informations sur le rapport U/f , ce type de commande a ses limites en matière de qualité de ses performances. En ce temps, l'apparition d'une nouvelle technique dite "commande vectorielle" ou "commande par flux orienté" a rendu la commande de la machine asynchrone possible comme les machine à courant continu

La commande vectorielle par orientation du flux se base sur un contrôle effectif de l'état magnétique. Cependant cette structure nécessite, en générale, la mise en place de capteur sur l'arbre pour la connaissance d'une grandeur mécanique. De plus, elle reste très sensible aux variations des paramètres de la machine. Cependant, la recherche des autres algorithmes n'a pas cessée et de nouvelles techniques de contrôle sont apparues.

Introduction générale

_L'objectif de ce travail est relatif à une étude comparative entre différentes techniques de commande des onduleurs à MLI associés à régulation d'une machine asynchrone.

Pour atteindre cet objectif, nous avons procédé de la manière suivante :

_Le premier chapitre sera consacré à la modélisation de la machine asynchrone alimentée depuis le réseau.

_Dans le deuxième chapitre, nous présentons les différentes techniques de commande des onduleurs à MLI, avec une étude détaillée des techniques les plus utilisées actuellement dans le domaine de recherche à savoir la modulation sinusoïdale triangulaire, l'injection d'un harmonique trois dans la référence, la modulation calculée et la modulation vectorielle. Cette étude est consacrée à la conception d'une stratégie de commande qui permet de donner une meilleure forme de la tension de sortie de l'onduleur, donc une meilleure qualité spectrale.

_Le troisième chapitre est consacré à la simulation et l'interprétations des quatre techniques de commande cités auparavant, puis l'alimentation directe de la machine asynchrone ainsi que l'association en boucle ouverte de l'onduleur machine asynchrone et en fin la simulation de la commande vectorielle en utilisant un onduleur à MLI sinusoïdale triangulaire et puis à MLI vectorielle

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.

Chapitre I

modélisation de moteur asynchrone triphase à cage

Chapitre 1 Modélisation de moteur asynchrone triphasé à cage

1.1-Introduction :

Le moteur asynchrone à cage, à cause de sa robustesse, est très répandu dans le milieu industriel. Son utilisation classique est avant tout l'entraînement des systèmes à vitesse fixe ou variable. Aujourd'hui, avec le contrôle électronique du moteur, cela ouvre un large champ d'utilisation. La MAS à cage n'est plus limité à des applications à vitesse constante.

La modélisation de la machine asynchrone, dont le présent chapitre lui sera essentiellement consacré, est une phase primordiale pour pouvoir aborder le problème d'identification paramétrique, le vif du sujet, et par conséquent élaborer les lois de commande nécessaires.

Ainsi, la modélisation d'un système réel est sa représentation par un modèle mathématique. Simulé par un ordinateur, ce modèle permet d'une part de restituer une image du système observable expérimentalement, et d'autre part de prévoir son comportement dans des conditions plus ou moins variées que celles obtenues par l'expérimentation, et par conséquent de mieux concevoir et de mieux exploiter le système réel.

1.2-Historique :

La paternité de la machine asynchrone est controversée. Elle pourrait être attribuée à trois inventeurs : en 1887, Nikola Tesla dépose un brevet sur la machine asynchrone, puis en mai de l'année suivante cinq autres brevets, Au cours de la même période Galileo Ferraris publie des traités sur les machines tournantes, avec une expérimentation en 1885, puis une théorie sur le moteur asynchrone en avril 1888. En 1889, Michail Ossipowitsch Dolivo-Dobrowolski, électricien allemand d'origine russe, invente le premier moteur asynchrone à courants triphasés à cage d'écureuil qui sera construit industriellement à partir de 1891.

Du fait de sa simplicité de construction, d'utilisation et d'entretien, de sa robustesse et son faible prix de revient, La machine asynchrone est actuellement particulièrement fréquemment utilisée comme moteur dans une gamme de puissance allant de quelques centaines de watts à plusieurs milliers de Kilowatts.

Lorsque la machine asynchrone est alimentée par un réseau à fréquence fixe, il est complexe de faire fluctuer sa vitesse. En outre, au démarrage, le couple est faible et le courant nominal est particulièrement élevé. Deux solutions historiques ont résolu ce dernier problème : le rotor à encoches profondes et le rotor à double cage découvert en 1912 par Paul Boucherot. Grâce aux progrès de l'électronique de puissance, l'alimentation par un onduleur à fréquence variable permet désormais de démarrer la machine convenablement et de la faire fonctionner avec une vitesse réglable dans une large plage .[3]

Chapitre 1 Modélisation de moteur asynchrone triphasé à cage

C'est pourquoi il est utilisé pour la motorisation des derniers TGV mais aussi des nouveaux métros parisiens

1.3-Constitution de la machine asynchrone à cage :

La machine asynchrone comporte une partie fixe constituée d'une carcasse à l'intérieure de laquelle sont logés le circuit magnétique et le bobinage du stator d'une part, et une partie mobile appelée rotor d'autre part. La carcasse nervurée à ailettes longitudinales est un monobloc en fonte ou en acier.

Le principe de fonctionnement du moteur asynchrone est basé sur l'induction des courants dans le bobinage du rotor par un champ tournant dans l'entrefer dû à la circulation des courants polyphasés dans le stator. Ce champ tournant va créer un couple moteur qui s'exerce sur les conducteurs des courants induits, Il provoque ainsi le démarrage et la rotation du rotor dans le même sens que le champ tournant.

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

On a:

$$\Omega = W_s/p \quad (I.1)$$

Avec :

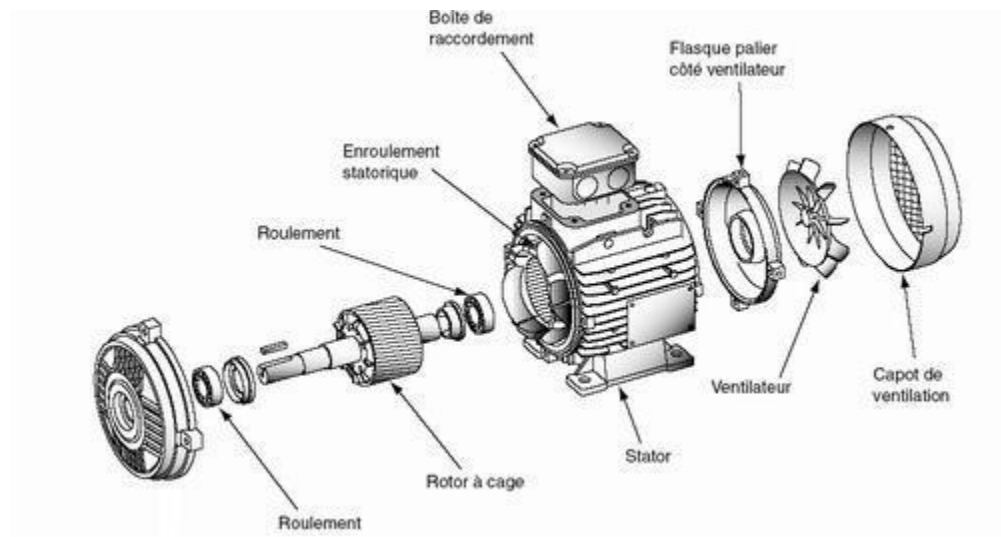
W_s : Pulsation statorique, liée à la fréquence du stator.

p : Nombre de pair de pôle de la force magnétomotrice résultante.

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

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

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



Figure(I.1) : La machine asynchrone à cage

I.3.1_Le Stator :

Le circuit magnétique est un empilement de tôles d'acier découpées, faisant apparaître les différentes encoches statoriques, on isole habituellement les tôles d'une mince couche de Vernis ou de silicate de soude figure(I.2). Le bobinage statorique est constitué de deux parties : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines. Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Quant aux têtes de bobines elles permettent la fermeture des courants en organisant leur circulation, l'objectif étant d'obtenir une répartition des forces magnétomotrices et du flux la plus sinusoïdale possible dans l'entrefer, pour limiter les oscillations du couple électromagnétique.

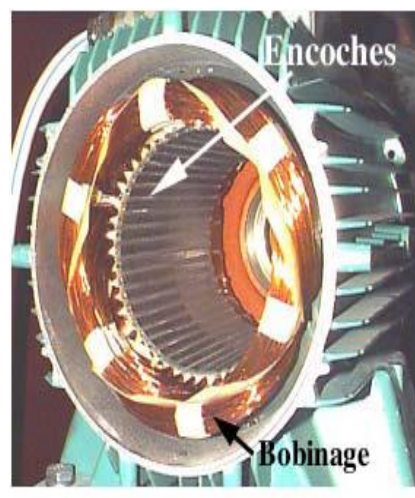


Figure (I.2) : Stator (vue d'ensemble)

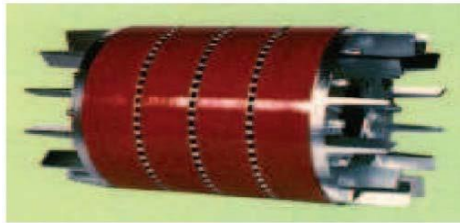
Chapitre 1 Modélisation de moteur asynchrone triphasé à cage

1.3.2_Le Rotor à cage d'écureuil :

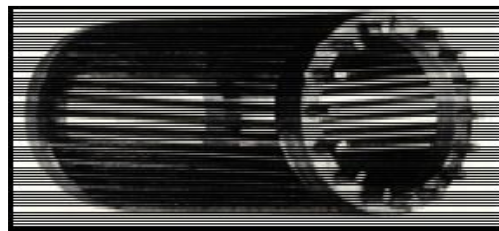
Le circuit du rotor est constitué de barres conductrices régulièrement réparties entre deux couronnes métalliques formant les extrémités, le tout rappelant la forme d'une cage d'écureuil. Bien entendu, cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique analogue à celui du moteur à rotor bobiné

Ainsi, les barres sont faites en cuivre, en bronze ou en aluminium, suivant les caractéristiques mécaniques et électriques recherchées par le constructeur. Noté bien que la construction de la cage en barres est actuellement réservée aux moteurs de grande puissance Figure (I.3).

D'autre part, les moteurs de petites et moyennes puissances ont des cages en aluminium Figure (I.4)



Figure(I.3) : Rotor à barres d'aluminium



Figure(I.4) : Cage d'écureuil en aluminium

Le rotor des moteurs en court-circuit est de trois types :

1.3.2.1_Rotor à cage simple :

Les encoches du rotor découpés dans l'acier ont le plus souvent une forme ovale avec un rapport plus au moins grand entre la hauteur et la largeur de l'encoche. Dans ces encoches, des barres en aluminium conductrices sont coulées pour former la cage d'écureuil voir Figure(I.5).[4]



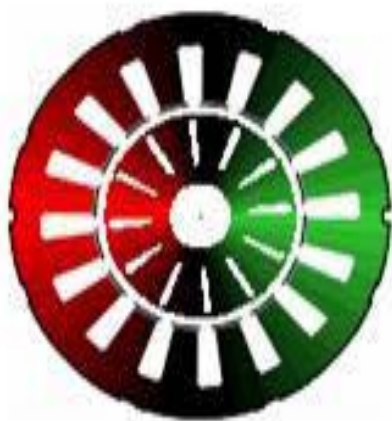
Figure(I.5) :Rotor à cage simple.

1.3.2.2_ Rotor à cage profonde :

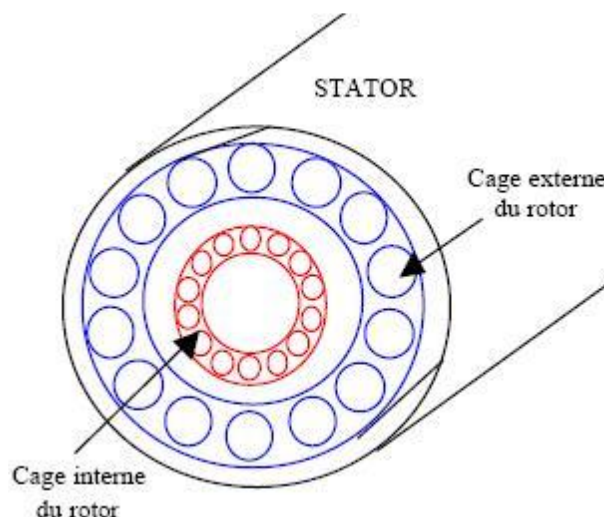
C'est une cage constituée d'un type de barre plus profond que la précédente. Lors du Démarrage d'un moteur de ce type, un phénomène physique fait circuler le courant dans la Périphérie des conducteurs. Comme l'extérieur de la cage a une section plus faible, la Résistance est plus élevée et le courant limité. A la fin du démarrage, le courant circule dans Toute la surface de la cage Figure(I.6)

1.3.2.3_ Rotor à Cage double :

Le rotor à double cage d'écureuil Figure(I.7) comporte une cage supérieure de résistance Relativement grande et inductance faible en laiton ou en bronze, et une cage inférieure de faible résistance en cuivre, la première fonctionne au démarrage et la deuxième en régime permanent



Figure(I.6) : Rotor à cage profonde.



Figure(I.7) :Rotor à cage double.

Chapitre 1 Modélisation de moteur asynchrone triphasé à cage

1.3.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone à cage :

Le principe de fonctionnement est basé entièrement sur les lois de l'induction. Premièrement, les tensions d'une ligne triphasée appliquées au stator d'un moteur asynchrone produisent des courants triphasés, ces courants produisent un champ tournant, le champ tournant induit une tension dans les barres du rotor donne naissance à des courants intenses dans les barres portant un courant et situées dans un champ magnétique, sont soumises à des forces électromagnétiques. Ces forces tendent à entraîner le rotor dans le sens de rotation du champ, l'ensemble des forces agissant sur les conducteurs produit un couple qui met rapidement le rotor en mouvement quand il est libre de tourner. Ainsi, la vitesse de rotor doit être légèrement inférieure à la vitesse synchrone pour produire un courant et un couple suffisant pour vaincre les frottements.

La machine asynchrone est caractérisée par le fait que son rotor ne tourne pas à la même vitesse que le champ tournant dans l'entrefer. L'application adéquate d'une tension de pulsation ω_s aux enroulements statoriques d'une machine asynchrone, crée un champ magnétique statorique tournant. Ce champ induit dans le circuit fermé du rotor un champ magnétique rotorique tournant à une vitesse ω_r par rapport au rotor. Quand cette vitesse est additionnée à la vitesse électrique de rotation du rotor ω_s , on obtient selon la relation interne de la machine asynchrone, la pulsation statorique ω_s

$$\omega_s = \omega + \omega_r \quad (I.3)$$

Avec :

$$\omega = g\omega_s \quad (I.4)$$

Le champ statorique tourne à la vitesse :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (I.5)$$

Ou :

ω_s : est la pulsation du courant et de la tension statorique ($\omega_s = 2\pi f$).

P : nombre de paires de pôles.

Le glissement par rapport au champ tournant du stator est exprimé par le rapport :

$$g = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (I.6)$$

Dans le repère rotorique, toutes les grandeurs électriques ont une pulsation :

$$\omega_r = (1 - g) \omega_s \text{ (I.7)}$$

1.4 Modélisation de la MAS triphasée :

L'étude de la MAS traduit les lois de l'électromagnétisme dans un contexte habituel d'hypothèses simplificatrices qui tout en permettant de simplifier notablement les calculs, constitue une approche acceptable dans la plupart des fonctionnements normaux des machines asynchrones.[5]

1.4.1 Hypothèses simplificatrices pour la modélisation de la MAS :

Les phénomènes liés au comportement de la MAS (structure et fonctionnement) sont complexes, et il est difficile d'en tenir compte tous à la fois, car en général ils sont très couplés et non-linéaires. Donc, pour établir un modèle de la machine facile à mettre en œuvre, avec des paramètres aisément identifiables, on adopte les hypothèses simplificatrices suivantes :

- Entrefer constant et effet d'encoche négligé.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Hystérésis et courants de Foucault négligeables (pertes ferromagnétiques négligeables).
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques (particulièrement les résistances des enroulements) n'est pas prise en compte.
- Répartition spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.

On admet de plus que la machine est parfaitement symétrique. Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

- L'additivité des flux.
- La constance des inductances propres des bobinages.
- La constance des résistances statoriques et rotoriques.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.[6]

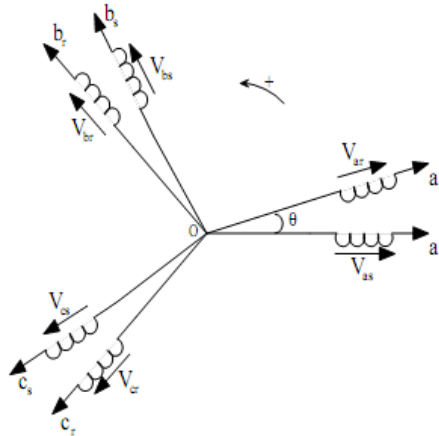
1.4.2 Modèle triphasé (réel) de la MAS :

Moyennant les hypothèses simplificatrices précitées, on peut ramener l'étude quantitative de la MAS à l'étude ordinaire des circuits électriques (modélisation par équations du circuit). Ainsi, les enroulements qui sont réellement distribués dans les armatures (stator et rotor) seront assimilés des bobines simples équivalentes d'où la structure de principe d'une MAS triphasée.

Chapitre 1 Modélisation de moteur asynchrone triphasé à cage

I.4.2.1 Représentation schématique d'une MAS triphasée :

La figure représente dans l'espace électrique les six enroulements de la machine: trois enroulements statoriques (a_s, b_s, c_s) et trois enroulements rotoriques (a_r, b_r, c_r). L'angle repère l'axe de la phase a_r du rotor par rapport à l'axe fixe de la phase a_s du stator.[7]



Figure(I.8): Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor.

I.4.2.2 Equations électriques de la MAS triphasée :

En négligeant l'effet thermique et l'effet de peau, les résistances du stator et du rotor sont supposées constantes. L'application de la loi d'Ohm généralisée aux enroulements de la MAS triphasée représentée par la figure 1.1 permet d'écrire les équations électriques suivantes :

. Pour le stator, on a :

$$[V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\phi_s] \text{ (I.8)}$$

Avec :

$$[V_s] = [V_{as}, V_{bs}, V_{cs}]^T : \text{Vecteur tension statorique.}$$

$$[i_s] = [i_{as}, i_{bs}, i_{cs}]^T : \text{Vecteur courant statorique .}$$

$$[\phi_s] = [\phi_{as}, \phi_{bs}, \phi_{cs}]^T : \text{Vecteur flux total rotorique}$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} : \text{Matrice r sistance du rotor.}$$

Chapitre 1 Modélisation de moteur asynchrone triphasé à cage

I.4.2.3 Equations magnétiques de la MAS triphasée :

Selon l'hypothèse de la non saturation du circuit magnétique, les flux totalisés des phases statoriques et rotoriques peuvent s'exprimer linéairement en fonction des courants. Ces relations s'écrivent matriciellement comme suit :

. Pour le stator :

$$[\Phi_s] = [L_{ss}][i_s] + [M_{sr}][i_r] \quad (I.9)$$

. Pour le rotor :

$$[\Phi_r] = [L_{rr}][i_r] + [M_{rs}][i_s] \quad (I.10)$$

Avec :

[L_{ss}] : Matrice d'inductances statoriques.

[L_{rr}] : Matrice d'inductances rotoriques.

[M_{sr}] : Matrice d'inductances mutuelles du couplage stator-rotor.

L'isotropie du circuit magnétique et la parfaite symétrie de la machine font que les inductances propres et mutuelles d'une même armature (stator ou rotor) sont constantes et égales; Les matrices [L_{ss}] et [L_{rr}] s'écrivent alors :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (I.11)$$
$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

avec ;

L_s: Inductance propre d'une phase statorique (supposée seule).

L_r: Inductance propre d'une phase rotorique (supposée seule).

M_s: Inductance mutuelle entre phases statoriques (supposées seules une à une).

M_r: Inductance mutuelle entre phases rotoriques (supposées seules une à une).

La matrice des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques dépend de la position angulaire θ (stator-rotor). Elle s'écrit :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left[\theta - \frac{4\pi}{3} \right] & \cos \left[\theta - \frac{2\pi}{3} \right] \\ \cos \left[\theta - \frac{2\pi}{3} \right] & \cos \theta & \cos \left[\theta - \frac{4\pi}{3} \right] \\ \cos \left[\theta - \frac{4\pi}{3} \right] & \cos \left[\theta - \frac{2\pi}{3} \right] & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

Avec ;

Chapitre 1 Modélisation de moteur asynchrone triphasé à cage

M_{rs} : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et la phase

Correspondante du rotor lorsque leurs axes magnétiques coïncident (= 0).

En introduisant les équations-flux respectivement dans les équations-tensions, on obtient :

$$\begin{aligned} [V_s] &= [R_s][i_s] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} [i_s] + \frac{d}{dt} ([M_{sr}][i_r]) \\ [V_r] &= [R_r][i_r] + [L_{rr}] \frac{d}{dt} [i_r] + \frac{d}{dt} ([M_{rs}][i_s]) \end{aligned} \quad (I.13)$$

Le système d'équations électriques ainsi obtenu, représente le modèle triphasé réel nécessaire à l'étude de la MAS à tous les régimes de fonctionnement.

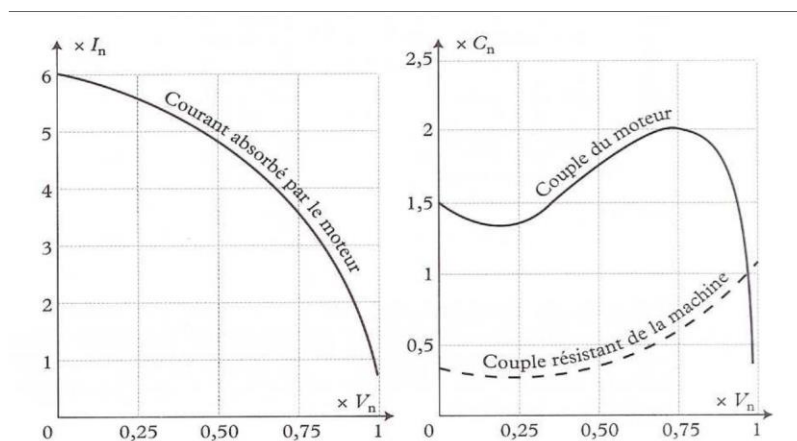
Cependant, en plus de la difficulté de l'identification expérimentale des paramètres du modèle triphasé de la machine, particulièrement les paramètres inductifs, la résolution analytique de ce système est assez complexe du fait que la matrice des inductances mutuelles (stator-rotor) équation sont fonction de la position angulaire, donc fonction du temps. Ainsi, le retour au calcul numérique est plutôt le mieux indiqué par le logiciel MATLAB ou autre...

1.5 Démarrage du moteur asynchrone triphasé :

1.5.1 Démarrage direct :

Lors de la mise sous tension d'un moteur, l'appel de courant ID sur le réseau est souvent important (4 à 8In). Cette forte intensité peut provoquer des chutes de tension en ligne. C'est le cas du démarrage direct.

Le démarrage direct est utilisé lorsque le courant à la mise sous tension ne perturbe pas le réseau.

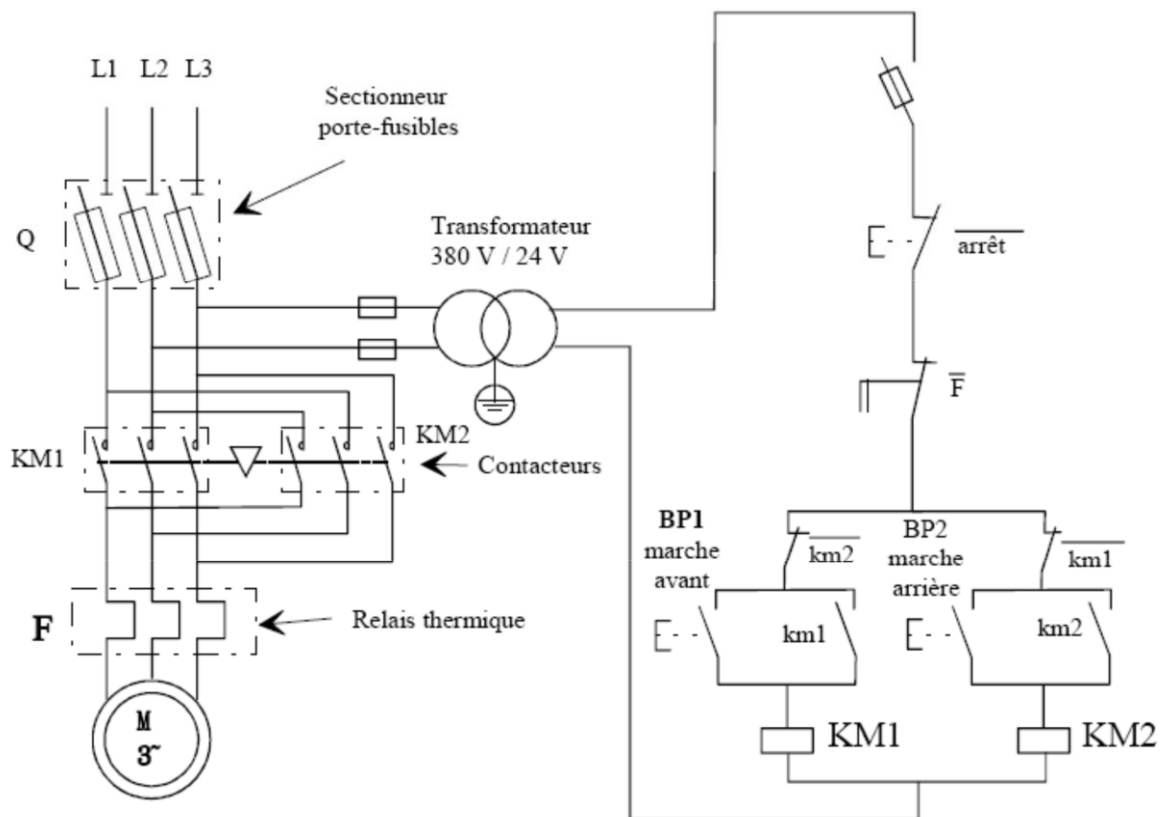


Figure(I.9): Démarrage direct du moteur asynchrone

Chapitre 1 Modélisation de moteur asynchrone triphasé à cage

Exemple de schéma de mise en œuvre :

Démarrage direct d'un moteur asynchrone triphasé en deux sens de marche :



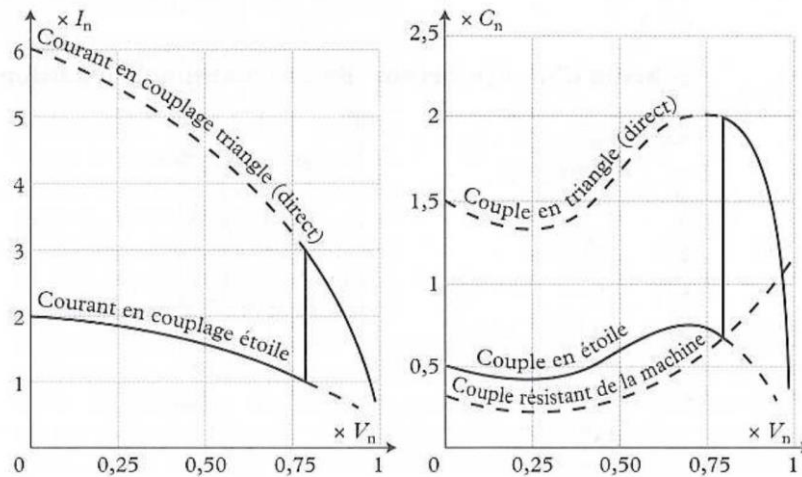
1.6. Démarrage étoile-triangle :

Ce démarrage consiste à coupler le stator en étoile pendant le démarrage, puis à rétablir le couplage en triangle.

Première étape : on démarre en étoile, chaque enroulement reçoit une tension 3 fois inférieure à sa tension nominale.

Conséquence : l'intensité absorbée est divisée par 3.

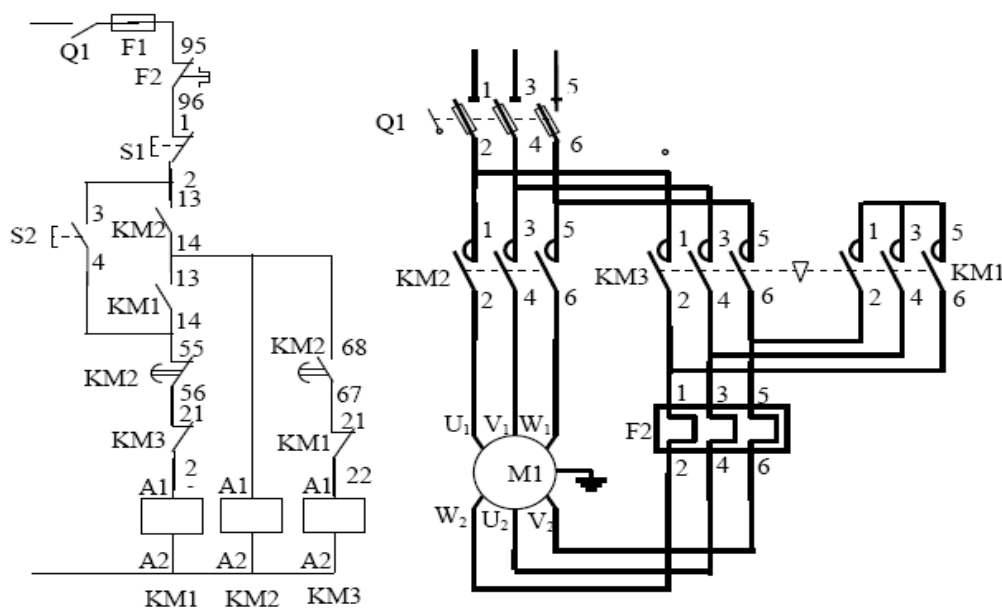
Deuxième étape : 2 à 3 secondes après, on bascule en triangle.



Figure(I.10): Démarrage étoile-triangle du moteur asynchrone

Ce procédé n'est possible que si le moteur a été conçu pour fonctionner en triangle sous la tension composée du réseau. Ce démarrage convient aux machines de moyenne puissance ($P < 50 \text{KW}$) démarrant de préférence à vide ou à faible couple résistant : ventilateurs, machines-outils....

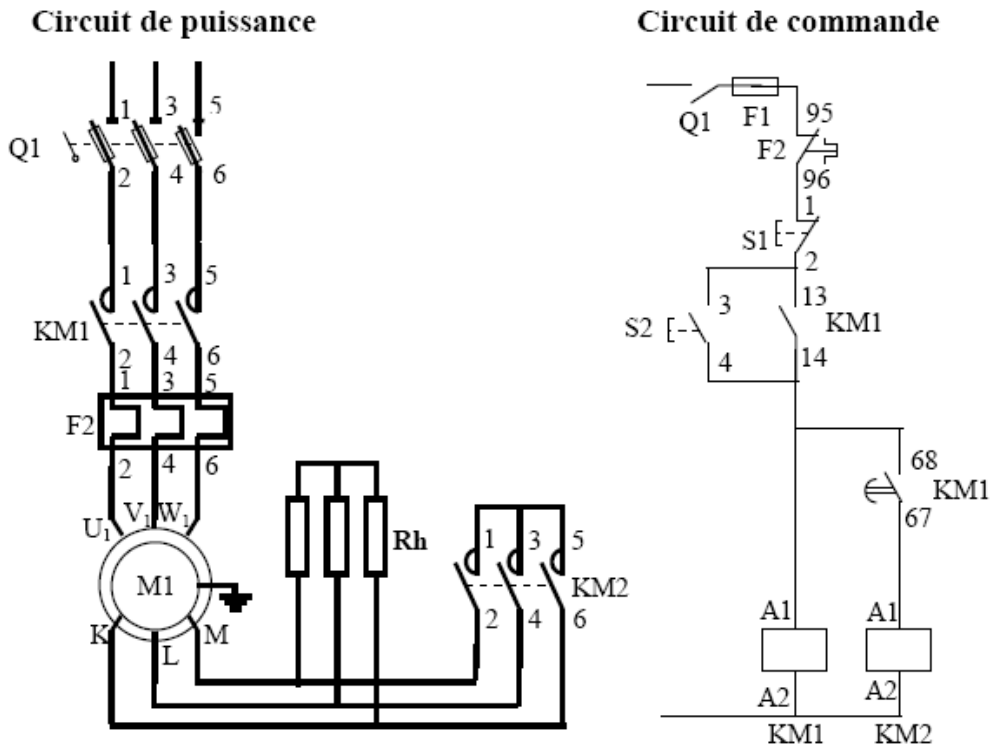
Exemple de schéma de mise en œuvre d'un démarrage étoile-triangle :



Figure(I.11): schéma de mise en œuvre d'un démarrage étoile-triangle

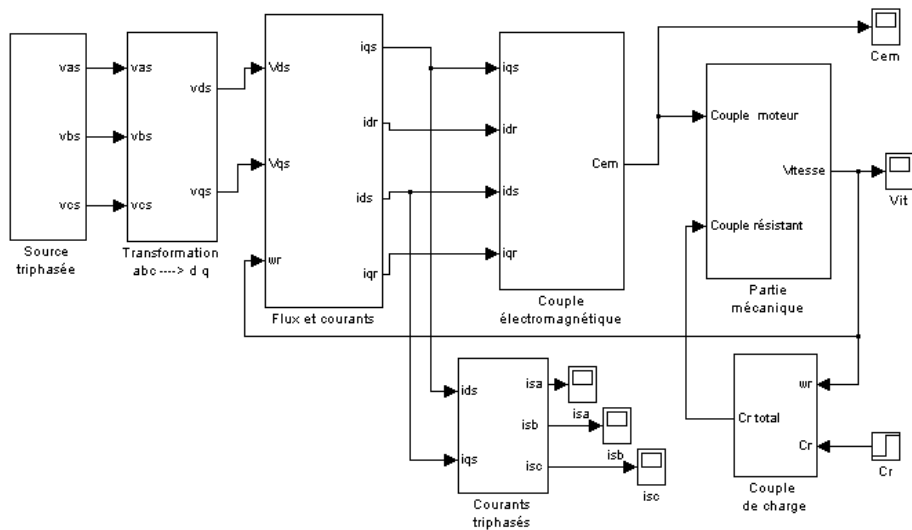
Démarrage rotoriques :

Ce type de démarrage est en voie de disparition, le meilleur choix économique étant le variateur électronique.

