REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université ECHAHID CHEIKH LARBI TEBESSI

Faculté de Science et technologie

Département de génie électrique

MEMOIRE

Pour obtenir le Diplôme de Master

Option : ELECTROTECHNIQUE INDUSTRIELLE

Présenté Par :

BOUZENADA ABDEL MOUNAM

AOUN HOUSSEM EDDINE

-THEME-

Techniques de la commande rapprochée appliquées à un onduleur à 2 niveaux : Analyse et qualité d'énergie

Soutenue le : 10/06/2025

Devant le Jury :

BOUKADOUM AZIZ	**Prof**	**Président**
NEHAL OUASSILA	**MAA**	**Examinateur**
DJEBBAR MOHAMED SALAH	**MCA**	**Encadreur**

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université ECHAHID CHEIKH LARBI TEBESSI

Faculté de Science et technologie

Département de génie électrique

MEMOIRE

Pour obtenir le Diplôme de Master

Option : ELECTROTECHNIQUE INDUSTRIELLE

Présenté Par :

BOUZENADA ABDEL MOUNAM

AOUN HOUSSEM EDDINE

-THEME-

Techniques de la commande rapprochée appliquées à un onduleur à 2 niveaux : Analyse et qualité d'énergie

Soutenue le : 10/06/2025

Devant le Jury :

BOUKADOUM AZIZ	**Prof**	**Président**
NEHAL OUASSILA	**MAA**	**Examinateur**
DJEBBAR MOHAMED SALAH	**MCA**	**Encadreur**

Remerciements

Nous remercions en premier lieu, notre encadreur qui nous a donné la puissance, la patience, la volonté et l'énergie pour achever ce travail.

Nous remercions aussi le personnel du service de l'électricité de l'entreprise cimenterie de ELMALABIOD et précisément l'ingénieur HATI RACHID qui nous ont très aidé et nous ont donné un apport considérable

Nous tenons aussi à remercier les membres de jury : le prof BOUKADOUM AZIZ et l'enseignante NEHAL OUASSILA

Nous ne pourrions terminer sans remercier nos parents et nos familles qui nous ont soutenu et encouragé pour terminer ce travail

BOUZENADA ABDEL MOUNAM

AOUN HOUSSEM EDDINE

DÉDICACE

Je dédie ce modeste travail.

A ma chère mère et mon cher père A mes frères

A mes oncles et mes tantes

A La famille BOUZENADA

A Tous mes amis,

A L'Enseignant : Dr. BOUALI YACINE

A mon encadreur: Dr. DJEBBAR MOHAMED SALAH

A tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin pour la réalisation de ce Modeste travail.

BOUZENADA

ABDEL MOUNAM

DÉDICACE

Je dédie ce modeste travail,

A ma chère mère et mon cher père A mes frères et mes sœurs

A mes oncles et mes tantes

A La famille AOUN

A L'Enseignant : BOUALI YACINE

A mon encadreur Dr: ***DJEBAR MOHAMED SALAH***

A tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin pour la réalisation de ce Modeste travail.

AOUN HOUSSEM EDDINE

التلخيص

يُعدّ العاكس ذو المستويين جهازًا يحوّل الجهد المستمر (DC) إلى جهد متناوب (AC) بمستويي خرج فقط Vdc+) و(Vdc- ، ويُستخدم على نطاق واسع في أنظمة تحويل الطاقة. تهدف تقنيات التحكم المطبقة عليه إلى تحسين جودة الإشارة، وتقليل التوافقيات، وضمان استجابة ديناميكية جيدة. من بين هذه التقنيات: التحكم بزاوية التوصيل، وهي بسيطة لكنها تُنتج نسبة عالية من التوافقيات، وتقنية تعديل عرض النبضة (PWM) مثلSPWM ، التي تتميز بالفعالية وسهولة التنفيذ، أما SVPWMفهي أكثر تطورًا وتسمح باستغلال أفضل للجهد مع تقليل كبير في التشوهات. كما توفّر تقنية التحكم بالهيستريسيس استجابة سريعة ولكن مع تردد غير ثابت. وقد أظهرت المقارنة بين هذه التقنيات تفوّق SVPWM من حيث الأداء العام. وفي الأخير، تم تطبيق تقنية SPWM على آلة غير متزامنة، مما سمح بالتحكم الدقيق في السرعة وتقليل تذبذبات عزم الدوران، مما يؤكد كفاءة هذه الطريقة في تطبيقات مغيرات السرعة الصناعية.

Résumé

L’onduleur à deux niveaux est un dispositif qui convertit la tension continue (DC) en tension alternative (AC) avec deux niveaux de sortie (+Vdc et -Vdc), largement utilisé dans les systèmes de conversion d’énergie. Les techniques de commande appliquées visent à améliorer la qualité du signal, réduire les harmoniques et assurer une bonne réponse dynamique. Parmi ces techniques figurent la commande par angle de conduction, simple mais générant beaucoup d’harmoniques, la PWM (SPWM), efficace et facile à implémenter, et la SVPWM, plus sophistiquée, permettant une meilleure exploitation de la tension et une réduction significative des distorsions. La commande par hystérésis offre une réponse rapide mais avec une fréquence variable. Une étude comparative met en évidence la supériorité de la SVPWM en termes de performance globale. Enfin, l’application de la SPWM à une machine asynchrone permet un contrôle précis de la vitesse et une atténuation des oscillations du couple, démontrant l’efficacité de cette commande pour les variateurs de vitesse industriels.

Summary

The two-level inverter is a device that converts direct current (DC) into alternating current (AC) with only two output levels (+Vdc and -Vdc). It is widely used in energy conversion systems. The control techniques applied to it aim to improve signal quality, reduce harmonics, and ensure good dynamic response. Among these techniques are conduction angle control, which is simple but produces a high harmonic content, and Pulse Width Modulation (PWM) techniques such as SPWM, known for their efficiency and ease of implementation. The more advanced SVPWM allows for better voltage utilization and significant harmonic reduction. Hysteresis control offers fast response but operates with variable switching frequency. A comparative study showed the overall superiority of SVPWM in terms of performance. Finally, the SPWM technique was applied to an asynchronous machine, allowing precise speed control and reducing torque ripple, demonstrating the effectiveness of this method in industrial variable speed drive applications.

Sommaire

REMERCIEMENTS

DEDICACES

RESUME

SOMMAIRE I- III

LISTE DES FIGURES IV-VII
LISTE DES TABLEAUX VIII
LISTE DES ABREVIATIONS IX

INTRODUCTION GENERALE a

CHAPITRE I

CHAPITRE I. Généralités

I.1. Introduction 02

I.2 Structures des onduleurs triphasés à deux niveaux 02

I.3 Contrôle des onduleurs triphasés à deux niveaux 03

I.4 Technologie des semi-conducteurs 05

I .4.1 Composants de puissance 05

I .4.2 Domaines d'application de la conversion statique 06

I .4.3 Technologies de semi-conducteurs modernes 07

I.5 Origine des harmoniques 08

I.6 Caractérisation des courants harmoniques 08

I.6.1 Taux harmonique de rang n 08

I.6.2 Valeur efficace du courant/ tension d'un harmonique 09

I.6.3 Taux global de distorsion harmonique 09

I.7 Normes et réglementation 09

I.8 Structure générale de la commande : 11

I.9 Conclusion 12

CHAPITRE II

CHAPITRE II. Les techniques de commande

II.1 Introduction 14

II.2 Commande pleine onde (180°) 14

II.3 Commande décalée (120°) 15

II. 4. La commande MLI 16

II.4.1 Principe de la technique MLI 16

II.4.2 Onduleur MLI de tension à deux niveaux 17

II.5 Modélisation de l'onduleur triphasé à MLI à deux niveaux 18

II.6 Technique de commande par hystérésis 20

II.7 MLI avec injection de la 3^{éme} harmonique 21

II. 8 Modulation vectorielle 23

II.9. Conclusion 29

CHAPITRE III

CHAPITRE III. Techniques de modulation : Application et Simulation

III.1 Introduction 30

III.2 Structure de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux 30

III.3 Simulation et interprétation 32

III.3.1 Commande pleine onde (180°) 32

III.3.2 Commande décalée (120°) 34

III.3.3 Technique de commande à hystérésis 37

III.3. 4. Modulation MLI bipolaire 41

III.3. 5. Modulation par injection de la 3^{éme} harmonique 43

III.3. 6. Modulation MLI Vectorielle 45

III.4 Etude comparative 48

III.5 Conclusion 51

CHAPITRE IV

CHAPITRE IV. Variation de vitesse a base d'une machine asynchrone commandée par la technique SPWM

IV.1 Introduction 53

IV.2 Relation de la vitesse en fonction de la tension et fréquence 53

IV.3 Commande du moteur MAS par un onduleur à deux niveaux 55

IV.3.1 Structure générale 55

IV.3.2 Simulations et interprétations des résultats 59

IV.3.2.1 Impact de la fréquence de porteuse sur les oscillations du couple moteur 59

IV.3.2.2 Variateurs de vitesse à deux niveaux 62

IV.3.2.3 Variation de la vitesse par action sur la tension statorique 68

IV.4. Conclusion 72

Conclusion générale **74**

Liste des références bibliographiques **75-76**

LISTE DES FIGURES

Fig.I.1. Structure de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux 02

Fig.I.2. Structure de l'onduleur de courant triphasé à deux niveaux 03

Fig. I. 3 Domaines d'application de la conversion statique, dans le plan puissance – Fréquence de commutation 07

Fig.1.4 Différents types d'harmoniques 09

Fig.I.5 Structure générale d'un variateur de vitesse 11

Fig.II.1 Structure de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux 14

Fig.II.2. Chronogramme des tensions pour la commande pleine onde 180° 15

Fig.II.3. Chronogramme des tensions pour la commande décalée 120° 15

Fig. II.4 Impulsions de commande générée par la comparaison d'une porteuse avec une tension de référence 17

Fig. II.5 Structure de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux commandés en MLI 18

Fig. II.6 Tension simple Van à la sortie de l'onduleur de tension triphasé à 2 niveaux commandés en MLI 19

Fig. II.7 Principe de la stratégie de commande par hystérésis en courant 20

Fig. II.8 Principe de contrôle par hystérésis 20

Fig. II.9 Tension d'une onde de référence déformé(H_1+H_3) 21

Figure II.10 : Diagramme des vecteurs spatiaux pour l'onduleur à deux niveaux 24

Fig. II.11 Tensions simples de référence 25

Fig. II.12 Tensions Vα et Vβ 25

Fig.II.13 $\vec{v}_{ref}$ synthétisé par $\vec{v}_1$, $\vec{v}_2$ et $\vec{v}_{10}$ 26

Figure II.14 : Séquence de commutation à sept segments pour $\vec{V}_{ref}$ dans le secteur I 27

Figure II.15 Description des séquences de conduction des interrupteurs 28

Figure II. 16 : Organigramme globale de la commande MLI vectorielle 29

Fig.III.1 Structure de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux 31

Fig.III.2 Tension simple de la commande pleine onde au niveau de la charge RL 32

Fig.III.3 l'allure de courant pour la charge inductive 32

Fig.III.4 Analyse spectrale de la tension simple V_1 33

Fig.III.5 Analyse spectrale du courant de la première phase i_1 34

Fig. III.6 Tension simple V_1 aux bornes de la charge 34

Fig.III.7 Analyse spectrale de la tension simple V_{an} 35

Fig. III .8 Allure de courant de charge. 36

Fig. III .9 Analyse spectrale du courant i_1 de la première phase 37

Fig III.10 : Allure de la tension simple Van 38

Fig.III.11 Analyse spectrale de la tension simple V_{an} 39

Fig.III.12 Allure de courant de charge pour la commande à hystérésis 40

Fig.III.13 Analyse spectrale du courant de charge i_1 40

Fig.III.14 Allure de la tension simple Van 41

Fig.III.15 Analyse spectrale la tension simple 41

Fig. III.16 Courant de charge 42

Fig.III.17 Analyse spectrale du courant de charge 52

Fig.III.18 Schéma du circuit de commande 43

Fig.III.19 Signaux de modulation avec la fréquence de la porteuse 43

Fig.III.20 Tension composé V_{ab} 44

Fig.III.21 Tension simple de Van 44

Fig. III.22 Spectre de Van pour la technique H3 (THIPWM). 45

Fig.III.23 Tension simple Van 46

Fig. III 24 Tension composée V_{ab} 46

Fig. III.25 Courant de sortie i_A 47

Figure III.26 Courant I_A et son analyse spectre harmonique 47

Fig. III.27 THD du courant en fonction de la forme de la porteuse MLI 51

Fig.IV.1 Onduleur triphasé à deux niveaux-Moteur triphasé à cage 56

Fig. IV. 2. Signaux générés par le bloc de commande dans le cas fp=1kHz, m=20, r =0.956 57

Fig.IV.3. Couple électromagnétique pour fp=1kHz, pour m=20, r=0.956 59

Fig.IV.4. Couple électromagnétique pour fp=5kHz, pour m=100, r=0.956 59

Fig.IV.5. Couple électromagnétique pour fp=10kHz, pour m=200, r=0.956 60

Fig.IV.6. Couple électromagnétique pour fp=20kHz, pour m=400, r=0.956 60

Fig.IV.7. Couple électromagnétique pour différentes valeurs de fp avec r=0.956 61

Fig.IV.8. Allure de la vitesse pour différentes valeurs de fp avec r=0.956 62

Fig.IV.9. Allure de la vitesse pour $f_{réf}$ = 12.5 Hz avec r=0.956 et m=400 63

Fig.IV.10. Allure de la tension pour $f_{réf}$ = 12.5 Hz avec r=0.956 et m=400 63

Fig.IV.11. Allure de la vitesse pour $f_{réf}$ = 25 Hz avec r=0.956 et m=200 64

Fig.IV.12. Allure de la tension pour $f_{réf}$ = 25 Hz avec r=0.956 et m=200 64

Fig.IV.13. Allure de la vitesse pour $f_{réf}$ = 33.333 Hz avec r=0.956 et m=150 65

Fig.IV.14. Allure de la tension pour $f_{réf}$ = 33.333 Hz avec r=0.956 et m=150 65

Fig.IV.15. Allure de la tension pour $f_{réf}$ = 50 Hz avec r=0.956 et m=100 66

Fig.IV.16. Allure de la vitese pour $f_{réf}$ = 50 Hz avec r=0.956 et m=100 66

Fig.IV.17. Allure de la vitesse pour $f_{réf}$ = 66.66 Hz avec r=0.956 et m=100 67

Fig.IV.18. Allure de la vitesse pour $f_{réf}$ = 66.66 Hz avec r=0.956 et m=100 67

Fig.IV.19. Vitesses en fonction de la fréquence de référence 68

Fig.IV.20. Vitesses de rotation lorsque r=0.8, Veff=230.1V 68

Fig.IV.21 Tension Vsa lorsque r=0.8, Veff=230.1V 68

Fig.IV.22 Vitesses de rotation lorsque r=1, Veff=257.2V 69

Fig.IV.23 Tension Vsa lorsque r=0.8, Veff=230.1V 23

Fig.IV.24 Couple à vide et en vitesse lors de la variation de tension Vsa 70

Fig.IV.25 Tension du stator en fonction de coefficient de réglage 70

Fig.IV.26. Vitesse de rotation en fonction de la tension au stator 70

Fig.IV.27. Vitesse de rotation en fonction du glissement 71

Fig.IV.28. Vitesse en fonction du coefficient de réglage 71

Fig.IV.29. Courant statorique en fonction du coefficient de réglage 71

Fig.IV.30. Allure de la vitesse en charge et à vide lors de la variation de (r) 72

LISTE DE TABLEAU

Tableau I.1. Comparaison des composants de l'électronique de puissance 06

Tableau II.1 Définition des État de commutation 23

Tableau II.2 Vecteurs spatiaux, états de commutation et interrupteurs en conduction 24

Tableau II.3 : Séquence de commutation à sept segments 27

Tableau III.1 Comparaison technique de commande 48

Tableau III.2 Comparaison technique de commande (MLI) 49

Tableau III.3 Comparaison technique de commande (suite-MLI) 49

Tableau III.4 Comparaison technique de commande (SVM) 50

Tableau III.5 Comparaison technique de commande (suite-SVM) 50

Tableau. IV.1 Paramètres des éléments utilisés dans le circuit de commande et de puissance 58

Tableau IV.2 : variation de la vitesse en fonction de r et V_{eff} 69

LISTE DES ABREVIATIONS

BJT: Bipolar Junction Transistor

JFET: Junction Field Effect Transistor

IGBT: Insulated Gate Bipolar Transistor

GTO: Gate Turn-Off Thyristor

MOSFET: Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor

SPWM: Sinusoidal pulse width modulation

SVPWM: Space vector pulse width modulation

Introduction générale

L'accroissement constant du nombre d'équipement d'électronique de puissance notamment les onduleurs alimentant le réseau triphasé et l'utilisation simultanée d'ordinateurs conduisent à accorder une attention de plus en plus grande à la pollution du réseau causé par les convertisseurs statiques.

D'autre par les besoins d'économie d'énergie nécessite de porter une importante attention à la qualité d'énergie électrique fournie aux consommateurs.

Dans la conversion continue -alternatif ce sont les onduleurs à qui ont prédominé, grâce aux progrès réalisés dans la technologie des semi-conducteurs de puissance entièrement commandable (GTO, IGBT et MOSFET...).

Ainsi les onduleurs utilisant la modulation de largeur d'impulsions, MLI, vont progressivement remplacer les montages classiques dans plusieurs applications.

Le but de notre travail est d'évaluer les performances de l'onduleur de tension à MLI à deux niveaux, et voir le comportement de la tension de sortie lors de l'application de la commande rapproché à savoir : la MLI, hystérésis en courant, pleine onde et décalée, la MLI vectorielle et injection de l'harmonique 3.

La présentation du mémoire est structurée en une introduction, quatre chapitres et une conclusion générale répartie comme suit :

Le premier chapitre aborde des généralités sur l'onduleur de tension à deux niveaux, sur la caractérisation des courants harmoniques ainsi que les normes qui définissent les règles relatives à la qualité des signaux délivrés par les convertisseurs statiques,

Le deuxième chapitre présente les principes de fonctionnement des techniques de commande indiqués ci-dessus.

Le chapitre III sera consacré à l'application et synthèse des différentes techniques de commandes pour commander l'onduleur de tension à deux niveaux, chacune de ces techniques, on donnera l'analyse spectrale.

Le dernier chapitre est dédié à la mise en œuvre d'un variateur de vitesse à base d'un moteur triphasé asyhnrone et la réduction de l'amplitude des oscillations du couple moteur de la machine par le biais de de la technique MLI.

En fin on termine par une conclusion générale résume les principaux résultats auxquels nous avons abouti.

.

Chapitre I :

Généralités sur les onduleurs triphasés à deux niveaux

I.1. Introduction

Les convertisseurs continu-alternatif ou commercialement appelés DC-AC constituent une partie essentielle des alimentations de puissance. En effet, on trouve ces convertisseurs dans de nombreuses applications à différents niveaux de puissance. Ces convertisseurs en général réalisent deux fonctions : modifier le niveau de tension alternative (élever, abaisser) ou réguler la tension alternative à partir d'une tension continu fixe.

Les onduleurs sont utilisés dans une variété d'applications, notamment les systèmes d'alimentation sans coupure (ASI), les systèmes d'énergie solaire et les entraînements à vitesse variable.

Dans ce contexte, l'onduleur triphasé à deux niveaux fera l'objet des paragraphes ci-dessous, abordant Les différents aspects techniques lies au bon fonctionnement de l'onduleur notamment :

Sa structure, niveaux de tension, méthode de control, technologie des interrupteurs à semi-conducteurs et gamme des puissances. On termine par un bref rappel sur la caractérisation des courant harmonique ainsi que les normes qui définissent les règles relatives à la qualité des signaux délivrés par les convertisseurs statiques, puis en achève ce chapitre par la signification de la commande rapprochée.

I.2 Structures des onduleurs triphasés à deux niveaux [1]

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continue alternatif. Alimenté par une source continue, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie pour obtenir à la sortie une tension et un courant alternatif, c'est-à-dire de valeur moyenne nulle, ou un système polyphasé de telles grandeurs.

La structure d'un onduleur dépend essentiellement de la nature des sources entre les quelles il est monté. Comme il faut respecter les règles des sources à ses accès entré-sortie, on distinguera :

- Les onduleurs de tension reliant une source de tension continue à une source de courant alternatif, représenté par figure (I.1).

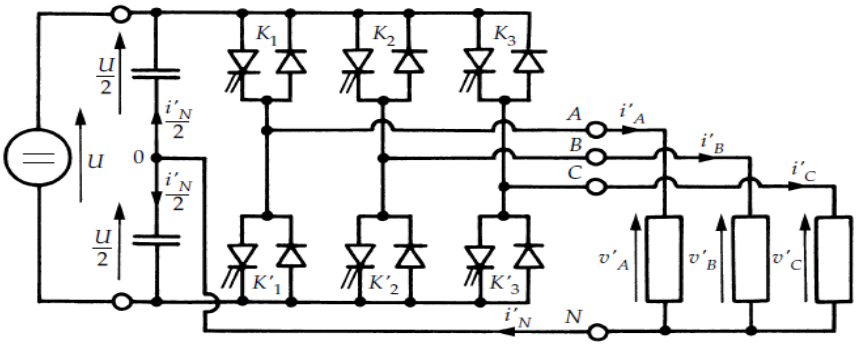


Fig.I.1. Structure de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux

- Les onduleurs de courant placés entre une source de courant continu et une source de tension alternative, représenté par la figure (I.2).

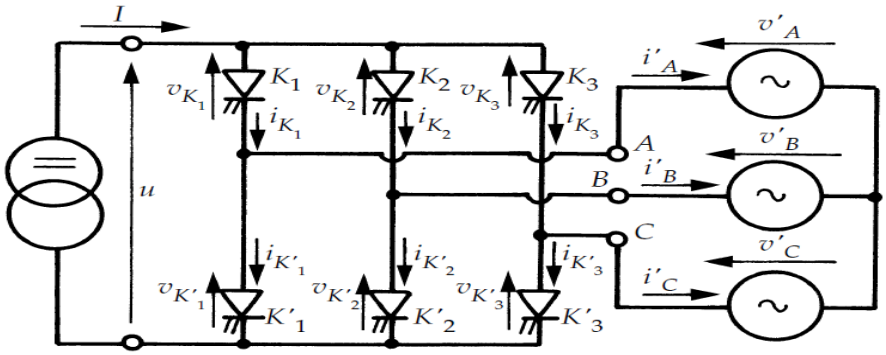


Fig.I.2. Structure de l'onduleur de courant triphasé à deux niveaux

La fréquence des grandeurs de sortie d'un onduleur peut, être fixe ou variable, librement imposée ou suivant le domaine d'application. De ce fait, les onduleurs de tension à fréquence fixe sont principalement utilisés :

- Pour réaliser des alimentations de sécurité délivrant une tension sinusoïdale de fréquence constante, (Alimentations Sans Interruption ASI à titre d'exemple)
- Pour relier au réseau industriel des générateurs à courant continu (panneaux photovoltaïques à titre d'exemple) ou pour assurer à partir du réseau une conversion alternatif-continu (marche en redresseur).

Tandis que les onduleurs de tension et de courant à fréquence variable servent à réaliser des entraînements à vitesse variable associés à des moteurs à courant alternatif.

I.3 Contrôle des onduleurs triphasés à deux niveaux

En ce qui concerne la façon de contrôler l'onduleur, il faut distinguer la nature de la grandeur de sortie (tension ou courant) dont la commande assure la régulation : un onduleur de tension peut être régulé en tension ou en courant suivant la grandeur de référence utilisée pour établir les impulsions de commande des interrupteurs. De la même manière un onduleur de courant peut être régulé en tension ou en courant.

La tension ou le courant de sortie d'un onduleur de tension ou de courant peut être formé d'un seul créneau par alternance. On dit alors que l'onduleur est commandé en pleine onde [1].

Il existe plusieurs façons de classer les onduleurs, notamment en fonction de la forme d'onde de sortie, de la source d'alimentation et de la méthode de contrôle. De ce fait, ils sont répartis de la façon suivante [1]. **:**

- **Onduleur à signal carrée**

Délivre un signal carré comme tension de sortie. C'est le type d'onduleur le plus simple et le moins coûteux, mais il n'est pas convenable à toutes les applications car il peut dégrader certains appareils électroniques sensibles.

- **Onduleur à signal sinusoïdale modifiée**

Délivre un signal de sortie l'image d'une onde sinusoïdale. Il est plus percutant qu'un onduleur à signal carrée et peut être utilisé pour la plupart des appareils électroniques.

- **Onduleur à signal sinusoïdale pure**

Délivre un signal sinusoïdal pur comme tension de sortie, C'est le type d'onduleur le plus couteux, mais il est le plus convenable aux appareils électroniques sensibles

Les onduleurs sont classés aussi par la méthode de contrôle à savoir :

- **Onduleur autonome**

Fonctionne indépendamment du réseau électrique. Il est généralement utilisé dans les systèmes d'alimentation de secours ou les systèmes d'énergie hors réseau.

- **Onduleur non autonome**

L'onduleur doit être synchronisé avec le réseau électrique pour fonctionner. Il est généralement utilisé dans les systèmes d'énergie solaire connectés au réseau.

- **Onduleur à résonance**

Utilise des inductances et condensateurs pour former un circuit résonant. Qui permet de confectionner la forme d'onde de sortie. Le phénomène de résonance permet de réaliser une commutation douce (tension ou courant nul au moment de la commutation). Cela réduit considérablement les pertes de commutation, permet de fonctionner à des fréquences plus élevées, diminue la surcharge des composant à semi-conducteurs et améliore leurs duré de vie. A l'opposé aux onduleurs à commutation dure (forcé), où les interrupteurs sont saturés et bloqués pendant qu'une tension ou un courant important est présent (commutation dure).

On distingue principalement deux types d'onduleurs à résonance en fonction de la configuration du circuit résonant par rapport à la charge :

❖ **Onduleur à résonance série**

Le circuit résonant (composé d'une inductance et d'un condensateur) est placé en série avec la charge. Le courant à travers la charge est maximal à la fréquence de résonance. Ces onduleurs sont souvent utilisés pour des charges dont l'impédance varie peu avec la fréquence.

❖ **Onduleur à résonance parallèle**

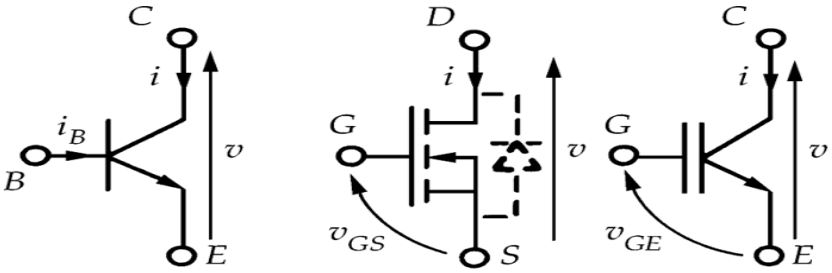
Le circuit résonant est placé en parallèle avec la charge. La tension aux bornes de la charge est maximale à la fréquence de résonance. Ces onduleurs sont plus adaptés aux charges dont l'impédance varie considérablement avec la fréquence.

I.4 Technologie des semi-conducteurs

La technologie de composante utilisée à semi-conducteur, ne cesse d'évoluer, en se basant sur le cout, la gamme de puissance à commutées et faciliter de contrôle [2].

I .4.1 Composants de puissance

L'apparition des semi-conducteurs tel que : les diodes, thyristors, transistors bipolaires, IGBT, MOSFET et GTO à permis le contrôle de courants et de tensions importants et qui à révéler un développement considérable de cette technologie dans le domaine de commande et de contrôle de l'énergie électrique.



BJT MOSFET IGBT

L'IGBT : Insulated Gate Bipolar Transistor

MOSFET : Metal Oxyde Semiconductor Field Effect Transistor

BJT : Bipolar Junction Transistor

Le tableau (I.1), ci-dessous présente une comparaison entre les composants de puissance [2] [3].

Eléments de puissances	Non commandé	Commandé	Avantages	Inconvénients
Diodes	Oui	Non	Puissance plus élevée que celle du thyristor	Aucune intervention externe n'est possible.
Thyristors	Non	Oui	Très fortes puissances ; Idéal pour des montages redresseurs.	Lent ; Commande uniquement à la fermeture.
Transistors bipolaires	Non	Oui	Puissance élevée ; Pertes réduites.	Commande de base complexe ; Lent.
IGBT	Non	Oui	Commutation assez rapide ; Energie de commande faible ; Puissance élevée ; Pertes de conduction faible ; Utiliser pour de fortes tensions.	Fréquence de commutation limitée ; Plus lent que le MOSFET à l'ouverture.
GTO	Non	Oui	Un petit courant de grille permet la conduction et sa désactivation ; Utilisé pour de plus grandes puissances ;	Commande complexe ; Lent et fragile.
MOSFET	Non	Oui	Fréquence de communication élevée ; Rapidité de commutation ; Pertes en commutation très faible.	Pertes élevées en conduction; Puissance d'utilisation limitée.
Triac	Non	Oui	Pertes de conduction faible.	Puissance d'utilisation limitée.

Tableau I.1. Comparaison des composants de l'électronique de puissance

I .4.2 Domaines d'application de la conversion statique

La figure (I.3) montre les domaines d'application de la conversion statique, dans le plan puissance – Fréquence de commutation (ou découpage) [4].

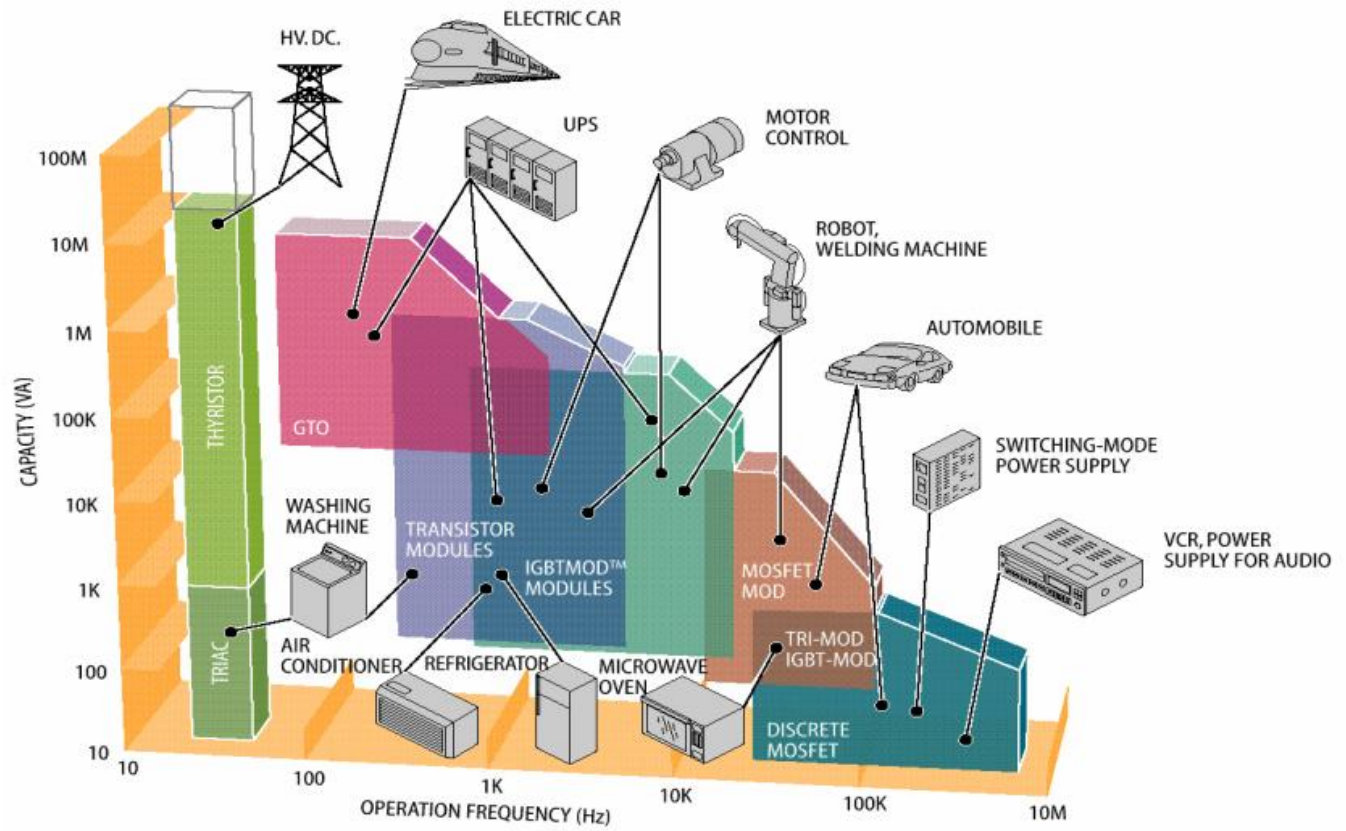


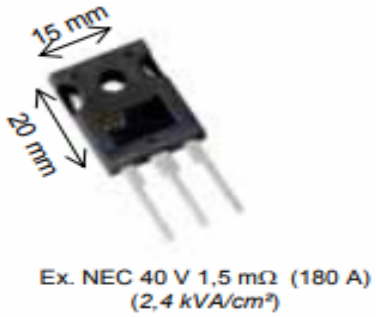
Fig. I. 3 Domaines d'application de la conversion statique, dans le plan puissance – Fréquence de commutation

I .4.3 Technologies de semi-conducteurs modernes

- **MOSFET:** 30 V – 200 A

  75 V – 300 A

  1 200 V – 100 A (Sic)



Ex. NEC 40 V 1,5 mΩ (180 A)
(2,4 kVA/cm²)

Les mieux adaptés aux basses tensions (moins de 48 V), composants les plus rapides nouvelles technologies (Cool MOS ou MOS à super jonction) adaptée aux tensions entre 500 et 1000 V [5].

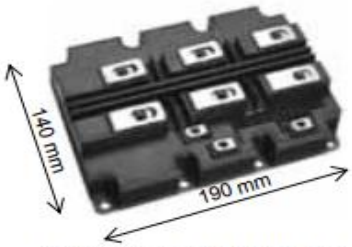
- **IGBT:** (Insulated Gate Bipolar Transistor)

250 V – 600 A

1700 V – 2,4 kA

3300 V – 1,2 kA

6500 V – 600 A



Ex. Powerex 3 x IGBT 6,5kV – 600A
(*44 kVA/cm²*)

Bien adaptés aux moyennes et hautes tensions (de 200 V à 5 kV). Offre très étendue, possibilités de compromis chute de tension/rapidité [6].

- **Thyristors GTO et GCT :**(Gate Turn Off, Gate Controlled Thyristors)

3 à 6 kV – 1 à 5 kA

Bien adaptés aux très hautes tensions et très fortes puissances (Meilleur refroidissement avec boitiers presse-pack, fiabilité) mais la concurrence de l'IGBT est de plus en plus fort [5].



Ex. Powerex 6 kV – 2 kA moyens
et 6 kA commutables
(*130 kVA/cm²*)

I.5 Origine des harmoniques [7,8].

Les harmoniques sont des grandeurs périodiques qui varient à des fréquences multiples de celle de la fondamentale et qui s'ajoutent pour former un signal déformé. Ce signal se compose généralement de plusieurs harmoniques, souvent présenté sous forme d'un spectre, le cas de la figure (I.4).

Les équipements à base des éléments à semi-conducteurs constituent la principale source de ces harmoniques.

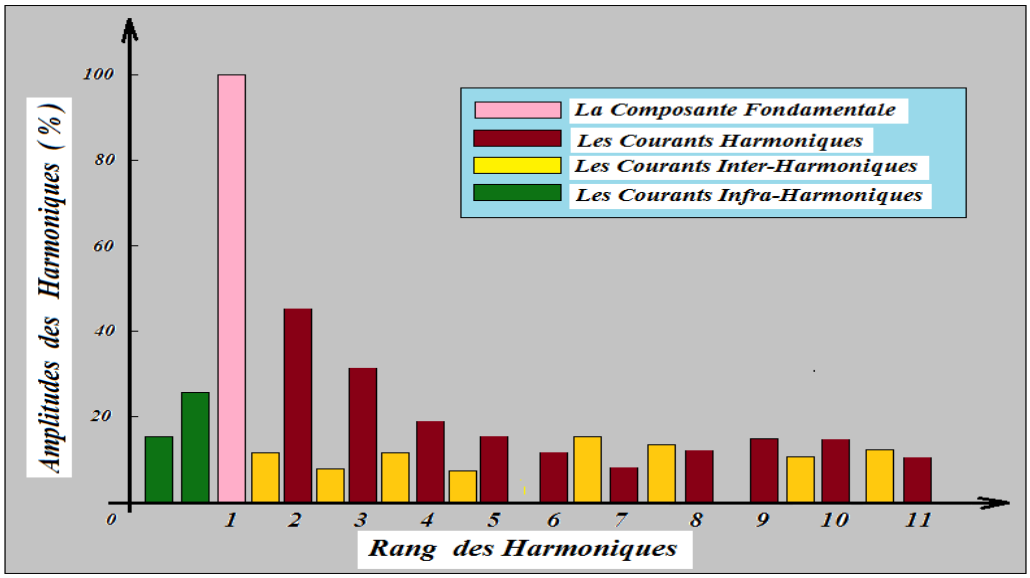


Fig.1.4 Différents types d'harmoniques

I.6 Caractérisation des courants harmoniques

Différentes grandeurs sont définies pour caractériser la distorsion en régime pollué. Le taux global de distorsion harmonique (THD) et le facteur de puissance sont les plus utilisés pour déterminer le niveau de qualité de l'énergie électrique et pour chiffrer respectivement les perturbations harmoniques et la consommation de la puissance réactive [9, 8].