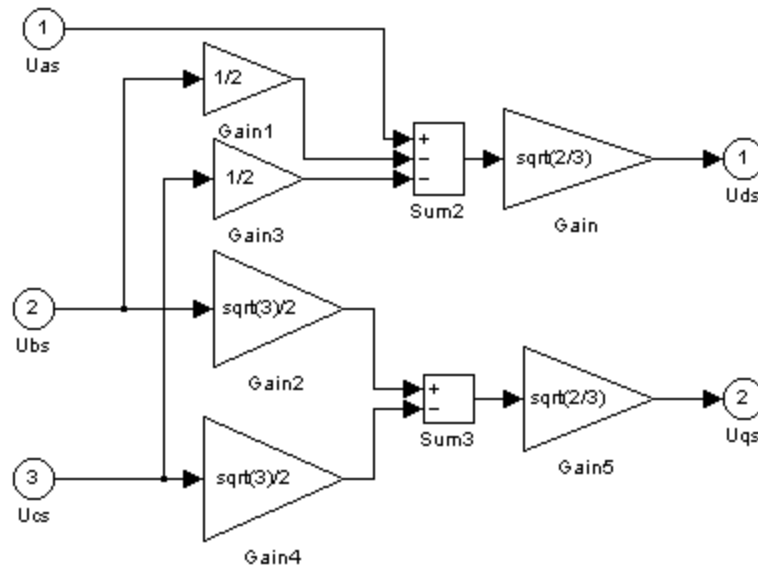


Figure(I.12): schémagraphique explicative du démarrage rotatif

1.6.1 Développement du modèle SIMULINK du moteur asynchrone :



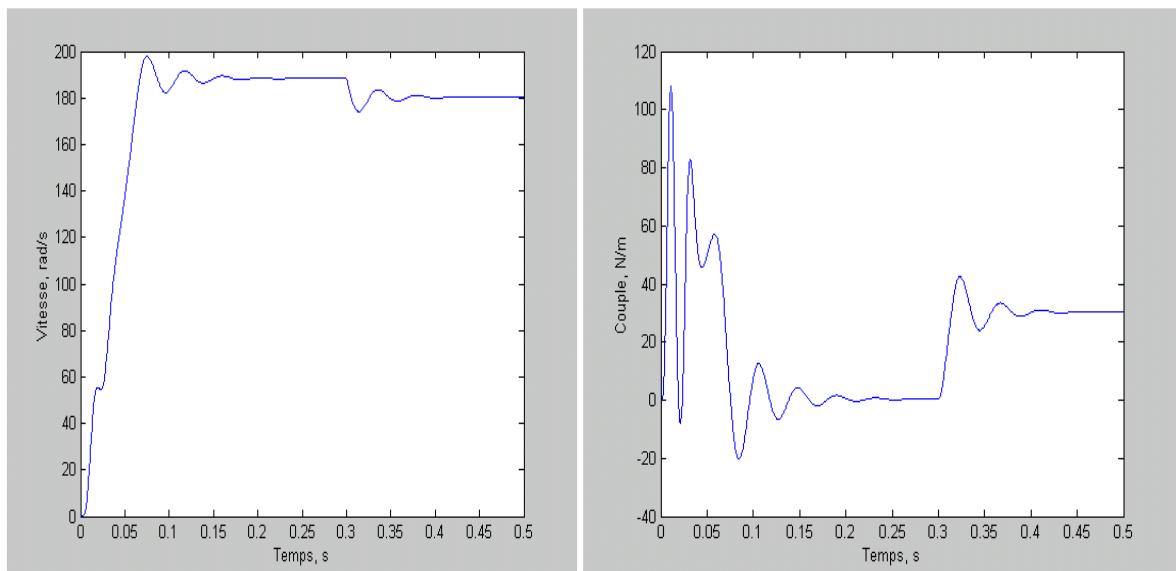
Figure(I.13) : Modèle SIMULINK d'un moteur asynchrone à cage



Figure(I.14) :Bloc de transformation triphasée

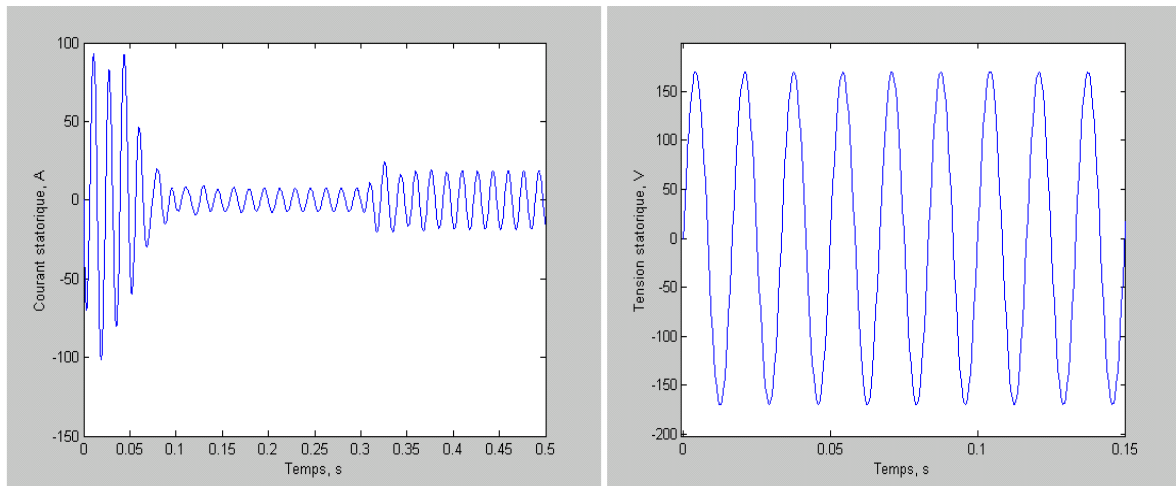
1.7_Résultats de la simulation :

La figure 14 montre les résultats de la simulation du processus de démarrage à vide du Moteur asynchrone suivi de l'application d'une charge de 30 Nm à l'instant 0.3 s. Les figures 14.a, 14b, 14c, 14d, représentent respectivement les courbes de la vitesse, la couple Électromagnétique, du courant statorique et de la tension statorique.[8]



a) Vitesse

b) Couple électromagnétique



c) Courant statorique

d) Tension statorique

Figure(I.14) :Résultats de la simulation du processus de démarrage du moteur asynchrone

1.8_Conclusion :

Nous avons, dans ce chapitre, donné quelques rappels sur la machine asynchrone à cage d'écuréuil et son principe de fonctionnement.

En suite ; on s'est intéressé à l'établissement des modèles d'action de la machine asynchrone triphasée, en l'occurrence le modèle triphasé. La modélisation ainsi présentée, est basée sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices (machine idéalisée) qui reposent essentiellement sur la constance de certains paramètres (résistances, inductances), ce qui permet de dire que ces modèles restent insuffisants pour décrire le comportement réel de la machine

. Actuellement, la disponibilité de puissants outils informatiques de calcul permet de surmonter cette difficulté. Le processus de démarrage du moteur, suivi de l'application d'une charge entraînée a été modélisé et simulé. Les résultats obtenus démontrent la justesse du modèle développé. D'autres régimes de fonctionnement du moteur peuvent être facilement étudiés.

Chapitre II

commande des onduleurs MLI

II.1 Introduction :

Les onduleurs constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance présente dans les domaines d'application les plus variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courants alternatifs. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, d'une part sur le développement de composants à semi conducteurs entièrement commandables, puissants, robustes et rapides, d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de Modulation de Largeurs d'Impulsions (MLI). L'objectif dans ce chapitre est de présenter l'architecture et les techniques de commande de ces onduleurs, leurs principales applications, des plus classiques aux plus récentes

II.2 Classification des onduleurs :

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu- alternatif, alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir de l'alternatif à la sortie. Une première classification peut être faite en distinguant : onduleurs non autonome et onduleur autonome. Entre ces deux types d'onduleurs, il existe un type intermédiaire d'onduleur appelé onduleur à commutation par la charge « ou encore onduleur à résonance »

II.2.1 Onduleur non autonome :

Un onduleur non autonome ou assisté est un système de commutation à thyristors, dont les instants de commutation sont imposés par la charge, 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, on peut transporter de grandes puissances à très haute tension (de l'ordre du million de volts) par lignes aériennes sur des distances élevées (500-1000 Km) pour lesquelles, les lignes à courant alternatif posent des problèmes délicats (stabilité, pertes...). De plus, le transport sur des plus faibles distances par câbles souterrains dont la capacité très élevée, limite leur emploi en courant alternatif,
- Le freinage par récupération : pendant le freinage de la machine à courant continu qui peut fonctionner en génératrice, l'énergie fournie dans ce cas peut être récupérée et transférée au réseau alternatif par un onduleur assisté (domaine de la traction électrique),

Selon la nature de la source continue alimentant l'onduleur, on distingue l'onduleur de tension et celui de courant.[9]

Chapitre 2 Commande des onduleurs

II.2.2 Onduleur autonome :

Un onduleur autonome est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif. Alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir de l'alternatif à la sortie. Un onduleur autonome dépend essentiellement de la nature du générateur et du récepteur entre lesquels il est monté cela conduit à distinguer :

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

Les onduleurs autonome de tension :

On appelle onduleur de tension un onduleur qui est alimenté par une source de tension continue (U), c'est-à-dire par une source d'impédance interne négligeable, sa tension n'est pas affectée par les variations du courant (i) appelé par la charge. La source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie.

II.2.2.2 Les onduleur autonome de courant :

Un onduleur de courant (souvent appelé commutateur de courant) est alimenté par une source de courant continu, c'est -à -dire par une source d'inductance interne si grande que le courant « » qui la traverse ne peut être affecté par les variations de la tension « » à ses bornes

II.2.3 Les onduleurs 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.[10]

II.3 Types d'onduleurs autonomes de tension :

II.3.1 Les onduleurs monophasés :

A. Onduleurs à point milieu :

Si on suppose le transformateur parfait, les tensions aux bornes sont comme suit:

•Entre $0 < t < T/2$, $T1$ est fermé, on aura :

$$V_C = \frac{2n_2}{n_1} V_S \quad (\text{II.1})$$

•Entre $T/2 < t < T$, $T2$ est fermé, on aura :

Chapitre 2 Commande des onduleurs

$$V_c = -\frac{2n_2}{n_1} V_s \text{ (II.2)}$$

Avec

V_c : valeur efficace de la tension de sortie

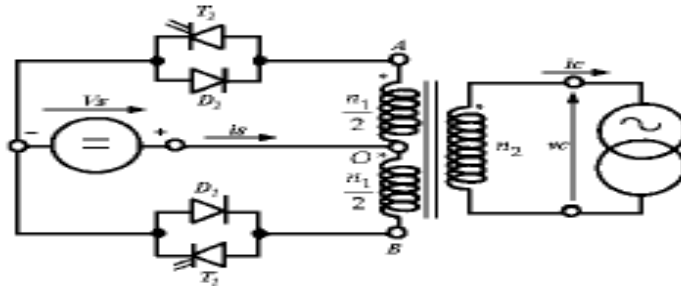


Figure (II.1) : Onduleurs à point milieu

B. Onduleur en demi – pont (Diviseur capacitif ou doubleur de courant) :

Le courant i_c est égal au courant i_s augmenté par le courant de décharge i_{c1} ou i_{c2}

Entre $0 < t < T/2$, $T1$ fermé, on aura : $i_c = i_s + i_{c1}$

Entre $T/2 < t < T$, $T2$ est fermé, on aura : $i_c = -(i_s + i_{c2})$

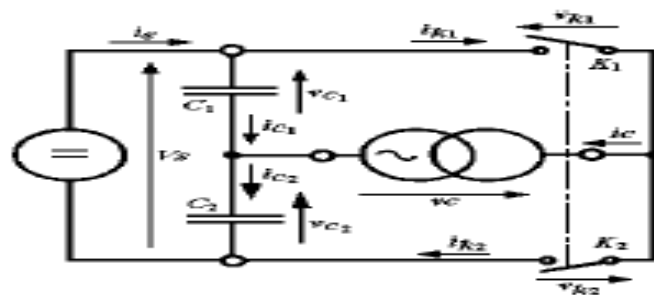


Figure (II.2) : Onduleur en demi – pont

C. Onduleur en pont :

Pour un onduleur en pont, on utilise 4 interrupteurs. Il est similaire à un hacheur en pont. En utilisant un rapport cyclique $\alpha = 0.5$, on obtient un signal alternatif à la sortie. La liaison entre $k1 - k4$ et $k2 - k3$ montrent qu'ils sont complémentaires c-à-d, ils ne peuvent pas être ouverts ou fermés en même temps.

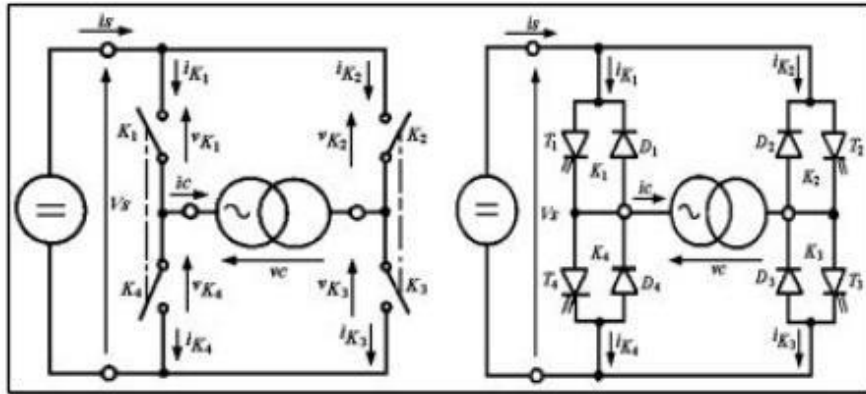


Figure (II.3) : Onduleur monophasé en pont

Commande simultanée ou à deux niveaux tensions :
T1 - T3 et T2 - T4 sont commandés simultanément.

$0 < t < T/2$ T1 et T3 fermés $V_c = V_s$ et $I_s = I_c$
 $T/2 < t < T$ T2 et T4 fermés $V_c = -V_s$ et $I_s = -I_c$

Commande décalée ou à trois niveaux tensions :
 T1 - T3 et T2 - T4 sont décalés en temps de commande.

$0 < \omega t < \beta$: T1 et T2 fermés $V_c = 0$ et $I_s = 0$
 $\beta < \omega t < \pi$: T1 et T3 fermés $V_c = V_s$ et $I_s = I_c$
 $\pi < \omega t < \pi + \beta$: T4 et T3 fermés $V_c = 0$ et $I_s = 0$
 $\pi + \beta < \omega t < 2\pi$: T4 et T2 fermés $V_c = -V_s$ et $I_s = -I_c$

II.3.2 Les onduleurs triphasés :

Pour le système triphasé, il existe deux types d'onduleur :

- le premier est formé par trois demi - ponts monophasés à diviseur capacitif qui est utilisé particulièrement pour une charge déséquilibrée.
- Le deuxième est l'onduleur en pont qui est très utilisé et particulièrement pour des charges équilibrées et qui sont très fréquentes. Il ressemble à un redresseur triphasé parallèle double ou double alternance.

Pour expliquer son fonctionnement, on adopte la même analyse vue dans le cas du redressement triphasé double alternance.

Pour simplifier l'étude, et sachant que les interrupteurs $k1 - k6$, $k2 - k5$ et $k3 - k4$ doivent être complémentaires deux à deux, on peut les remplacer par trois interrupteurs :

$$k'_1 \text{ remplace } k_1 - k_6 \text{ tq: } k'_1 = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} k_1 = 0 \\ k_6 = 1 \end{cases} \text{ et } k'_1 = 1 \Leftrightarrow \begin{cases} k_1 = 1 \\ k_6 = 0 \end{cases}$$

$$k'_2 \text{ remplace } k_2 - k_5 \text{ tq: } k'_2 = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} k_2 = 0 \\ k_5 = 1 \end{cases} \text{ et } k'_2 = 1 \Leftrightarrow \begin{cases} k_2 = 1 \\ k_5 = 0 \end{cases}$$

$$k'_3 \text{ remplace } k_3 - k_4 \text{ tq: } k'_3 = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} k_3 = 0 \\ k_4 = 1 \end{cases} \text{ et } k'_3 = 1 \Leftrightarrow \begin{cases} k_3 = 1 \\ k_4 = 0 \end{cases}$$

Chapitre 2 Commande des onduleurs

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

$$v_{ca} - v_{cb} = V_s \text{ si } k'1 \text{ est fermé et } k'2 \text{ est ouvert,}$$

$$v_{ca} - v_{cc} = V_s \text{ si } k'1 \text{ est fermé et } k'3 \text{ est ouvert.}$$

On peut appliquer la même procédure pour les autres tensions. [11]

Pour généraliser notre étude, le tableau ci-dessous donne pour les huit configurations que peut prendre le montage par l'état fermé (*F*) ou ouvert (*O*) des trois interrupteurs *k'1*, *k'2* et *k'3*.

<i>k'1</i>	<i>k'2</i>	<i>k'3</i>	<i>vca - vcb</i>	<i>vcb - vcc</i>	<i>vcc - vca</i>	<i>vca</i>	<i>vcb</i>	<i>vcc</i>	<i>ik1</i>	<i>ik2</i>	<i>ik3</i>	<i>is</i>
F	F	F	0	0	0	0	0	0	<i>ica</i>	<i>icb</i>	<i>icc</i>	0
F	O	F	<i>Vs</i>	<i>-Vs</i>	0	<i>Vs/3</i>	<i>-2Vs/3</i>	<i>Vs/3</i>	<i>ica</i>	0	<i>icc</i>	<i>-icb</i>
F	O	O	<i>Vs</i>	0	<i>-Vs</i>	<i>2Vs/3</i>	<i>-Vs/3</i>	<i>-Vs/3</i>	<i>ica</i>	0	0	<i>ica</i>
F	F	O	0	<i>Vs</i>	<i>-Vs</i>	<i>Vs/3</i>	<i>Vs/3</i>	<i>-2Vs/3</i>	<i>ica</i>	<i>icb</i>	0	<i>-icc</i>
O	F	O	<i>-Vs</i>	<i>Vs</i>	0	<i>-Vs/3</i>	<i>2Vs/3</i>	<i>-Vs/3</i>	0	0	<i>icc</i>	<i>icb</i>
O	F	F	<i>-Vs</i>	0	<i>Vs</i>	<i>-2Vs/3</i>	<i>Vs/3</i>	<i>Vs/3</i>	0	<i>icb</i>	<i>icc</i>	<i>-ica</i>
O	O	F	0	<i>-Vs</i>	<i>Vs</i>	<i>-Vs/3</i>	<i>-Vs/3</i>	<i>2Vs/3</i>	0	<i>icb</i>	0	<i>icc</i>
O	O	O	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Tableau(II.1) : Configurations des interrupteurs

Calcul des valeurs de *Vs* et *is* :

En fonction de l'allure de $is = f(\omega t)$ trouvée ci-dessus, pour $0 < \omega t < \pi/3$

$$is = -icb = -I_{cm} \sin(\omega t - 2\pi/3 - \varphi)$$

Sa valeur moyenne est comme suit:

$$I_{S_{moy}} = -\frac{1}{\pi/3} \int_0^{\pi/3} I_{cm} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) d\omega t = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} I_c \cos \varphi \quad (\text{II.3})$$

A pertes minimales et en posant $V_{ca} = V_{cb} = V_{cc} = V_c$ (valeurs efficaces), on obtient :

$$P_s = P_c \Leftrightarrow V_s I_{S_{moy}} = 3 V_c I_{cc} \cos \varphi \Leftrightarrow V_s = \frac{3 V_c I_{cc} \cos \varphi}{I_{S_{moy}}} = \frac{3 V_c I_{cc} \cos \varphi}{\frac{3\sqrt{2}}{\pi} I_{cc} \cos \varphi} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} V_c \Leftrightarrow V_s = \frac{\pi}{\sqrt{2}} V_c \quad (\text{II.4})$$

Chapitre 2 Commande des onduleurs

Cet ensemble de bascules commandent un étage de puissance constitué de six transistors IGBT. Le schéma de principe est rappelé en Figure (II.5). Ce schéma est celui utilisé pour la simulation fonctionnelle de l'ensemble sous Pspice.[12]

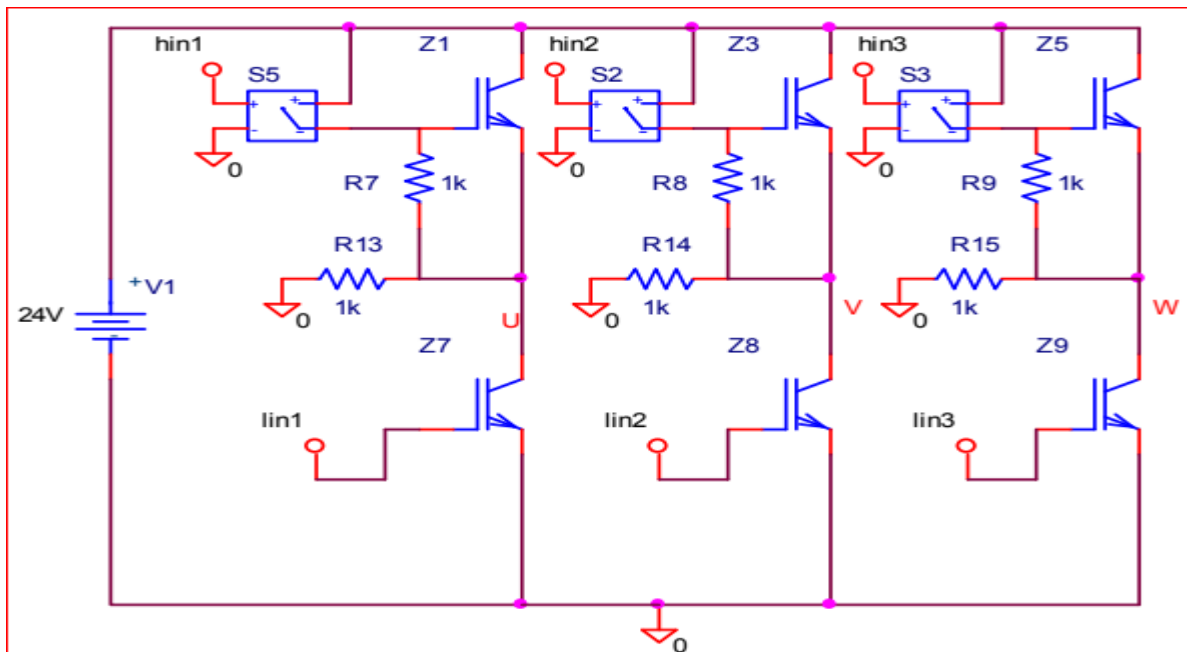


Figure (II.5) : Schéma de principe de l'étage de puissance pour la simulation fonctionnelle.

II.6 Types de commandes :

On distingue les stratégies de commande suivante :

- a- commande pleine onde (dite 180°).
- b- Commande décalée.
- c- Commande à Modulation de largeur d'impulsion (MLI).

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.

- Pour une commande 180°, la décomposition en série de Fourier de la tension composée est donnée par :

$$V_{ab} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \sin \left(n \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) \right) \quad (\text{II.5})$$

Les tensions V_{bc} , V_{ca} sont décalées par rapport à V_{ab} respectivement de 120° et 240°. La représentation du spectre d'harmonique fig.(II-6) des tensions simples et composées montre la présence des harmoniques d'ordre $K = 6n \pm 1$, avec k : entier

Chapitre 2 Commande des onduleurs

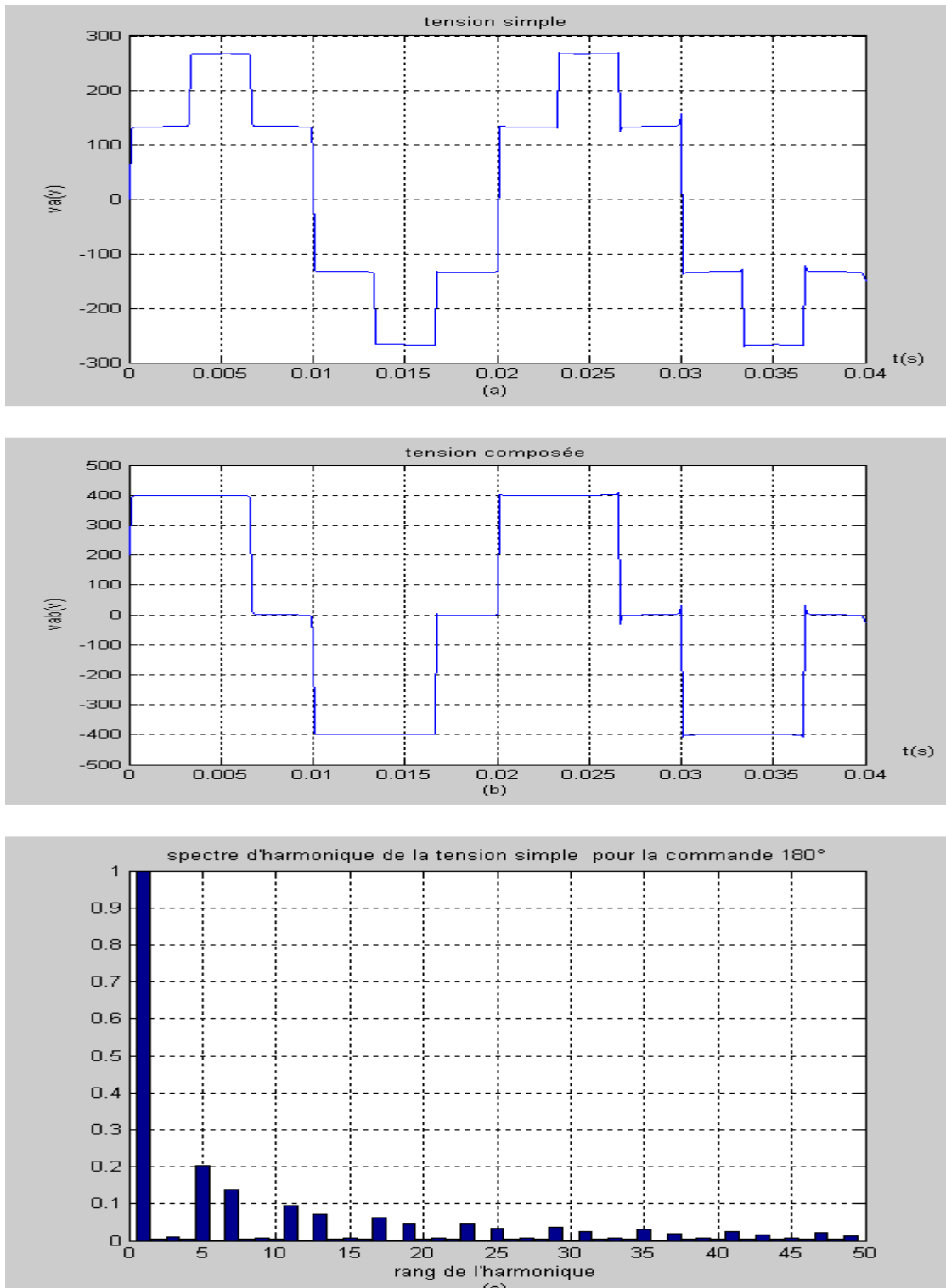


Figure (II.6) : Forme d'onde de : (a) tension simple ;(b) tension composée ; (c) spectre d'harmonique pour une commande 180°

Cet inconvénient disparaît si l'onduleur est alimenté à tension constante et si le réglage de la tension de sortie se fait par un découpage approprié qui neutralise les harmoniques de rang bien spécifique.

II.7 Principe de la commande en MLI des onduleurs triphasés :

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. Le schéma de l'onduleur reste le même (figure II.7) 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.[13]

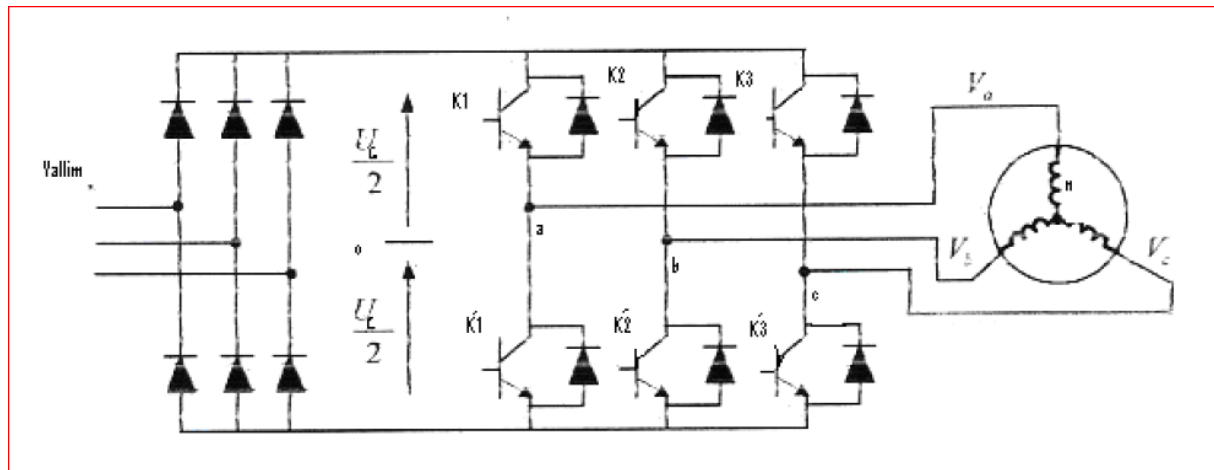


Figure (II.7) : Onduleur de tension triphasé

II.8 La modulation de largeur d'impulsion :

La technique de modulation en largeur d'impulsion MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion ou PWM : Pulse Width Modulation) est l'essor et le fruit du développement de l'électronique de puissance à la fin du siècle dernier. Elle est le cœur du contrôle des convertisseurs statiques. Le choix de la technique MLI pour contrôler l'onduleur de tension est d'avoir une réponse rapide et des performances élevées.

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

Les méthodes MLI sont préférées en raison de leur fréquence de commutation fixe, de leur faible courant d'ondulation et de leurs caractéristiques de spectre harmoniques bien définies. Ces stratégies intègrent une "tension de sortie moyenne par cycle" égale à la tension de référence, en utilisant soit la technique sinus-triangle ou les méthodes numériques de programmation d'impulsion (Vectorielle, pré-calculée). L'avantage caractéristique est qu'ils servent à générer une relation linéaire entre les tensions de référence et de sortie dans une plage limitée.

II.8.1 Principe de la modulation de largeur d'impulsion

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

Chapitre 2 Commande des onduleurs

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. (Figure II.8)

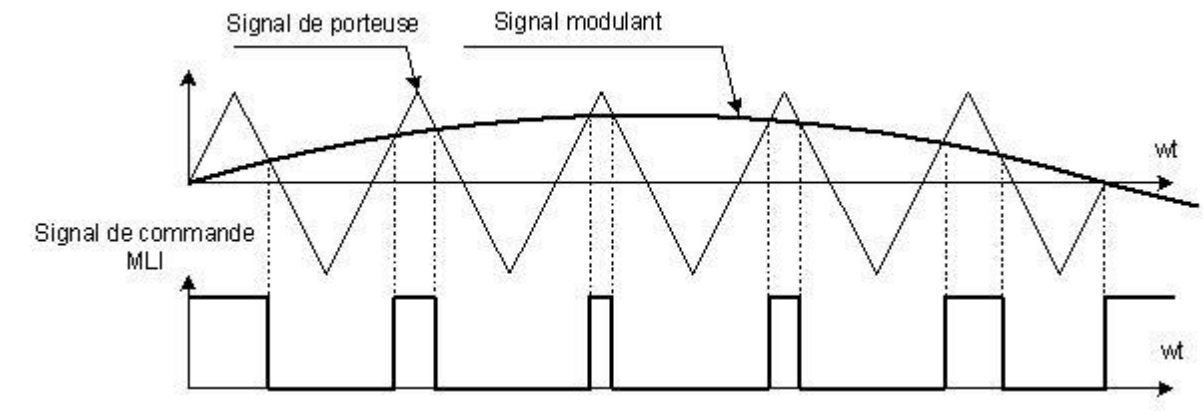


Figure (II.8) : Principe de la modulation

II.8.2 Caractéristiques de la modulation de largeur d'impulsion :

- Les paramètres essentiels de la MLI sont :
- La fréquence de modulation : f_p
- L'indice de modulation : $m = \frac{f_p}{f_r}$ ou r est la fréquence de la référence.
- Le coefficient de réglage en tension r :

$$r = \frac{A_r}{A_p}$$

Avec :

A_r : Amplitude de la référence.

A_p : Amplitude de la porteuse.

La modulation montre que plus « m » est grand et plus la neutralisation des harmoniques est efficace, d'autre part on cherche à obtenir une valeur de r la plus élevée possible

- La modulation est dite synchrone si « m » est un nombre entier cela conduit à une tension de sortie « U' » qui se reproduit identiquement à elle-même tout les $T = \frac{1}{f}$

Dans certains cas la modulation est asynchrone, notamment quand à fréquence de modulation f_p donnée, on fait varier de façon continue la fréquence de la référence.

- Pour le choix de « m », on doit tenir compte des pertes supplémentaires pendant les commutations d'un état à l'autre. Ces pertes croissent lorsque la fréquence de modulation augmente. **[14]**

- On ne pourra jamais fonctionner avec un rapport de réglage égal à « 1 », car il faut toujours laisser une durée suffisantes aux intervalles de conduction et de blocage des interrupteurs d'un même bras.

- Le schéma synoptique de la commande par modulation triangulaire- sinusoïdale triphasé est donnée par la Figure (II.8)

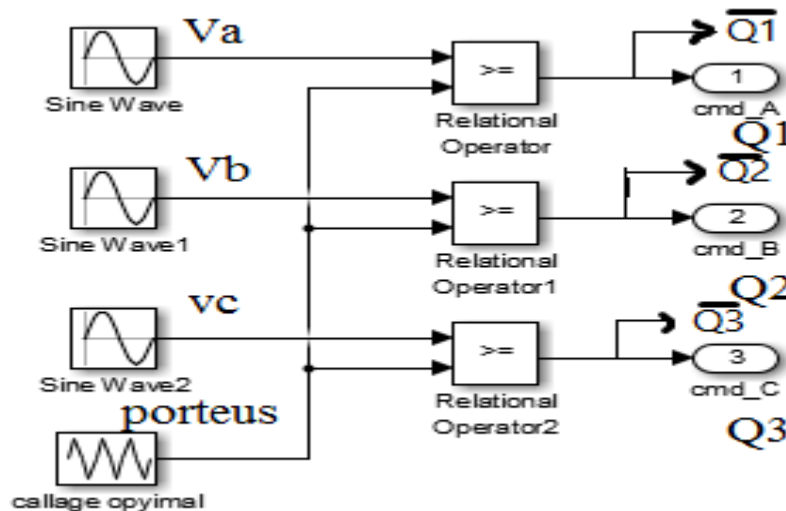


Figure (II.9) : Schéma synoptique de la commande en MLI (triphasé)

II.8.3 Types de Modulation :

Il existe deux types de modulation :

- Modulation naturelle.
- Modulation régulière.

II.8.3.1 Modulation naturelle :

Cette technique utilise le principe général de la commande MLI qui consiste à comparer directement le signal de la porteuse avec celui de la référence. Il est important de noter que la largeur d'impulsion est proportionnelle à l'amplitude du signal modulé à l'instant où le basculement a lieu, car ce basculement correspond à des intersections des deux ondes (porteuse et modulatrice) instantanées. Ceci a deux conséquences importantes : Les centres des impulsions dans le signal MLI résultant ne sont pas équidistants. Il n'est pas possible de définir les largeurs d'impulsion en utilisant des expressions analytiques

II.8.3.2 Modulation Régulière :

On appelle ce processus (d'échantillonnage régulier) car ces échantillons ont un espace de temps régulier ou uniforme. Dans ce mode l'intervalle entre deux points échantillonnés successif est constant ; ainsi que l'amplitude du signal modulé reste constante dans tout l'intervalle il existe deux types d'échantillonnage régulier : Echantillonnage régulier symétrique et échantillonnage régulier asymétrique.

Echantillonnage régulier symétrique :

Chapitre 2 Commande des onduleurs

Dans ce cas, les fronts de commutation sont déterminés par l'intersection de l'onde porteuse avec l'onde modulatrice, figure (II.10).

Echantillonnage régulier asymétrique :

La technique d'échantillonnage régulier asymétrique au même principe que la technique d'échantillonnage régulier symétrique sauf que l'onde en marge d'escalier est échantillonnée deux fois par cycle de l'onde porteuse, figure (II.11).

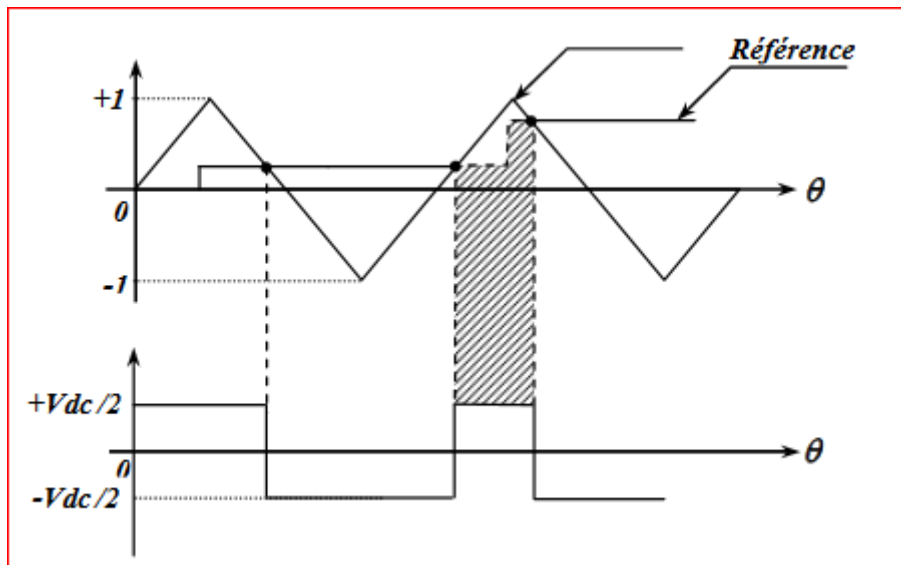


Figure (II.10) : Echantillonnage régulier symétrique

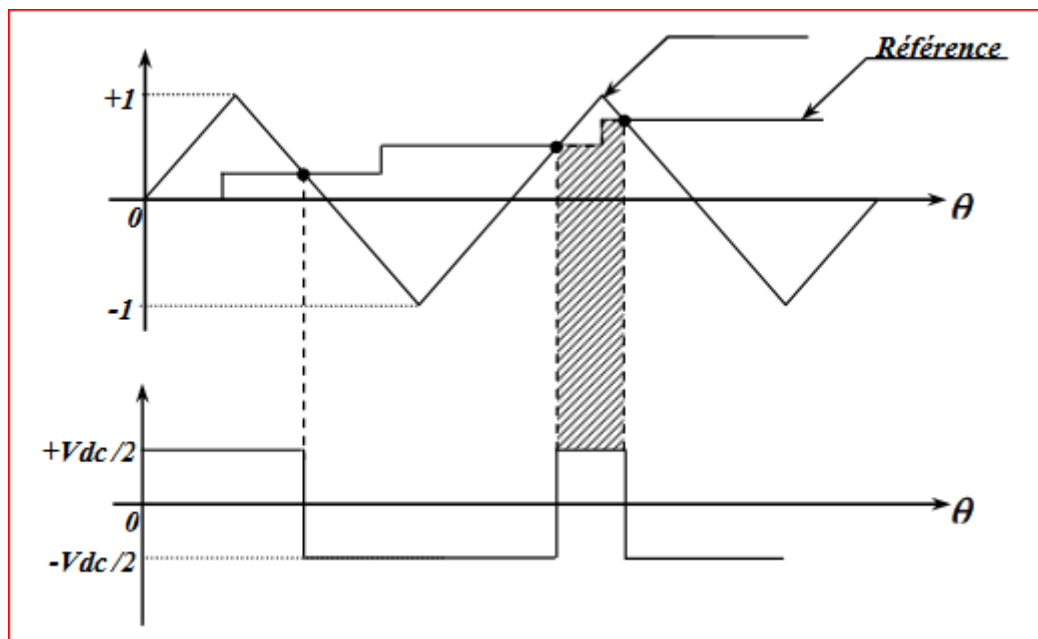


Figure (II.11) : Echantillonnage régulier asymétrique

II.9.LA M.L.I. REPETEE:[6][7][8][15]

II.9.1. DEFINITION :

C'est une technique basée sur la répétition des segments de données d'un signal de référence haché, dont chaque segment est l'image en rapport cyclique (pourcentage d'utilisation ou de mise en ouverture) de la tension de sortie (conversion tension alternative en rapport cyclique). aussi, un nouveau concept de génération de la M.L.I. répétée, basé sur une description en V.H.D.L. et une mémoire contenant les données pré introduites, cette description assurent également toutes les parties qui assurent les synchronisations et les traitements nécessaires.

II.9.2.Principe de variation de la fréquence du signal : :[6][7][8][15]

Pour produire un signal de basse fréquence (relativement à la fréquence de référence) on produit une séquence de répétition de chaque segment n fois ; calculer de telle façon on obtient la fréquence exigée par le système. La figure 4 présente, en pourcentage du rapport cyclique, une onde répétée 3 fois.

La variation de la fréquence est obtenue par la variation de la fréquence de signal de modulation. La fréquence du signal de commande est calculée par la formule suivante:

$$F = n \times m \times r \times f$$

n : nombre de bits.

m : nombre de segments.

r : nombre de répétitions.

f : fréquence de génération de données.

Pour

définir les rapports cycliques des 6 interrupteurs de l'étage de puissance on calcule les données pour ($T1, T3, T5$) et les interrupteurs d'opposition sont complémentaires

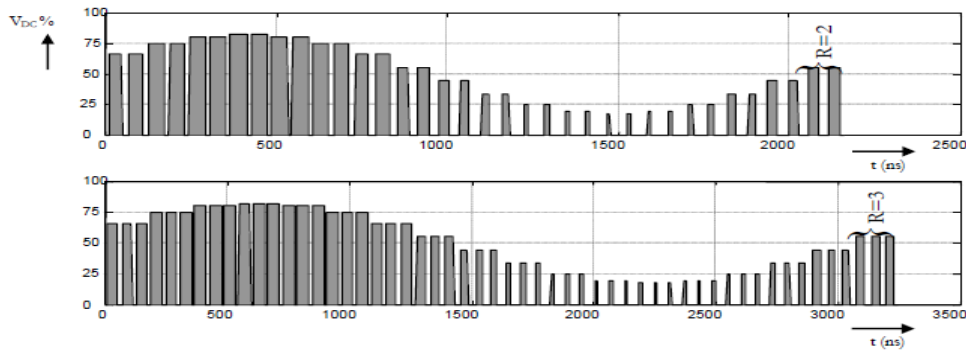


Figure (II.12) L'onde de commande avec répétition

Spectre des différents signaux générés par répétition à partir d'un même signal de référence. On présente dans la figure 5 le spectre d'une onde répétée 2 fois en (a) et 3 fois en (b). On remarque pour chaque répétition de signal de référence on obtient un décalage de rang des harmoniques par 24 sans aucune modification dans la forme du spectre, ce qui nous donne une bonne amélioration dans la réponse spectrale.

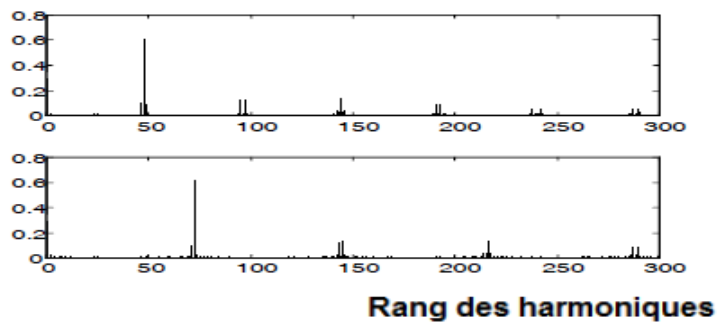


Figure (II.13) Spectre de signal de commande et un signal répété

Pour bien comprendre l'aspect de répétition des signaux M.L.I. (M.R.L.I) et leur influence sur le spectre on a développé les formules qui calculent les coefficients de Fourier et les programmés par Matlab et les comparés à celle de la simulation afin de valoriser la formule mathématique obtenue.

II.9.3. Répétition R fois Rappelons la formule calculant les coefficients de Fourier de la tension de branche d'un signal de commande: [6][7][8][15]

$$\begin{cases} a_n = \frac{E}{n\pi} \left(1 + \sum_{i=1}^{m-1} (-1)^i \times \cos(n \times \theta_i) \right) \\ b_n = \frac{E}{n\pi} \left(\sum_{i=1}^{m-1} (-1)^{i+1} \times \sin(n \times \theta_i) \right) \end{cases}$$

a_n b_n n , =coefficient de Fourier
 θ_i =les instants de commutation

Chapitre 2 Commande des onduleurs

m =nombre d' instant de commutation par période

n =rang des harmoniques

E =valeur de la tension DC appliquée.

$$\begin{cases} \theta_{2p} = k \times 2\pi / 24 \\ \theta_{2p+1} = \theta_{2p} + \pi / 24 (\sin k \times 2\pi / 24 + 1) \end{cases} \text{ avec } k \in N \quad (2.8)$$

Pour une répétition de segment, de ce même signale, de R fois avec un rapport cyclique variable θ_i on peut calculer les coefficients de Fourier de la façon suivante :

$$a_n = \frac{E}{n\pi} \left(\sum_{i=0}^{m-1} \sum_{k=0}^{R-1} \cos \left(n \cdot \frac{2\pi}{S \cdot R} (R \cdot i + k) \right) - \cos \left(n \cdot \left(\frac{2\pi}{S \cdot R} (R \cdot i + k) + \theta_i \right) \right) \right) \quad (2.9)$$

$$b_n = \frac{E}{n\pi} \left(\sum_{i=0}^{m-1} \sum_{k=0}^{R-1} \sin \left(n \cdot \frac{2\pi}{S \cdot R} (R \cdot i + k) \right) - \sin \left(n \cdot \left(\frac{2\pi}{S \cdot R} (R \cdot i + k) + \theta_i \right) \right) \right) \quad c$$

$$a_n = \frac{E}{n\pi} \left(\sum_{i=0}^{m-1} \sum_{k=0}^{R-1} \cos \left(n \cdot \frac{2\pi}{S \cdot R} (R \cdot i + k) \right) - \cos \left(n \cdot \left(\frac{2\pi}{S \cdot R} (R \cdot i + k) + \frac{\pi}{S \cdot R} (1 + r \cdot \sin(\frac{2\pi}{S} i)) \right) \right) \right)$$

$$b_n = \frac{E}{n\pi} \left(\sum_{i=0}^{m-1} \sum_{k=0}^{R-1} \sin \left(n \cdot \frac{2\pi}{S \cdot R} (R \cdot i + k) \right) - \sin \left(n \cdot \left(\frac{2\pi}{S \cdot R} (R \cdot i + k) + \frac{\pi}{S \cdot R} (1 + r \cdot \sin(\frac{2\pi}{S} i)) \right) \right) \right)$$

On peut simplifier la représentation mathématique des a_n et b_n comme suit

$$\begin{cases} a_n = \frac{E}{n\pi} \left(1 + \sum_{k=1}^{R-1} \cos \left(\frac{k \cdot 2\pi}{S \times R} \right) + \sum_{i=1}^{m-1} \sum_{k=0}^{R-1} (-1)^i \times \cos \left(n \cdot \left(\frac{k \cdot 2\pi}{S \times R} + \theta_i \right) \right) \right) \\ b_n = \frac{E}{n\pi} \left(\sum_{k=1}^{R-1} \sin \left(\frac{k \cdot 2\pi}{S \times R} \right) + \sum_{i=1}^{m-1} \sum_{k=0}^{R-1} (-1)^{i+1} \times \sin \left(n \cdot \left(\frac{k \cdot 2\pi}{S \times R} + \theta_i \right) \right) \right) \end{cases}$$

avec:

$$\begin{cases} \theta_{2p} = 2 \cdot p \times \frac{2\pi}{S} \\ \theta_{2p+1} = \theta_{2p} + \frac{\pi}{S \times R} \cdot (1 + r \times \sin((2p+1) \times 2\pi/S)) \end{cases} \text{ avec } k \in N$$

II.9.3.1. Résultats par simulation: :[6][7][8][15]

Sur la figure 2 on présente le spectre simulé d'un signal PWM répété 2 et 3 fois et de la même manière on présente sur la figure 3 du spectre calculé.

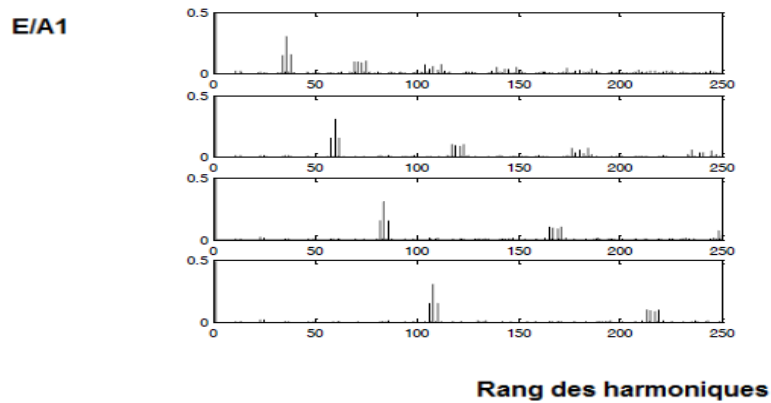


Figure (II.14) Spectre d'un signal répété obtenu par calcul 1 répétition (b) 2 répétitions (c) 3 répétitions)

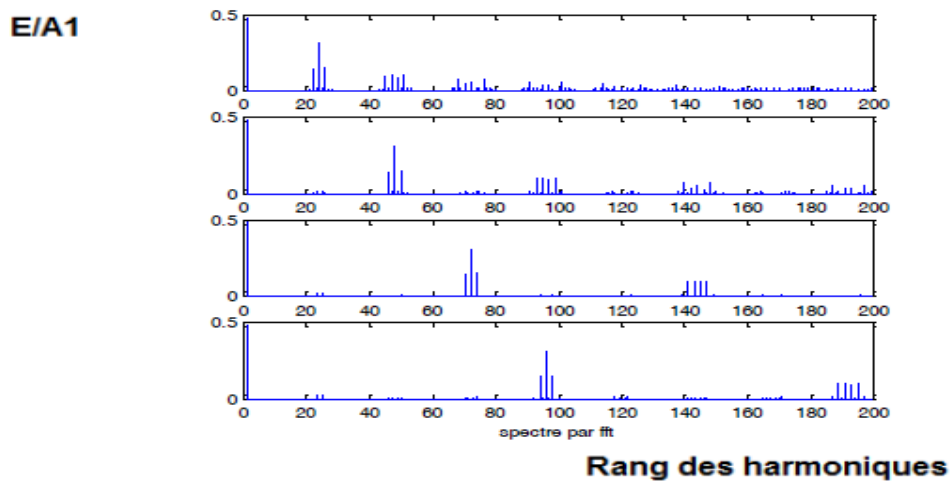


Figure (II.15) Spectre d'un signal répété obtenu par simulation.

II.9.4. Répétition alternée : :[6][7][8][15]

Aussi pour améliorer le pas d'incrément à la plage de 50 Hz on propose une nouvelle procédure de répétition alternée c.à.d. répété les segments de signal M.L.I. alterné avec deux valeurs

différentes (pour les segments pairs et impairs).

Pour une répétition alternée des segments de R1 et R2 les coefficients de Fourier se calculent par les expressions suivantes :

$$R=(R1+R2)$$

$$a_n = \frac{E}{\pi\pi} \left\{ \sum_{i=0}^{m/2-1} \left(\sum_{k=0}^{R_1-1} (-1)^i \cos(n.\theta_i) + \sum_{k=0}^{R_2-1} (-1)^i \cos\left(n.\left(\frac{2.\pi}{S.R} R_1 + \theta_i\right)\right) \right) \right\}$$

$$b_n = \frac{E}{\pi\pi} \left\{ \sum_{i=0}^{m/2-1} \left(\sum_{k=0}^{R_1-1} (-1)^{i+1} \sin(n.\theta_i) + \sum_{k=0}^{R_2-1} (-1)^{i+1} \sin\left(n.\left(\frac{2.\pi}{S.R} R_1 + \theta_i\right)\right) \right) \right\}$$

II.9.4.1. Résultats par simulation : [6][7][8][15]

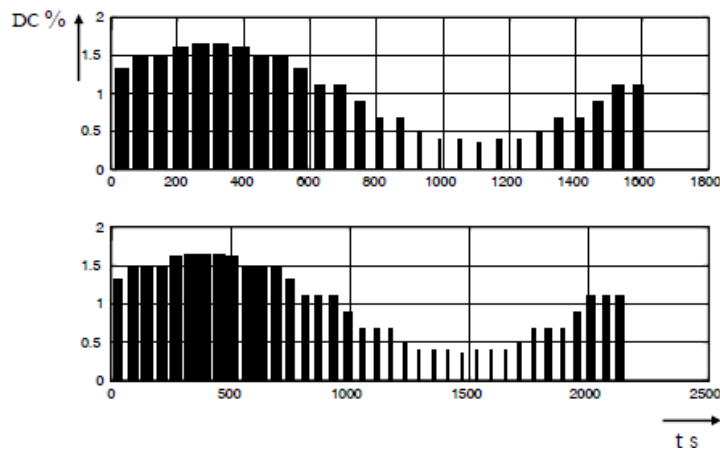


Figure (II.16) Signal de commande avec répétition alternée.

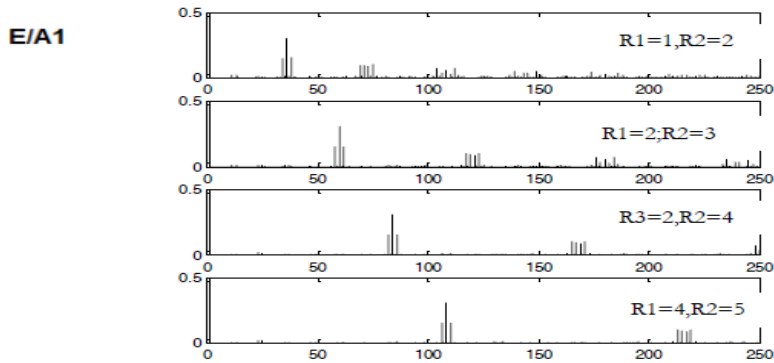


Figure (II.17) Spectre d'un signal alternativement répété obtenu par formule.

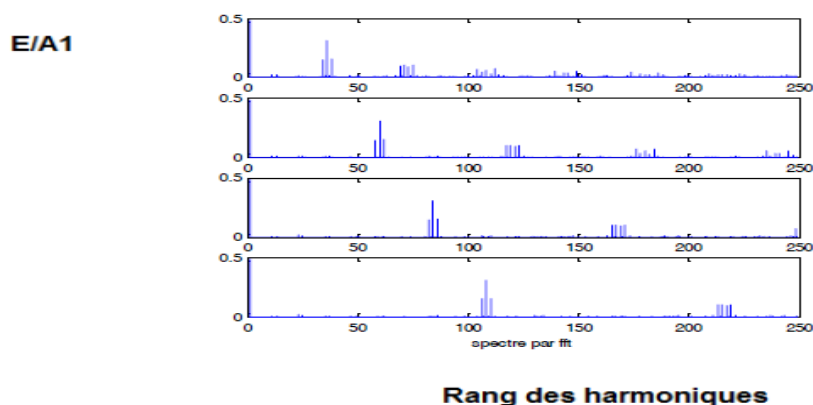


Figure (II.18) Spectre d'un signal alternativement répété obtenu par simulation.

On remarque que l'application de la répétition alternée provoque une légère influence sur le spectre avec l'apparition des sous porteuses multiples de nombre de segments divisé par deux. Mais vu leurs valeurs négligeables on peut considérer cette procédure comme une nouvelle méthode de génération des signaux PWM et pourrait être utilisée pour une grande précision de la fréquence, selon l'équation ;

$$F=2f/b(b \times s(R1+R2))$$

II.9.4.2. Facteur de perte: [6][7][8][15]

Le facteur de perte est un des principaux indices de performance dans la stratégie de commande PWM dont la solution optimale est obtenue avec la minimisation de cette quantité. La formule de cette dernière est la suivante :

$$\sigma = \sqrt{\sum_{n=2}^Q \left(\frac{V_n}{n}\right)^2}$$

$Q=10N$; N : nombre de commutation par 1/4 de période.

Pour notre cas $Q=5 \times S \times R$.

On remarque bien, que le facteur de perte diminue avec l'augmentation du nombre de répétition et aussi ce facteur s'améliore avec l'augmentation de l'équerre entre les valeurs des deux répétitions, des segments paire et impaire. Donc pour optimiser la commande PWM avec répétition alternée on procède à un choix entre le facteur de perte et la valeur des harmoniques parus.

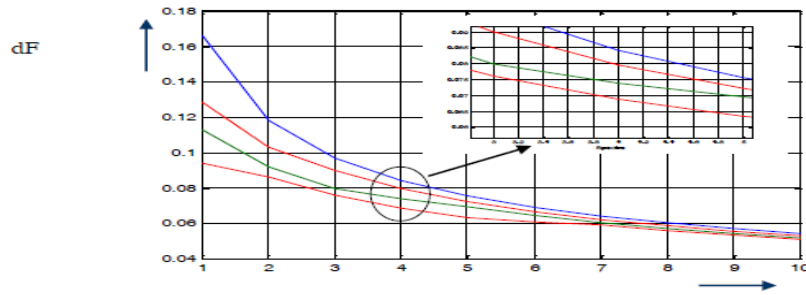


Figure (II.19) Facteur de perte en fonction du nombre de répétition.

II.9.5. Répétition variable: [6][7][8][15]

On présente dans cette partie un développement en série de Fourier pour un cas général ; chaque segment i est répété par une valeur R_i différente des autres segments dans le but d'améliorer le pas de variation de fréquence et plus de précision dans la génération des signaux:

$$\begin{cases} a_n = \frac{E}{n\pi} \left(1 + \sum_{i=1}^{m-1} \sum_{k=1}^{R_i-1} (-1)^k \cdot \cos(n \cdot \theta_i) \right) \\ b_n = \frac{E}{n\pi} \left(\sum_{i=1}^{m-1} \sum_{k=0}^{R_i-1} (-1)^{k+1} \cdot \sin(n \cdot \theta_i) \right) \end{cases}$$

avec:

$$\begin{cases} \theta_{2p} = \frac{2 \cdot \pi}{S \cdot R} \left(\sum_{j=0}^{m-1} R_j + R_i \cdot i + k \right) \\ \theta_{2p+1} = \theta_{2p} + \frac{\pi}{S \cdot R} \left(1 + r \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{S} \cdot i\right) \right) \end{cases}$$

Donc la fréquence de signal généré se calcule de la manière suivante:

$$F = \frac{f}{b \times \sum_{i=1}^m R_i}$$

Pour montrer l'utilité de cette procédure on effectue sur le signal de référence une répétition de quatre segments, présentent une double symétrie afin d'obtenir un signal de moindre fréquence et de maintenir le rapport cyclique du signal sinusoïdal constant comme le montre la figure 18.

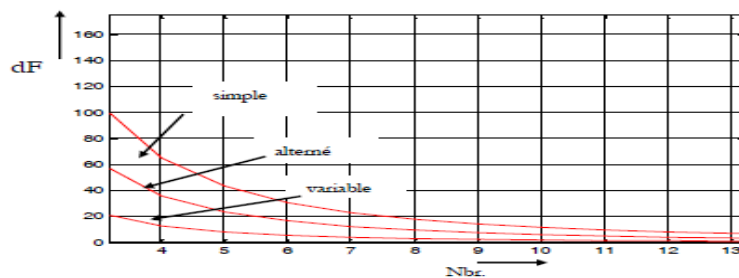


Figure (II.20) Variation du pas d'incrément en fonction du nombre de répétition.

Chapitre 2 Commande des onduleurs

Sur le tableau n° 1 on présente les formules calculent les variations minimales de la fréquence qui peut être obtenue entre deux signaux générés pour les 3 cas étudiés.

	Répétition Simple	Répétition Alternée	Répétition variable
F_1	$\frac{f}{n.m.r}$	$\frac{f}{n.m.r}$	$\frac{f}{n.m.r}$
F_2	$\frac{f}{n.m.(r+1)}$	$\frac{2.f}{n.m.(2r+1)}$	$\frac{f}{n.(m.r+4)}$
ΔF	$\frac{f}{n.m.r.(r+1)}$	$\frac{f}{n.m.r.(2r+1)}$	$\frac{4.f}{n.m.r.(m.r+4)}$

Tableau 2.1 : Formule de variation minimale de fréquence pour chaque technique.

II.9.6. Répétition alternée d'amplitude variable: :[6][7][8][15]

Pour générer des signaux de commande à amplitude intermédiaire sans recourir à des données supplémentaires on procède à une génération alternée des données des signaux de référence les plus proches avec une profondeur variable r_m .

II.9.6.1. Principe de la technique d'amplitude variable: :[6][7][8][15]

Le principe de génération des signaux de commande d'amplitude variable basé sur la génération alternée des segments pair et impair des deux signaux de commande de référence obtenus par l'échantillonnage des deux signaux d'amplitudes différentes comme le montre la figure

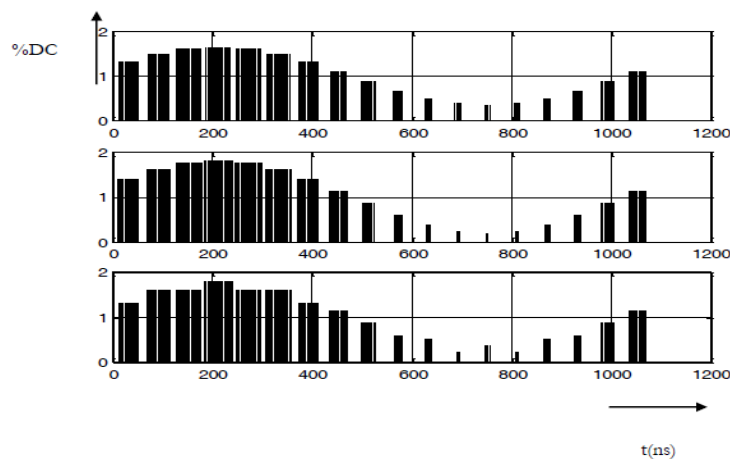


Figure (II.21) Exemple d'un signal de commande.

Obtenu à partir de deux signaux de référence à amplitude différente (a) et (b)

Etude mathématique

Le développement en série de Fourier du signal composé peut être obtenu par la formule suivante; développée à partir de l'équation de la technique R.P.W.M. (chapitre 2)

$$\begin{aligned}
 a_n = \frac{E}{n\pi} & \left\{ \sum_{i=0}^{m/2-1} \left(\sum_{k=0}^{R1-1} \cos \left(n \cdot \frac{2\pi}{S.R} (R.(2.i) + k) \right) \right. \right. \\
 & - \cos \left(n \cdot \left(\frac{2\pi}{S.R} (R.(2.i) + k) + \frac{\pi}{S.R} (1 + r_1 \cdot \sin(\frac{2\pi}{S} (2.i))) \right) \right) \\
 & + \sum_{k=0}^{R2-1} \cos \left(n \cdot \frac{2\pi}{S.R} (R_1 + R.(2.i) + k) \right) \\
 & \left. \left. - \cos \left(n \cdot \left(\frac{2\pi}{S.R} (R_1 + R.(2.i) + k) + \frac{\pi}{S.R} (1 + r_2 \cdot \sin(\frac{2\pi}{S} (2.i+1))) \right) \right) \right) \right\} \\
 \\
 b_n = \frac{E}{n\pi} & \left\{ \sum_{i=0}^{m/2-1} \left(\sum_{k=0}^{R1-1} \sin \left(n \cdot \frac{2\pi}{S.R} (R.(2.i) + k) \right) \right. \right. \\
 & - \sin \left(n \cdot \left(\frac{2\pi}{S.R} (R.(2.i) + k) + \frac{\pi}{S.R} (1 + r_1 \cdot \sin(\frac{2\pi}{S} (2.i))) \right) \right) \\
 & + \sum_{k=0}^{R2-1} \sin \left(n \cdot \frac{2\pi}{S.R} (R_1 + R.(2.i+1) + k) \right) \\
 & \left. \left. - \sin \left(n \cdot \left(\frac{2\pi}{S.R} (R_1 + R.(2.i+1) + k) + \frac{\pi}{S.R} (1 + r_2 \cdot \sin(\frac{2\pi}{S} (2.i+1))) \right) \right) \right) \right\}
 \end{aligned}$$

II.9.6.2. Résultats par simulation: :[6][7][8][15]

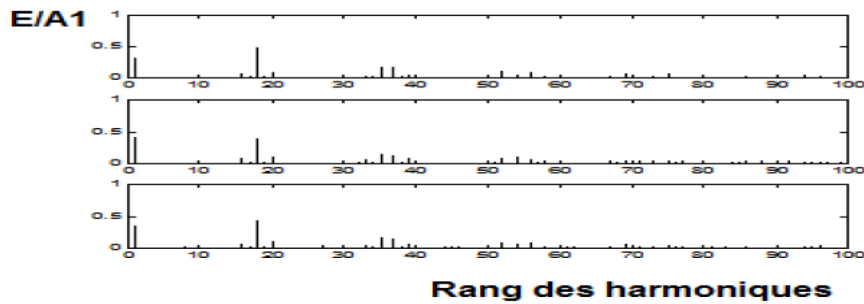


Figure (II.22) : Spectre des signaux de commande.