I.6.1 Taux harmonique de rang n

$$S_n = \frac{C_n}{C_1} \qquad (I.1)$$

Où : C_n représente la composante harmonique de rang n.

C_1 représente la composante fondamentale.

I.6.2 Valeur efficace du courant/ tension d'un harmonique

La valeur efficace du courant/ tension de l'harmonique de rang n, H_n est liée au fondamental H_1 par la relation suivante :

$$H_n = \frac{H_1}{n} \qquad (I.2)$$

L'intensité des harmoniques est inversement proportionnelle à leur rang n et décroît généralement avec l'augmentation de la fréquence.

I.6.3 Taux global de distorsion harmonique

Le taux de distorsion harmonique THD est un facteur très important dans la détermination de la pollution et de la dépollution harmonique du réseau électrique. Le THD s'exprime par rapport à la fréquence fondamentale et caractérise l'influence des harmoniques sur l'onde de courant déformée. Il a pour expression :

$$THD(\%) = 100.\frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} H_n^2}}{H_1} \qquad (I.3)$$

Avec H_1 la valeur efficace du courant fondamental et H_n les valeurs efficaces des différentes harmoniques du courant. Le domaine des fréquences qui correspondent à l'étude des harmoniques est généralement compris entre 100 et 2000 Hz. Soit de l'harmonique de rang 2 jusqu'à l'harmonique de rang 40.

I.7 Normes et réglementation

L'énergie électrique est un produit, ainsi le producteur de l'électricité à une grande responsabilité à l'égard des dommages possibles causés par un excès d'harmoniques.

Afin de garantir un niveau de qualité de l'énergie satisfaisant, les distributeurs et les consommateurs sont amenés à respecter plusieurs normes qui définissent les règles relatives à la Compatibilité Electromagnétique (CEM):

- Au niveau international par la CEI (Commission Electrotechnique Internationale),

Définit le niveau des courants et des tensions harmoniques à ne pas dépasser par une série de normes de compatibilité électromagnétique (CEI 61000) [10], à savoir :

- ***Les normes CEI 61000-2-2 et 2-4***
- ***Les normes CEI 61000-3-2 et 3-4***

- Au niveau européen par la CENELEC (Comité Européen de Normalisation Electrotechnique),
- Au niveau Français par l'UTE (Union Technique de l'Electricité) et le CEF (Comité Electrotechnique Français).
- Au niveau nord-américain par le standard IEEE 519 [11].

La norme principale, IEEE 519 : 1992, *Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Power Systems*, détermine la procédure pour contrôler les harmoniques présents sur le réseau électrique. Elle impose les limites recommandées de la pollution harmonique générée par les clients et de la distorsion harmonique totale sur le réseau. Cette norme limite la distorsion harmonique (THD) du courant des réseaux < 69kV à 5%.

I.8 Structure générale de la commande :

Un variateur de vitesse est un dispositif permettant de réaliser l'alimentation et la commande d'un moteur. Son schéma de principe est donné par la figure (1.5). On distingue dans un variateur de vitesse deux niveaux de commande.

❖ **La commande rapprochée** : est celle qui détermine les modes de fonctionnement et de commutation du convertisseur statique (Détermine les instants où il faut commander l'amorçage ou le blocage des interrupteurs à semi-conducteurs à partir des signaux de référence ($V_{réf}$.$f_{réf}$).

❖ **La commande éloignée** : s'intéresse aux problèmes de commande à savoir : Asservissements de vitesse, de position ou de courant.

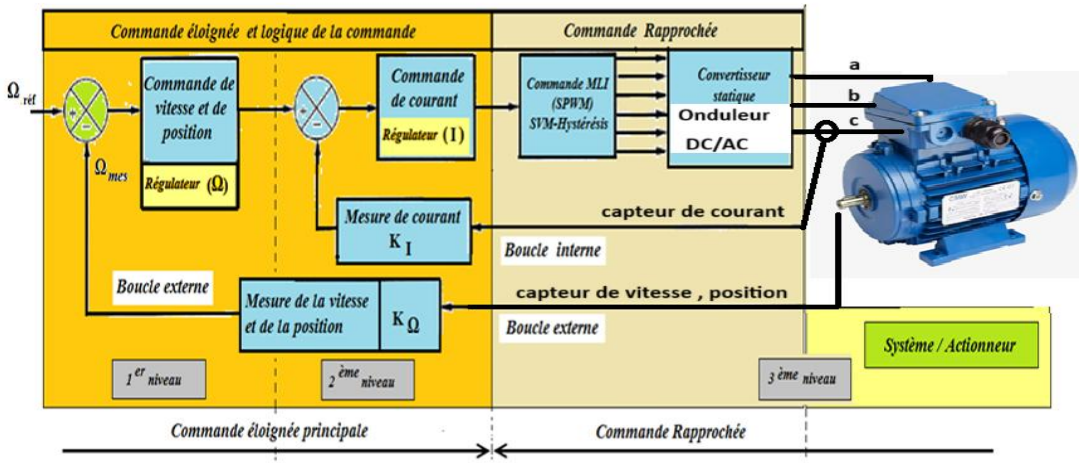


Fig.I.5 Structure générale d'un variateur de vitesse

I.9 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté une généralité sur les convertisseurs DC-AC, en mettant l'accent sur les différents types d'onduleurs, y compris leurs structures, intérêts et méthode de control.
Ensuite on a fait un passage sur la technologie et choix des composants à semi-conducteurs.
Puis un bref aperçu sur la caractérisation des harmoniques ainsi que les normes qui définissent les règles relatives à la qualité de l'énergie électrique.

Clôturant ainsi le chapitre par clarifier la signification de la commande rapprochée par rapport à la commande éloignée, en s'appuyant sur la structure générale d'un variateur de vitesse.

Le prochain chapitre, fera l'objet des différentes techniques de commande d'un onduleur triphasé à deux niveaux.

Chapitre II :

Techniques de commande d’un onduleur triphasé à deux niveaux

II.1 Introduction

Le but de la commande rapprochée est de gérer les ordres d'ouverture et de fermeture des interrupteurs, de sorte que la tension produite par l'onduleur soit la plus proche de la tension de référence. Pour perfectionner la tension de sortie d'un onduleur, on peut agir sur sa structure ou sur la méthode de contrôle, généralement on utilise des commandes par modulation de largeurs d'impulsions (MLI_PWM).

On rencontre plusieurs stratégies de ce type de commande, telles que la modulation triangule sinusoïdale à échantillonnage naturelle, la modulation par hystérésis, la modulation par élimination d'harmonique d'ordre trois, et la modulation vectorielle (SVM).

Dans ce chapitre, on abordera le principe de fonctionnement de ces techniques indiqués ci-dessus, en vue de leur mise en œuvre dans le prochain chapitre pour contrôler un onduleur triphasé de tension à deux niveaux, dont sa structure est mentionnée ci-dessous sur la figure (II.1).

II.2 Commande pleine onde (180°) [12]

Sur un bras de l'onduleur (Fig.II.1), chaque interrupteur fonctionne pendant 180 degrés, d'après la figure (II.3).

Exemple pour le bras A de la figure (II.1) : T_1 est fermé pendant une demi-période (180 degrés), T_1' est fermé pendant l'autre demi de la période. Ce qui donne la tension v_1 par rapport à la référence O, d'où :

$V_1 = E$ pour T_1 fermé et $v_1 = -E$ pour T_1' fermé.

Pour les bras B et C, on applique la même analyse précédente, mais avec des décalages de $2\pi/3$ et $4\pi/3$ par rapport au bras A. On obtient v_2 et v_3 par rapport à la référence O.

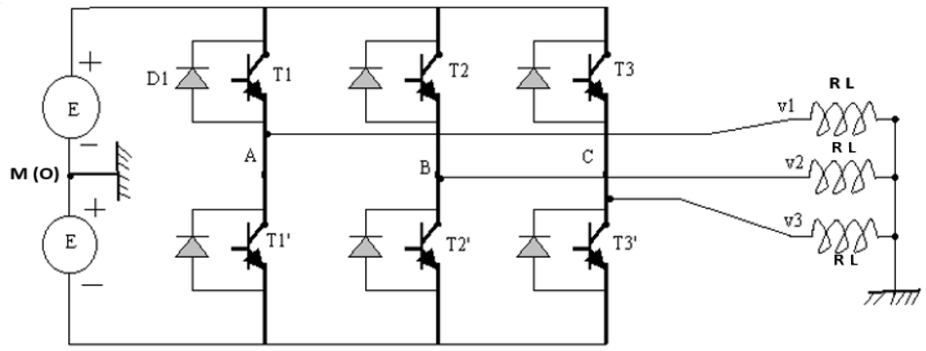


Fig.II.1 Structure de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux

La tension composée entre les deux phases 1 et 2 est : $v_{12} = v_1 - v_2$ (Fig.II.3).

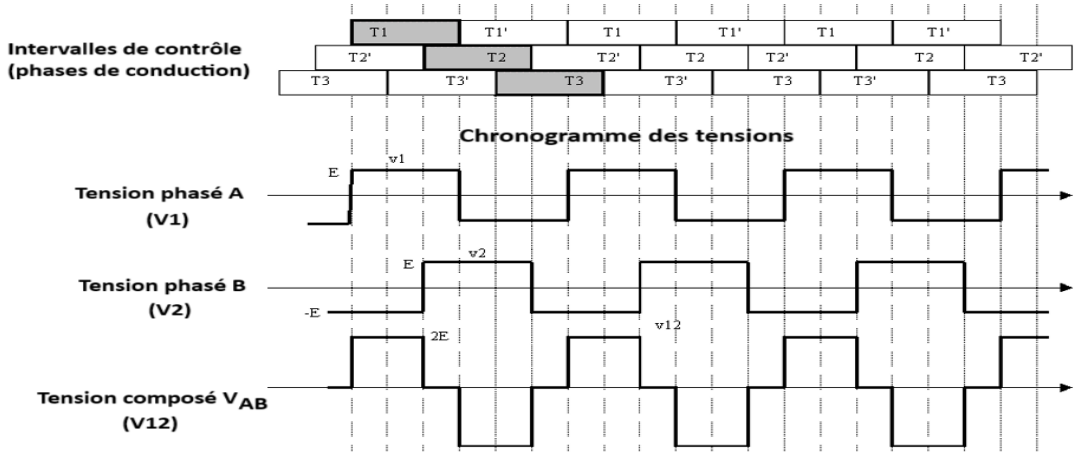


Fig.II.2. Chronogramme des tensions pour la commande pleine onde 180°

C'est une commande la plus classique, très simple, par conséquent elle présente des signaux dont le taux de distorsion harmonique important.

II.3 Commande décalée (120°) [12]

Chaque interrupteur fonctionne pendant 120 degrés successivement comme mentionné sur la figure (II.4). Les phases de conduction est T_1, T_2 puis T_3 successivement. Les interrupteurs T_1', T_2' et T_3' fonctionnent successivement avec un décalage de 60 degrés par rapport à T_1, T_2, T_3.

Ce type de commande appelé commande décalée permet d'obtenir une tension de sortie avec moins d'harmoniques.

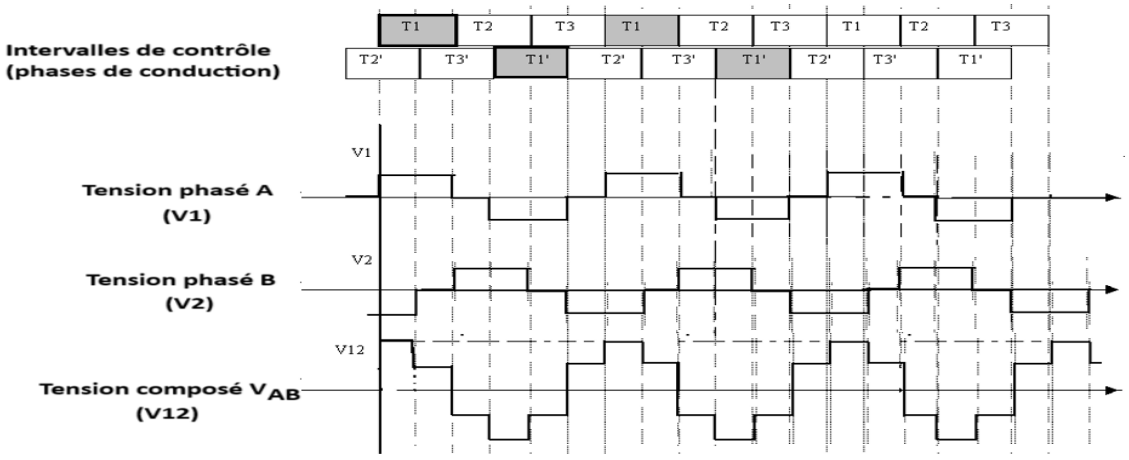


Fig.II.3. Chronogramme des tensions pour la commande décalée 120°

Ces techniques de commande pleine ou décalés génèrent des tensions efficaces constantes, elles n'offrent pas un accès à la régulation de la tension.

II. 4. La commande MLI : [13]

Plusieurs auteurs ont proposé des différentes stratégies de modulation de largeur d'impulsion (MLI), chacune d'elles doit obéir à un algorithme bien défini, conçues pour générer une source de tension la plus sinusoïdale possible à l'entrées des redresseurs ou à la sortie des onduleurs.

Quatre catégories de ML.I **(P.W.M Pulse Width Modulation en anglais)** ont été développées :

- Les modulations sinus-triangle effectuant la comparaison d'un signal de référence à une porteuse, en général, triangulaire.
- Les modulations précalculées pour lesquelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre harmonique.
- Les modulations post calculées encore appelées M.L.I. régulières symétriques ou M.L.I. vectorielles dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.
- Les modulations stochastiques pour lesquelles l'objectif fixé est le blanchiment du spectre (bruit constant et minimal sur l'ensemble du spectre), Les largeurs d'impulsions sont reparties suivant une densité de probabilité représentant la loi de commande.

D'une manière générale, le but de cette technique est d'avoir un minimum d'harmoniques possibles, de se rapprocher du signal désiré (courant ou tension sinusoïdale à l'entrée ou à la sortie du convertisseur).

II.4.1 Principe de la technique MLI [13-14]

Le principe général de la MLI (SPWM) est basé sur la comparaison d'une onde modulante base fréquence (tension ou courant de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire (ou en dent de scie unipolaire ou bipolaire).

Les instants de commutations sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante (voir la figure (II.5). La fréquence de commutation des interrupteurs du convertisseur statique est fixée par la porteuse.

Les instants d'échantillonnage ne sont pas répartis à des intervalles équidistants, cela veut dire que la fréquence d'échantillonnage (de commutations) n'est pas constante, ce qui représente l'une des inconvénients de la MLI (contrairement à la MLI vectorielle).

Cette technique est caractérisée par deux paramètres :

- L'indice de modulation (**m**) : est définit comme le rapport de la fréquence de modulation ($\boldsymbol{f_p}$) de la porteuse à la fréquence $f_{réf}$ de la tension de référence

$$m = f_p / f_{réf} \quad \text{(II.1)}$$

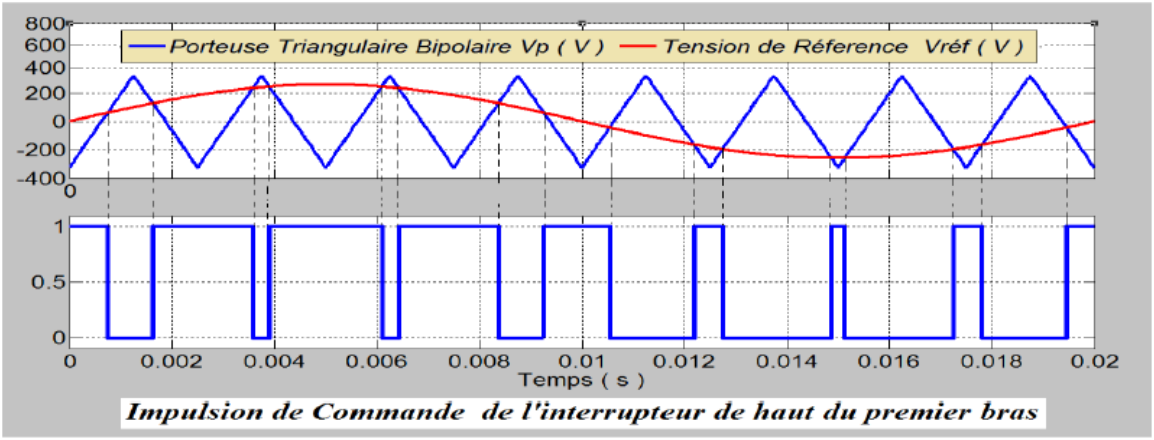


Fig. II.4 Impulsions de commande générée par la comparaison d'une porteuse avec une tension de référence

- Le coefficient de réglage ou le taux de modulation **r** : est le rapport de l'amplitude (valeur crête) $V_{réf}$ de la tension de référence à l'amplitude V_p de la porteuse

$$r = V_{réf} / V_p \quad \text{(II.2)}$$

De ce fait, on peut régler la valeur de la tension de référence ($V_{réf}$) en agissant sur le coefficient de réglage (r) par l'intermédiaire de la tension porteuse (V_p).

De même, L'indice de modulation (**m**) peut être régler par l'action sur la fréquence de référence lorsque la fréquence de la porteuse est constante.

Apartir delà, ces actions de réglage seront employées dans le quatrième chapitre afin de régler la tension, la vitesse et les oscillations du couple moteur de la machine asynchrone triphasé.

L'avantage de réglage que possède la modulation MLI, il n'existe pas dans les techniques pleines ondes ou décalées.

II.4.2 Onduleur MLI de tension à deux niveaux [15]

La technique MLI consiste à modifier la structure interne du convertisseur (redresseur ou onduleur) en remplaçant les thyristors classiques (diodes) par des interrupteurs entièrement commandables à l'ouverture et à la fermeture : transistor MOSFET, transistors IGBT ou thyristor GTO en anti parallèle avec des diodes.

L'utilisation de ces interrupteurs à commutation forcée, a permis la conception des convertisseurs à MLI. La fig. II.2, montre le schéma de principe d'un convertisseur MLI.