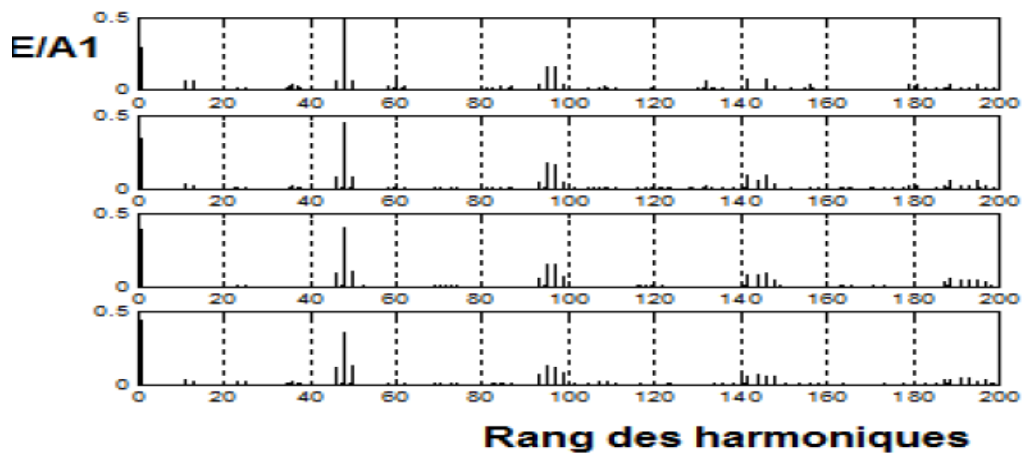


Figure (II.23) Spectre des signaux composés pour différent Δr .

Chapitre 2 Commande des onduleurs

(a) $\Delta r=0.2$, (b) $\Delta r=0.1$, (c) $\Delta r=0$, (d) $\Delta r=-0.1$

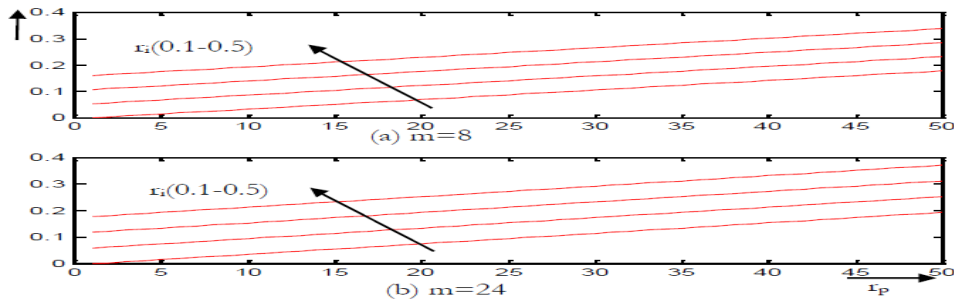


Figure (II.24) Valeur de l'amplitude du fondamental pour quatre valeurs différentes de r_i en fonction de r_p pour $m=8$ et 24 .

On présente sur la figure 3 le spectre des signaux de commande composés à partir de deux signaux d'amplitude différente r_1 et r_2 dont Δr et la différence entre les deux dernières amplitudes

La valeur du fondamental du signal composé pour un r_i donnée en fonction de r_p peut être recalculée de la fonction de la droite

$$A_1 = a.R_p + b.r_i$$

$$a = 0.592 \quad b = 0.3959$$

r_i : Amplitude de signal qui forme les segments pairs.

r_p : Amplitude de signal qui forme les segments impairs.

Dont la constante 'a' dépend du nombre de segments ou échantillon comme la montre sur la figure 5.

La valeur du fondamental dépend de la différence du nombre des répétitions des segments pairs et impairs.

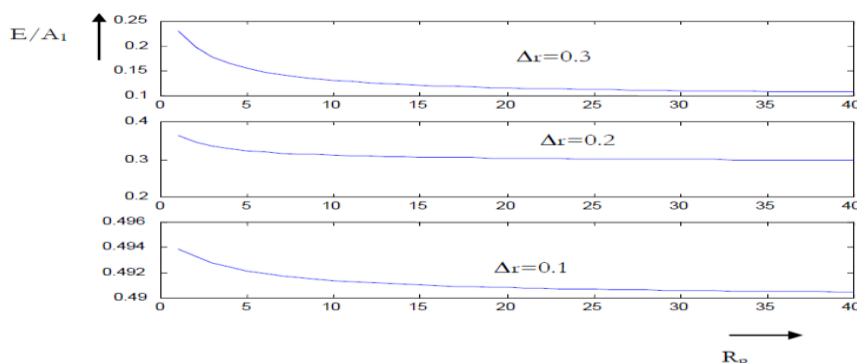


Figure (II.25) Amplitude du fondamental en fonction du nombre de répétition des segments pairs (R_p) pour trois différentes valeurs de Δr .

Chapitre 2 Commande des onduleurs

$r_1=0.5$ $r_2=0.1$ (b) $r_1=0.5$ $r_2=0.3$ (c) $r_1=0.5$ (a)

$r_2=0.5$

(b)

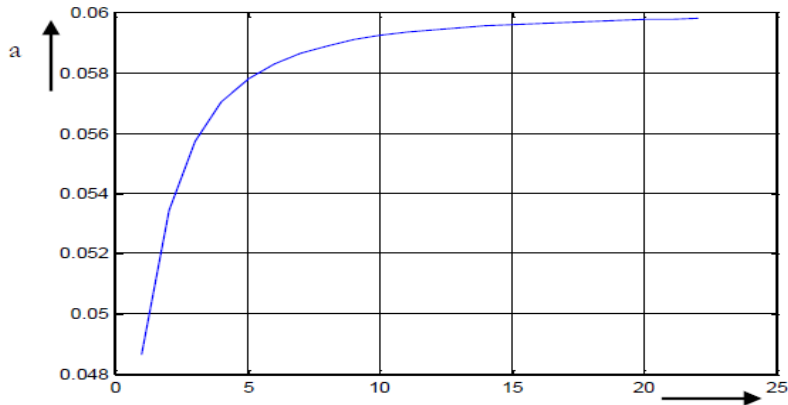


Figure (II.26) Valeur de 'a' en fonction du nombre des segments S=2-24.

$$a = \frac{a_1 + bx}{1 + cx + dx^2}$$

$$a_1 = 0.05, \quad b = 0.05, \quad c = 0.08, \quad d = 0.0004.$$

Pour un cas d'un signal de référence alterné de différentes amplitudes des segments paire et impaire, la valeur du fondamental peut être calculée de l'équation 3 dont le coefficient 'a' dépend de du rapport r_p et r_i comme le montre la figure 5 dont, en présente 'a' en fonction du r_p-r_i avec la valeur de r_p est constante

Facteur de perte

Pour valoriser cette technique de génération on présente sur la figure 8 le facteur de perte en fonction de la différence d'amplitude entre les segments pairs et les segments impairs

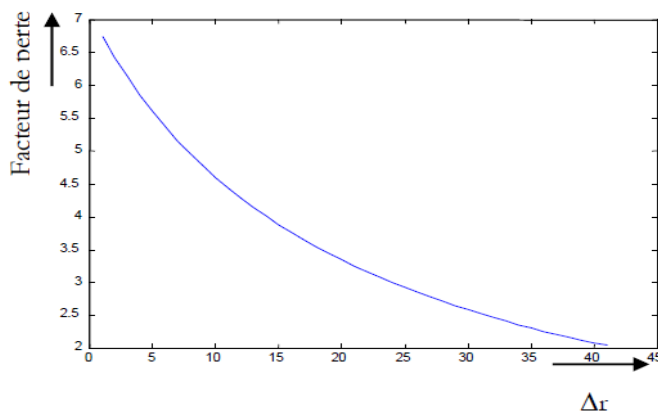


Figure (II.27) Facteur de perte en fonction .

Chapitre 2 Commande des onduleurs

On remarque bien que facteur de perte diminue quand l'équerre d'amplitude entre les deux signaux associés augmente. Donc pour optimiser la commande R.P.W.M. on procède à un choix entre le facteur de perte et la valeur des harmoniques parus après l'application de la répétition alternée d'amplitude variable

Application des résultats de l'étude

Dans le tableau 2.1., nous donnons quelques valeurs de fréquence, que nous avons calculées et qui sont utilisées dans les tests de convertisseur, ainsi que le nombre de répétition pour les deux segments, le gain en mémoire obtenu par notre structure et les pas de variation de fréquence pour les deux cas (répétition simple et répétition alternée). On remarque bien que la nouvelle technique proposée nous permet d'accéder aux fréquences intermédiaires sans le changement de la fréquence de modulation qui reste 31.26 KHz avec un pas de variation amélioré de 200%

Fréquence (HZ)	Nb. de répétitions pairs	Nb. de répétitions impairs	Espace mémoire généré (Ko)	Espace mémoire réel (octets)	Gain en mémoire	Pas de variation précédent	Pas de variation amélioré
44,90	29	29	22,272	768	96,55	-	-
45,69	29	28	21,888	768	96,49	-	0,79
46,50	28	28	21,504	768	96,43	1,60	0,82
47,35	28	27	21,120	768	96,36	-	0,85
48,23	27	27	20,736	768	96,30	1,72	0,88
49,14	27	26	20,352	768	96,23	-	0,91
50,08	26	26	19,968	768	96,15	1,85	0,94
51,06	26	25	19,584	768	96,08	-	0,98
52,08	25	25	19,200	768	96,00	2,00	1,02
53,15	25	24	18,816	768	95,92	-	1,06
54,25	24	24	18,432	768	95,83	2,17	1,11
55,41	24	23	18,048	768	95,74	-	1,15
56,61	23	23	17,664	768	95,65	2,36	1,20
57,87	23	22	17,280	768	95,56	-	1,26
59,19	22	22	16,896	768	95,45	2,57	1,32

Tableau 2.2. Récapitulation des résultats de l'étude .

II.10 Technique de production d'onde MLI :

Plusieurs techniques d'obtention d'onde MLI sont utilisées pour générer le signal de contrôle nécessaire à la commande et au blocage des éléments semi-conducteur. Par exemple : impulsions de commande pour thyristors et courant de base pour les transistors. Le plus souvent, on fait appel à la technique analogique, numérique ou en utilisant les deux au même temps.[15]

II.10.1 Technique analogique :

Parmi ces techniques, on trouve la M.L.I. bipolaire et unipolaire, figure (I.12) et (I.13), et qui consiste à comparer un signal triangulaire "onde porteuse", avec un signal sinusoïdal "onde modulatrice". Par exemple dans un onduleur triphasé le circuit exige trois modulations qui forment le système triphasé équilibré avec amplitude et fréquence variable.

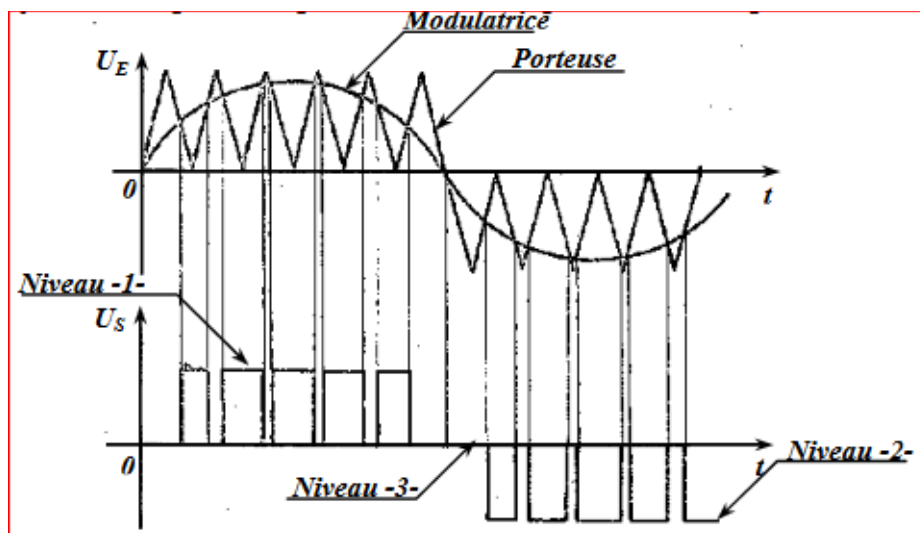


Figure (II.28) M.L.I unipolaire

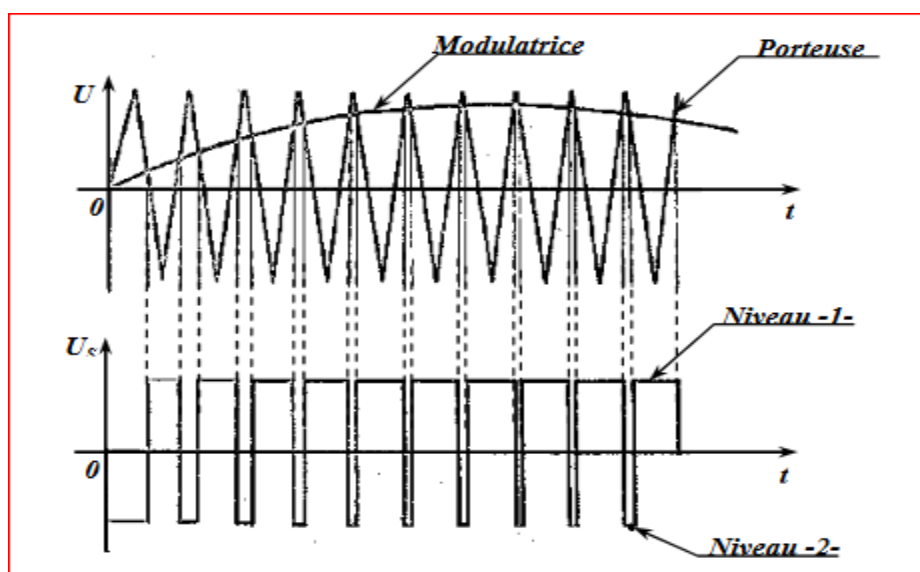


Figure (II.29) M.L.I bipolaire

II.10.2 Technique numérique :

Dès l'arrivée des microprocesseurs, l'implantation des circuits d'onde M.L.I a reçu une considérable attention, une façon de classer les exemples existants des circuits M.L.I digitaux et déterminer leur proportionnalité HARDWARE et SOFTWARE. Parmi les réalisations qui ont un HARDWARE relativement complet est l'implantation à base du circuit intégré. Dans ce dernier la modulation est réalisée à l'aide des comparateurs pour les hacheurs, de trois comparateurs et un décodeur pour les onduleurs. D'autres implantations à base de microprocesseurs sont proposées dans lesquelles la solution est en faveur du SOFTWARE, à l'aide de ce dernier on élabore des programmes pour la génération des signaux de commande et aussi le contrôle, figure (1.23)

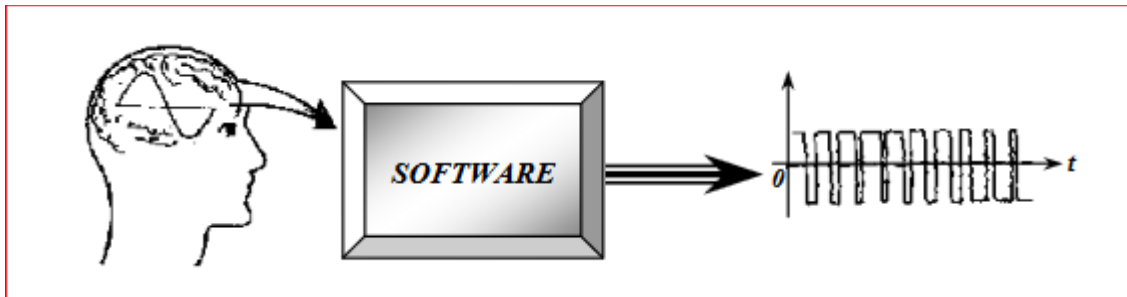


Figure (II.30) Technique digitale

II.10.3 Technique hybride :

Ces techniques sont basées sur l'emploi des combinaisons de circuits analogiques et digitaux, durant la période de transition de la technique analogique à la technique digitale. Le principe de cette technique est de comparer deux signaux dont l'un est triangulaire par exemple généré par un ordinateur, et l'autre sinusoïdale (cas d'un onduleur) par un circuit analogique, figure (1.24).

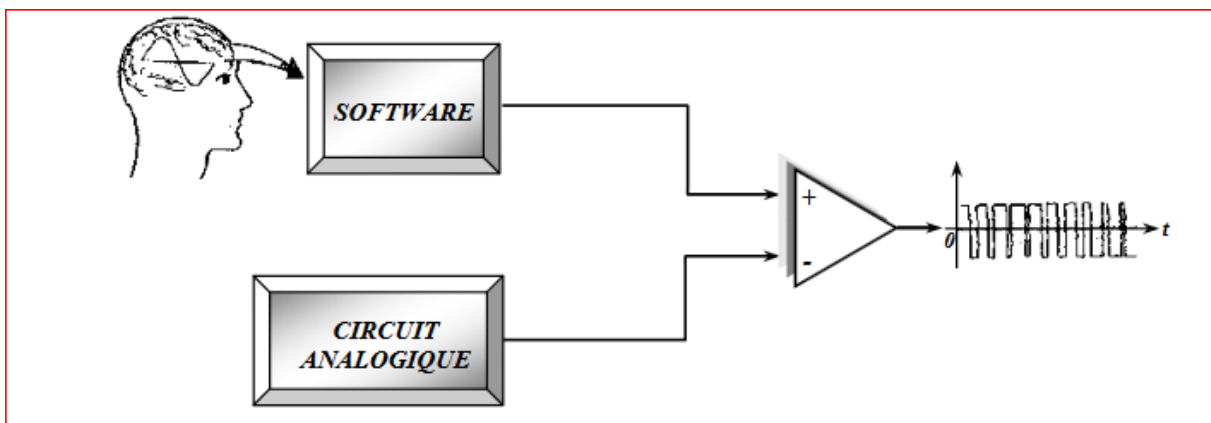


Figure (II.31) : Technique hybride

II.11 Différentes techniques de modulation de largeurs d'impulsion :

Pour d'améliorer la qualité de la tension à la sortie de l'onduleur ont adopté plusieurs techniques de modulation de largeurs d'impulsion

II.11.1 La modulation linéaire multiples (UPWM) :

Dans cette modulation on compare une porteuse triangulaire avec un signal de référence linéaire. L'onde de sortie est sous la forme d'un train d'impulsion en créneaux de largeurs égales (Figure II.16).

Si l'indice de modulation est égal à un, on obtient la modulation singulière, dans laquelle le signal de sortie est formé d'une seule impulsion par demi-période

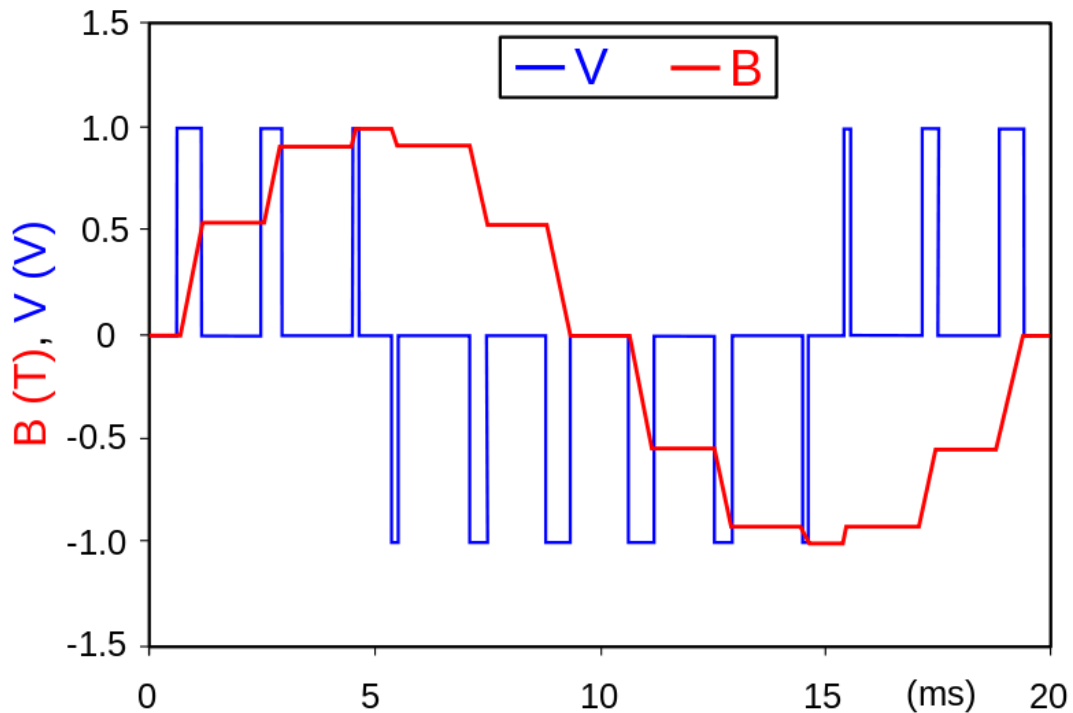


Figure (II.32) La modulation de largeur d'impulsions multiples

II.11.2 La modulation sinusoïdale (SPWM) :

La technique MLI sinusoïdale est une technique très utilisée en industrie et est largement passée en revues dans la littérature. Le principe de cette technique consiste à comparer un signal de référence (modulante) à une porteuse .

Le signal de référence représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence. Quant à la porteuse, elle définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur, c'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence.[16]

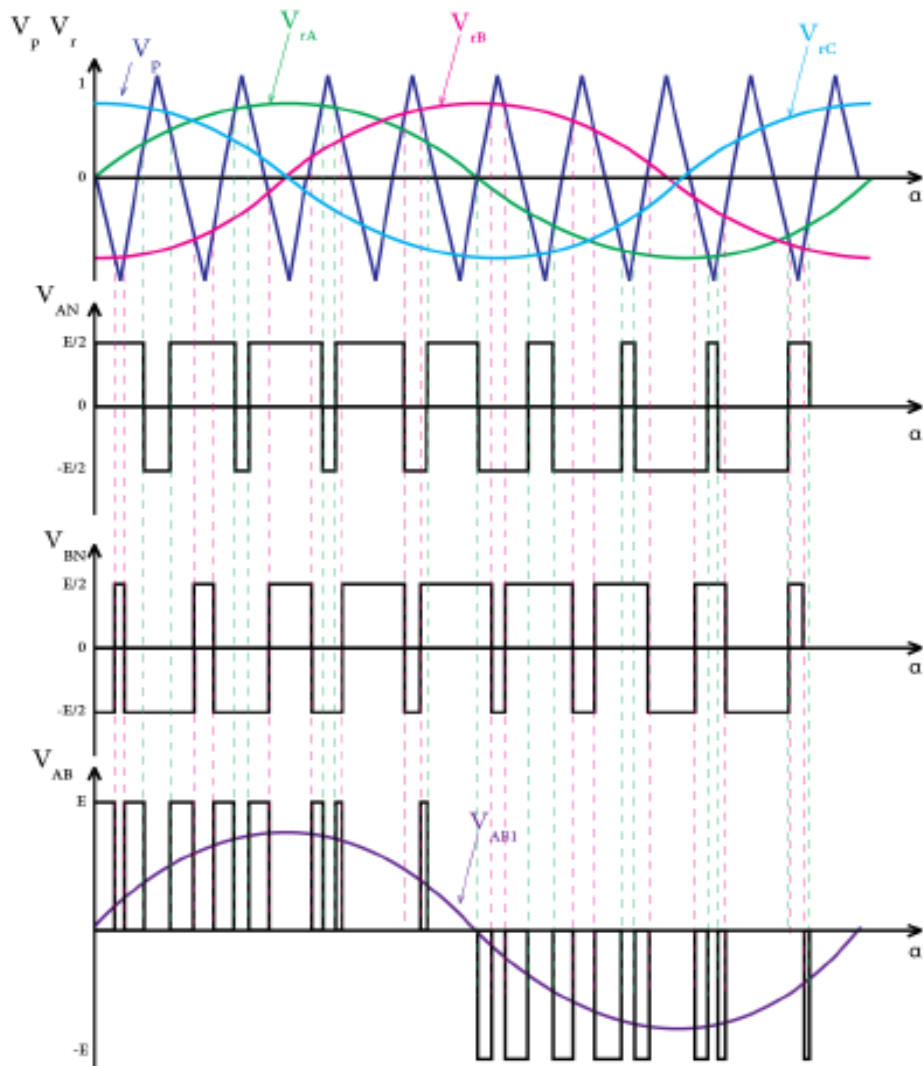


Figure (II.34) Courbes de signal de la porteuse, de référence et les tensions de sortie d'un onduleur triphasé commandé en MLI sinus-triangle

II.11.3 La modulation sinusoïdale partielle (ou modifié) (MSPWM) :

Le signal référence est toujours sinusoïdal, sauf que dans cette technique la porteuse n'est pas appliquée au milieu des alternances de la sinusoïde (Figure II.18).

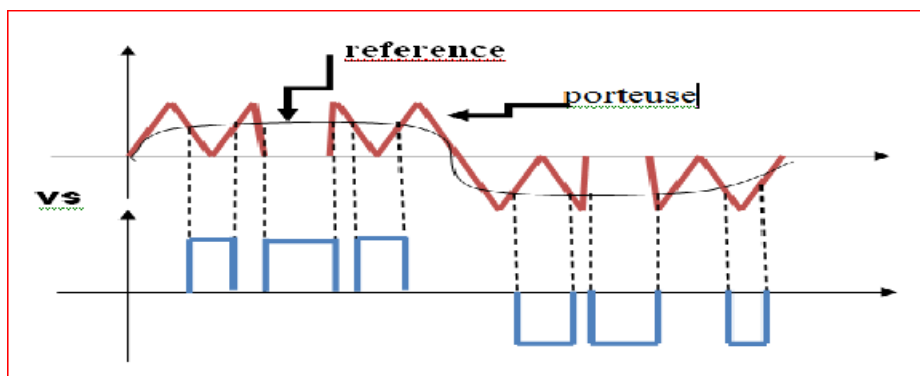


Figure (II.35) : La modulation sinusoïdale modifiée

II.11.4 La modulation sinusoïdale avec porteuse bidirectionnelle :

Le principe de cette technique est le même que celui de la modulation sinusoïdale, sauf que la porteuse triangulaire est bidirectionnelle (bipolaire) (Figure II.14).

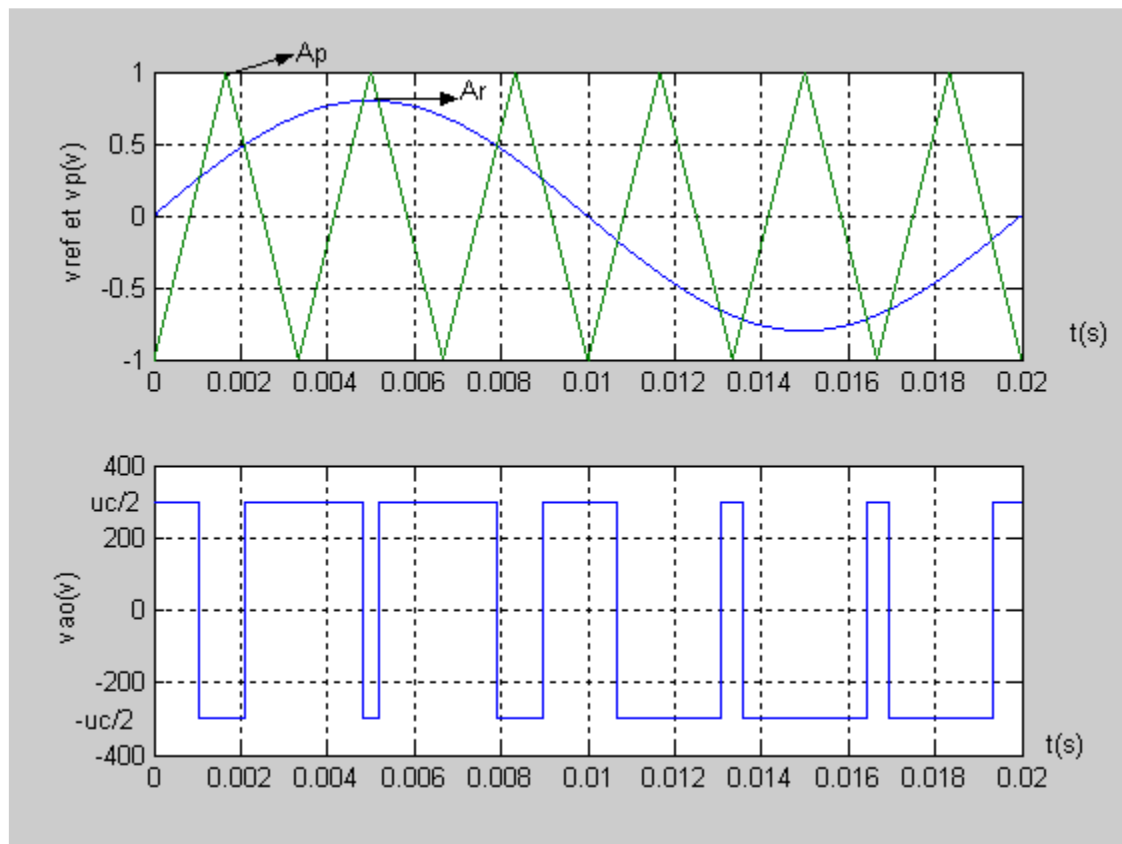


Figure (II.36) La modulation sinusoïdale avec porteuse bidirectionnelle

II.11.5 L'injection d'un harmonique 3 dans la référence :

Comme on a vu au paragraphe II.4.1, les harmoniques de rang 3 ou multiples de 3 sont absents des tensions de sortie de l'onduleur triphasé. La technique THIPWM consiste à injecter l'harmonique trois au signal de référence, qui s'écrit,

$$y = \sin \theta + A \sin 3\theta$$

il contient la composante fondamentale en plus d'un terme de fréquence triple, ou = et est un paramètre à optimiser pour garder le maximum d'amplitude de () inférieur à l'unité. La valeur maximal de $y(t)$ correspond à une dérivée nulle. $\frac{dy}{d\theta} = 0$

$$V_{ref_a}(t) = \frac{uc}{2} (r \cdot \sin(\omega \cdot t) + a \cdot \sin(3 \cdot \omega \cdot t))$$

$$v_{ref_b}(t) = \frac{uc}{2} \left(r \cdot \sin \left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3} \right) + a \cdot \sin 3 \cdot \left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3} \right) \right) \quad (II.7)$$

$$V_{ref_c}(t) = \frac{uc}{2} \left(r \cdot \sin \left(\omega \cdot t - \frac{4\pi}{3} \right) + a \cdot \sin 3 \cdot \left(\omega \cdot t - \frac{4\pi}{3} \right) \right)$$

On pose :

$$e = a \cdot \sin(3t), \quad e : \text{coefficient d'excentricité ; } \quad r/4 \leq a \leq r/6$$

Chapitre 2 Commande des onduleurs

L'addition d'harmonique permet d'augmenter l'amplitude maximale du fondamental dans la référence, et par la dans les tensions de sortie

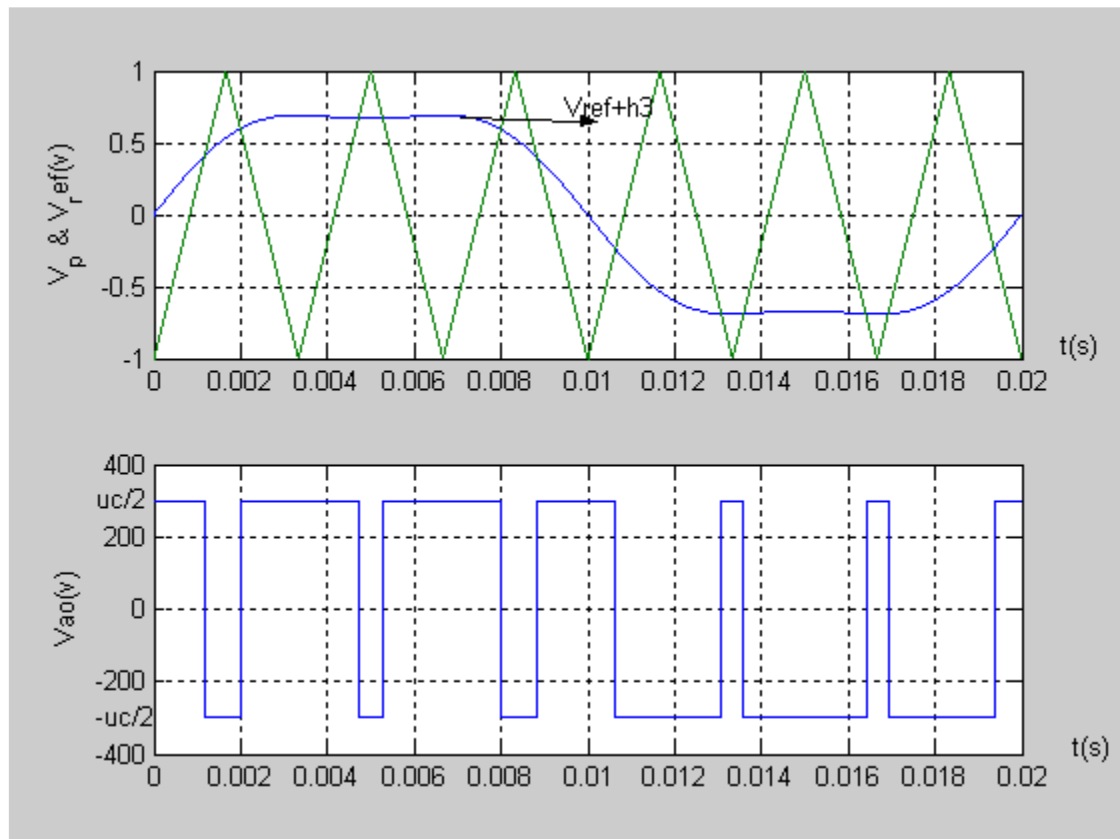


Figure (II.37) MLI avec l'injection de l'harmonique 3

II.11.5 La modulation calculée :

Cette technique de MLI consiste à calculer les instants de commutation des interrupteurs de manière à répondre à certains critères portant sur le spectre fréquentiel de l'onde délivrée par l'onduleur. Les critères usuellement retenus sont :

- élimination d'harmoniques de rangs spécifiés,
- élimination d'harmoniques dans une bande spécifiée,
- minimisation d'un critère harmonique global.