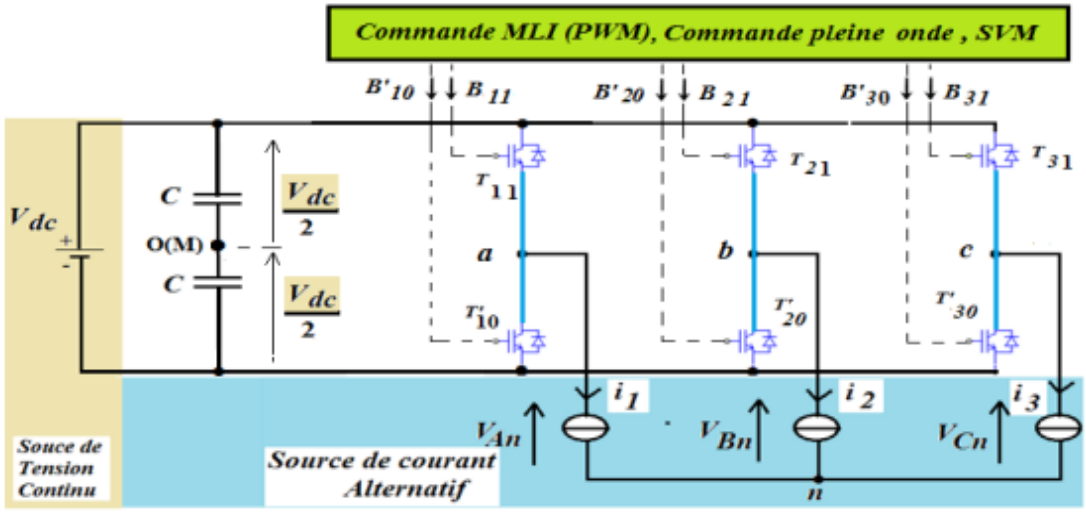


Fig. II.5 Structure de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux commandés en MLI

Vu l'utilité de l'onduleur à modulation MLI dans le domaine de la commande et dans les prochains chapitres, il serait important de donner un model matricielle mathématique qui peut remplacer celui à contact électronique. Pour ce faire en passe par la modélisation du convertisseur.

II.5 Modélisation de l'onduleur triphasé à MLI à deux niveaux :

La structure de l'onduleur triphasé à deux niveaux est donnée par la fig. II.6.

Les interrupteurs ($T_{11}T'_{10}$, $T_{21}T'_{20}$ et $T_{31}T'_{30}$) sont commandés suivant la technique MLI en respectant la loi de commande complémentaire définit suivant la relation (II.3) **[15]**

$$\begin{cases} \boldsymbol{B_{k_1} = B_{k2}} \\ \boldsymbol{F_{k_1} = 1 - F_{k_0}} \end{cases} \quad \text{(II.3)}$$

$\boldsymbol{B_{KS}}$ Est la commande de base de l'interrupteur $\boldsymbol{T_{kS}}$, avec k, le numéro du bras et s =1, pour le demi-bras du haut et s= 0, pour le demi-bas du bas (k Є {1.2.3} et s Є {0.1}) En utilisant le principe de la fonction de connexion$\boldsymbol{f_{kS}}$des interrupteurs $\boldsymbol{T_{KS}}$,

les trois tensions $\boldsymbol{v_{Km}}$, par rapport à la référence O(M), ont la forme du système d'équation (II.4) :

On pose : $\frac{\boldsymbol{V_{dc}}}{2} = \boldsymbol{Uc}$, $\boldsymbol{Uc}$: Tension aux bornes du condensateur C.

$$\boldsymbol{v_{km} = F_{KS} V_{dc}} \Rightarrow \begin{cases} \boldsymbol{v_{am} = F_{11} Uc} \\ \boldsymbol{v_{bm} = F_{21} Uc} \\ \boldsymbol{v_{cm} = F_{31} Uc} \end{cases} \quad \text{(II.4)}$$

Les trois tensions simples à l'entrée de la charge sont données par le système d'équation (II.5) suivant :

$$\begin{cases} v_{1n} = \frac{1}{3}(2v_{am} - v_{bm} - v_{cm}) \\ v_{1n} = \frac{1}{3}(2v_{bm} - v_{cm} - v_{am}) \\ v_{1n} = \frac{1}{3}(2v_{cm} - v_{am} - v_{bm}) \end{cases} \quad \text{(II.5)}$$

En remplaçant (II.4) dans (II.5), on obtient les tensions simples à la sortie de l'onduleur et aux bornes de la charge sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} Van \\ Vbn \\ Vcn \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{bmatrix} . Uc \quad \text{(II.6)}$$

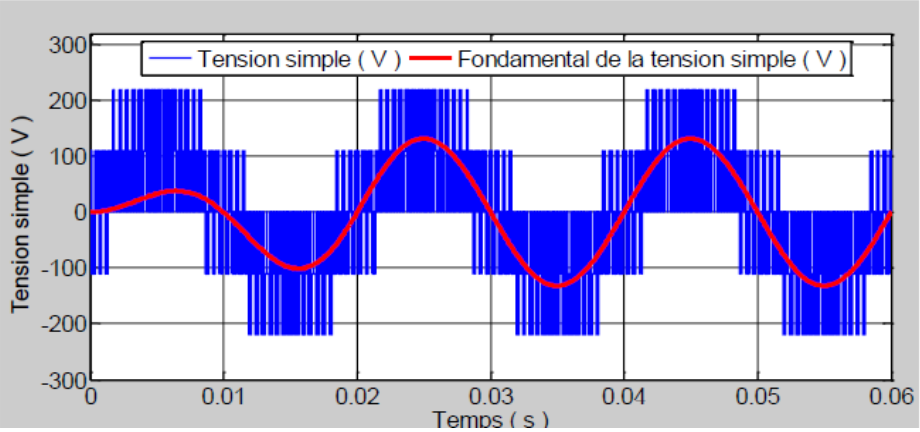
Sachant que :

F_{11}, F_{21} et F_{31} représente les entrés des impulsions de commande

U_C la tension V_{DC} de la tension continue du bus continu.

V_{an} V_{bn} et V_{cn} représentent les tensions simples à la sortie de l'onduleur triphasé à deux niveaux,

Illustrés comme suit, pour une seul phase :



.

Fig. II.6 Tension simple Van à la sortie de l'onduleur de tension triphasé à 2 niveaux commandés en MLI (Pour r=0.8, m=40, fp=2kHz, fréf=50Hz)

II.6 Technique de commande par hystérésis

Les figures (II.8 et II.9) illustrent le schéma de principe de cette technique de commande.

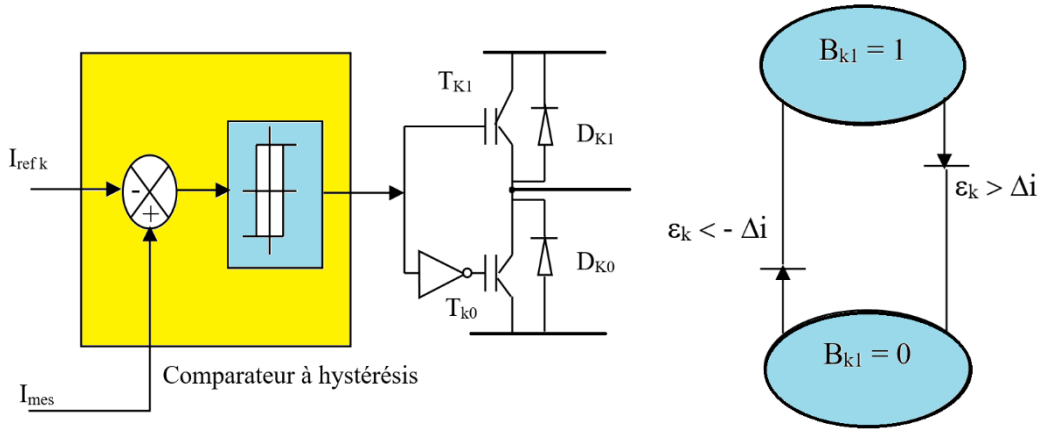


Fig. II.7 Principe de la stratégie de commande par hystérésis en courant

Le principe du contrôle par hystérésis, consiste à maintenir le courant à l'intérieur d'une bande en cadrant sa référence. La différence entre le courant et sa référence est comparée à une bande fixe de largeur Δi appelée bande ou fourchette d'hystérésis.

Chaque violation de cette bande entraîne un ordre de commutation des interrupteurs comme le montre la figure (II.9).

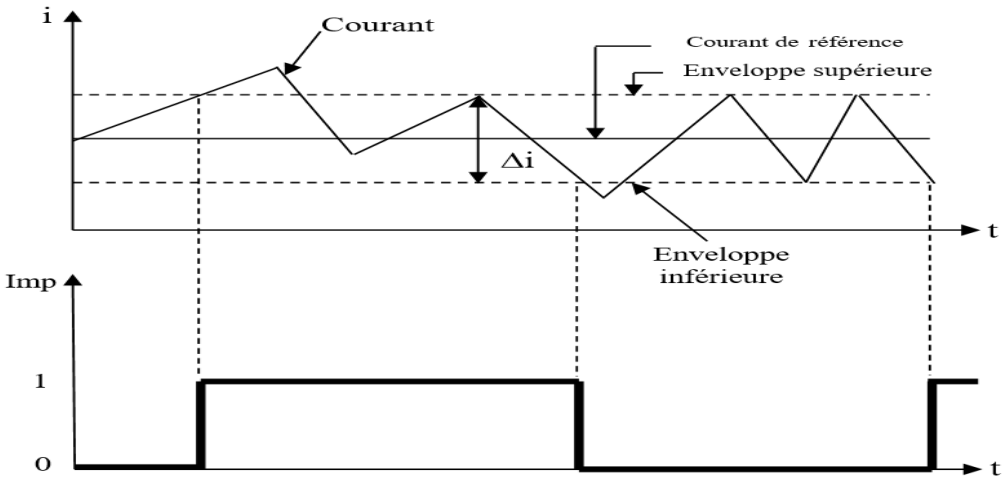


Fig. II.8 Principe de contrôle par hystérésis

La bande d'hystérésis est choisie de façon à ne pas dépasser la fréquence de commutation admissible des semi-conducteurs utilisés et à minimiser les harmoniques des courants.

Cette méthode permet le contrôle de la fréquence de commutation des interrupteurs par action sur la largeur Δi c'est pourquoi les performances de cette technique sont fortement liées à la largeur Δi de la bande d'hystérésis.

Ce qu'il faut signaler ici, c'est que la fréquence des impulsions de commande de cette technique n'est pas constante elle est parfaitement libre, En outre on ne peut pas y parvenir à régler.

II.7 MLI avec injection de la 3^{éme} harmonique

Cette technique est connue sous le nom d'élimination harmonique sélective, car les angles de commutation sont choisis de façon précise afin de supprimer des composantes harmoniques spécifiques.

Le principe est basé sur l'injection de l'harmonique de rang **3** dans la sinusoïde de fréquence fondamentale $\boldsymbol{f_{ref}}$, ce qui permet de former une onde de référence modifiée (voir fig.II.10).

Cette harmonique de rang **3** apparaît dans les tensions $\boldsymbol{V_{AO}}$, $\boldsymbol{V_{BO}}$, $\boldsymbol{V_{CO}}$ mesurées par rapport à un point milieu fictif **0** du circuit d'entrée. Cependant, elle est absente dans les tensions simples $\boldsymbol{V_{An}}$, $\boldsymbol{V_{Bn}}$, $\boldsymbol{V_{Cn}}$ ainsi que dans les tensions composées $\boldsymbol{V_{AB}}$, $\boldsymbol{V_{BC}et\ V_{CA}}$ à la sortie du convertisseur.

permet ainsi d'augmenter l'amplitude maximale de la composante fondamentale dans le signal de référence et, par conséquent, dans les tensions de sortie ($\boldsymbol{V_{An}}$, $\boldsymbol{V_{Bn}}$, $\boldsymbol{V_{Cn}}$).

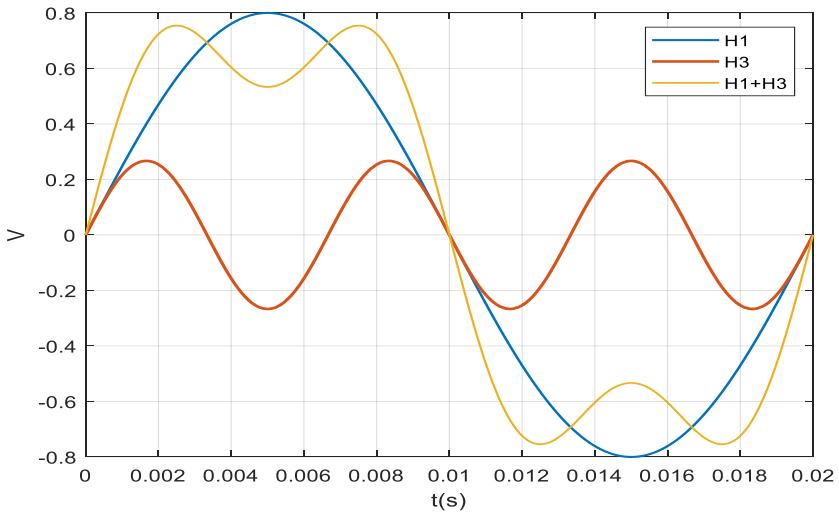


Fig. II.9 Tension d'une onde de référence déformé(H_1+H_3)

La tension de référence déformé, utilisé dans la commande devient de la forme :

$$V_a - V_0 = \frac{U}{2}(r \sin \omega t + k \cos 3\omega t) \qquad \text{II.7}$$

est appelée commande quasi-optimale. Pour déterminer la valeur de k qui maximise l'amplitude, on suppose que la forme de l'onde de référence reste toujours :

$$V_a - V_0 = \frac{U}{2} r(\sin \omega t + k' \cos 3\omega t) \qquad \text{II. 8}$$

Sachant que : $\boldsymbol{r_{max}} = \frac{2}{\sqrt{3}} = 1.55$

pour $\boldsymbol{k'} = \frac{1}{6}$ alors $\boldsymbol{k} = \frac{1}{6}\frac{2}{\sqrt{3}} = 0.1925$

L'amplitude maximale théorique de la composante fondamentale des tensions simples de sortie passe ainsi de :$\boldsymbol{U}/2$ (dans le cas de la commande sinusoïdale classique)
à une valeur supérieure grâce à l'injection de la 3e harmonique.
La technique de MLI avec injection de la **3**eme harmonique présente un avantage notable par rapport a la méthode conventionnelle de modulation MLI, elle permet d'atteindre une amplitude plus élevée de la composante fondamentale avant d'atteindre la limite minimale de largeur d'impulsion imposée par l'onduleur.

II. 8 Modulation vectorielle

C'est une modulation par vecteur espace (Space Vector Modulation SVM), l'une des techniques de modulation en temps réel préférées et est largement utilisée pour la commande numérique des onduleurs de tension.

Ce qui suit, présente le principe et mise en œuvre de la modulation par vecteur espace de l'onduleur triphasé de tension à deux niveaux.

❖ États de Commutation :

L'état de fonctionnement des interrupteurs dans l'onduleur à deux niveaux de la Figure (II.6), peut être représenté par des états de commutation. Comme indiqué dans le Tableau II.1**,** l'état de commutation **'P'** indique que l'interrupteur de haut dans un bras de l'onduleur est passant et que la tension de phase de l'onduleur (**V_{AN}, V_{BN},** ou **V_{CN}**) est positive **(+Vd),** tandis que **'O'** indique que la tension de phase de l'onduleur est nulle en raison de la conduction de l'interrupteur de bas.

Il existe huit combinaisons possibles d'états de commutation dans l'onduleur à deux niveaux, comme listé dans le Tableau II.2. L'état de commutation **[POO],** par exemple, correspond à la conduction de **S1, S6** et **S2** respectivement dans les branches (bras) **A, B** et **C** de l'onduleur. Parmi les huit états de commutation, **[PPP]** et **[OOO]** sont des états nuls et les autres sont des états actifs.

	Branche A			**Branch B**			**Branche *C***		
État de commutation	S_1	S_4	v_{AN}	S_3	S_6	v_{BN}	S_5	S_2	v_{CN}
P	On	Off	V_d	On	Off	V_d	On	Off	V_d
O	Off	On	0	Off	On	0	Off	On	0

Tableau II.1 Définition des État de commutation

Vecteur spatial		Etat de commutation (Trois Phases)	Interrupteurs en conduction	Définition vectrice
Vecteur zéro	$\vec{V}_0$	PPP	S_1, S_3, S_5	$\vec{V}_0 = 0$
		OOO	S_4, S_6, S_2	
Vecteur actif	$\vec{V}_1$	POO	S_1, S_6, S_2	$\vec{V}_1 = \frac{2}{3} V_d e^{j0}$
	$\vec{V}_2$	PPO	S_1, S_3, S_2	$\vec{V}_2 = \frac{2}{3} V_d e^{j\frac{\pi}{3}}$
	$\vec{V}_3$	OPO	S_4, S_3, S_2	$\vec{V}_3 = \frac{2}{3} V_d e^{j\frac{2\pi}{3}}$
	$\vec{V}_4$	OPP	S_4, S_3, S_5	$\vec{V}_4 = \frac{2}{3} V_d e^{j\frac{3\pi}{3}}$
	$\vec{V}_5$	OOP	S_4, S_6, S_5	$\vec{V}_5 = \frac{2}{3} V_d e^{j\frac{4\pi}{3}}$
	$\vec{V}_6$	POP	S_1, S_6, S_5	$\vec{V}_6 = \frac{2}{3} V_d e^{j\frac{5\pi}{3}}$

Tableau II.2 Vecteurs spatiaux, états de commutation et interrupteurs en conduction

❖ **Vecteurs Spatiaux :**

Les états de commutation actifs et nuls peuvent être représentés respectivement par des vecteurs spatiaux actifs et nuls. Un diagramme de vecteurs spatiaux typique pour l'onduleur à deux niveaux est montré à la **Fig. II.6**, où les six vecteurs actifs $\boldsymbol{V}_1$ à $\boldsymbol{V}_6$ forment un hexagone régulier avec six secteurs égaux (**I à VI**). Le vecteur nul $\boldsymbol{V}_0$ se situe au centre de l'hexagone.