II.11.5.1 Analyse spectrale :

L'**analyse spectrale** est une méthode utilisée en physique pour déterminer les caractéristiques d'un phénomène observé. L'intensité du phénomène en fonction du temps constitue un signal, et ce signal est traité par les mathématiques afin d'en extraire des caractéristiques, ces caractéristiques donnant des informations sur le phénomène.

Ici, on s'intéresse à une caractéristique du signal appelée spectre et que l'on peut observer avec un analyseur de spectre. La branche des mathématiques correspondante est traditionnellement appelée analyse harmonique. [17]

Chapitre 2 Commande des onduleurs

Aspects mathématiques :

Le signal périodique $s(t)$ décomposé en une somme de sinusoides (*décomposé en série de Fourier*) s'écrit sous la forme générale, avec n entier :

$$s(t) = a_0 + a_1 \cdot \cos(\omega \cdot t) + b_1 \cdot \sin(\omega \cdot t) + a_2 \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t) + b_2 \cdot \sin(2 \cdot \omega \cdot t) + a_3 \cdot \cos(3 \cdot \omega \cdot t) + b_3 \cdot \sin(3 \cdot \omega \cdot t) + \dots + a_n \cdot \cos(n \cdot \omega \cdot t) + b_n \cdot \sin(n \cdot \omega \cdot t) + \dots$$

où $\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T}$ est la pulsation fondamentale (en rad/s) avec f la fréquence fondamentale (en Hz) et T la période correspondante (en s).

Le terme a_0 est la composante continue du signal. Il peut être vu comme un décalage vertical de la courbe. Pour les sons, $a_0 = 0$ dans la pratique.

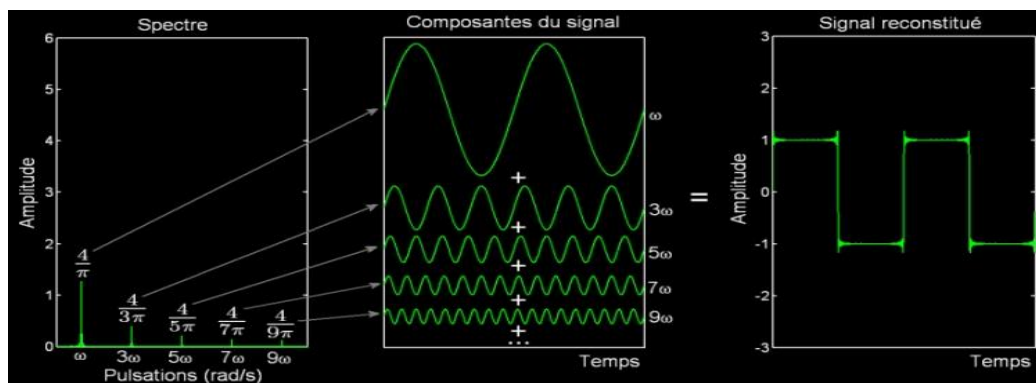
Cette année, nous ne considérons que des signaux s'écrivant comme une somme de sinus ou de cosinus, mais pas les deux en même temps. En clair, pour tout n , on a soit $a_n = 0$, soit $b_n = 0$. Dans cette configuration, les amplitudes des pics sur le spectre correspondent soit aux b_n , soit aux a_n .

a_1 ou b_1 est l'amplitude du fondamental (= harmonique de rang 1) et a_n ou b_n l'amplitude de l'harmonique de rang n .

En général, les harmoniques de rangs élevés sont d'amplitudes négligeables. En sommant les premières harmoniques, il est ainsi possible de reconstituer le signal en fonction du temps. Pour un signal créneau $s(t)$, un calcul (hors programme) indique qu'il peut s'exprimer comme une somme de sinus :

$$s(t) = \frac{4}{\pi} \sin(\omega \cdot t) + \frac{4}{3\pi} \sin(3\omega \cdot t) + \frac{4}{5\pi} \sin(5\omega \cdot t) + \frac{4}{7\pi} \sin(7\omega \cdot t) + \dots + \frac{4}{(2n+1)\pi} \sin((2n+1)\omega \cdot t) + \dots \text{(II.8)}$$

En sommant les premiers termes, on a ainsi :



Chapitre 2 Commande des onduleurs

Les petites oscillations observées sur le signal reconstitué viennent du fait que l'on n'a pas pris toutes les harmoniques (on est allé jusqu'au rang 99). C'est le **phénomène de Gibbs**

Et a partie de l'équation passé on a :

$$B_0 = \frac{1}{T} \int_0^T y(t) \cdot dt$$

$$A_n = \frac{2}{T} \int_0^T y(t) \sin(nwt) \cdot dt$$

$$B_n = \frac{2}{T} \int_0^T y(t) \cos(nwt) \cdot dt$$

La forme d'onde de la tension composée présente une symétrie de glissement et une symétrie par rapport à l'origine.

$$\Rightarrow B_0 = 0$$

$$B_n = 0 \quad (\text{Les termes en cosinus disparaissent})$$

Calcul de la composante A_n :

$$A_n = \frac{8}{T} \int_0^{\frac{T}{4}} V_S \cdot \sin(nwt) = \frac{4u_c}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \sin(nwt)$$

$$= \frac{4u_c}{\pi} \left[\int_{\vartheta_1}^{\vartheta_2} \sin(nwt) + \int_{\vartheta_3}^{\vartheta_4} \sin(nwt) + \dots \dots \dots + \int_{\vartheta_{n-1}}^{\vartheta_n} \sin(nwt) \right]$$

$$A_n = \frac{4u_c}{\pi} \cdot \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (-1)^{i-1} \cos(n\vartheta_i) \quad (\text{II.9})$$

$$\text{Avec : } \vartheta_1 < \vartheta_2 < \dots \dots \dots \vartheta_i < \frac{\pi}{2}$$

Et l'expression de la tension composée devient alors :

$$V_{ab}(t) = \sum_{i=1}^{\infty} A_n \sin(nwt) = \sum_{i=1}^{\infty} \frac{4u_c}{n\pi} \sum_{i=1}^{\infty} (-1)^{i-1} \cos(n\vartheta_i) \cdot \sin(nwt) \quad (\text{II.10})$$

Avec :

A_n : l'amplitude de l'harmonique de rang « n »

ϑ_i : L'angle correspondant à la i ème commutation.

n : le nombre de commutation imposées sur un quart de période

On note alors qu'il est possible, suivant les valeurs ϑ_i , d'obtenir la disparition d'harmoniques d'un certain rang. On note aussi que l'harmonique 3 et tous les harmoniques multiples de 3 sont nuls.

Chapitre 2 Commande des onduleurs

Pour que l'onde unipolaire ne contienne pas les harmoniques 5 et 7, il suffit de résoudre le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} H_5 = \frac{4u_c}{5\pi} \sum_{i=1}^2 (-1)^{i-1} \cos(5\vartheta_i) = 0 \\ H_7 = \frac{4u_c}{7\pi} \sum_{i=1}^2 (-1)^{i-1} \cos(7\vartheta_i) = 0 \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Ou encore :

$$\begin{cases} \cos 5\vartheta_1 - \cos 5\vartheta_2 = 0 \\ \cos 7\vartheta_1 - \cos 7\vartheta_2 = 0 \end{cases}$$

La résolution de ce système a donné les valeurs des angles suivantes :

$$\vartheta_1 = 61,71^\circ, \vartheta_2 = 10,28^\circ$$

Et si on veut éliminer plus d'harmoniques on suit la même procédure mais le système devient de plus en complexe. Ce qui nécessite l'utilisation des méthodes mathématique pour résoudre le système non linéaire. On note que la méthode de Newton- Raphson est la plus utilisée dans ce sens.

II.12. La Modulation vectorielle :

Dans le développement de la modulation SPWM naturelle et régulière échantillonnée, pour un système triphasé, présentée précédemment, la position et l'ordre des impulsions de pour chaque bras est explicitement définie par la stratégie de modulation. Par conséquent, il n'y a pas d'opportunité pour les faire varier. Toutefois, le placement d'impulsion au milieu de chaque demi-période de la porteuse est présenté pour montrer l'effet sur la tension de sortie maximale (indice de modulation), et sur la mise en œuvre de la modulation. En effet, toutes ces stratégies sont basées sur le placement des intervalles inactifs (nuls) au milieu de chaque demi-période de la porteuse.

II.12.1 Principe de la MLI Vectorielle :

Au milieu des années 80, une forme de PWM appelée modulation vectorielle (SVM) est proposée, dont le but d'offrir des avantages significatifs à celle obtenues avec le SPWM et THSPWM en termes de performances (la simplicité de mise en œuvre, l'exploitation maximum de tension de bus continu) .

Ce type de modulation est appelé (Space Vector Pulse Width Modulation SVPWM), il n'est applicable que sur les onduleurs de tension. Avec cette technique, on obtient le même résultat que le THIPWM, mais les commutations des interrupteurs sont plus régulières, ce qui va réduire les pertes de commutation .De ce fait, il existe seulement huit combinaisons possibles de commutation d'un onduleur triphasé (23 , 3 bras), figure II.9. La SVPWM s'appuie sur le calcul vectoriel des rapports cycliques tandis que la SPWM s'appuie sur la comparaison .[18]

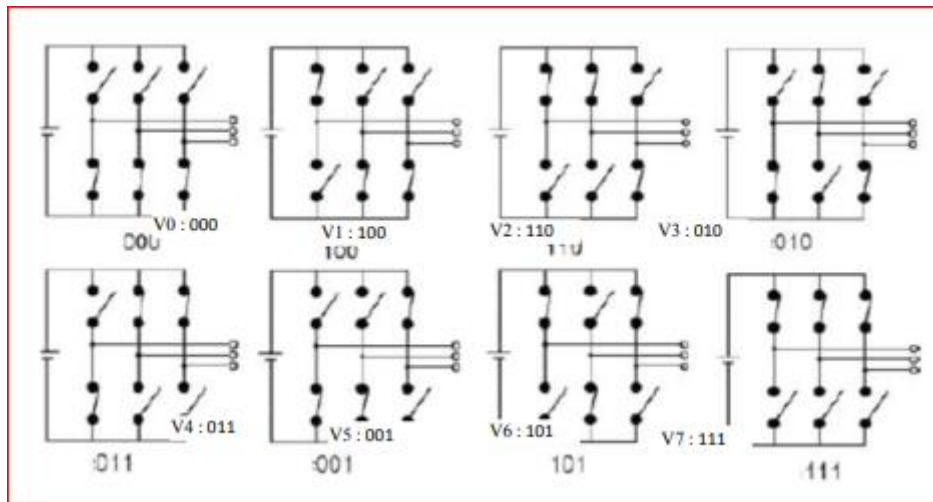


Figure (II.38) les huit combinaisons de commutation possibles d'un onduleur triphasé à deux niveaux

Les trois tensions simples de référence (V_{an}, V_{bn}, V_{cn}), d'un système triphasé, peuvent être présentées par un système biphasé (V_{α}, V_{β}), avec deux axes orthogonal (α, β).

II.12.2 La transformation de clarcke :

En utilisant la transformation de Clarke, on peut écrire, sous la forme matricielle :

$$V_w = \begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Si l'on considère les composants V_{α}, V_{β} comme les projections du vecteur V_w sur les deux axes perpendiculaires, ce vecteur suffit pour caractériser le système triphasé.

Selon les équations des tension simple et composé On peut récrire la tension de référence, en fonction des états logiques des interrupteurs, et de la tension contenue .

$$V_w = \begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{u}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{3}} & -1/\sqrt{3} & -1/\sqrt{3} \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_a \\ K_b \\ K_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

Ayant 3 grandeurs booléennes K_a, K_b, K_c pour la commande des interrupteurs, l'onduleur de tension permet donc de fournir 8 vecteurs spatiaux (six vecteurs actifs et deux vecteurs nuls) comme le montre le tableau II.

Chapitre 2 Commande des onduleurs

K_a	K_b	K_c	V_a	V_b	V_c	V_α	V_β	\vec{V}_w
0	0	0	0	0	0	0	0	$\vec{V}_0 = 0$
1	0	0	$2U/3$	$-U/3$	$-U/3$	$-U/\sqrt{2/3}$	0	$\vec{V}_1 = 2U/3$
1	1	0	$U/3$	$U/3$	$-2U/3$	$U/\sqrt{6}$	$U/\sqrt{2}$	$\vec{V}_2 = (2U/3)e^{j\pi/3}$
0	1	0	$-U/3$	$2U/3$	$-U/3$	$-U/\sqrt{6}$	$U/\sqrt{2}$	$\vec{V}_3 = (2U/3)e^{j2\pi/3}$
0	1	1	$-2U/3$	$U/3$	$U/3$	$-U/\sqrt{2/3}$	0	$\vec{V}_4 = (2U/3)e^{j\pi}$
0	0	1	$-U/3$	$-U/3$	$2U/3$	$-U/\sqrt{6}$	$-U/\sqrt{2}$	$\vec{V}_5 = (2U/3)e^{j4\pi/3}$
1	0	1	$U/3$	$-2U/3$	$U/3$	$U/\sqrt{6}$	$-U/\sqrt{2}$	$\vec{V}_6 = (2U/3)e^{j5\pi/3}$
1	1	1	0	0	0	0	0	$\vec{V}_7 = 0$

Figure (II.38) Composantes de clarke des tensions de sortie

Les six vecteurs actifs (\vec{V}_1, \vec{V}_6) (ont le même module, égal à $2U/3$. Les extrémités de ces vecteurs définissent (Figure II.10) les sommets d'un hexagone régulier, puisque deux vecteurs actifs successifs font entre eux un secteur d'un angle $\pi/3$, les deux vecteurs nuls \vec{V}_0, \vec{V}_7 sont localisé à l'origine de l'hexagone.

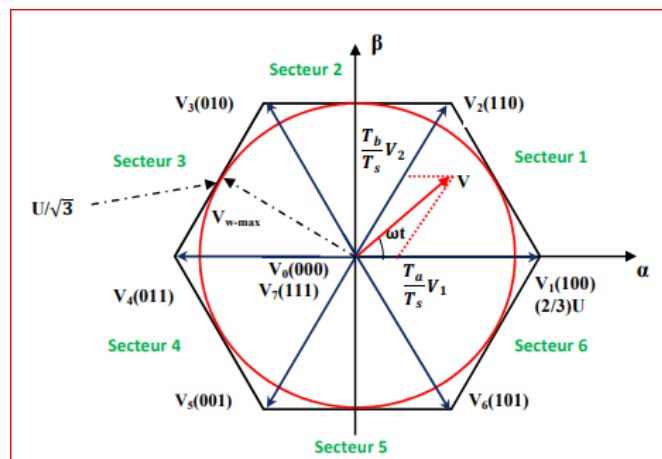


Figure (II.39) Représentation spatiale des vecteurs de tension dans le repère (α, β)

Chapitre 2 Commande des onduleurs

Le vecteur V_w représentant les trois tensions désirées, a pour module $rU/\sqrt{3}$ et sa valeur maximal est $U/\sqrt{3}$. Ce vecteur tourne avec une vitesse angulaire $\omega = 2\pi f$ son extrémité décrit un cercle rouge (figure II.22). On obtient un indice de modulation :

$$M_{SVPWM} = \frac{U/\sqrt{3}}{\sqrt{2}U/\pi} = 0.9069$$

Donc, la fondamentale maximal de la tension de sortie obtenu par cette technique, par rapport à la commande pleine onde est 90 %, cela est le même résultat obtenu avec l'injection de l'harmonique trois. Vu le caractère discret du fonctionnement des convertisseurs de puissance, une loi de modulation de type MLI consiste non plus à imposer le système de tension $[V_a(t), V_b(t), V_c(t)]$ à tout instant, mais à imposer sa valeur moyenne $[V_a(k), V_b(k), V_c(k)]$ sur une période de hachage T_s (sample time) où k correspond à la k ème période. La période de hachage T est obtenue en divisant la période T_s , du vecteur de référence V_w , en n intervalles de modulation.

La SVPWM consiste à générer en valeur moyenne le vecteur de tension V à partir des vecteurs de tension actifs qui délimitent le secteur à l'intérieur duquel se trouve le vecteur tension de référence, et de compléter cette génération par des phases de roue libre à travers l'application des vecteurs de tension nuls, et cela à chaque période T_s . Pour ce faire, le raisonnement s'effectue par secteur. Prenant le secteur 1 de la **figure (II.22)**.

la tension de référence est synthétisée à chaque intervalle régulier T_s , utilisant les deux vecteurs adjacents V_1, V_2 , et les vecteurs nuls (V_0, V_7). En effet le vecteur V_1 est appliqué pendant T_a , et V_2 est appliqué pendant T_b et le vecteur nul est appliqué pendant le reste de la période d'échantillonnage $T_0 = T_s - T_a - T_b$. De cette façon on parle de la stratégie SVPWM asymétrique, Un raisonnement équivalent peut être effectué pour chaque des autres secteurs.

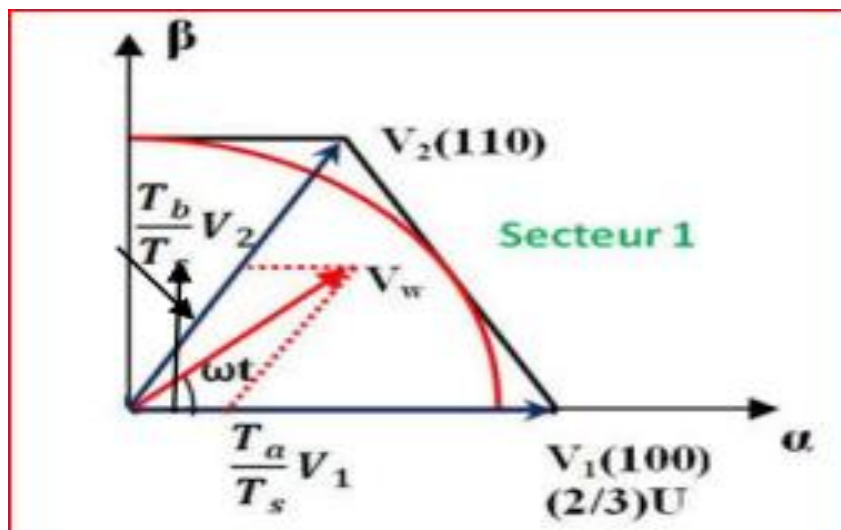


Figure (II.40) Représentation spatiale de la tension de référence pour le secteur 1

Il existe un deuxième mode de fonctionnement pour cette technique, c'est la SVPWM symétrique qui consiste à appliquer successivement V_0, V_1, V_2, V_7 pendant $T_0/2, T_a, T_b,$

Chapitre 2 Commande des onduleurs

$T_0/2$, ensuite appliquer successivement V_7, V_2, V_1, V_0 , pendant $T_0/2, T_b, T_a, T_0/2$, ce qui va générer les signaux SVPWM de façon symétrique (**figure II.40**)

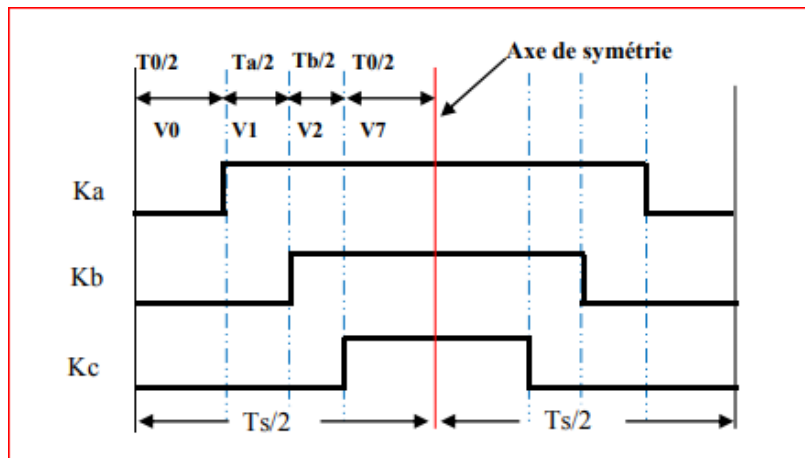


Figure (II.41) Allure des impulsions SVPWM symétrique quand V_w est localisé dans le secteur 1

La SVPWM symétrique est souvent préférée car elle permet à chaque impulsion de changer l'état d'un seul interrupteur (**Figure (II.41)**), ce qui minimise les pertes de commutations. Elle permet également d'avoir une tension de sortie avec taux de distorsion harmonique THD réduit [47,64].

D'une manière similaire, on peut déduire les cycles de commutation des cinq secteurs restants, comme le montre la **figure (II.42)**.

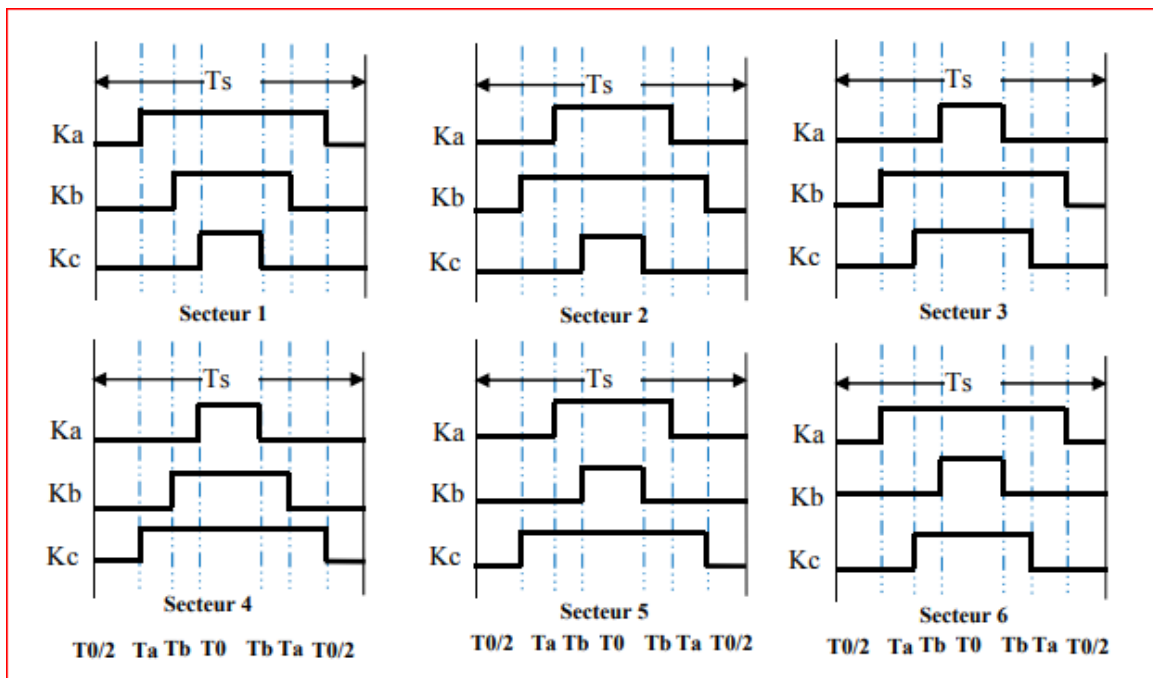


Figure (II.42) : l'allure des signaux SVPWM pour les six secteurs

Les signaux K_a, K_b, K_c sont les signaux de commande des trois interrupteurs supérieurs de l'onduleur, et leurs compléments commandent les trois interrupteurs inférieurs.

II.13. Principaux avantages de la M.L.I :

La modulation de largeur d'impulsion présente les avantages suivants :

- ✓ Une bonne neutralisation d'harmonique par rapport aux onduleurs à onde carrée ou en un seul créneaux.
- ✓ Elle permet de repousser vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite le filtrage.
- ✓ De faire varier la valeur du fondamental de tension de sortie.
- ✓ La MLI permet aussi l'alimentation de plusieurs ensembles onduleurs, moteurs asynchrones à partir d'une même source continue.

Nous nous proposons donc de simuler les techniques suivantes :

- ✓ La modulation sinusoïdale- triangulaire.
- ✓ L'injection de l'harmonique 3 dans la référence.
- ✓ La modulation vectorielle.
- ✓ La modulation calculée.

et les comparer du point de vue de leurs spectres d'harmoniques.

II.14. Modélisation 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, quelque 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.

$$V_A - V_O = \frac{E}{2} \Rightarrow K_1 \text{ fermé, } -\frac{E}{2} \Rightarrow K_1 \text{ ouvert}$$

$$V_B - V_O = \frac{E}{2} \Rightarrow K_2 \text{ fermé, } -\frac{E}{2} \Rightarrow K_2 \text{ ouvert}$$

$$V_C - V_O = \frac{E}{2} \Rightarrow K_3 \text{ fermé, } -\frac{E}{2} \Rightarrow K_3 \text{ ouvert}$$

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

$$\begin{aligned} V_A - V_B &= (V_A - V_O) - (V_B - V_O) = E \\ V_A - V_B &= (V_A - V_O) - (V_B - V_O) = 0 \\ V_A - V_B &= (V_A - V_O) - (V_B - V_O) = -E \\ V_A - V_B &= (V_A - V_O) - (V_B - V_O) = 0 \end{aligned}$$

1^{ère} cas : Si K_1 fermé et K_2 ouvert

2^{ème} cas : Si K_1 et K_2 fermés

3^{ème} cas : Si K_1 ouvert et K_2 fermé

4^{ème} cas : Si K_1 et K_2 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

Chapitre 2 Commande des onduleurs

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 $V_A + V_B + V_C = 0$.

Donc on peut écrire :

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

Et :

$$V_A = \frac{1}{3} \cdot (V_A - V_B) - \frac{1}{3} \cdot (V_C - V_A), \text{ de même } \begin{cases} V_B = \frac{1}{3} \cdot (V_B - V_C) - \frac{1}{3} \cdot (V_A - V_B) \\ V_C = \frac{1}{3} \cdot (V_C - V_A) - \frac{1}{3} \cdot (V_B - V_C) \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

On obtient finalement :

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

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 :

$$[V_{AC}] = [V_A \quad V_B \quad V_C]^T : \text{Tension alternatif équilibrée}$$

$$[V_{DC}] = [V_{AO} \quad V_{BO} \quad V_{CO}]^T : \text{Tension continue}$$

$$S_i = \begin{cases} 1 \\ \text{ou (excluf) } i = 1, 2, 3 \text{ (commutation supposées idéales)} \\ 0 \end{cases}$$

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

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

Plusieurs expressions peuvent être utilisées pour quantifier la déformation d'un signal, on utilise dans ce travail le taux de distorsion harmonique (THD):

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{50} V_n^2}}{V_1}$$

On utilise aussi l'expression qui donne le pourcentage du déchet de tension :

$$d = \left(\frac{V_1}{\sqrt{2}U_c/\pi} \right)_{\max}$$

Avec :

$$V_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} r \cdot \frac{U_c}{2}$$

V_1 : La valeur efficace du fondamental des tensions de sortie.

II.15. Simulation des différentes stratégies PWM :

Cette section porte sur l'implantation, de la commande pleine onde, la stratégie SPWM, THIPWM et la SVPWM, sous le logiciel Matlab / Simulink. Les modèles construits sont basés sur les équations correspondantes à chaque stratégie présentée dans les sections précédentes. Le modèle de simulation, présenté sur la figure II.14, est élaboré de façon à être identique à celui utilisé dans la partie expérimentale (chapitre IV). Ce système est composé d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux, alimenté par une tension continue $U_d = 60$ V, les signaux de commande des gâchettes de six interrupteurs sont élaborés à partir de la stratégie de commande utilisée.

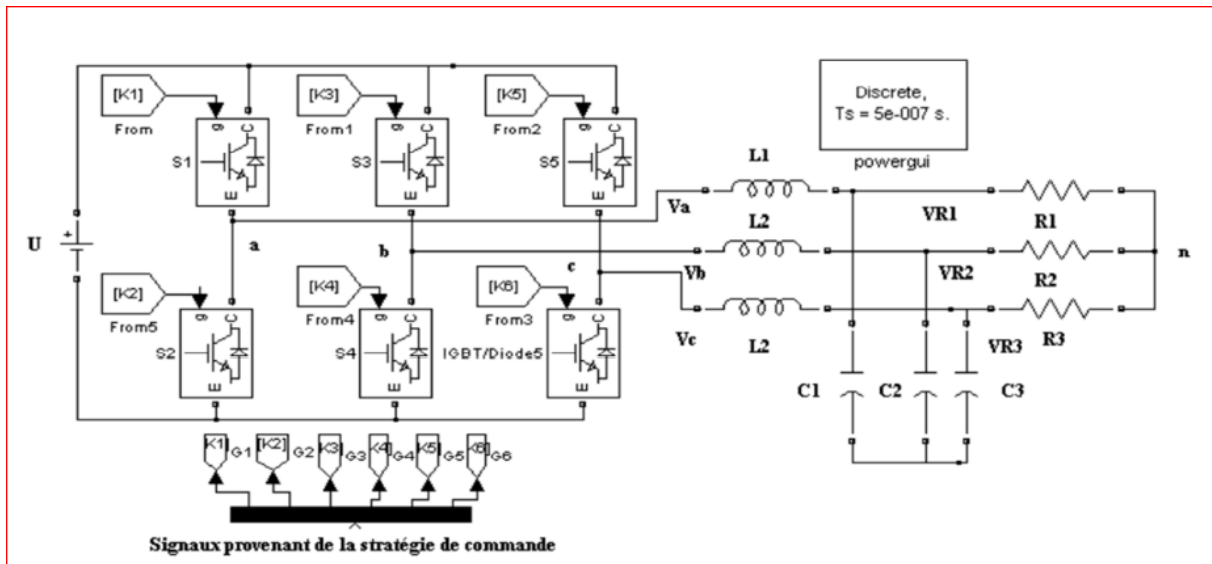


Figure (II.43) Schéma complet du modèle de simulation

Pour visualiser les fondamentaux des tensions de sortie de l'onduleur, un filtre passe bas LC ($L=33\text{mH}$, $C=0.47\ \mu\text{F}$), et une charge résistive ($R=120\ \Omega$) sont utilisés. Le block Powergui (Graphical user interface) est utilisé pour l'analyse spectrale.

II.15.1 Simulation de la commande pleine onde

Les signaux de commande de cette stratégie sont six signaux carrés (trois paires, une paire complémentaire par bras), les trois paires des signaux sont déphasés entre eux avec 120° (figure II.15).