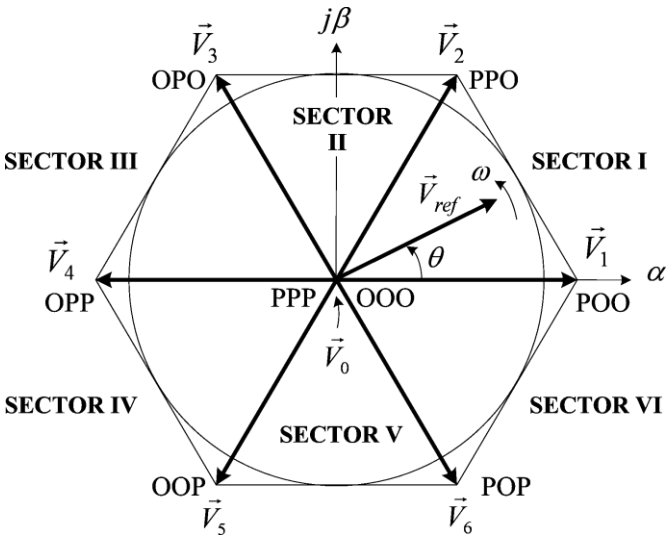


Figure II.10 : Diagramme des vecteurs spatiaux pour l'onduleur à deux niveaux

Pour établir la relation entre les vecteurs spatiaux et les états de commutation, en supposant que le fonctionnement de l'onduleur est triphasé équilibré, on a :

$$\boldsymbol{V_{AO}(t)+ V_{BO}(t)+ V_{CO}(t) = 0} \qquad \text{(II.9)}$$

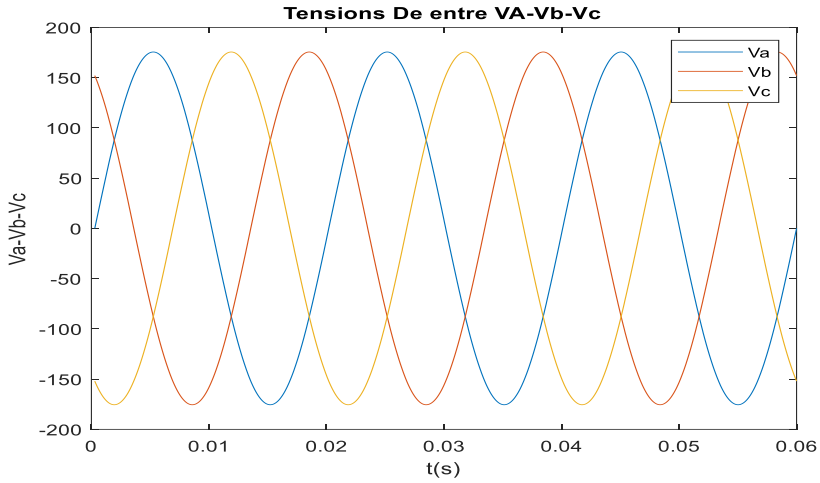


Fig. II.11 Tensions simples de référence

Où $\boldsymbol{V_{AO}}$, $\boldsymbol{V_{BO}}$et $\boldsymbol{V_{CO}}$ représentent les tensions instantanées des phases de charge. D'un point de vue mathématique, l'une de ces tensions de phase est redondante, car il est possible de calculer la troisième à partir de n'importe quelles deux autres. Il est donc possible de transformer les grandeurs triphasées en grandeurs équivalentes biphasées suivant le système (II.11) [5] :

$$\begin{bmatrix} V\alpha(t) \\ V\beta(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{V_{AO}(t)} \\ \boldsymbol{V_{BO}(t)} \\ \boldsymbol{V_{CO}(t)} \end{bmatrix} \qquad \text{(II.11)}$$

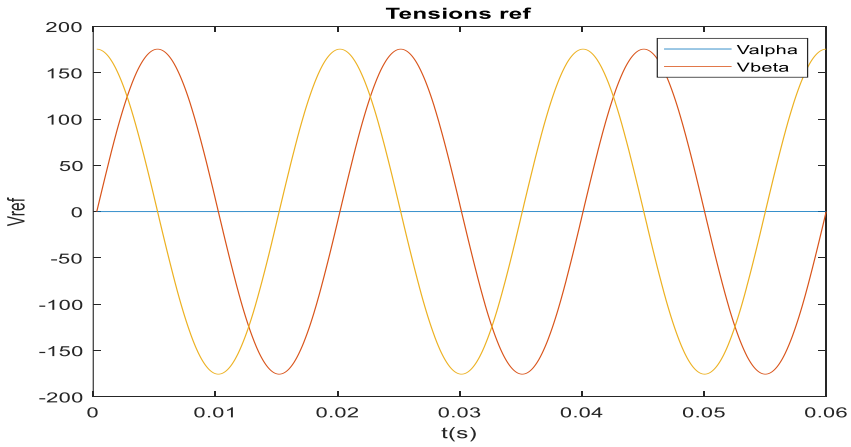


Fig. II.12 Tensions Vα et Vβ

La suite du développement et analyse de la MLI vectorielle se résume dans les étapes indiquées ci-dessous :

- **Calcul du Temps de Conduction :**

Le temps de conduction s'écrit de la façon suivante :

$$\vec{v}_{ref}\, Ts = \vec{v}_1\, T_a + \vec{v}_1\, T_b + \vec{v}_0\, T_0 \qquad \text{(II.12)}$$
$$T_S = T_a + T_b + T_0$$

Où $\boldsymbol{T_a}$, $\boldsymbol{T_b}$ et $\boldsymbol{T}_0$ sont les temps de conduction pour les vecteurs $\vec{\boldsymbol{v}}_1$, $\vec{\boldsymbol{v}}_2$ et $\vec{\boldsymbol{v}}_0$respectivement. Les vecteurs spatiaux dans l'équation (II.12) peuvent être exprimés comme suit :

$$\vec{v}_{ref} = v_{ref}\, e^{j0},\ \vec{v}_1 = \frac{2}{3} V_d\, e^{j\frac{\pi}{3}},\ \text{et}\ \vec{v}_0 = 0 \qquad \text{(II.13)}$$

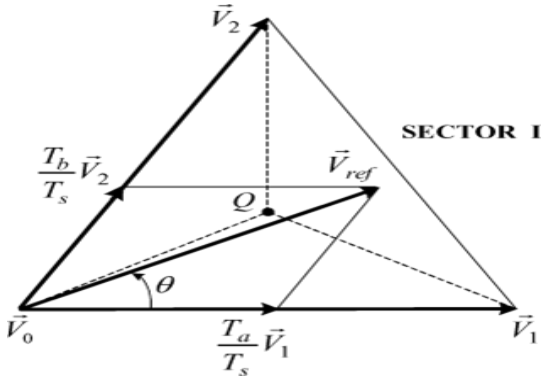


Fig.II.13 $\vec{v}_{ref}$ synthétisé par $\vec{v}_1$, $\vec{v}_2$ et $\vec{v}_{10}$

- **Séquence de Commutation des interrupteurs :**

Une fois les vecteurs spatiaux sélectionnés et leurs temps de conduction calculés, l'étape suivante consiste à organiser les séquences de commutation mentionnée sur la figure (II.15) pour le secteur Iet le tableau (II.3) pour les six secteurs.

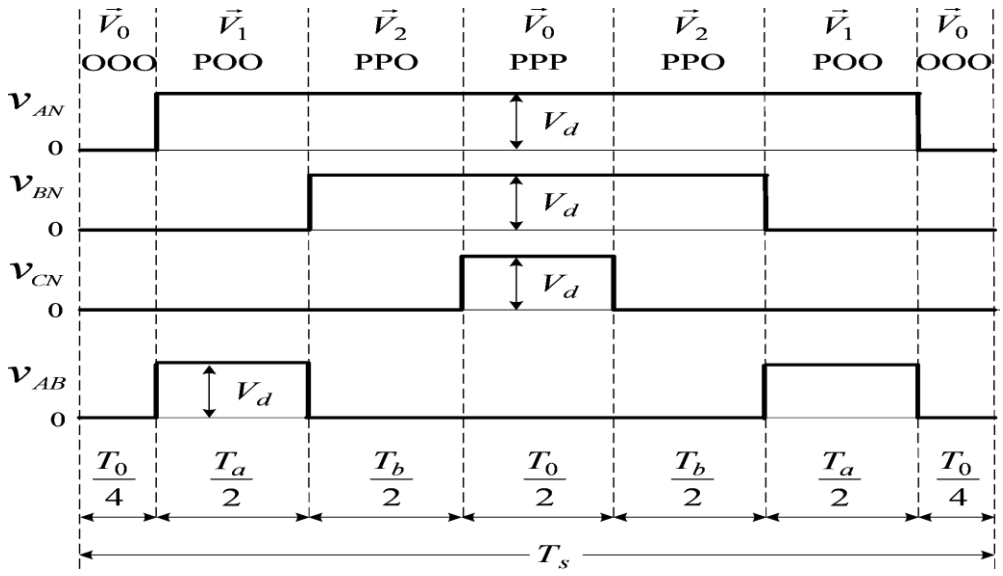


Figure II.14 : Séquence de commutation à sept segments pour $\vec{V}_{ref}$ dans le secteur I

Secteur	Segment de commutation						
	1	2	3	4	5	6	7
I.	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_0$
	OOO	POO	PPO	PPP	PPO	POO	OOO
II.	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_0$
	OOO	OPO	PPO	PPP	PPO	OPO	OOO
III.	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_0$
	OOO	OPO	OPP	PPP	OPP	OPO	OOO
IV.	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_0$
	OOO	OPP	OPP	PPP	OPP	OPP	OOO
V.	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_0$
	OOO	OPP	POP	PPP	POP	OPP	OOO
VI.	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_0$
	OOO	POO	POP	PPP	POP	POO	OOO

Tableau II.3 : Séquence de commutation à sept segments

On termine par déterminer les impulsions de commande dans les six secteurs et pour les huit vecteurs tensions de l'onduleur.

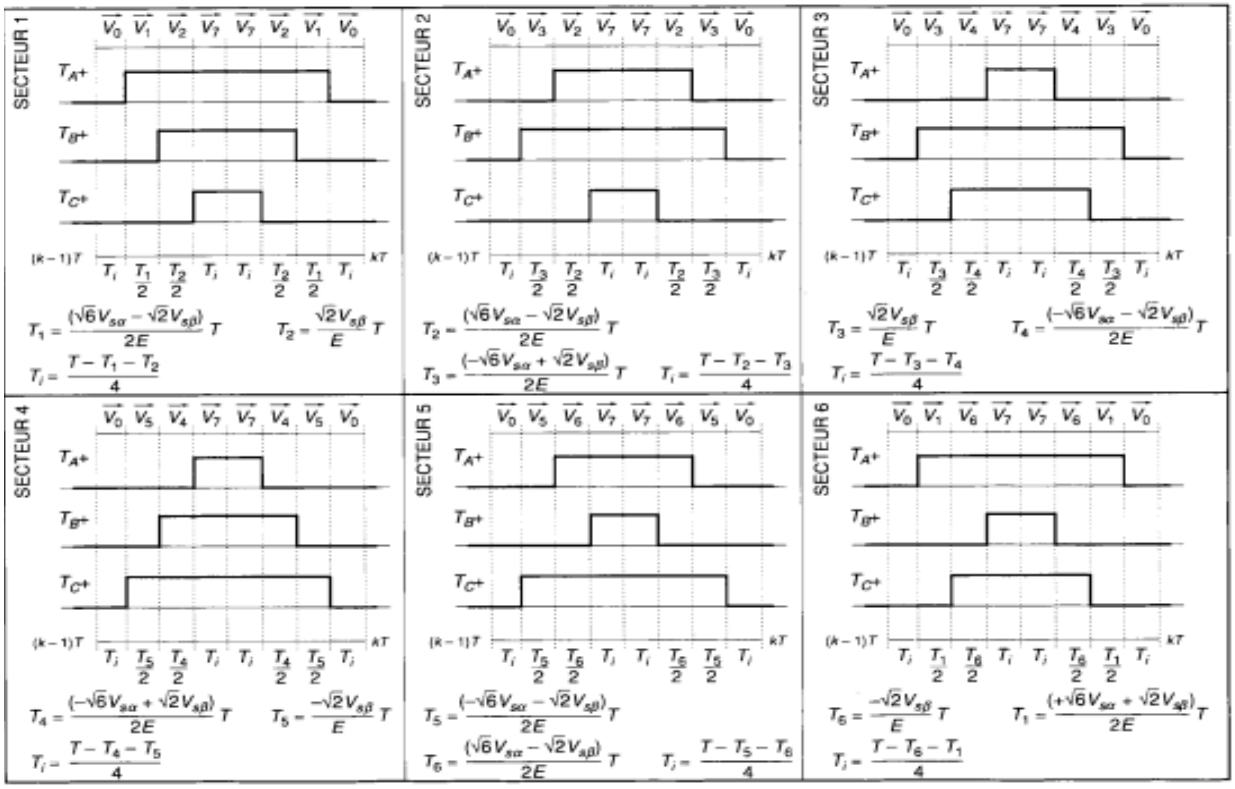


Figure II.15 Description des séquences de conduction des interrupteurs

En clôture par la méthodologie à suivre selon un organigramme pour déterminer les intervalles de commandes de la MLI vectorielles.

Ce qu'il faut retenir, en analysant les séquences de commutation des interrupteurs, le temps et la fréquence de commutation sont fixent, bien réparties entre les huit interrupteurs, ce qui diminue les pertes de commutation et de conduction. La tension à la sortie de l'onduleur est beaucoup meilleur par rapport à la tension de la MLI intersective, du point de vue analyse spectrale (THD) et un maximum de tension continue exploité par le circuit de l'onduleur vers la sortie.

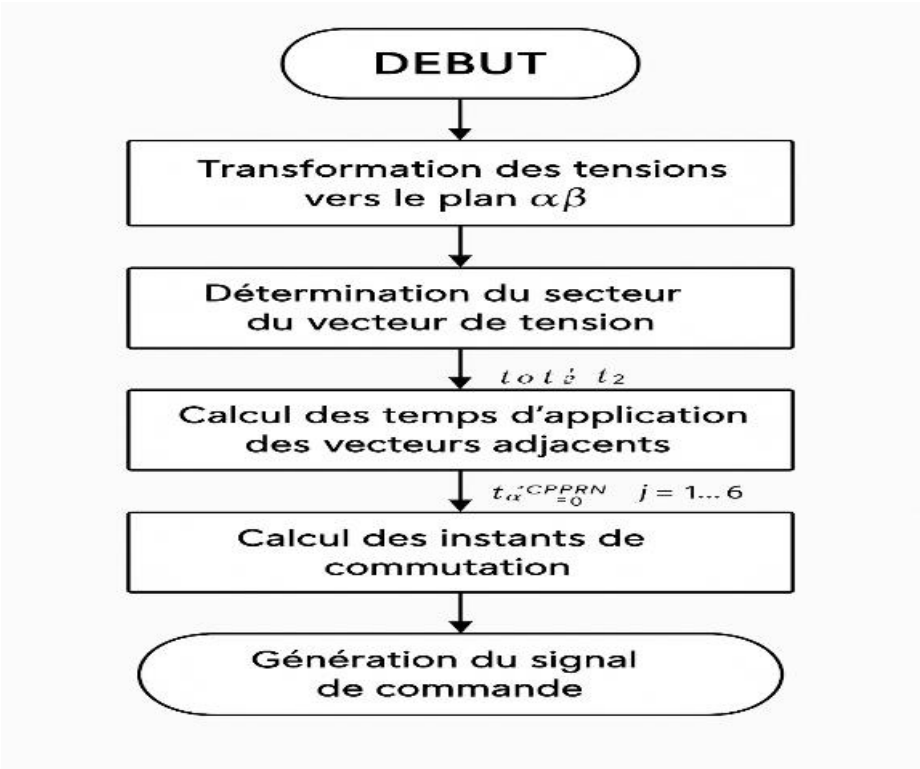


Figure II. 16 : Organigramme globale de la commande MLI vectorielle

II.9. Conclusion

Ce chapitre à fait l'objet d'une analyse théorique accompagnée par des brèves descriptions des différents techniques de commande proposés à savoir : commande pleine onde, décalée, modulation intersective MLI, modulation par injection de de l'harmonique 3 et la modulation SVM. De manière à contrôler le fonctionnement de l'onduleur. Ces techniques analysées plus haut, feront l'objet d'application et simulation sur un onduleur triphasé de tension à deux niveaux dans le prochain chapitre.

Chapitre III :

Techniques de modulation : Application et simulation

III.1 Introduction

Ce chapitre est bien consacré à l'application des techniques de commande déjà évoquées dans le deuxième chapitre. L'onduleur triphasé de tension à deux niveaux sera le siège d'application et de simulation, où on va analyser les tensions obtenues à la sortie de l'onduleur pour chaque technique de contrôle.

L'analyse, sera basée sur le taux d'harmoniques des tensions et des courants, à la sortie de l'onduleur. On termine par décrire une étude récapitulatif comparatif entre les différentes techniques utilisées.

Les résultats obtenus seront exposés et critiqués

III.2 Structure de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux

La structure utilisée dans l'application des techniques de control est mentionnés sur la figure (III.1).

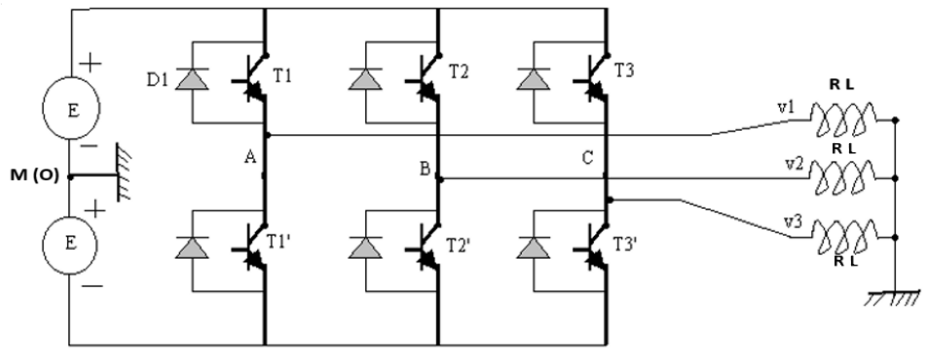


Fig.III.1 Structure de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux

- **Paramètres de simulations :**

  Circuit de puissance : deux batteries E=300V, Interrupteur à semi-conducteurs : IGBT

  Charge : R=10Ω, L=20mHenry,

  Circuit de commande : Générateur d'ondes 180°, 120°, générateur de tensions de référence, générateur de tensions porteuse.

Les paramètres de la charge et de la tension du bus continus resteront fixent quelque soit la technique de control utilisé.