La tension composée V_{ab} résultante comporte une série d'impulsions carrées dont les largeurs sont deux tiers de la période de commutation pour chaque phase.

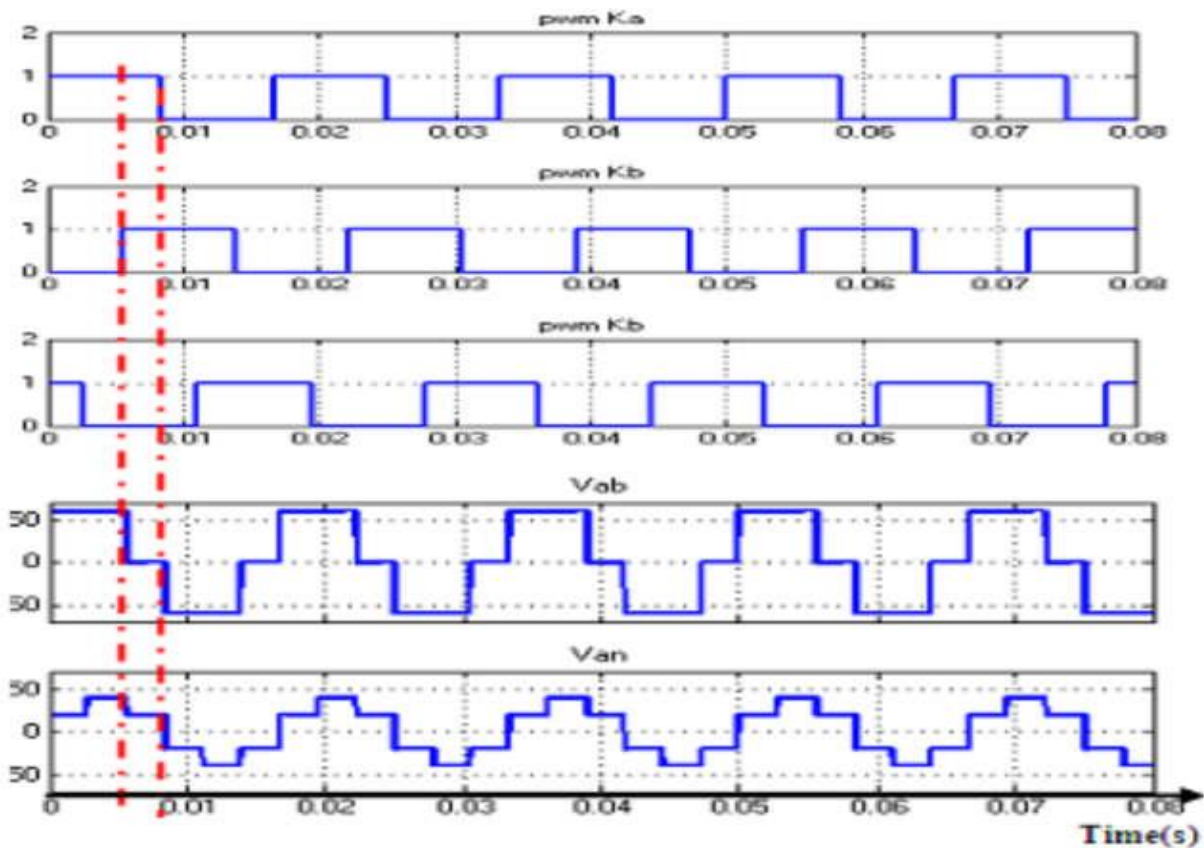


Figure (II.44) Signaux de commande pleine onde, tension composée V_{ab} , et tension simple V_{an} de l'onduleur.

La valeur d'amplitude, du fondamental (60 Hz) de la tension simple V_{an} , obtenue par la commande pleine onde est [66]:

$$V_{an} = \frac{2U}{\pi} = \frac{2 \times 60}{3.14} = 38.2V$$

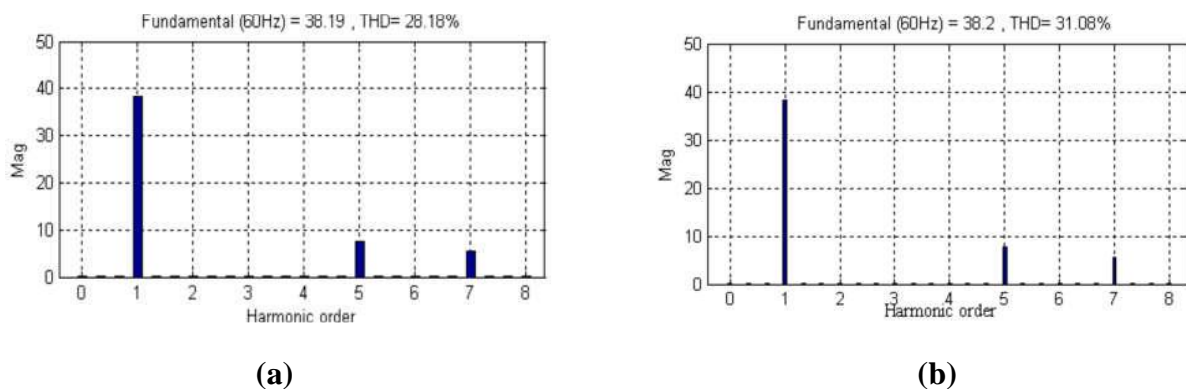


Figure (II.45) : (a): Spectre harmonique de la tension simple V_{an} , (b): Spectre harmonique de la tension de sortie du filtre V1R

Comme le montre la figure II.16.a, la tension simple contient des harmoniques avec des amplitudes importantes (THD=31.08%) à des fréquences proches du fondamental ce

quisignifie qu'il est difficile à filtrer (THD = 28,18%), (Figure II . 16.b). En outre, les harmoniques triples (harmoniques dont la fréquence est un multiple de trois fois la fréquence fondamentale), 3ème, 9ème, 15ème, 21ème, etc ..., ont été éliminées. Cette caractéristique est obtenue, seulement, avec l'onduleur triphasé, qui sera utilisé dans la troisième stratégie d'injection harmonique. Puisque, ces composantes harmoniques sont indésirables pour de nombreuses applications (echauffement de la machine, pollutions du réseau électrique...), on fait appel à la stratégie de SPWM pour surmonter cet inconvénient.

II.15.2 Simulation de la commande par SPWM

Les impulsions de SPWM sont générées en comparant, trois signaux de référence à basse fréquence (en général une sinusoïde), décalés entre eux avec 120° , à une onde porteuse à haute fréquence (forme de dents de scie ou triangulaire), d'une amplitude V_c , et de fréquence f_c . Les de signaux de référence ont la forme:

$$\begin{cases} Va_{ref}(t) = Vr \sin(2\pi ft) \\ Vb_{ref}(t) = Vr \sin(2\pi ft + \pi/3) \\ Vc_{ref}(t) = Vr \sin(2\pi ft - \pi/3), m = Vr/Vc. \end{cases}$$

Avec :

m: est l'indice de modulation ou la profondeur de modulation, qui sert à ajuster l'amplitude de la tension de sortie, avec l'intervalle $0 < m < 1$

f: la fréquence de la fondamentale.

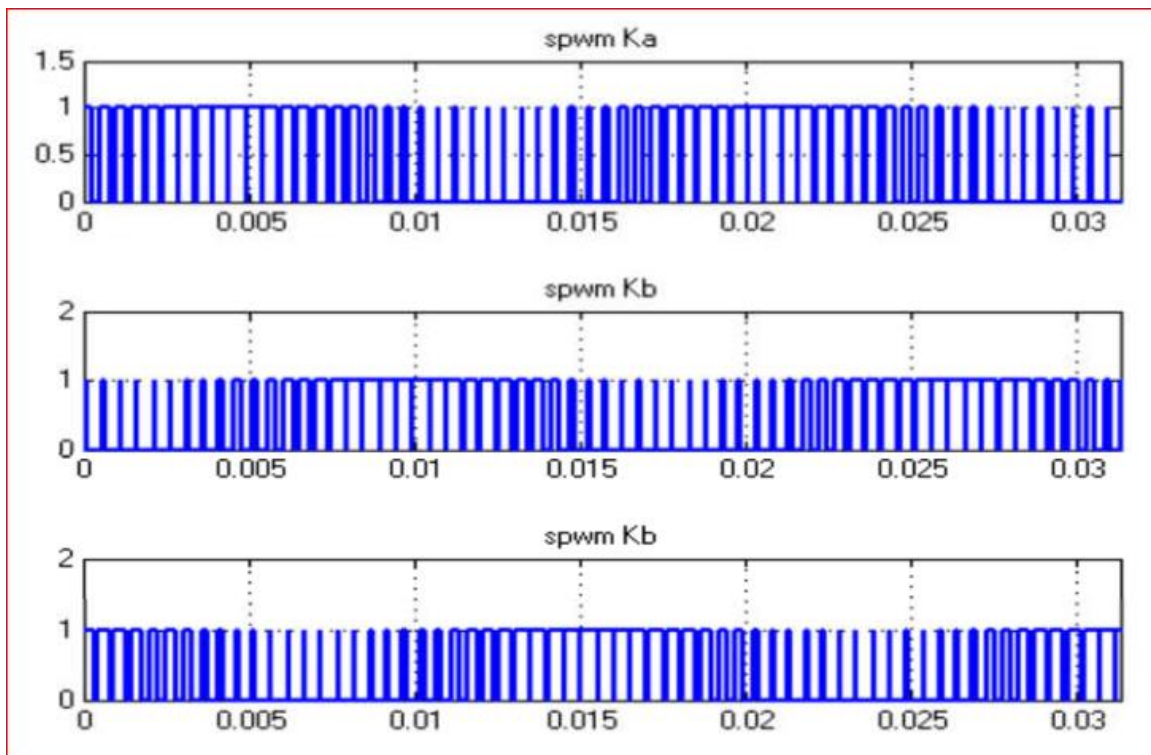


Figure (II.46) Les impulsions SPWM.

La Figure .II 17, présente les trois impulsions SPWM générées, pour commander les

Chapitre 2 Commande des onduleurs

trois interrupteurs supérieurs (Ka, Kb, Kc), leurs compléments sont utilisés pour commander les trois commutateurs inférieurs, avec $f_c = 1980$ Hz, $f = 60$ Hz, et $m = 1$.

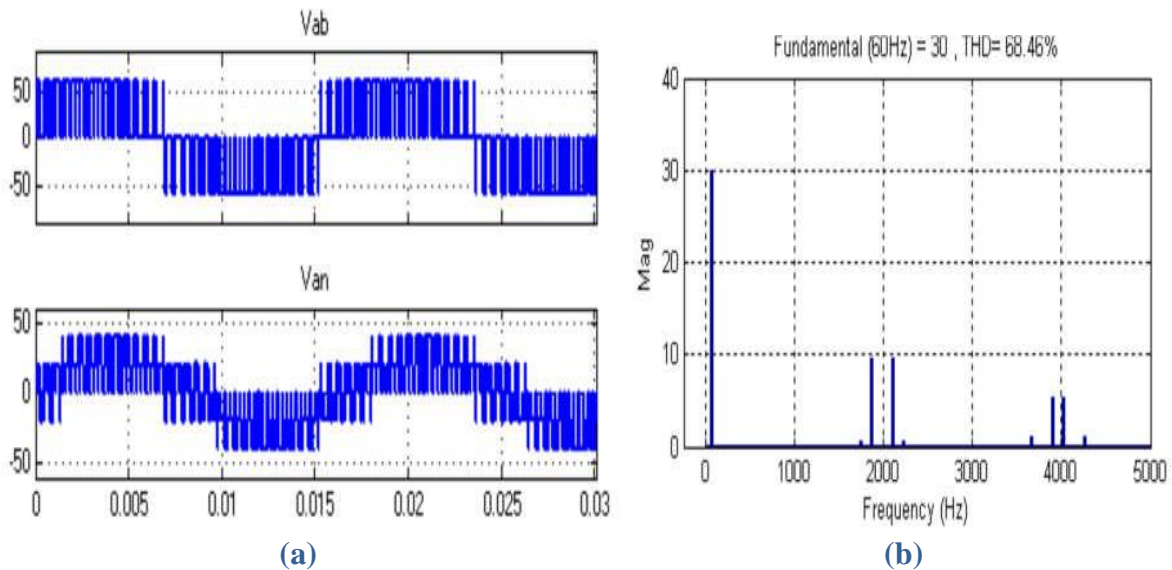


Figure (II.47) a) Tension de sortie de l'onduleur V_{ab} , V_{an} , b) Analyse spectral de la tension V_{an} à $f_c=1980$.

A partir de l'analyse FFT de la tension de sortie de l'onduleur (Figure II.18.b) l'amplitude de la composante fondamentale est $U_d / 2 = 30$ V, ce qui représente 78,54% de celle obtenue par la commande pleine onde $30/38.2 = 78,54\%$, comme mentionné précédemment.

En outre, le groupe des premiers harmoniques est poussé vers la fréquence de porteuse 1980 Hz.

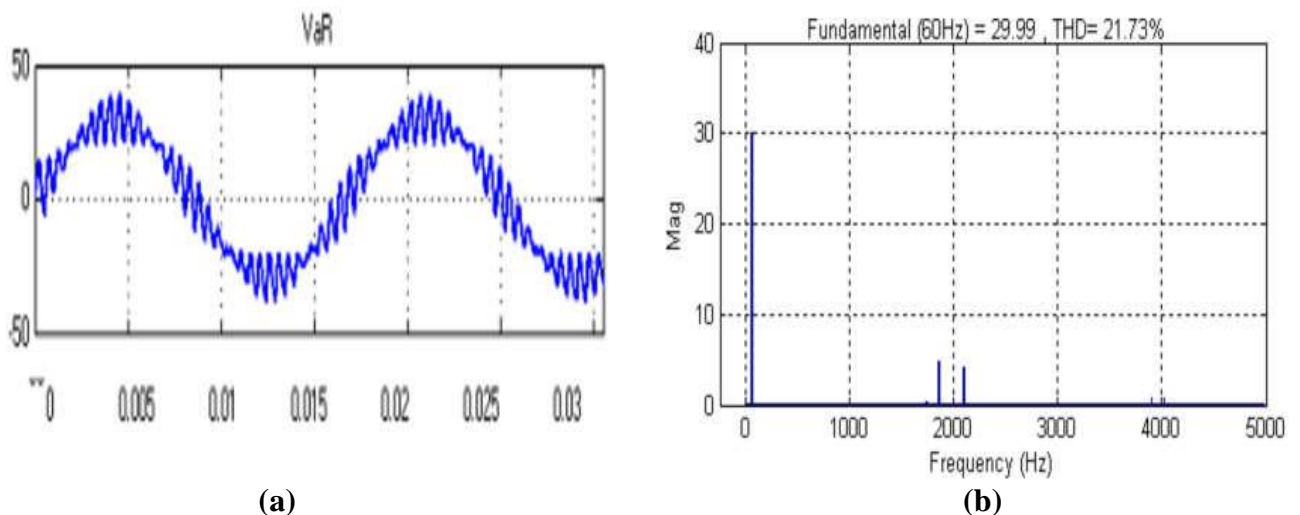


Figure (II.48) a) Tension V_{aR} de sortie du filtre, b) Analyse spectral de la tension V_{aR} à $f_c=1980$.

La Figure II.31 indique que la tension V_{aR} est toujours déformée $THD = 21,73\%$, cependant, n'est pas assez filtrée.

Chapitre 2 Commande des onduleurs

Si nous prenons $f_c = 15$ kHz, comme le montre la figure II.20, la tension de sortie du filtre est purement sinusoïdale, avec un THD = 0,57%, ce qui signifie que le premier groupé d'harmoniques est suffisamment poussé vers une fréquence supérieure à la fréquence de coupure du filtre LC.

Avec la stratégie SPWM, nous pouvons obtenir une tension de sortie presque sinusoïdale, avec moins de distorsion harmonique, mais l'amplitude maximum du fondamental de la tension de sortie, lorsque $m = 1$, est seulement 78,54%, de la valeur obtenue avec la commande pleine onde.

Pour accroître la production au-delà de l'amplitude fondamentale 78.54%, nous devons prendre $m > 1$, jusqu'à ce que quelques impulsions seront annulées (sur-modulation), ce qui augmente le THD.

II.15.3 Simulation de la commande THIPWM :

La THIPWM est mise en oeuvre de la même manière que la SPWM. Les signaux de référence, sinus plus leur troisième harmonique, sont comparées avec une porteuse triangulaire.

En effet, l'amplitude des tensions composées ne dépassent pas la tension d'alimentation continue $U/2$, mais ses composantes fondamentales sont d'environ 15,5% supérieur à l'amplitude du fondamental de la tension de sortie obtenue avec la stratégie SPWM, ce qui fournit une amplitude fondamentale maximale d'environ 90% de l'amplitude du fondamental par rapport à celle obtenue par le mode pleine onde.[19]

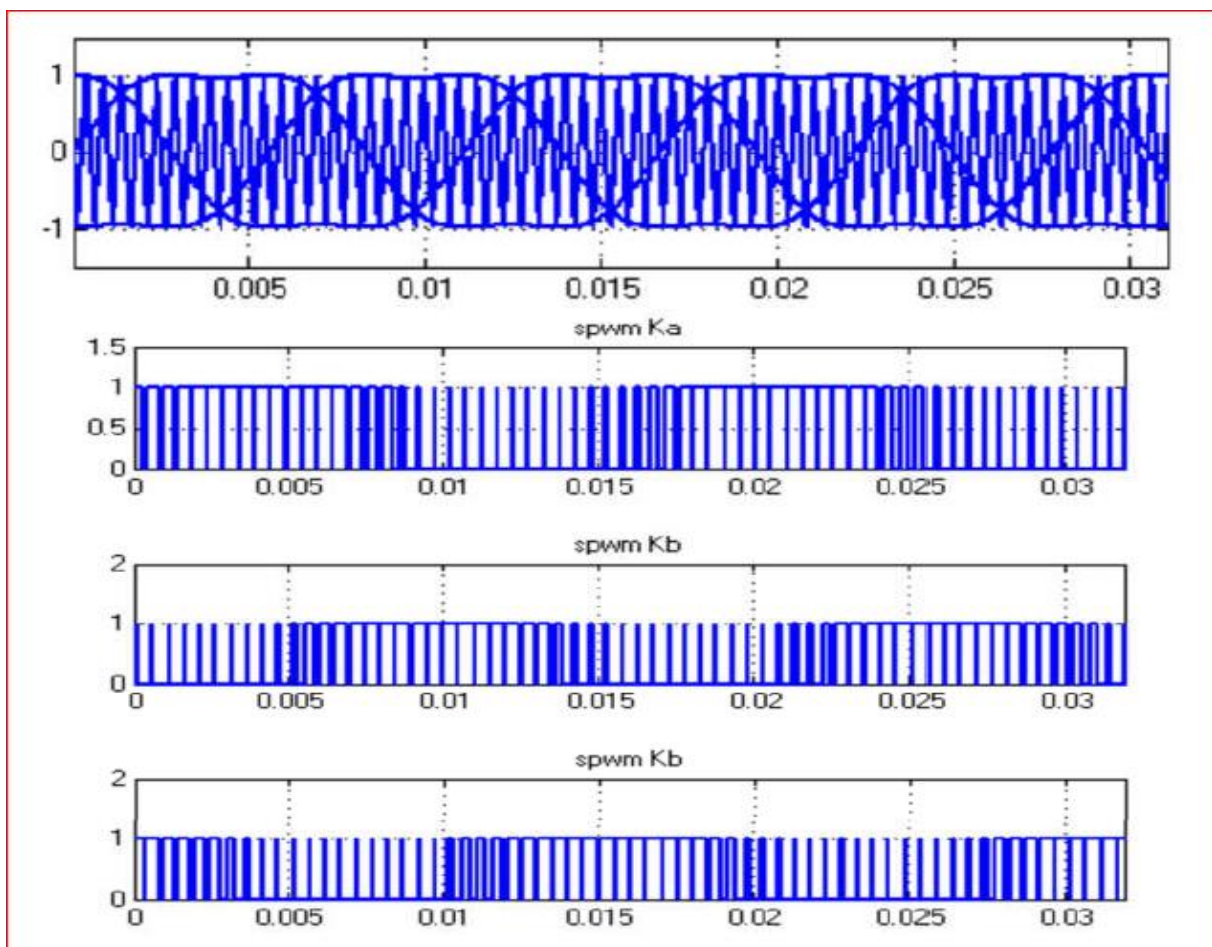


Figure (II.49) Génération des impulsions THIPWM.

Resultats de simulation :

Chapitre 2 Commande des onduleurs

Dans Figure II.48. représenté les trois résultats de simulation :

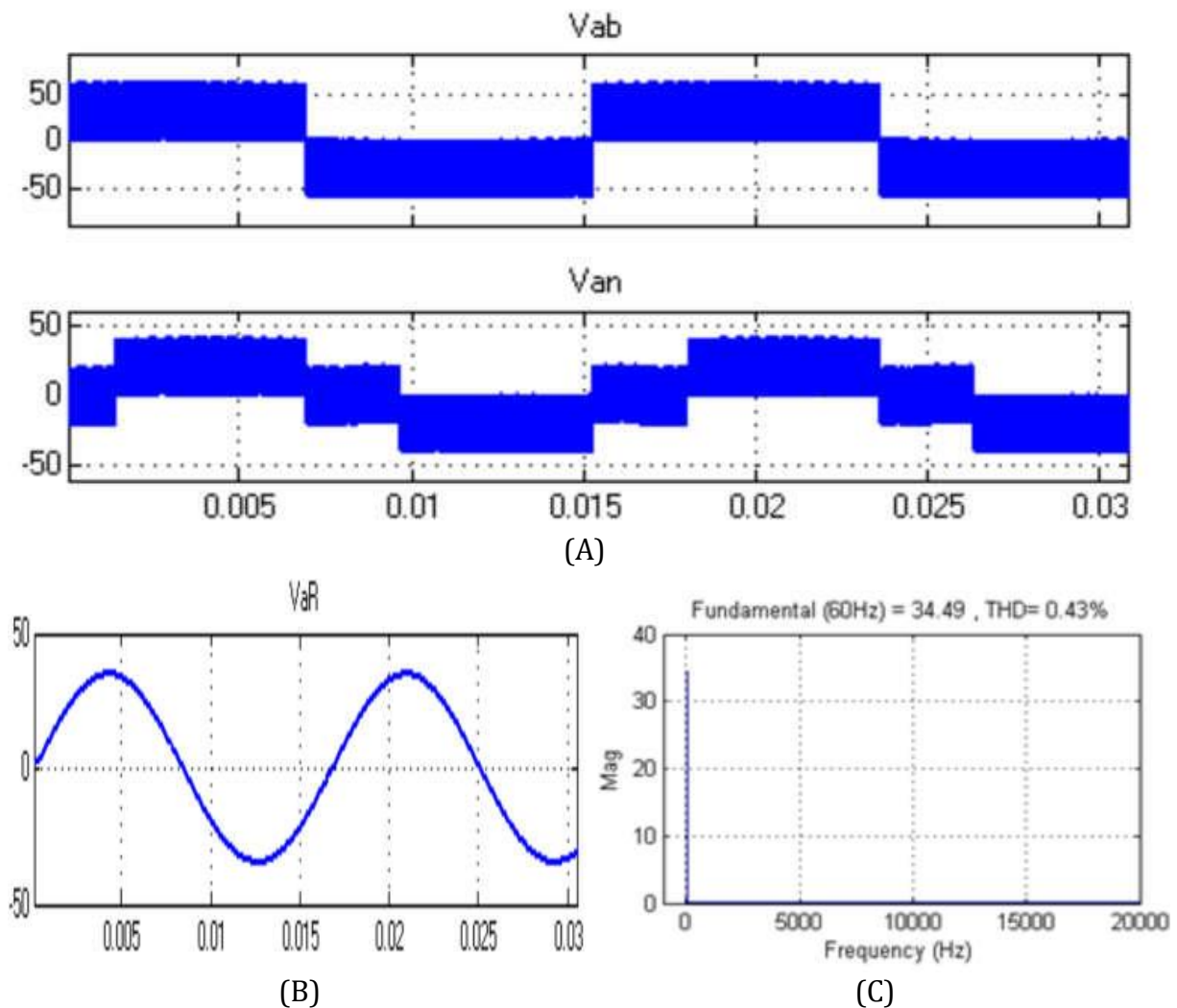


Figure (II.50) Résultats de simulation de THIPWM,

- (A) : Tension de sortie de l'onduleur composé et simple
- (B) : Tension simple filtrée
- (C) : Spectres de la tension filtrée.

II.15.4 Simulation de la commande SVPWM

Puisque la technique SVPWM, est basée principalement sur le calcul dans l'espace vectoriel, de sorte que son algorithme de mise en œuvre nécessite des moyens de calcul importants, dans ce qui suit, nous allons essayer d'extraire, à travers l'étude théorique qui a été menée précédemment, les étapes nécessaires pour élaborer l'algorithme de génération des signaux SVPWM, puis une simulation de cet algorithme, sera présentée, pour vérifier son efficacité pour la commande des onduleurs triphasés de tension.

La mise en œuvre de la stratégie SVPWM, à chaque période d'échantillonnage T_s , s'appuie sur les étapes suivantes :

Chapitre 2 Commande des onduleurs

- .Calcul $V\alpha, V\beta$ partir de $(V_{a_ref}, V_{b_ref}, V_{c_ref})$.
- .Identification de secteur, dans lequel la tension de référence est localisée.
- .Calcul de T_a, T_b, T_0
- .Génération des signaux SVPWM en basant sur les temps de commutation des interrupteurs, pour chaque secteur.

Pour pouvoir vérifier que le block SVPWM génère correctement les signaux SVPWM, correspondant aux allures on prend la fréquence de porteuse, $f_c = 13 * f$ et $f = 60$ HZ, par cela le signal de référence prend deux positions par secteur, ce que fait 12 positions pour faire un cycle pendant une période du fondamental $T = 1/60 = 0.016$ sec

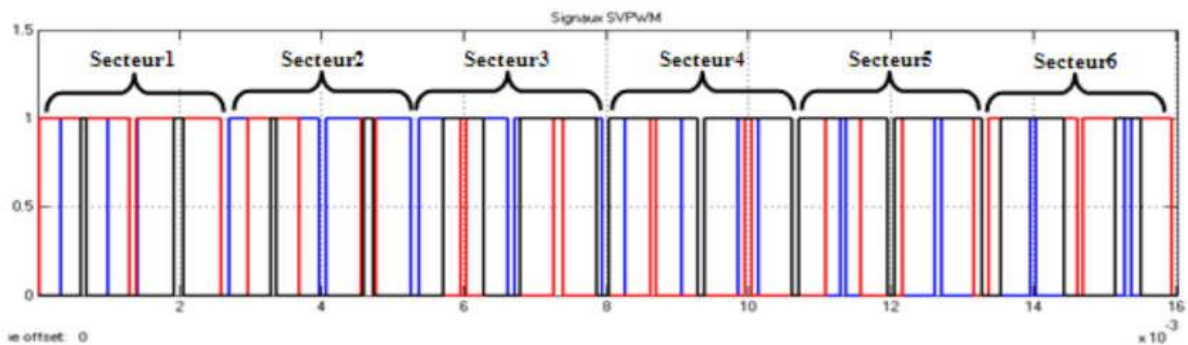


Figure (II.51) : Allure des signaux SVPWM générés à $f=60\text{Hz}$, $f_c=12*f$, $m=0.9$

La figure II.24 présente les deux tensions de sortie composée V_{ab} et simple V_{an} de l'onduleur, et la tension filtrée V_{aR} et son spectre d'harmonique. Ces résultats de simulation sont obtenus pour $f_c = 15\text{KHz}$, $f = 60\text{ Hz}$ et $m = 0.9$

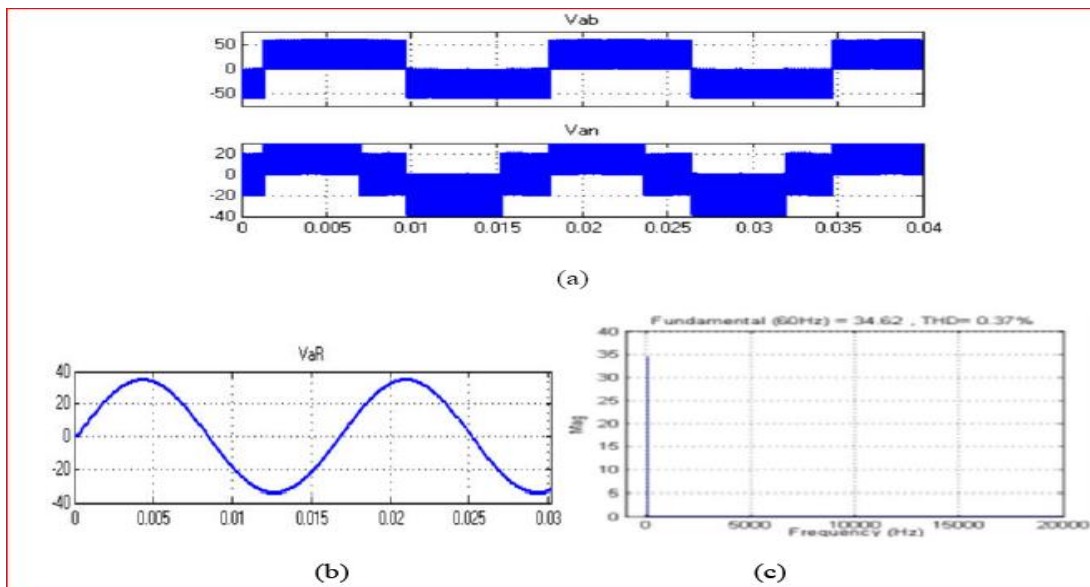


Figure (II.52) Résultats de simulation de SVPWM, a). Tension composée et simple de sortie de l'onduleur, b). Tension simple filtrée, c). Spectres des harmoniques de la tension filtrée.

Les résultats obtenus montre que la SVPWM donne presque la même performance que celle de THIPWM, en termes d'utilisation de bus continu, mais avec THD réduit (0.37%) et ceci dû à la commutation bien ordonnée (changement d'état d'un seul interrupteur par séquence), ce qui par la suite minimisera les pertes de commutation au niveau de l'onduleur.

II.16. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différents types des onduleurs et leurs applications ainsi que la modélisation du fonctionnement de ce dernier. Les critères de choix des interrupteurs commandés pour un onduleur se fait selon la puissance à commander, la fréquence de fonctionnement et la possibilité de commande.

La technique MLI à élimination d'harmoniques présente l'avantage de diminuer le nombre de commutations (14 commutations par période), d'éliminer les harmoniques de faible rang, et d'augmenter la tension applicable.

Les calculs théoriques et les résultats de la simulation montrent qu'un onduleur commandé par une ML à élimination d'harmoniques possède une bonne capacité d'éliminer l'harmonique 5 et 7 (pour 3 angle de commutation) car ces harmoniques produisent des champs tournants inverses qui engendre des ondulations de couple électromagnétique et donc des vibrations dans le moteur.

Les résultats de la simulation montrent que la technique SVPWM est capable de générer de l'onde sinusoïdale de bonne qualité, avec un faible THD

Cette technique continue d'être l'une des plus populaires dans l'industrie pour son utilisation, son contrôle de la fréquence et sa faible perte par commutation (200 commutations par période).

Chapitre III

COMMANDE VECTORIELLE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE

III.1. INTRODUCTION

La commande de la machine asynchrone (MAS) doit prendre en compte les spécificités propres à cette machine: l'ordre élevé du modèle, les non-linéarités du fonctionnement et de modélisation ainsi que le couplage entre les différentes grandeurs de commande. De plus, les paramètres de la machine dépendent généralement du point de fonctionnement et varient soit avec la température (résistance), soit avec l'état magnétique de la machine (inductance), sans compter que la charge peut être variable. Ces variations paramétriques affectent les performances du système de commande lorsqu'on utilise un régulateur ou une loi de commande à paramètres fixes. Les nouvelles applications industrielles nécessitent des variateurs de position/vitesse ayant de hautes performances dynamiques, une bonne précision en régime permanent, une haute capacité de surcharge et une robustesse aux différentes perturbations.

La machine asynchrone présente un fort couplage entre le couple et le flux, ce couplage rend la commande très difficile car il n'est pas possible de contrôler directement le flux et le couple à partir des courants d'alimentation comme c'est le cas pour les moteurs à courant continu (MCC) à excitation séparée. C'est pourquoi, la commande vectorielle n'a été introduite qu'au début des années 70 par Blaschke. Elle est basée sur l'orientation du repère de Park (d-q) de manière à annuler une des composantes du flux (directe ou, plus couramment quadratique) afin de simplifier l'expression mathématique du couple [20]. Le couple et le flux peuvent être contrôlés par deux différentes composantes du courant statorique. En maintenant le flux constant, le couple peut être réglé de façon indépendante du flux.

Pour réaliser ces conditions, une commande vectorielle nécessite la connaissance de la position du flux à orienter. Ceci peut être réalisé par une mesure directe à l'aide de capteurs de flux (dont la réalisation pratique est délicate), d'où le nom de commande directe, ou par une estimation indirecte d'où le nom de commande indirecte.

Si la machine asynchrone est alimentée à partir d'un onduleur de tension, il existe différentes stratégies de commande vectorielle (Figure III.1) pour contrôler la grandeur et la fréquence de sa tension de sortie et ainsi contrôler la vitesse et le couple de la machine asynchrone [21]

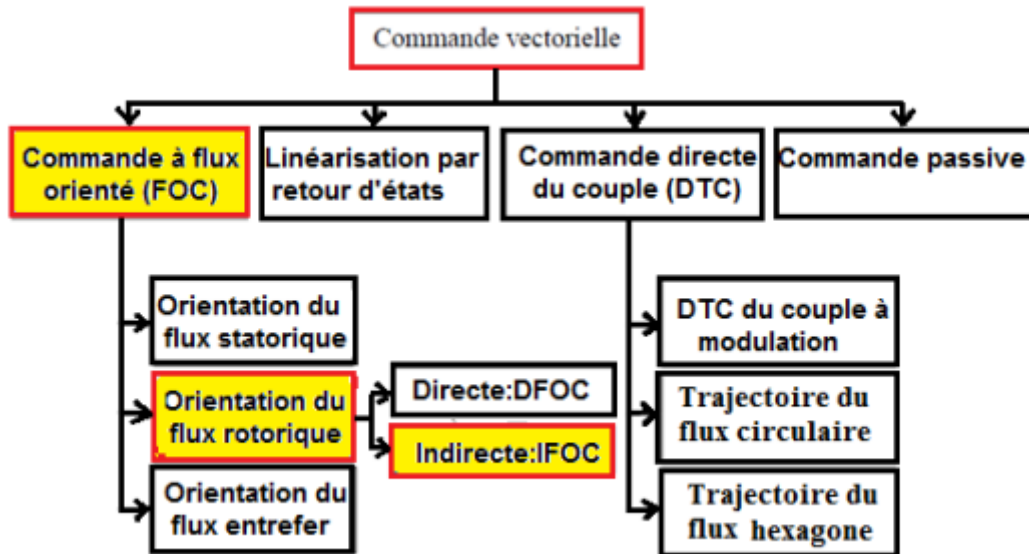


Figure III.1 : Stratégies de commande vectorielle de machine asynchrone.

Les stratégies de la commande vectorielle prennent en compte la grandeur des variables de contrôle et leur phase. La grandeur et la position des vecteurs de courant et de flux sont donc toujours connues ce qui assure un découplage parfait des composants du couple et permet ainsi d'obtenir des performances dynamiques très élevées. La commande à flux orienté (Field Oriented Control FOC) divisée en trois sous-méthodes, selon l'orientation du flux (stator, entrefer, rotor), cette méthode est basée sur le modèle inverse de la machine.

III.2. INTERET ET PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des grandeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la production du couple. Mathématiquement, la loi de la commande consiste à établir l'ensemble des transformations pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme dans une machine à courant continu à excitation séparée [22]. C'est-à-dire l'intérêt de la commande vectorielle est d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu (Figure III.2) [23][24][25].

Cette commande consiste à travailler dans un repère biphasé (d-q) dont l'axe tournant est porté par la direction du vecteur flux. Le modèle de la MAS est alors décrit par des grandeurs

Chapitre 3 Commande vectorielle d'une machine asynchrone

continues, et le couple électromagnétique s'écrira de façon similaire à celui d'une machine à courant continu.

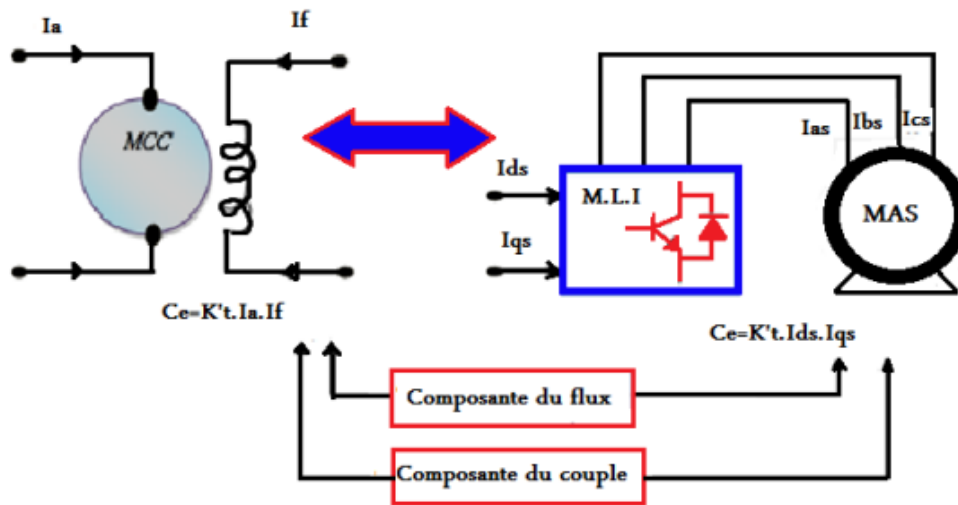


Figure III.2: Schéma du principe de découplage pour la MAS par analogie avec la MCC.

Le couple électromagnétique d'une machine à courant continu est donné par :

$$C_e = K_t' \varphi I_a = K_t' I_f I_a \quad \text{avec} \quad \varphi = L_{ind} I_f$$

- Le flux est contrôlé par le courant d'excitation I_f
- Le couple est contrôlé par le courant d'induit I_a
- . Donc le couple électromagnétique est donné par:

$$C_e = \frac{pL_m}{L_r} (\Phi_{rd} i_{qs} - \Phi_{rq} i_{ds}) \quad \text{(III.1)}$$

L'objectif de la commande vectorielle est de réaliser un découplage, c'est-à-dire :

- Le flux sera contrôlé par la composante directe du courant statorique i_{ds}
- Le couple sera contrôlé par la composante inverse du courant statorique i_{qs}

Dans notre travail, on a choisi la méthode d'orientation du flux rotorique de telle sorte à annuler sa composante en quadrature. C'est-à-dire de choisir un angle de Park convenable pour porter le flux rotorique sur l'axe det donc annuler $\varphi_{rq} = 0$, $\varphi_{rd} = \Phi_r$ [26] [27][28], le schéma de principe de cette orientation est donné sur la (Figure III.3) .

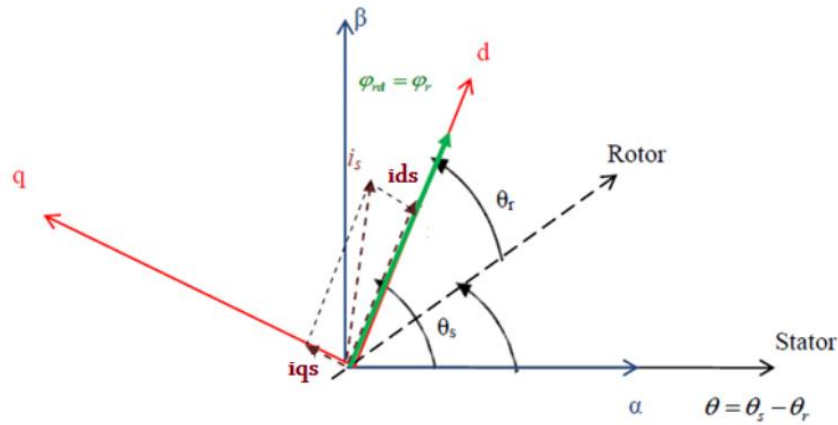


Figure III.3: Représentation de l'orientation du repère d-q

On obtient alors une expression positive et simplifiée du couple :

$$C_e = \frac{pL_m}{L_r} \Phi_{rd} i_{qs} \quad (\text{III.2})$$

Les équations du modèle d'états deviennent :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{ds}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{1}{\sigma T_r L_s L_r} L_m \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\omega_s i_{ds} - \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) i_{qs} - \frac{1}{\sigma T_r L_s L_r} L_m \omega \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ 0 = \frac{L_m}{L_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \\ 0 = \frac{L_m}{L_r} i_{qs} - \omega \Phi_r \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{p^2 L_m}{J L_r} (\Phi_{rd} i_{qs}) - \frac{p}{J} C_r - \frac{f}{J} \omega \end{array} \right. \quad (\text{III.3})$$

La transformation de Laplace de l'équation trois du flux donne :

$$\Phi_r = \frac{L_m}{1+T_r s} i_{ds} \quad (\text{III.4})$$

Chapitre 3 Commande vectorielle d'une machine asynchrone

Cette relation (III.4) peut être utilisée pour estimer le flux rotorique à partir du courant grandeur statorique accessible à partir de la mesure des courants réels statoriques et T_r représente la constante de temps rotorique de la machine i_{ds}

A partir de l'équation quatre du flux dans le système (III.3) nous déduisons l'expression de la vitesse rotorique donnée par :

$$\omega_r = \frac{L_m}{T_r \Phi_r} i_{qs} \quad (\text{III.5})$$

On a $\omega_s = \omega_r + \omega$

En injectant la relation de ω_r dans l'expression de ω_s , on obtient :

$$\omega_s = \dot{\theta}_s = \frac{L_m}{T_r \Phi_r} I_{qs} + \omega \quad (\text{III.6})$$

Où est la position instantanée (Figure III.3) du référentiel (d-q) par rapport au référentiel (α - β). Donc θ_s sera estimé à partir de la mesure de θ par un codeur incrémental, et du courant I_{qs} , grandeur statorique accessible à partir de la mesure des courants réels statoriques.

Finalement en résumé, les sorties du système sont obtenues par découplage comme suit :

$$\begin{cases} C_e = \frac{pL_m}{L_r} \Phi_r i_{qs} \\ \Phi_r = \frac{L_m}{1+T_r s} i_{qs} \\ \omega_s = \frac{L_m}{T_r \Phi_r} I_{qs} + \omega_r \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Avec :

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} \text{ et } \omega_r = p\Omega$$

Le système d'équation (III.7) montre qu'il est possible d'agir indépendamment sur le flux rotorique et le couple électromagnétique, par l'intermédiaire des composantes directe et en quadrature du courant statorique.

La principale difficulté de l'application de la commande vectorielle du moteur asynchrone, est la détermination de la position et le module du flux rotorique. Ces deux grandeurs ne sont pas mesurables directement, il est nécessaire de les connaître pour le contrôle du régime dynamique du moteur. Il existe deux variantes de la commande vectorielle.

Chapitre 3 Commande vectorielle d'une machine asynchrone

Dans le cas d'une commande directe [29], l'angle est mesuré ou estimé. Dans le cas d'une commande indirecte [30], cet angle est calculé à partir de l'expression de la vitesse de glissement (équation du III.7) où $\dot{\theta}$. La commande vectorielle directe est meilleure que la commande indirecte point de vue précision, mais elle est difficilement réalisable [31].

III.3. COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE DU MOTEUR ASYNCHRONE

Dans cette méthode, on ne régule pas le flux rotorique et on n'a donc besoin ni de capteur, ni d'estimateur ou d'observateur de flux. Si l'amplitude du flux rotorique réel n'est pas utilisée, sa position doit être connue pour effectuer les changements de coordonnées. Ceci exige la présence d'un capteur de position (vitesse) du rotor. Considérons le flux rotorique et le couple comme référence de commande.

Cette dernière peut être développée par deux groupes principaux :

- Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées.
- Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotorique T_r . En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué.

Dans ce qui suit, nous appliquons la commande vectorielle indirecte à la machine asynchrone alimentée en tension avec convertisseur. La structure de commande du schéma bloc est la suivante :

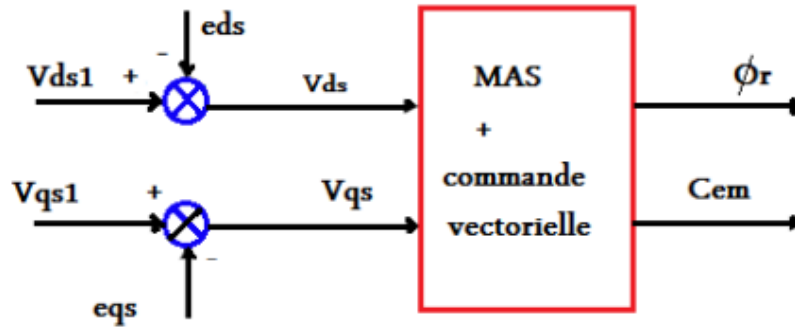


Figure III.5: Reconstitution des tensions V_{ds} et V_{qs}

En faisant apparaître de manière explicite le flux et le couple (III.7), nous obtenons :

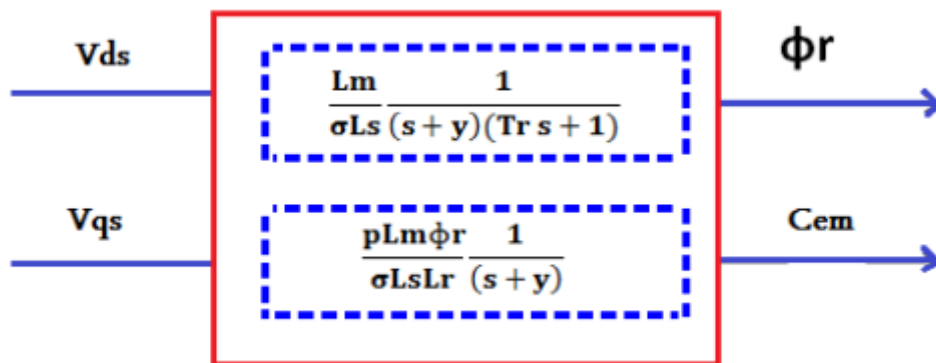


Figure III.6: Commande découplée – expression de Φ_r et C_{em}

III.3.2. Problème posé par le découplage

Dans ce cas du découplage, si la compensation est correcte, toute action sur l'une des entrées ne provoque aucune variation sur l'autre sortie. En revanche, une mauvaise compensation pourrait provoquer une évolution de cette dernière dans un sens tel qu'il y aurait renforcement d'une action, et donc divergence du système. Et on constate qu'il y aura un risque d'instabilité et cela pose aussi un problème de robustesse de la commande [30].

Une solution consiste par exemple à fixer a priori, un gain plus faible dans les fonctions de transfert compensatrices. Cette technique est très utile pour l'implantation réelle de la commande

III.4. SCHEMA DE PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE (IDFOC)

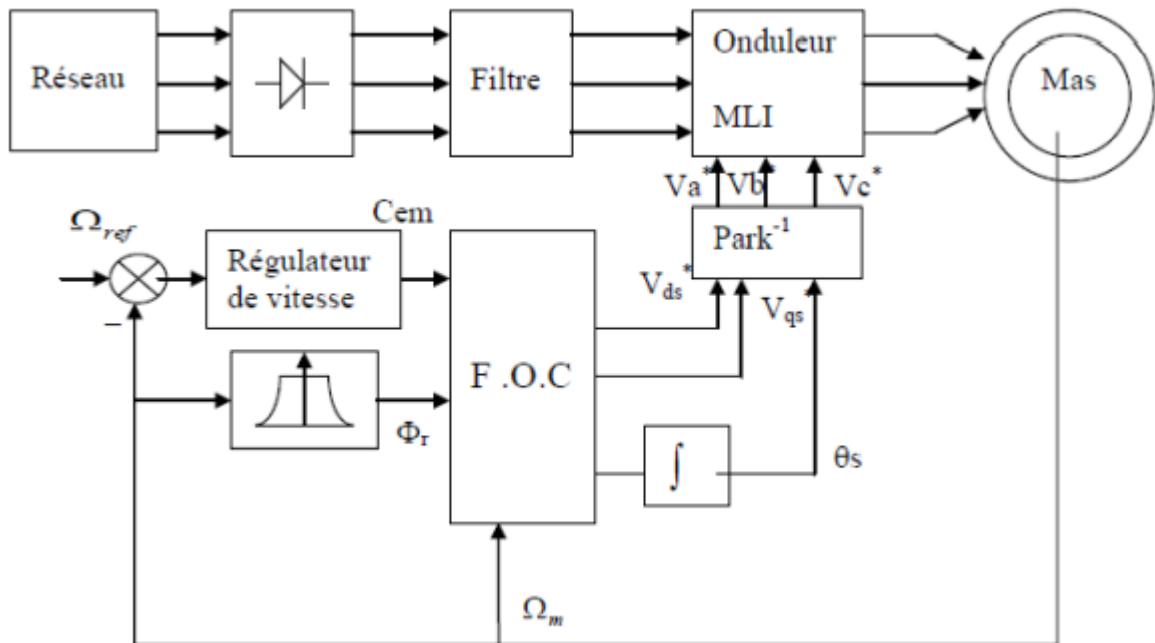


Figure III.7: Schéma de principe d'un contrôle vectoriel indirecte alimenté en tension

La structure de commande est constituée de l'association d'une machine asynchrone avec un onduleur de tension alimenté par un pont à diodes à travers un filtre passe-bas; les tensions de sortie de l'onduleur sont contrôlées par la technique de modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) qui permet le réglage simultané de la fréquence et de tension de sortie de l'onduleur. Trois stratégies de commande pour l'onduleur sont testées sur la commande vectorielle indirecte commençant par triangulo-sinusoidale, est l'une des techniques les plus simples. Elle consiste à comparer les trois tensions de référence (V_a^* , V_b^* , V_c^*), calculées par une transformation inverse de PARK à partir de (V_{ds}^* , V_{qs}^* , θ_s) un signal triangulaire d'amplitude fixe et de pulsation nettement supérieure à ω_s .

III.5. CONCEPTION DES REGULATEURS

Pour les réglages industriels, quelques structures de base sont introduites, comme le réglage classique, le réglage d'état, le réglage par mode de glissement, le réglage intelligent (Logique floue, réseaux de neurones et le réglage en cascade).

Chapitre 3 Commande vectorielle d'une machine asynchrone

Etant donné que les régulateurs de type Proportionnel-Intégral (PI) sont simple à mettre en œuvre, nous avons choisi de les utiliser pour concevoir la régulation des courants et de la vitesse.

Ce type de régulateur satisfait avec succès la régulation en commande vectorielle du point de vue (stabilité, précision, rapidité), et car les grandeurs à régler sont des grandeurs continues. Assure une erreur statique très faible grâce à l'action d'intégrateur, tandis que la rapidité de réponse est établie par l'action proportionnelle [28].

III.5.1. Régulateur de Vitesse

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante, ainsi que pour compenser la constante du temps mécanique. La vitesse peut être contrôlée à travers un régulateur PI dont les paramètres peuvent être calculés à partir de la (Figure III.8) [31][32].

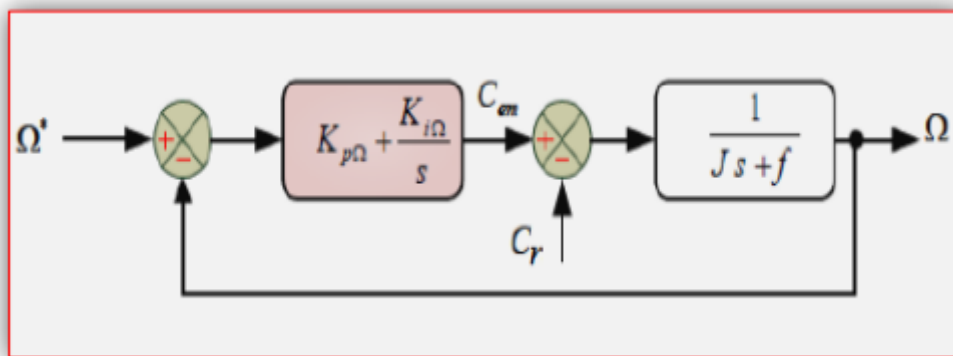


Figure III.8: Schéma bloc de la boucle de régulation de la vitesse ω_r

L'équation mécanique de la machine asynchrone est de la forme :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \Omega = \frac{1}{f+Js} (C_{em} - C_r) \quad (\text{III.10})$$

f : Coefficient de frottement visqueux,

J : Moment d'inertie ramené sur l'axe moteur. Le contrôle de la vitesse est réalisé par un contrôleur PI , ce régulateur est donné par la fonction de transfert suivante :

$$G_s(s) = K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} = \frac{K_{i\Omega}}{s} (1 + \tau_s s) \quad (\text{III.11})$$

Avec :

Chapitre 3 Commande vectorielle d'une machine asynchrone

$$\tau = \frac{K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}}$$

A partir de l'équation mécanique et la fonction de transfert du régulateur, on établit la fonction de transfert suivante qui lie la vitesse au couple. En considérant le couple de charge comme perturbation:

$$\Omega = \frac{1}{f+Js} \left(K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} \right) (\Omega^* - \Omega) - \frac{1}{f+Js} C_r \quad (\text{III.12})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de deuxième ordre. En identifiant le dénominateur à la forme canonique Nous avons à résoudre le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \tau = \frac{K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}} \\ \frac{J}{K_{i\Omega}} = \frac{1}{\omega_0^2} \\ \tau + \frac{J}{K_{i\Omega}} = \frac{2\zeta}{\omega_0} \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

Avec :

ζ : Coefficient d'amortissement.

ω_0 : Pulsation du système.

III.5.4. Bloc de défluxage:

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétique de la machine, permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part ce bloc permet, en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale .Il est défini par la fonction non linéaire suivante [33]:

En sous-vitesse

$$\varphi_s = \varphi_{snom} \quad \text{Pour } |\Omega| \leq \Omega_{nom}$$

En survitesse

$$\varphi_s = \varphi_{snom} \frac{\Omega_{nom}}{\Omega} \quad \text{Pour } |\Omega| \geq \Omega_{nom}$$

Avec

Ω_{nom} : Vitesse de rotation nominale

Chapitre 3 Commande vectorielle d'une machine asynchrone

φ_{snom} : Flux statorique nominale

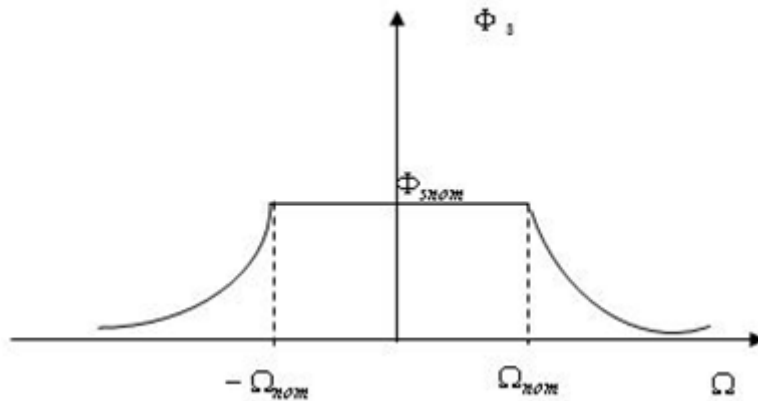


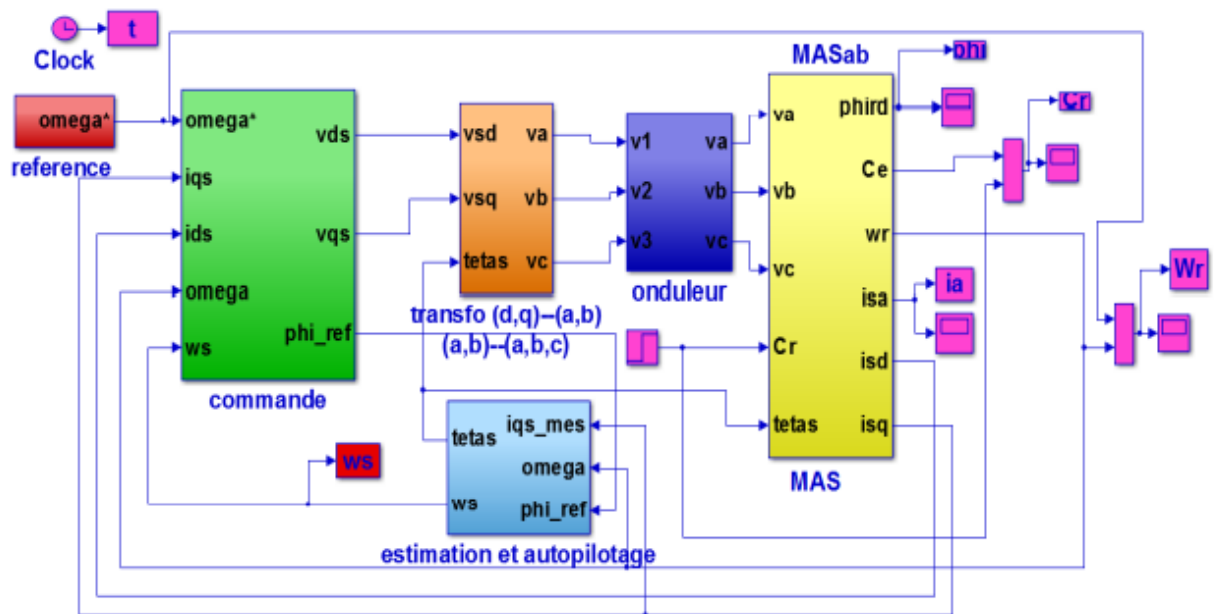
Figure III.9: bloc de défluxage

Cette relation montre que pour les vitesses inférieure à la vitesse nominale, le fonctionnement est à couple constant et au-delà de la vitesse nominale, il permet de diminuer le couple, dans ce cas il assure un fonctionnement à tension ou à puissance constante.

III.6. RÉSULTATS DE SIMULATION

A partir de l'étude théorique de la structure de la commande vectorielle à flux orienté, dans ce chapitre, nous pouvons élaborer les différents blocs nécessaires à une simulation du procédé.

Le schéma d'ensemble est donné par la figure (III.12)



Chapitre 3 Commande vectorielle d'une machine asynchrone

Figure III.10 : Schéma d'une commande vectorielle indirecte du flux d'une MAS alimentée en tension.

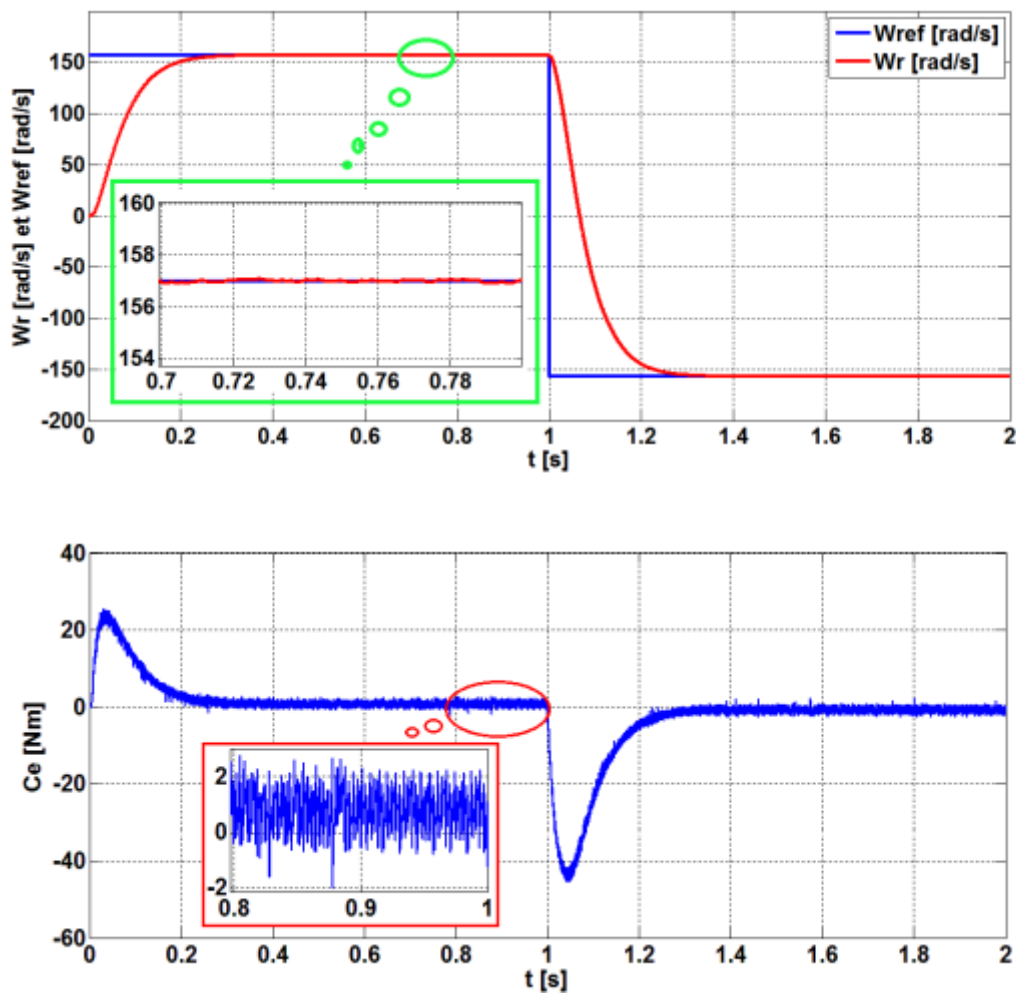
Afin de montrer les résultats obtenus par simulation de la commande vectorielle indirecte en tension. Nous avons simulé le système simulation avec variation de la vitesse

III.6.1. Simulation avec la commande MLI sinus-triangle de l'onduleur

Les figures suivantes montrent les performances de réglage lors d'un démarrage à vide suivi de l'application d'un couple de charge

Démarrage à vide $C_r=0$

- L'inversion de la consigne à $t = 1$ s.



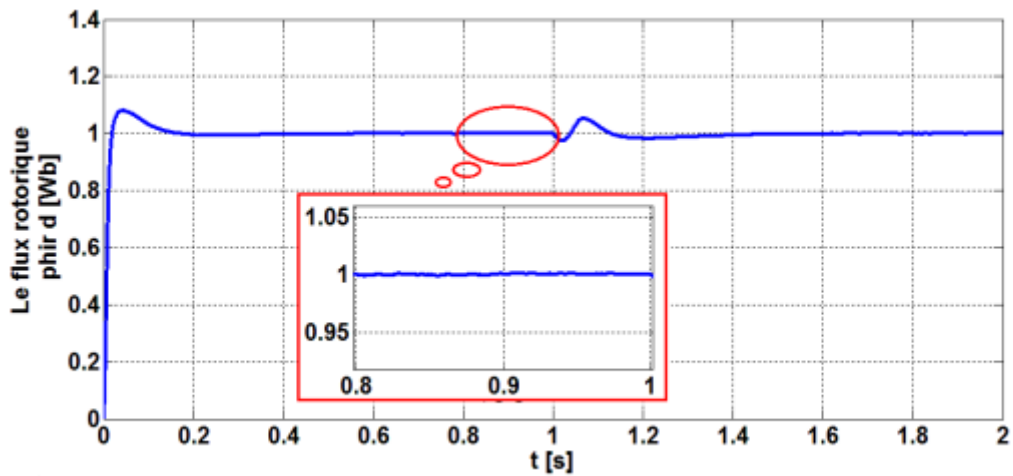
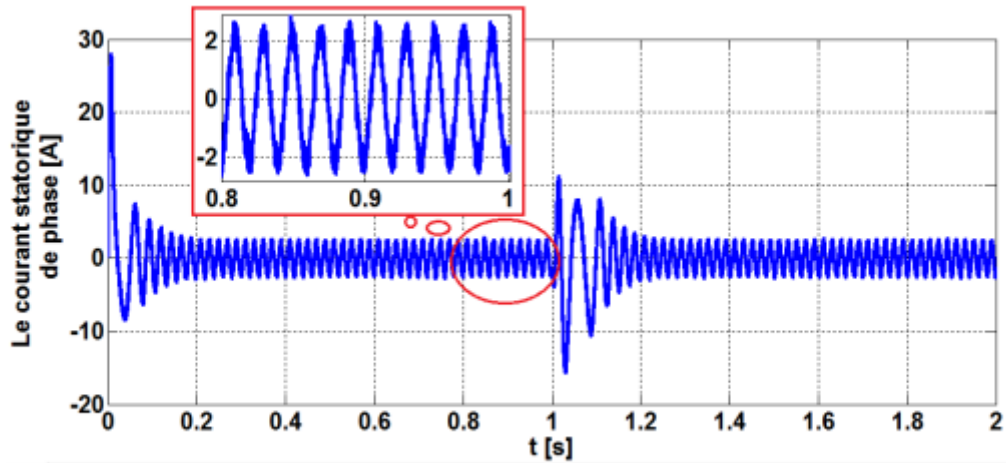
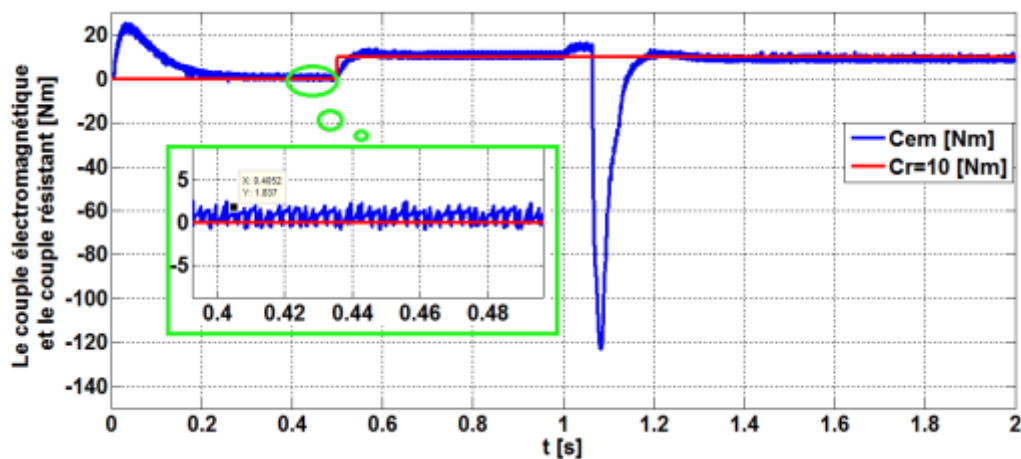


Figure III.11 : Résultats de simulation avec l'inversion de vitesse à vide

Démarrage en charge $C_r = 10$ N.m

- à $t = 0.5$ s, puis à l'inversion de la consigne à $t = 1$ s.