III.3 Simulation et interprétation

III.3.1 Commande pleine onde (180°)

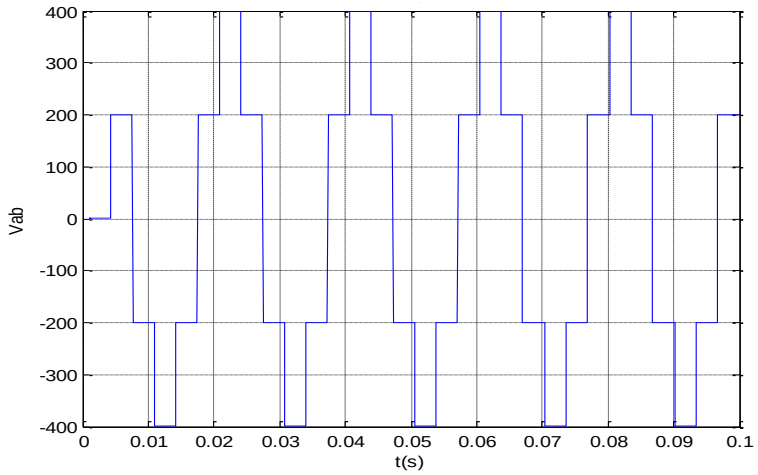


Fig.III.2 Tension simple de la commande pleine onde au niveau de la charge RL

La figure (III.1) représente la tension de sortie (phase-neutre) en mode de commande pleine onde à 180°, de type carré bipolaire, alternant brutalement entre +200V=E/3 , +400 V=2E/3 et -200V ,-400 V. Ce type de forme d'onde est le résultat d'un onduleur commandé à 180°, avec une durée de conduction de 180° pour chaque interrupteur.

Bien que cette tension soit efficace pour alimenter certaines charges, sa richesse en harmoniques est élevée, ce qui peut engendrer des pertes et un échauffement dans les charges inductives.

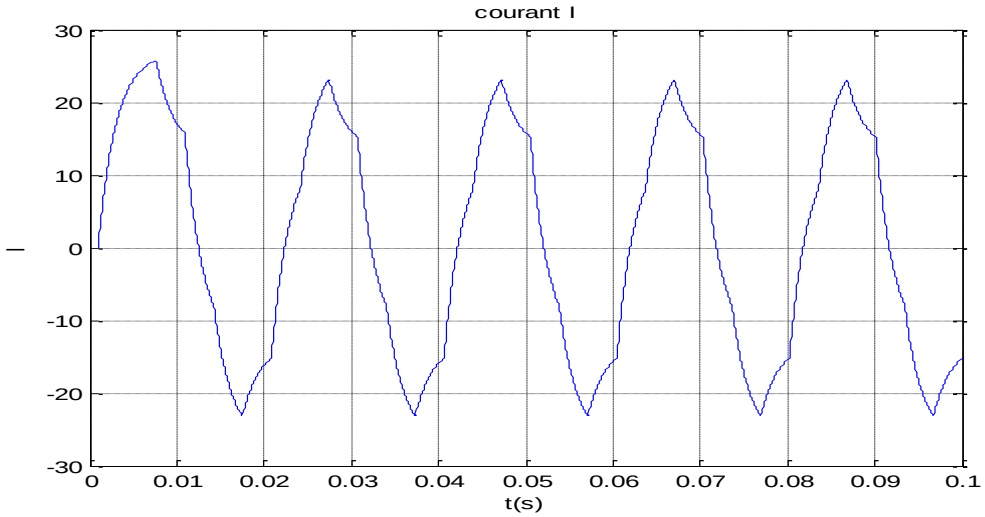


Fig.III.3 l'allure de courant pour la charge inductive

Le courant présente une forme qui tend vers une sinusoïdale, bien que déformée par la commutation des interrupteurs. On observe une symétrie typique d'une commande bipolaire. L'amplitude du courant atteint environ ±25 A, ce qui indique une puissance relativement élevée.

Malgré une certaine forme sinusoïdale, la présence d'harmoniques est probable en raison de la déformation du signal, comme confirmé plus bas par l'analyse FFT. Le signal présente un fort contenu harmonique, ce qui est visible dans l'analyse FFT (THD ≈ 31 %).

Ce type de tension est adapté pour certaines applications robustes comme les moteurs triphasés, mais nécessite souvent un filtrage (LC) pour alimenter des charges sensibles.

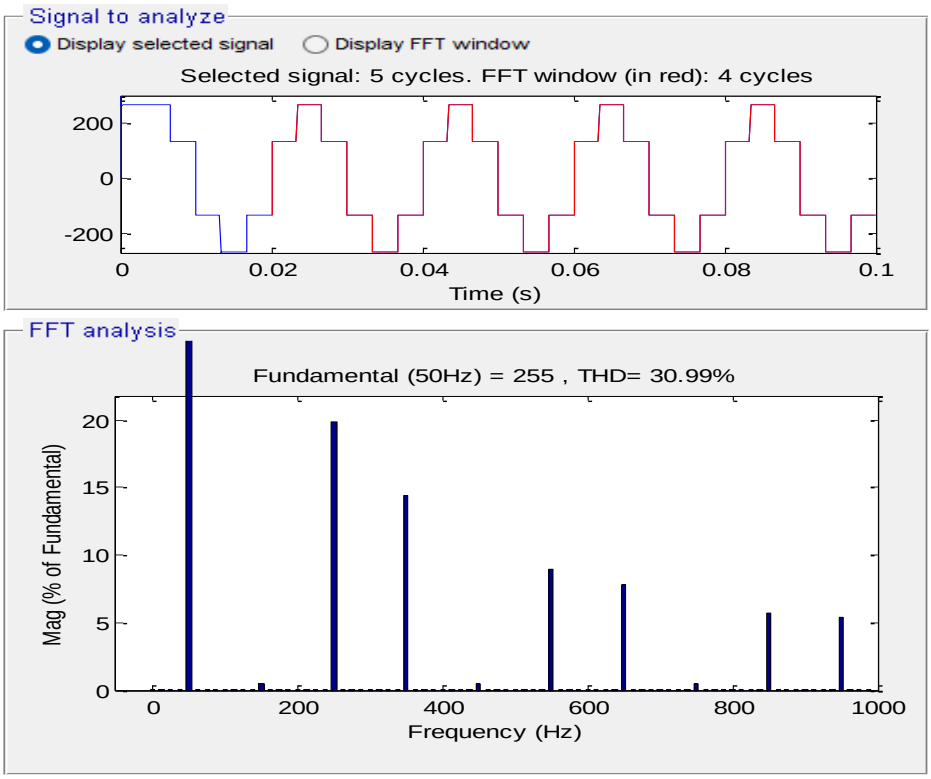


Fig.III.4 Analyse spectrale de la tension simple V_1

Le spectre montre une composante fondamentale à 50 Hz (valeur maximale), accompagnée de nombreuses harmoniques impaires (notamment 3e, 5e, 7e, etc.). Le THD (Total Harmonic Distortion) est très élevé : 30,99 %, ce qui indique une distorsion importante du signal.

Un THD aussi élevé peut provoquer une surchauffe, des perturbations électromagnétiques (EMI) et un fonctionnement inefficace des moteurs ou autres charges sensibles.

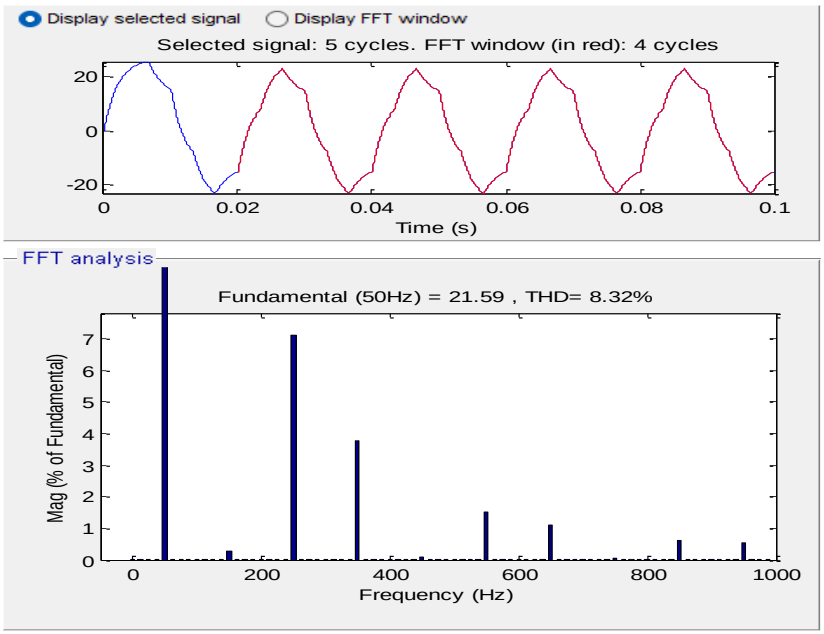


Fig.III.5 Analyse spectrale du courant de la première phase i_1

III.3.2 Commande décalée (120°)

Cette méthode se distingue de la commande 180° par une durée de conduction de 120°, ce qui modifie la forme des tensions de phase et les caractéristiques du courant.

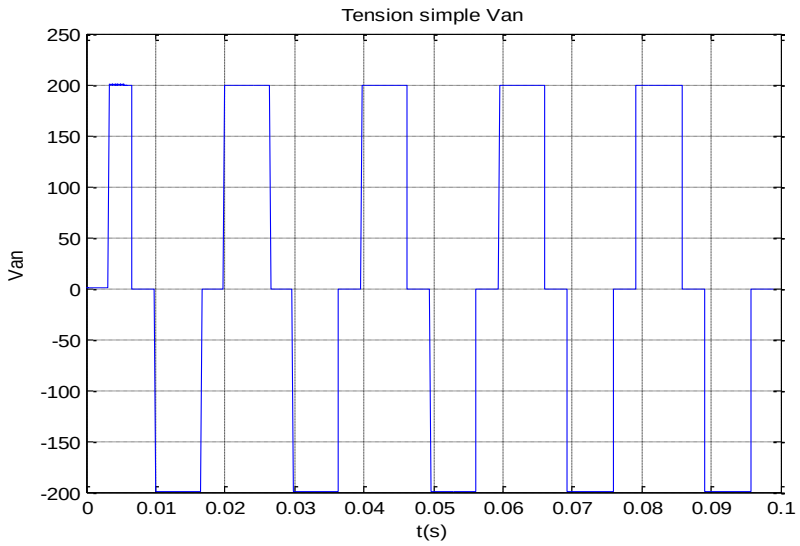


Fig. III.6 Tension simple V_1 aux bornes de la charge

Forme d'onde carrée, indiquant un fonctionnement par commutations d'un bras d'onduleur.

Le niveau d'amplitude est réduit comparé au premier cas (environ ±200 V ici).

Le THD de la tension Van est de 30,90 %, très similaire au cas précédent. Présente une forte distorsion spectrale avec présence d'harmoniques impaires (3e, 5e, 7e.…).

Dans ce cas la tension nécessite un filtrage passif (type LC) pour alimenter des charges sensibles.

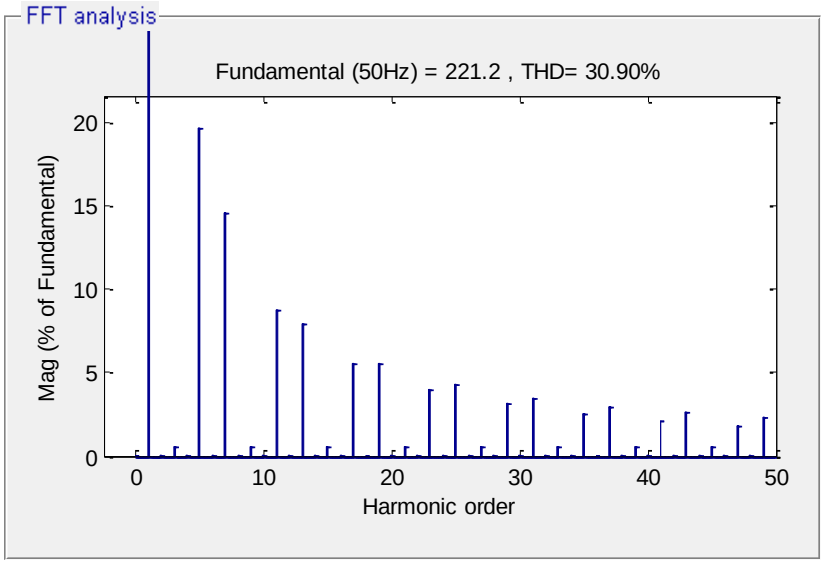


Fig.III.7 Analyse spectrale de la tension simple V_{an}

- **Description :** Analyse FFT de la tension simple Van.
- **Résultats :**
    - Fondamentale : 50 Hz, amplitude = 221,2.
    - THD = **30,90 %**.
- **Analyse :**
    - Spectre riche, avec présence importante d'harmoniques impaires.
    - Cette distorsion pourrait entraîner pertes, bruit électromagnétique, et échauffement

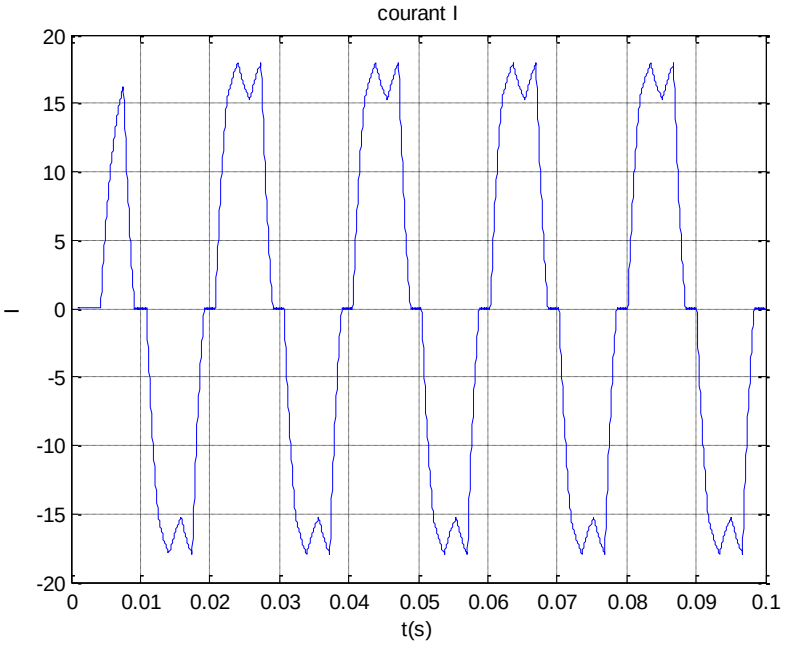


Fig. III .8 Allure de courant de charge.

- Description : Courant en fonction du temps, probablement à la sortie de l'onduleur triphasé.
- Analyse :
  - Le courant présente une forme sinusoïdale déformée, mais plus régulière que la tension.
  - Cela montre encore une charge inductive, qui lisse naturellement le courant malgré une tension hachée.
- THD du courant : 17,55 %
  - Cette valeur indique une distorsion modérée du courant, plus élevée que dans le premier cas (où THD ≈ 8,32 %).
  - Cette déformation peut être due à une tension plus riche en harmoniques ou à une charge moins filtrante.

- **Remarque :** Bien que moins harmonique que la tension, ce niveau de THD peut avoir un impact sur l'échauffement et la qualité de l'alimentation.

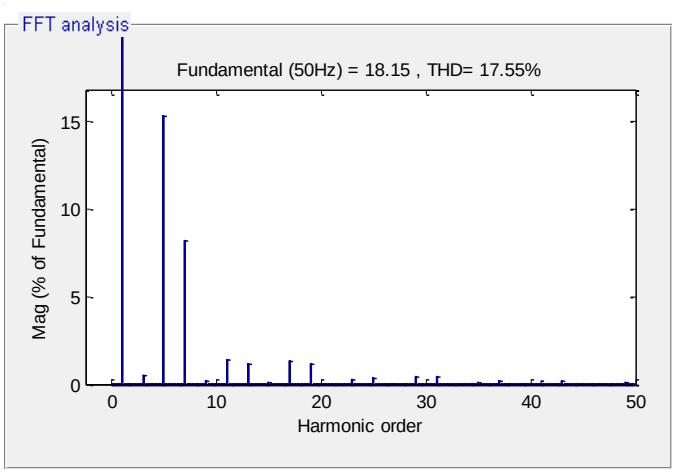


Fig. III .9 Analyse spectrale du courant i_1 de la première phase

- **Description :** Courant en fonction du temps, probablement à la sortie de l'onduleur triphasé.
- **Analyse :**
  - Le courant présente une forme sinusoïdale déformée, mais plus régulière que la tension.
  - Cela montre encore une charge inductive, qui lisse naturellement le courant malgré une tension hachée.
- **THD du courant : 17,55 %**
  - Cette valeur indique une distorsion modérée du courant, plus élevée que dans le premier cas (où THD ≈ 8,32 %).
  - Cette déformation peut être due à une tension plus riche en harmoniques ou à une charge moins filtrante.
- **Remarque :** Bien que moins harmonique que la tension, ce niveau de THD peut avoir un impact sur l'échauffement et la qualité de l'alimentation.

III.3.3 Technique de commande à hystérésis

La commande par hystérésis est une méthode de contrôle du courant en boucle fermée, où le courant réel est maintenu dans une bande autour du courant de référence. Elle est connue pour :

- sa simplicité de mise en œuvre,
- sa bonne dynamique,

- sa fréquence de commutation variable.

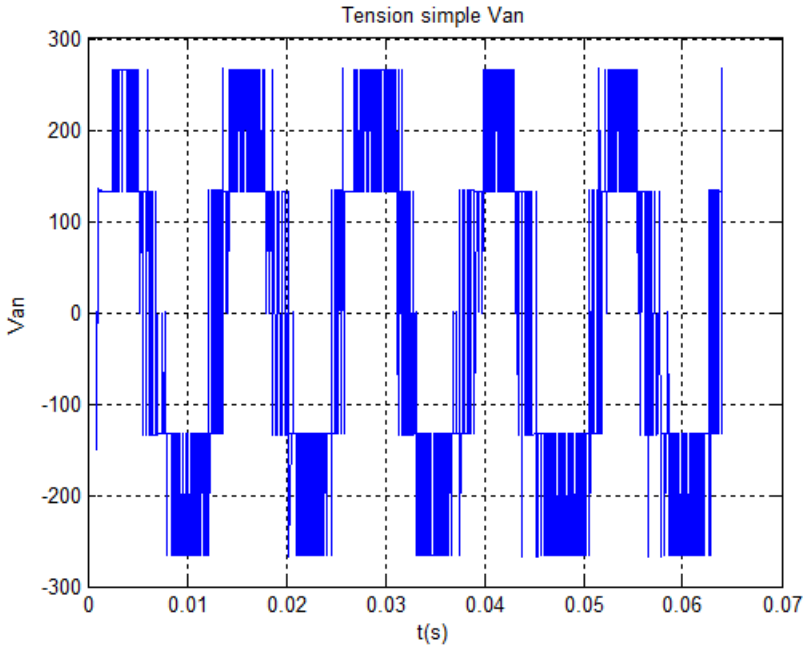


Fig III.10: Allure de la tension simple Van

- **Observation :**
  - Forme irrégulière avec des commutations rapides et fréquentes.
  - Les niveaux varient entre environ +300 V et -300 V, selon les changements d'état des interrupteurs.
- Analyse FFT (en bas à droite) :
  - THD = 27,83 %, ce qui est élevé pour une tension.
  - Le spectre montre des harmoniques réparties sur une large bande de fréquence.