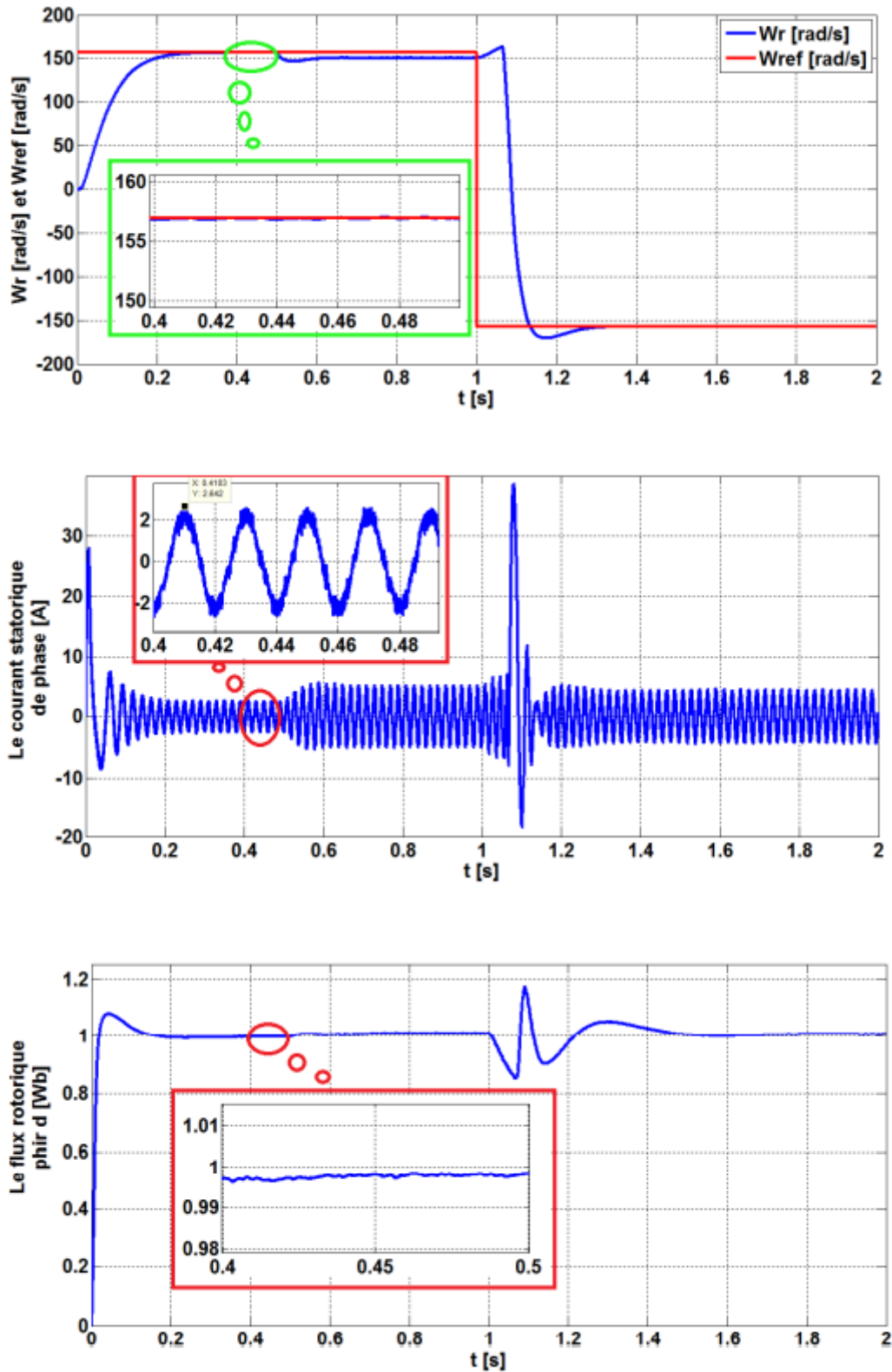


Figure III.12 : Résultats de simulation avec l'inversion de vitesse en charge.

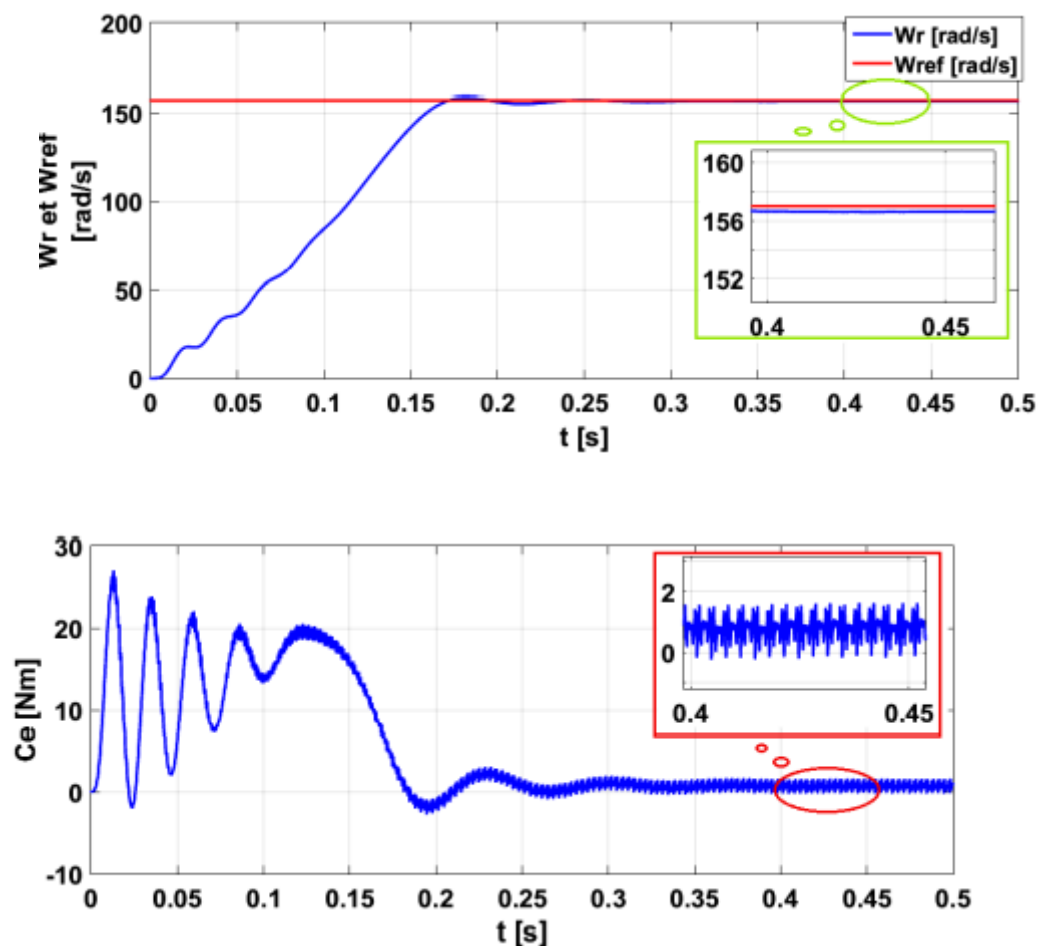
Discussion des résultats

Chapitre 3 Commande vectorielle d'une machine asynchrone

Les résultats de simulation ont été obtenus par un régulateur de type PI classique pour le mécanisme d'adaptation. Pour la vitesse, un suivi parfait peut être remarqué sans aucune erreur statique entre l'estimé et sa référence. Le rejet de perturbation est jugé bon confirmé par une chute très légère quand on applique le couple de charge. Les courbes des flux sont en quadrature et de même amplitude dans le repère lié au stator et vérifient la loi de la commande vectorielle dans le repère dq ($\varphi_{rd} = 1$, $\varphi_{rq}=0$) Le couple électromagnétique est d'allure habituelle, après un régime transitoire caractérisé par un pic, il s'annule puis à l'instant d'application de la charge $t=1$ seconde, il augmente pour compenser le couple résistant appliqué.

III.6.2. Simulation avec la commande MLI pré-calculé de l'onduleur

- Démarrage à vide $C_r=0$ la réponse à un échelon de vitesse



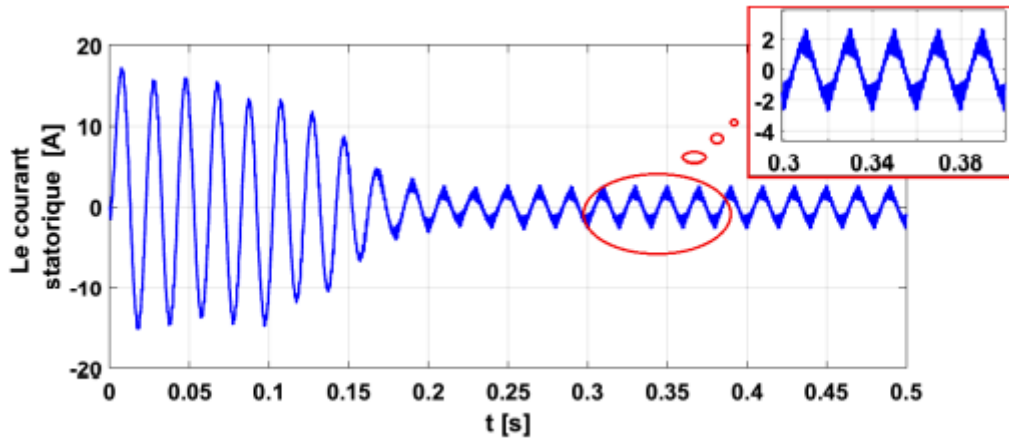
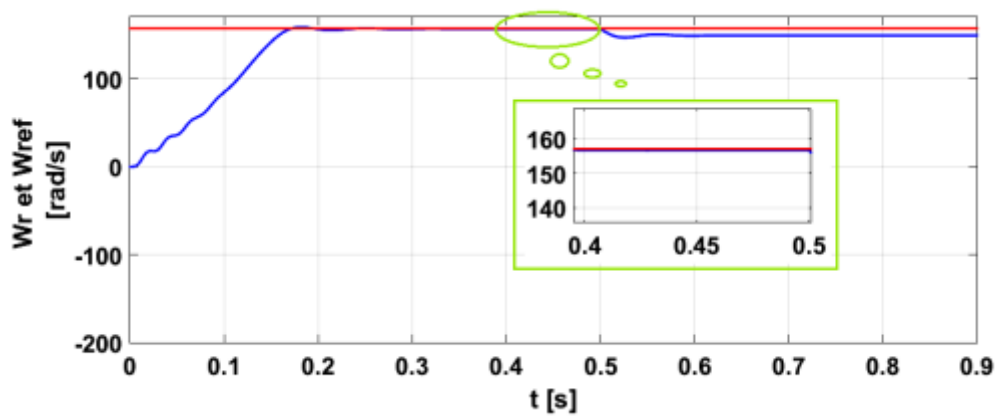
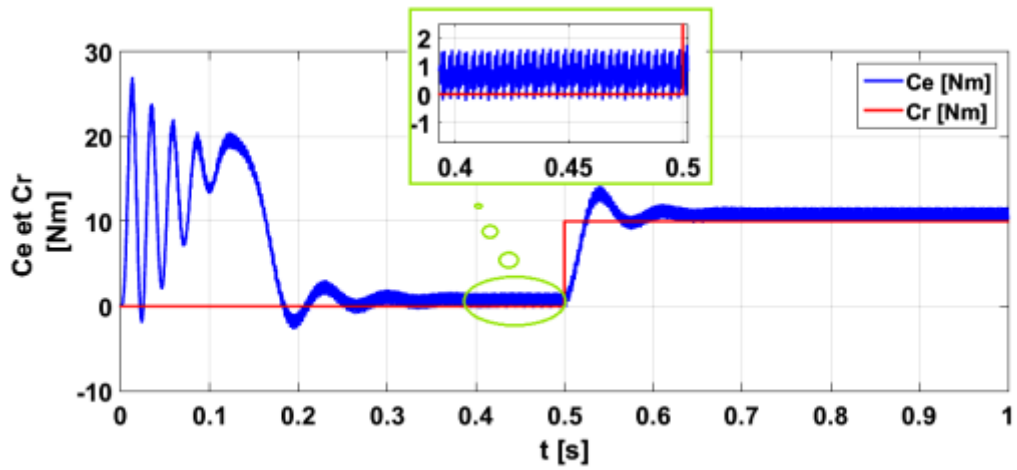


Figure III.13 : Résultats de simulation à un échelon de vitesse à vide

Démarrage en charge $C_r = 10 \text{ N.m}$ à $t = 0.5 \text{ s}$



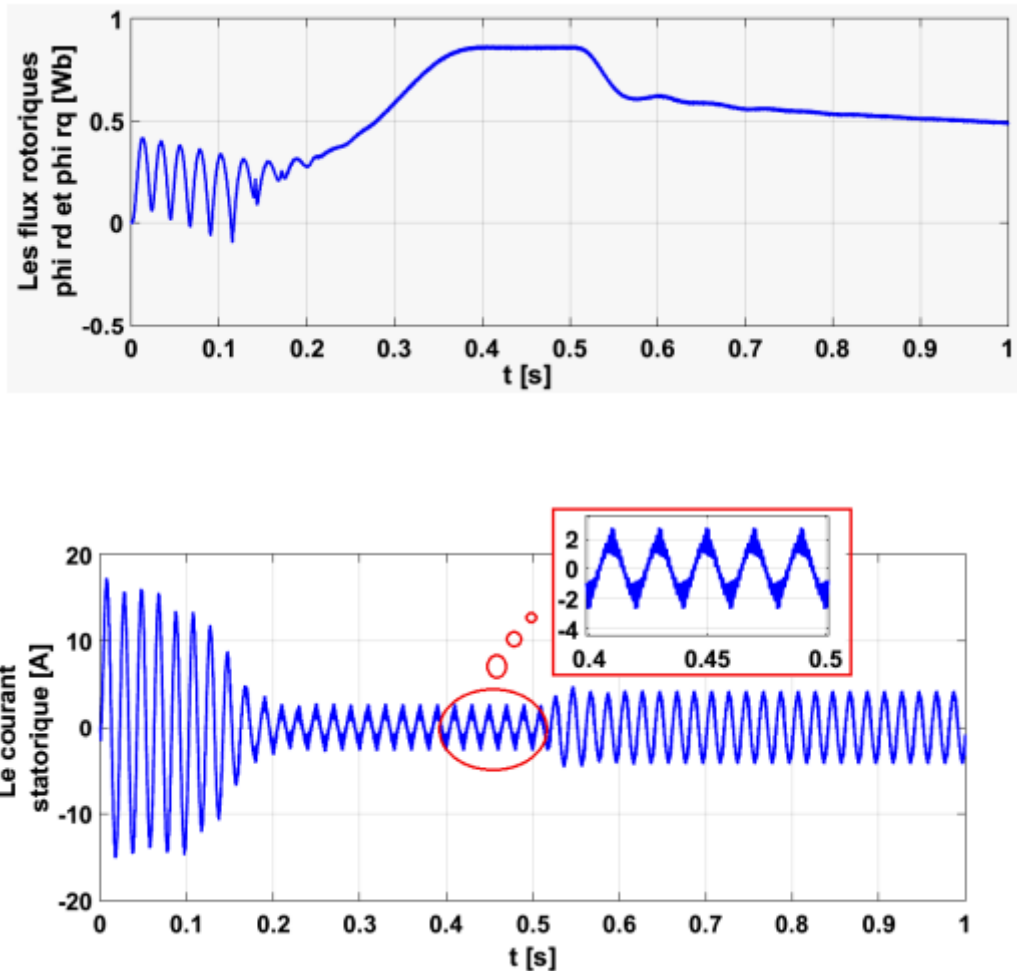


Figure III.14 : Résultats de simulation à un échelon de vitesse en charge.

Discussion des résultats

Les figures Figure (III.15), Figure (III.16) montrent le résultat obtenu pour la partie de Réponse à un échelon de vitesse en charge, on démarre la machine à vide puis on applique d'un couple de charge de 10 (N.m) à l'instant $t=0.5$ s, et à vitesse de rotation mécanique est 157 rd/s. la vitesse suit sa référence mais à l'instant où l'on charge ($t=0.5$ s) de moteur, on remarque une diminution de la vitesse (freinage de la machine) .

Les conditions d'orientation du flux sont vérifiées. La composante du flux rotorique sur l'axe d est maintenue constante, et celle en quadrature est nulle. Pour la stratégie MLI pré calculée l'élimination des harmoniques indésirables 5 et 7 de la tension composée est assurée, la fréquence de commutation est très faible.

Chapitre 3 Commande vectorielle d'une machine asynchrone

En remarque que l'application de MLI pré calculé à améliorer aussi le temps de réponse de système

III.7. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons présenté les concepts de base de la commande vectorielle et plus particulièrement la commande vectorielle par orientation du flux rotorique avec une commande de MLI classique à l'onduleur, cette commande assure le découplage nécessaire, permettant de séparer la commande du flux et celle du couple.

Chapitre 3 Commande vectorielle d'une machine asynchrone

L'amélioration des performances d'un système d'entraînement d'une machine asynchrone passe par le choix d'une bonne stratégie de commande de l'onduleur d'alimentation. Dans ce travail, nous avons montré, par simulation, que la stratégie MLI pré-calculée présente des performances meilleures par rapport à celles de la stratégie MLI triangulo-sinusoidale.

En effet, elle permet de garantir une meilleure qualité du couple, d'éliminer les harmoniques de tension et de réduire les pertes de commutation aux bornes des interrupteurs. Ceci a l'avantage d'augmenter leur durée de vie.

Conclusion générale

Conclusion générale

Dans ce travail, nous avons présenté la simulation de quatre techniques de modulation de largeur d'impulsion (MLI) à savoir : la MLI sinusoïdale triangulaire, l'injection d'un harmonique 3 dans les tensions de référence, la MLI vectorielle et la modulation calculée.

Après une étude comparative de ces quatre techniques du point de vue de leur contenance en harmonique et taux de distorsion ainsi que le déchet de tension il s'avère que la MLI vectorielle et l'injection d'un harmonique 3 ont des performances meilleures par rapport aux autres techniques étudiées.

Les harmoniques dûs à la MLI sont de rang élevé (pour « m » élevé) comme on l'a vu, et ils génèrent donc des couples pulsatoires de fréquences élevées hors de la bande passante du système mécanique. Par contre les temps de garde font apparaître des harmoniques de rang faible, ils vont donc être à l'origine des couples pulsatoires perceptibles à basses fréquences cela nous conduit à déduire que la modulation calculée est meilleure du point de vue de temps de garde puisque les instants de commutations sont pré calculés et par conséquent les pertes par commutation diminuent.

La variation de la vitesse de la machine asynchrone en agissant sur la fréquence d'alimentation a montré que la MLI vectorielle et l'injection d'un harmonique 3 sont avantageuses par rapport aux autres techniques du point de vue diminution du temps de démarrage et couples pulsatoires.

L'association onduleur machine en boucle ouverte ou en boucle fermée (contrôle vectorielle) a montré la supériorité de la technique à MLI vectorielle du point de vue de diminution du temps de démarrage, réduction des couples pulsatoires et augmentation de la capacité de la machine.

La commande vectorielle permet d'imposer à la machine asynchrone des comportements semblable à la machine à courant continu ou à la machine synchrone dans lesquelles le flux n'est pas affecté par les variations du couple électromagnétique.

Les performances dynamiques obtenues par la commande de vitesse de la machine asynchrone sont très satisfaisantes.

Comme perspectives, nous pouvons proposer la continuité des études suivantes :

- Recherche d'autres techniques de commande qui permettent d'avoir une tension à la sortie la plus sinusoïdale possible.
- Etude comparative entre l'onduleur triphasé et à structure multi- niveau (cinq ou sept niveaux)
- Etude des performances de la conduite d'autres machines alternatives alimentées par ces deux types d'onduleurs.

Bibliographie :

[1] Grellier, G. Clerc "Actionneurs Electriques, Principe, Modèles, Commande" Collection Electrotechnique. Edition Eyrolles 2000.

[2] Berrezek Farid. "Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs à MLI Associés à une Machine Asynchrone". Mémoire de Magister, Université Badji Mokhtar – Annaba ,2006.

[3]-Ingénieur de Recherche 6579 Rue BRIAND Montréal (Québec) CANADA, H4E 3L4 thèse (MODÉLISATION ET SIMULATION D'UNE MACHINE ASYNCHRONE À CAGE À L'AIDE DU LOGICIEL MATLAB/SIMULINK)

[4]- Mémoire de Fin d'Etudes de MASTER ACADEMIQUE Domaine : Sciences et Technologies Filière : Génie Electrique. Spécialité : Machines électriques (Présenté par IRZIL BOUDJEMAA YENNEK MUSTAPHA) Soutenu le : 03/07/2018

[5]- Mémoire de Fin d'Etudes de MASTER Option: Réseaux Electriques Présenté par : (Mme REBAIA CHERGUI) Ingénieur d'Etat en Electrotechnique, Université de Batna Mémoire soutenu : **le Décembre 2014.**

[6]-Mémoire de Fin d'Etudes de MASTER Pour l'obtention du diplôme Master 2 : Domaine : Sciences et Technologie Filière : Electromécanique Option : Electromécanique Thème : Modélisation et simulation les défauts rotoriques d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil Présenté par : (BELACEL Mohammed BOUDINA Sied) Soutenu le : 30 /09/2018.

[7]-site internet : http://www.est-usmba.ac.ma/coursenligne/Chapitre5_MAS.pdf

[8]-site internet : http://www.electrosup.com/machine_asynchrone.php

[9]- **guy seguier, francis labrique, Robert Baussiere**

« Les convertisseurs de l'électronique de puissance »

« Volume 4 »

[10]- **guy seguier** Electronique de puissance

« Les formation de base et leurs principales application » 7eme édition

Dunod, paris, 1999.

[11]- **F Brichant** « Électronique de puissance »

Agence parisienne des distributions.

[12] – **Muhammad H .Rashid** « Power Electronics » Circuits, Devices, and applications
Second édition - prentice HALL –

[13]- **M-Lavabre**

« Électronique de puissance » conversion de l'énergie.

Edition casteila.

[14]- **Y-SAHLI et M.K FELLAH**

« Technique de modulation à sélection d'harmoniques (SHE)(PWM) pour la commande

Des onduleurs de tension à trois niveaux monophasé et triphasé
Intelligent control au electrical power systems laboratory. ICEPS
Université djillali liabs -sidi bel Abbès

[15]- guy grellat guy cleric

« Actionneurs électriques »

Edition Eyrolles 1997.

[16] guy seguier, francis labrique, Robert Baussiere, Hervé buyse

« Les convertisseurs de l'électronique de puissance »

« Volume 5 »

[17]- Alain Bauscayrol, Maria pietrzak –David , Bernard de fornèl et Henri Foch

« Influence d'une modulation avec référence à valeur moyenne variable dans un Ensemble convertisseur machine » Laboratoire d'électrotechnique et d'électronique industrielle, URA au CNRS Toulouse France 1994.

[18]- Berkouk. E. M. « Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasées et triphasées Alimentées par des convertisseurs directe et indirectes Application aux gradateurs et Onduleurs multiniveaux » Thèse de doctorat CNAM 1995

[19]- J-Mainguenaud

« Cours d'automatique » - systèmes asservis continus.

Masson et Cie éditeurs Paris 1972.

[20] Benoit Robyns, Bruno François, Philippe Degobert et Jean-Paul Hautier. "Commande vectorielle de la machine asynchrone, désensibilisation et optimisation par la logique floue", Editions TECHNIP, Paris, 2007

[21] MARC PERRON, "Conception d'une stratégie de commande vectorielle énergétiquement optimale de la machine asynchrone basée sur un modèle des pertes neuronal sur FPGA"», Thèse de doctorat, Université LAVAL, QUÉBEC, 2009

[22] L.BAGHILI, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques". Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy, 14 janvier 1999.

[23] H.RAZIK, " Modélisation de la Machine Asynchrone", Université Henri Poincaré, Nancy

[24] T.BENSLIMANE, " Caractérisation précise des Défauts d'un variateur de vitesse en vue d'élaborer un système automatique de surveillance et de diagnostic", Thèse de Doctorat, Université de Boumerdes 2009.

[25] S.BAZI, "Contribution à la Commande Robuste d'une Machine Asynchrone par la technique PSO (Particle Swarm Optimization)». Thèse de magistère, Université de Batna 2009.

[26] Filix Blaschke, "The principle of field oriented as applied to the new Trans vector closedloop

control system for rotating machine", Siemens Review, 1972, vol.39, N°4, pp.217-220

[27] K. Hasse, "On the dynamics of speed control of a static AC drive with squirrel cage induction machine", Ph.D. Dissertation, Tech. Hochschule Darmstadt, Germany, July 1979

[28] Tarek BENMILOUD, "commande du moteur asynchrone avec compensation des effets des variations paramétriques", thèse de doctorat, université du USTOMB, Algérie, 2012.

[29] Xavier roboam, "Variateur de vitesse pour machine asynchrone, contrôle de vitesse sans capteur mécanique", thèse de doctorat de l'INPT, toulouse 1991.

[30] G.BUCHE, "Commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel: Matlab/Simulink", Mémoire de fin d'étude, C.U.E.F.A de Grenoble, France, 2001.

[31] Roboam X, Hapiot J.C, de Fornel B. et Andrieux C. "contrôle d'une machine asynchrone par estimation robuste de la vitesse", Journal de physique III.2 : 439-453, 1992.

[32] Von Westerholt E. "Commande non linéaire d'une machine asynchrone", thèse de doctorat, INPT, Toulouse, 1994.

[33] M. Hamataomar et m.Louchen nourdine, " Contribution a la commande vectorielle de la machine asynchrone double alimentation" Mémoire d'ingénieur, université de Batna [2003].

Annexe A : Paramètres du MAS

Table A.1-Les paramètres de plaque signalétique.

les paramètres	Notation	Valeur
puissance nominale	P_n	1.1 KW
vitesse nominale	N_n	1500tr/min
facteur de puissance	$\cos\phi$	0.81
tension nominale "couplage triangle"	U_n	380V
courant nominale	I_n	2.8A
nombre de paires de pôles	p	2

Table A.2-les paramètres électrique et mécanique.

les paramètres	Notation	Valeur
résistance statorique	R_s	8Ω
résistance rotorique	R_r	3.6Ω
inductance statorique	L_s	0.47H
inductance rotorique	L_r	0.488H
mutuelle	L_m	0.457H
moment d'inertie	J	0.015Kg.m ²
frottement	f	0.005N.m.s

Annexe B: Schéma bloc des simulations

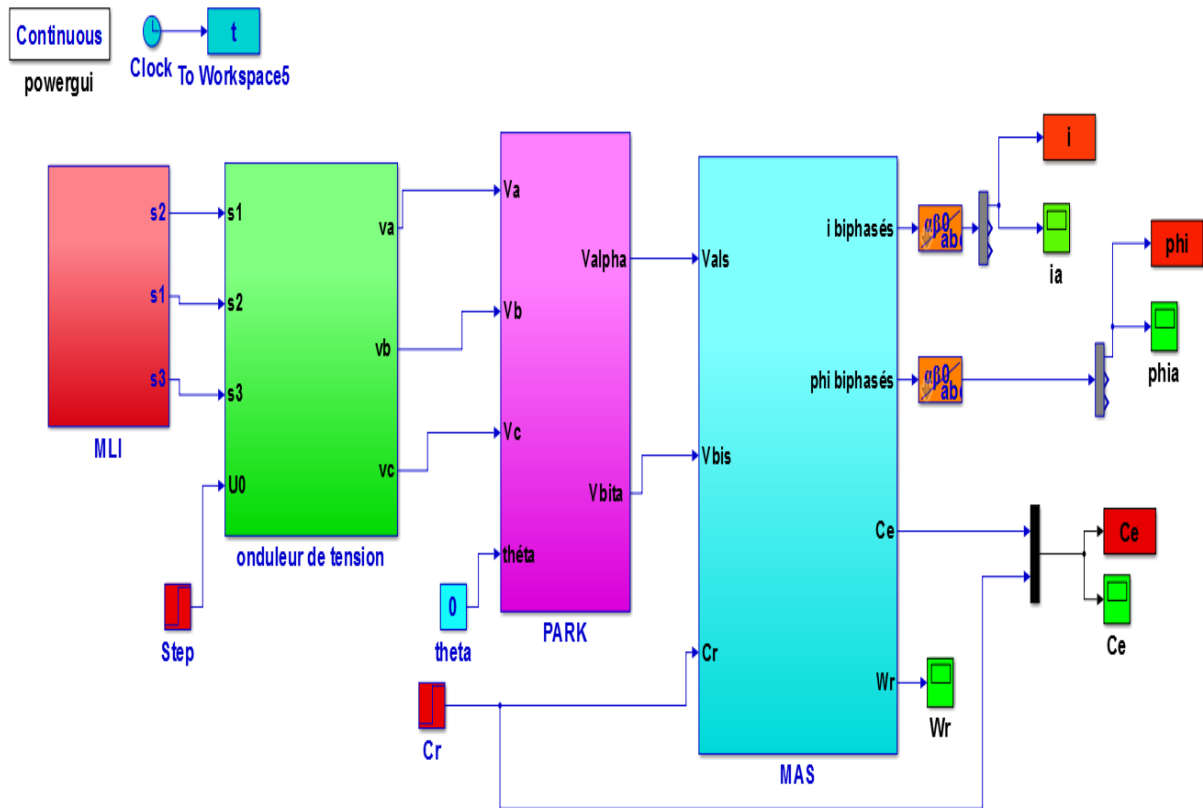


Figure B.1: Moteur asynchrone alimenté par onduleur à MLI

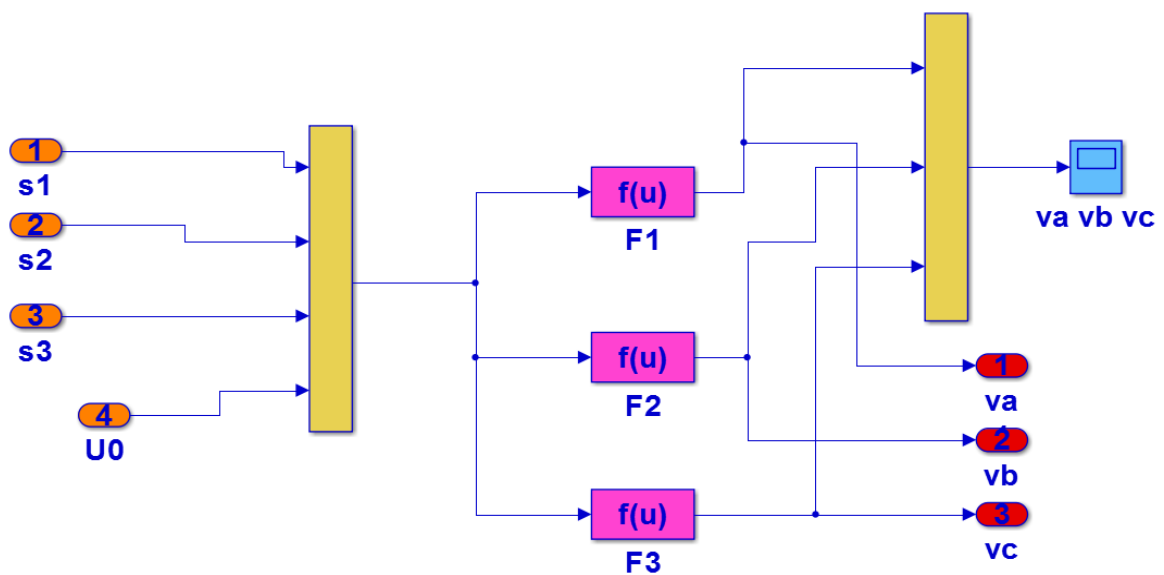


Figure B.2 : Bloc simulations de module mathématique d'onduleur de tension triphasé