La commande hystérésis engendre une tension très hachée à cause de la fréquence de commutation variable.

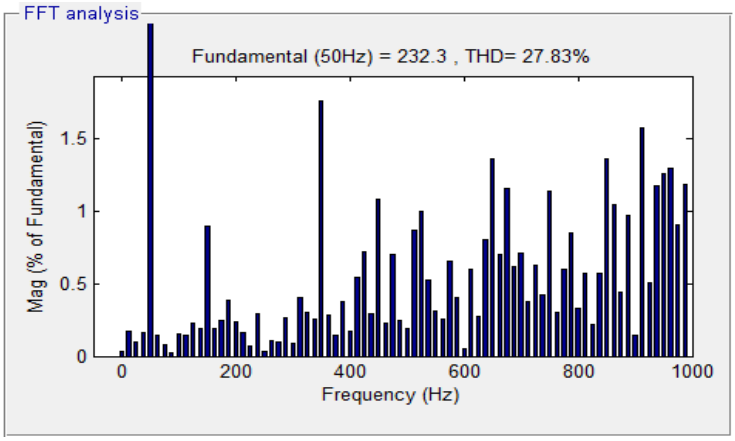


Fig.III.11 Analyse spectrale de la tension simple V_{an}

- **Observation :**
  - La tension est fortement modulée avec des impulsions rapprochées et irrégulières, typiques de la commande hystérésis.
- FFT associée (en bas à gauche) :
  - Montre une fondamentale bien présente (232,3 unités à 50 Hz) mais un THD élevé : 27,83 %.
  - Le spectre est très étalé , la fréquence de commutation n'est pas fixe.

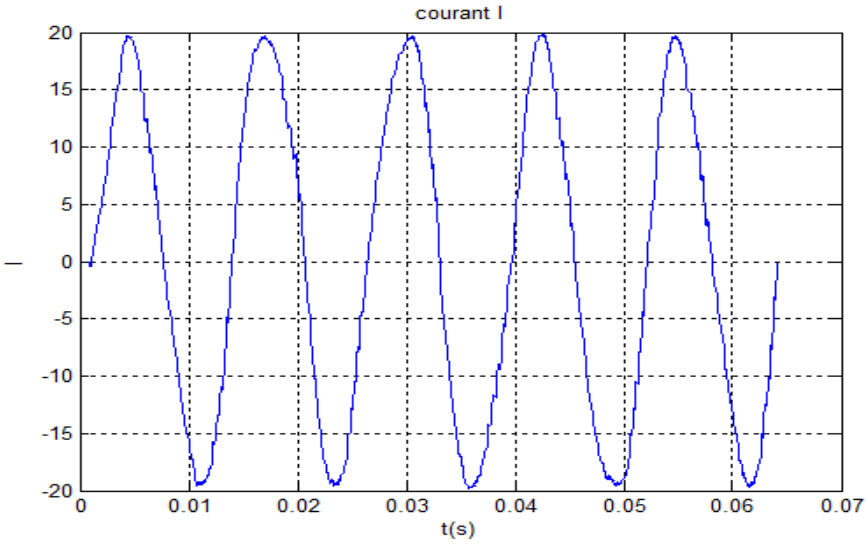


Fig.III.12 Allure de courant de charge pour la commande à hystérésis

- **Observation :**
  - La forme du courant est quasi-sinusoïdale, avec une faible ondulation superposée.
  - Cela démontre que la commande suit efficacement une référence sinusoïdale.
- Analyse THD (en haut à droite) :
  - THD = 1,22 % ➜ Très faible distorsion.
  - La présence d'harmoniques est très limitée, concentrée autour de la fondamentale à 50 Hz.
- Conclusion : Excellent contrôle du courant par hystérésis avec un courant de très bonne qualité.

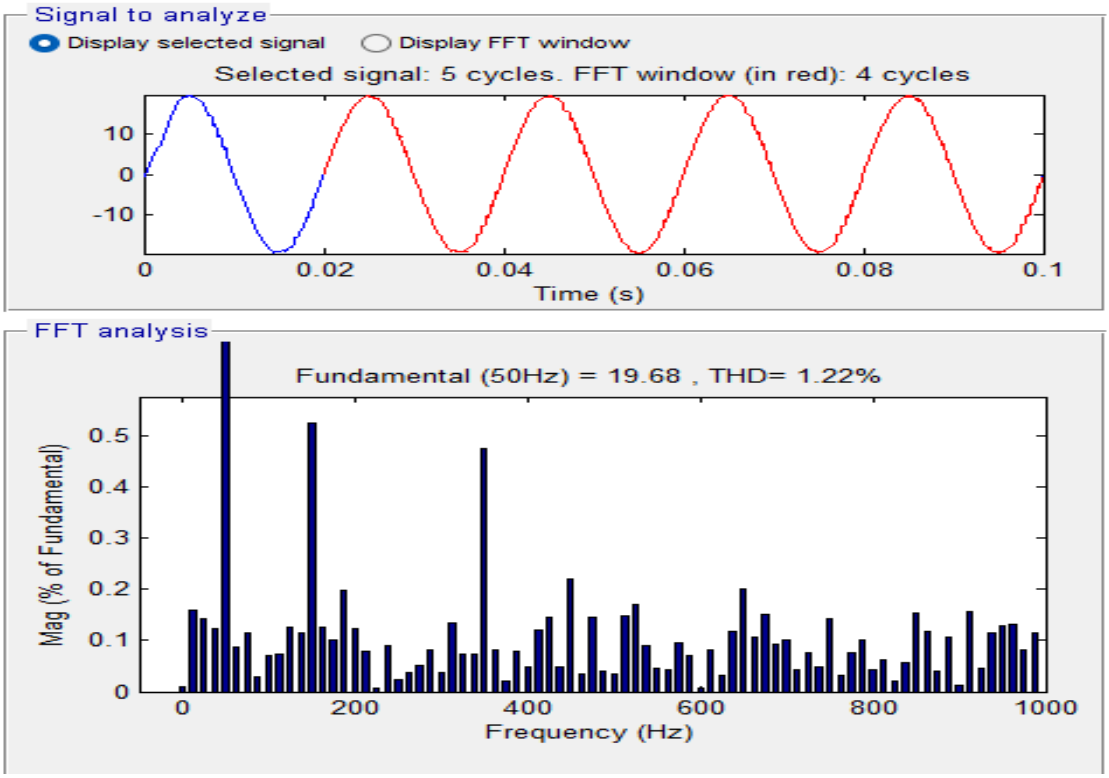


Fig.III.13 Analyse spectrale du courant de charge i_l

- Affiche la fenêtre temporelle de courant utilisée pour l'analyse FFT.
- Le signal rouge représente les 4 cycles analysés avec un excellent suivi de la consigne.

- **Interprétation :**
  - La bonne définition de la fenêtre temporelle confirme la précision du calcul de THD.
  - Le courant est quasiment parfait.

III.3. 4. Modulation MLI bipolaire

Dans cette technique de commande on fixe le taux de modulation m=60 et la fréquence de porteuse fp=3000 Hz. En utilisant une porteuse ***triangulaire bipolaire.***

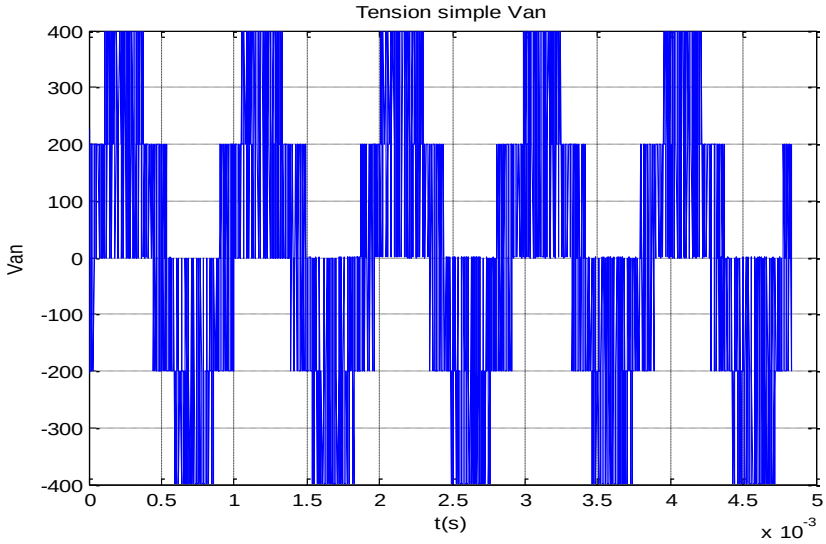


Fig.III.14 Allure de la tension simple Van

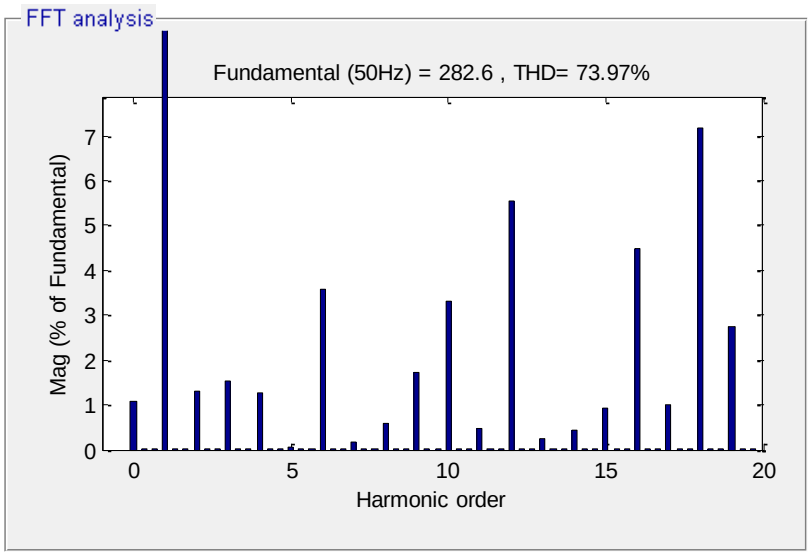


Fig.III.15 Analyse spectrale la tension simple

- **Fondamental = 282.6**, **THD = 73.97 %**
- THD très élevé à cause des nombreuses harmoniques de découpage.

- Les pics sont bien répartis, typiques d'une porteuse triangulaire à haute fréquence (harmoniques situées autour de multiples de la porteuse ± fondamentale).

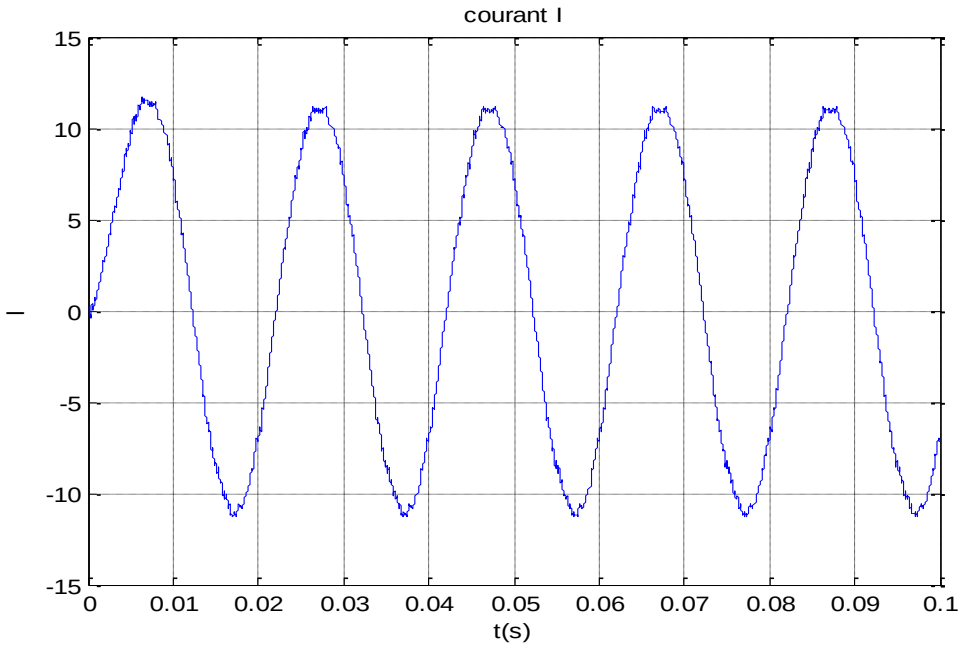


Fig. III.16 Courant de charge

- Le courant est proprement sinusoïdal, malgré la tension fortement hachée.
- Grâce à la charge inductive, les harmoniques de tension sont fortement atténuées dans le courant.

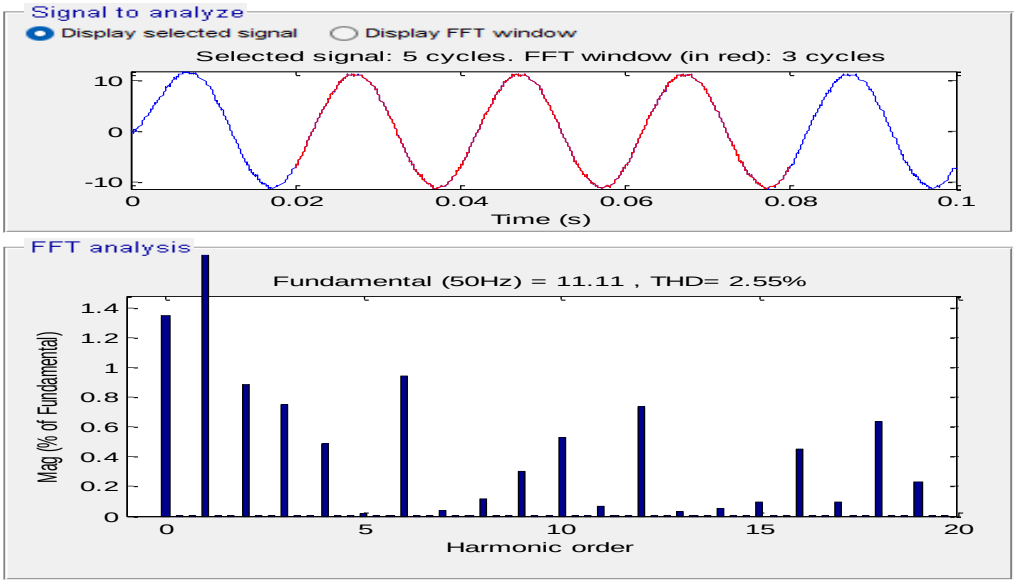


Fig.III.17 Analyse spectrale du courant de charge

- Fondamental = 11.11, THD = 2.55 %
- Très faible taux de distorsion harmonique : la sinusoïde est très propre.
- Quelques pics secondaires liés à la fréquence de découpage, mais globalement négligeables.

NOTA : La MLI bipolaire offre un excellent contrôle du courant.

III.3. 5. Modulation par injection de la 3^{éme} harmonique

Le circuit de commande de cette technique est visualisé sur la figure (III.17)

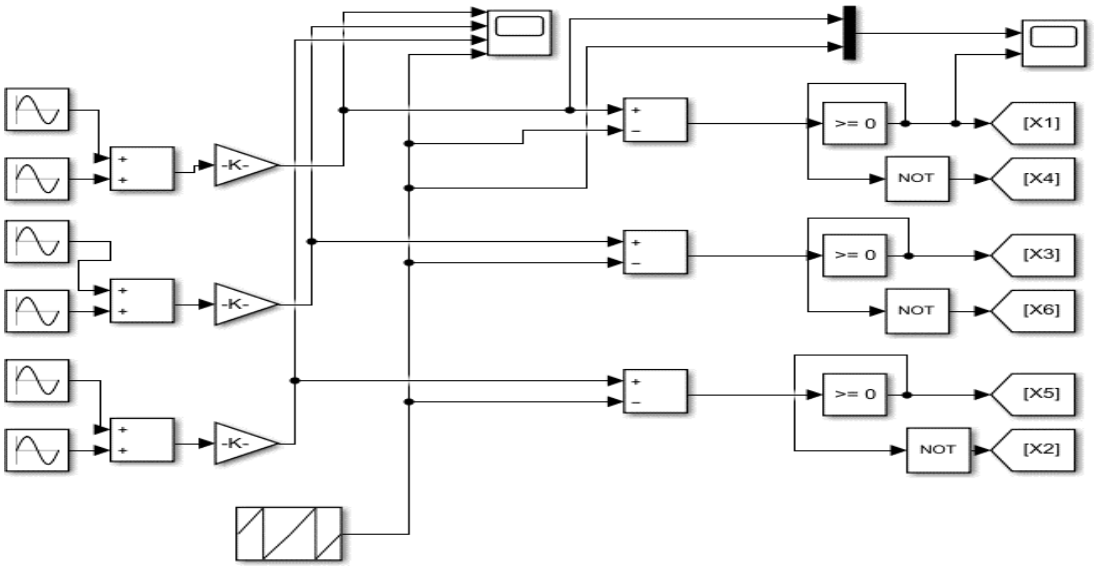


Fig.III.18 Schéma du circuit de commande

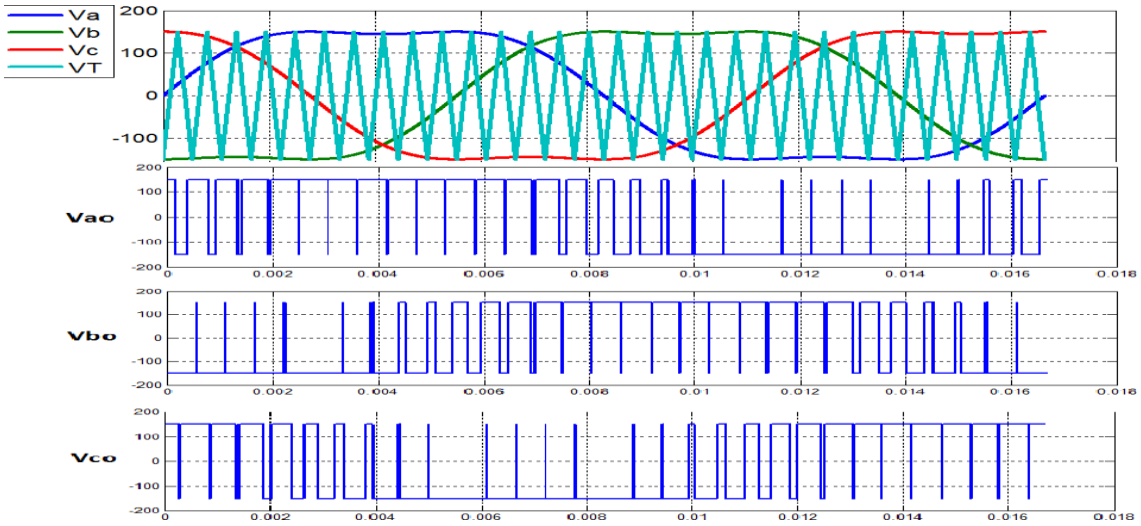


Fig.III.19 Signaux de modulation avec la fréquence de la porteuse

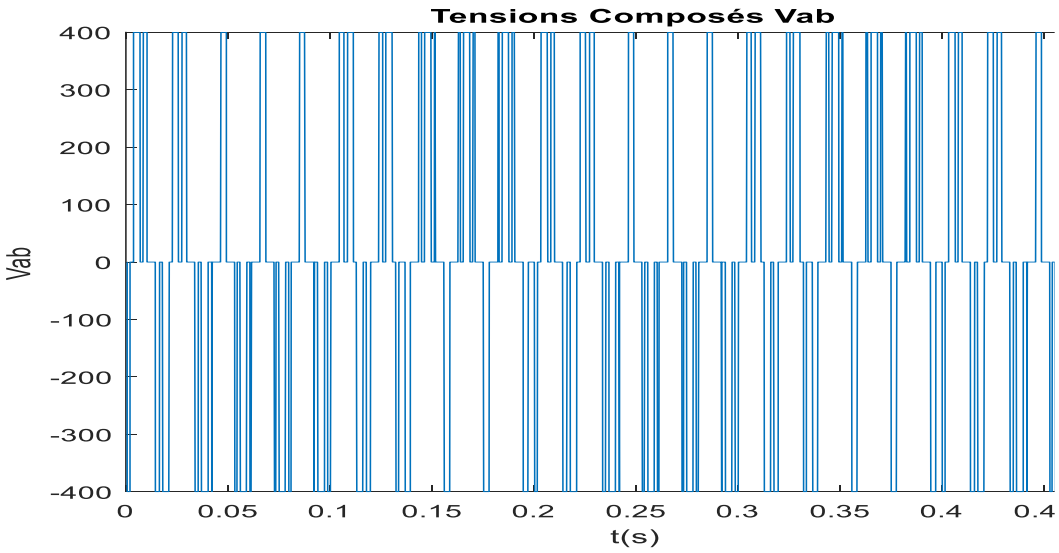


Fig.III.20 Tension composé V_{ab}

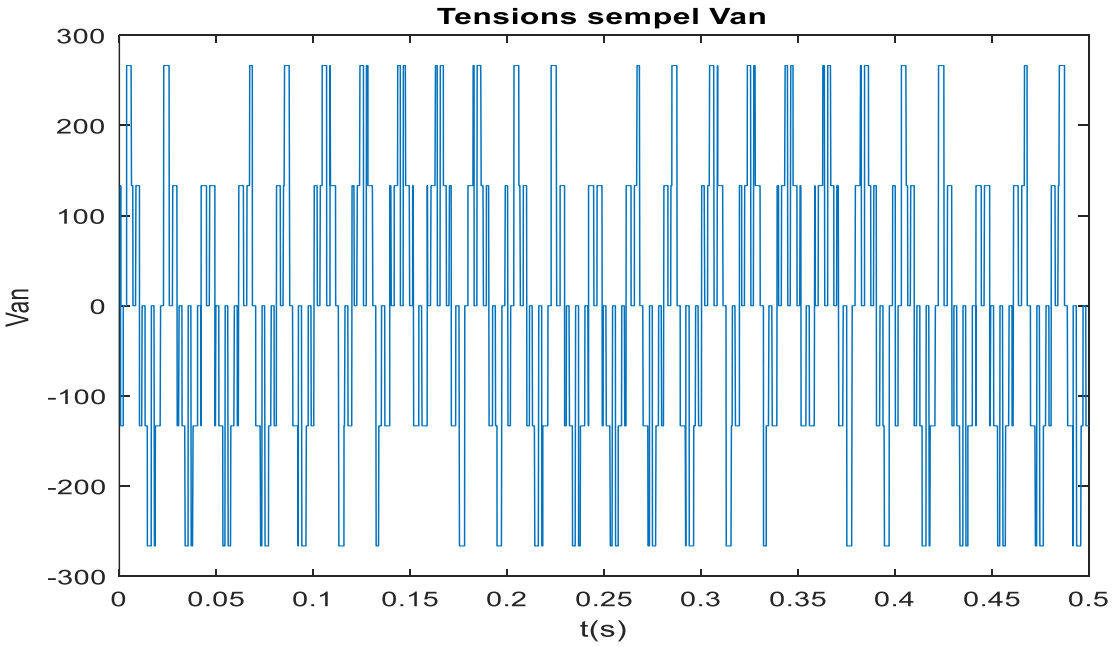


Fig.III.21 Tension simple de Van

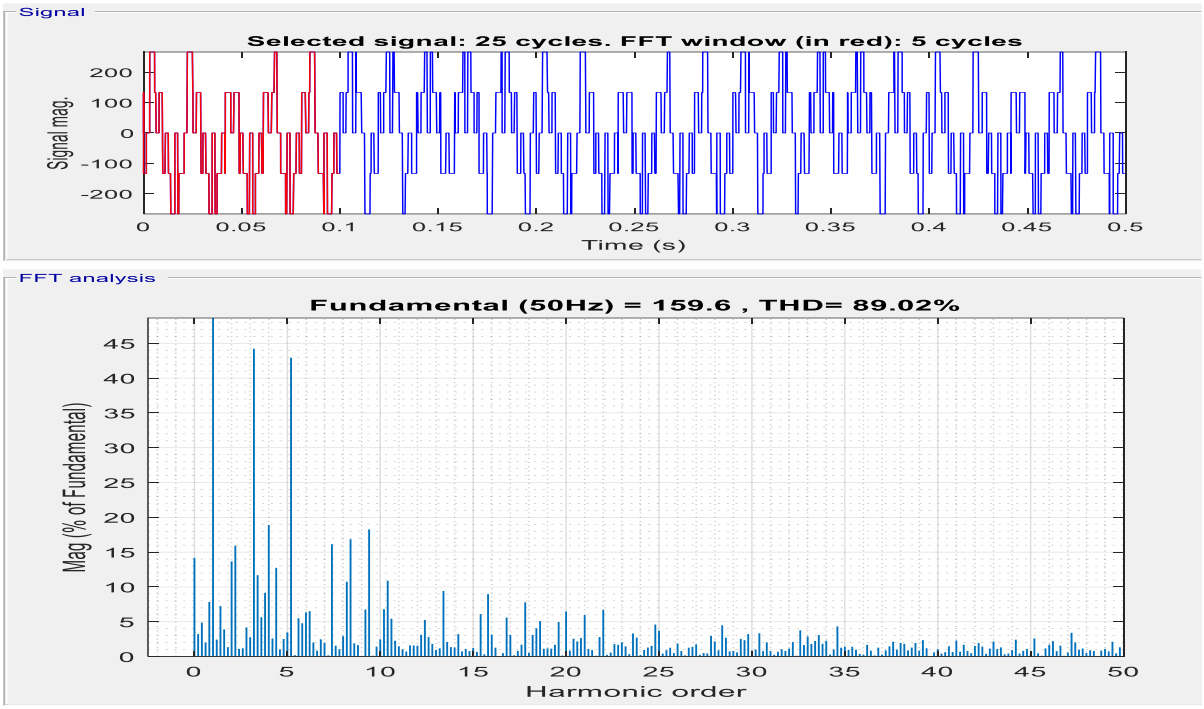


***Fig. III.22 Spectre de Van pour la technique H3** (THIPWM).*

En comparant les résultats obtenus avec la technique PWM, on constate que la méthode THIPWM permet une amélioration notable des performances de l'onduleur. En effet, la tension de sortie a été augmentée de 78,71 V à 159 .5 V, ce qui représente une élévation de 15,52 %. Cette amélioration correspond précisément à la valeur théorique attendue, en tenant compte de l'effet de l'injection de la troisième harmonique dans le signal de modulation. Par ailleurs, la distorsion harmonique totale (THD) a connu une réduction significative, ce qui reflète une meilleure qualité du signal de sortie et une performance accrue du système.

III.3. 6. Modulation MLI Vectorielle

Le schéma fonctionnel du système avec la technique proposée a été simulé avec une tension d'entrée continue de 400 V, un rapport de modulation de r=0,8, m=97 et une durée de simulation de t=0,5 s. La figure (III.22) montre la tension de sortie simple V_{an} de l'onduleur 2 niveaux.

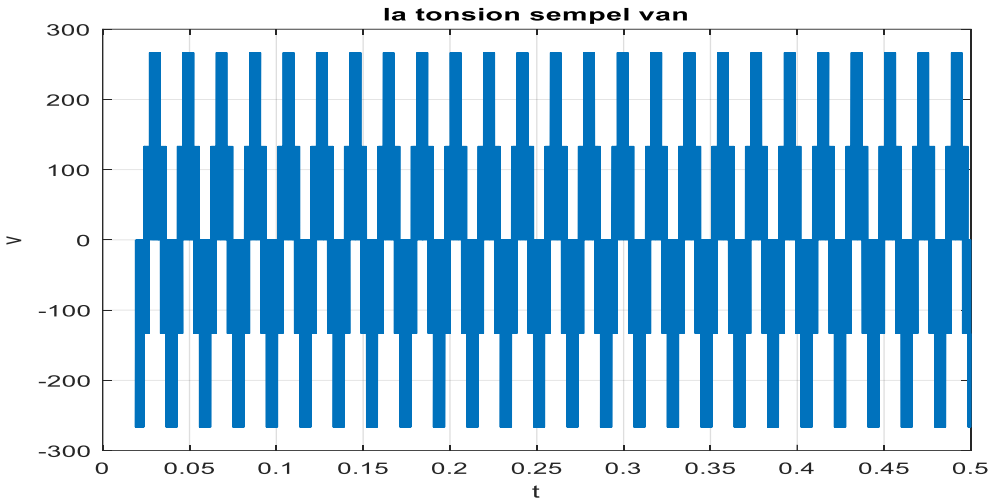


Fig.III.23 Tension simple Van

Ensuite, la tension composée V_{ab} est illustrée comme suit :

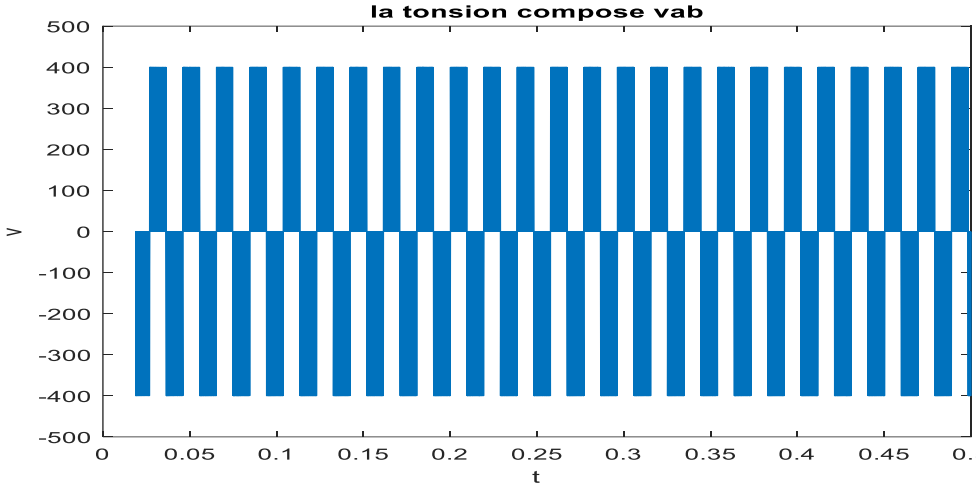


Fig. III 24 Tension composée V_{ab}

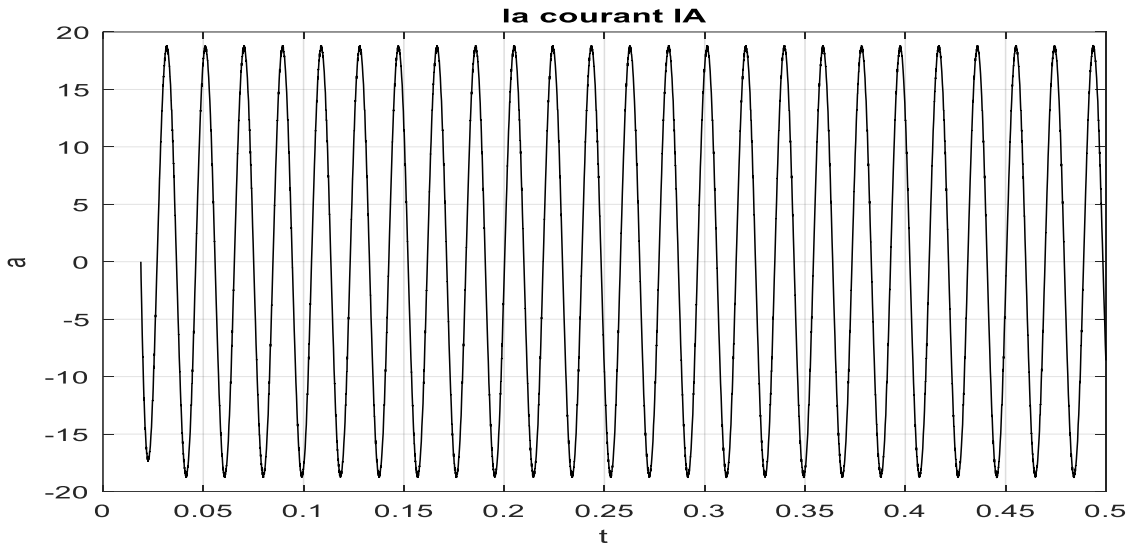


Fig. III.25 Courant de sortie i_A

La forme d'onde du courant de sortie est presque parfaitement sinusoïdale**,** comme le montre la figure (III.24 et III.25). Elle présente une amplitude fondamentale de 18,68 A avec un THD (Taux de distorsion harmonique) de seulement 2,43 %, indiquant une bonne qualité du courant injecté dans la charge.

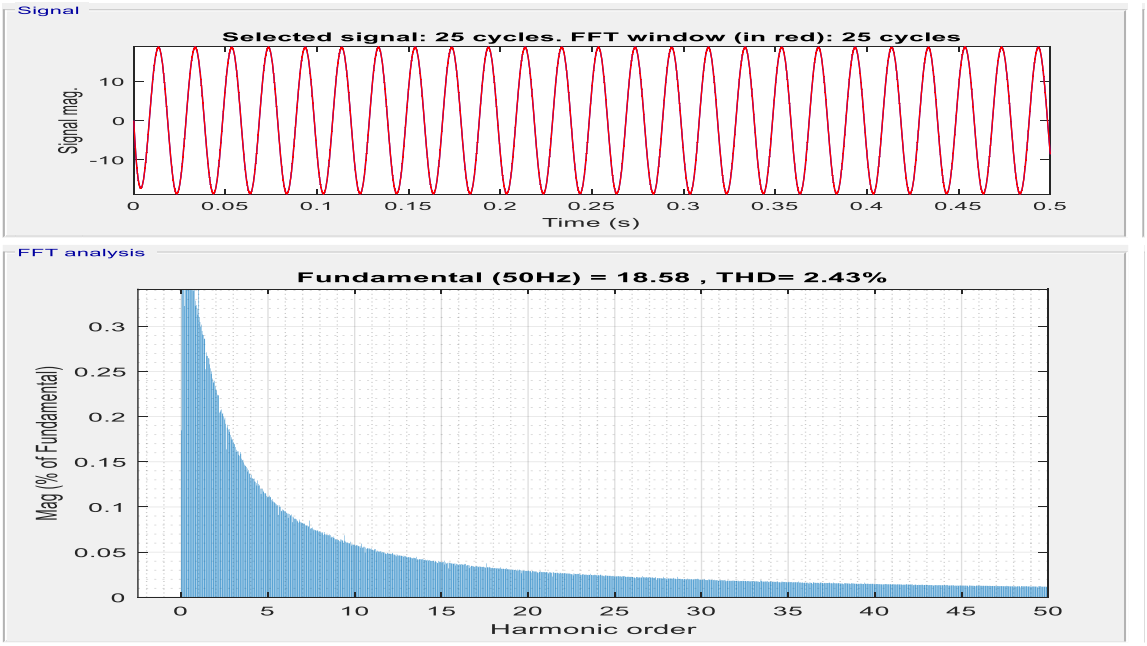


Figure III.26 Courant I_A et son analyse spectre harmonique

III.4 Etude comparative

Dans cette dernière partie, on va essayer d'établir une sorte d'une analyse comparative entre les six techniques de commande déjà soumisse à l'éprouve plus haut.

La comparaison est effectuée pour plusieurs valeurs de 'm'notamment pour la technique MLI intersective, MLI vectorielle et la modulation par injection de l'harmonique 3.

D'après les tableaux (III.1, III.2, III.3 et III.4) ci-dessous, on déduit les remarques suivantes :

- La MLI à base d'une porteuse triangulaire bipolaire, le courant présente un THD meilleur pour les grandes valeurs de 'm'par rapport aux autres techniques. Cette technique est choisie car elle offre la possibilité de régler les deux paramètres 'm'et 'r' et simplicité d'implantation et de commande
- Malgré les bons résultats de la technique à hystérésis en courant (allure sinusoïdale, un THD faible), elle reste la première à utiliser surtout pour les onduleurs de courant, mais une fréquence de commutation libre possibilité de réglage réduite.
- La SVM reste toujours la plus utilisé, bien que l'implantation de la commande soit peux compliquer, offre la possibilité de régler la tension avec une fréquence de commutation constante par rapport à la MLI.

Onduleur	*Technique de commande rapproché*	*Indice de modulation m*	*Coefficient de réglage r*	*Taux de distorsion en tension THDU (%)*	*Taux de distorsion en courant THDI (%)*
Onduleur triphasé à deux niveaux	Pleine onde	/	/	30.99	5.43
	Décalée	/	/	30.9	17.55
	Hystérésis	/	/	63.44	2.10
	Injection de H3	21	0.8	31.08	14.54
		45			
		60			
		100			
		120			

Tableau III.1 Comparaison technique de commande

Onduleur	*Technique de commande rapproché*	*Indice de modulation m*	*Coefficient de réglage r*	*Taux de distorsion en tension THDU (%)*	*Taux de distorsion en courant THDI (%)*
MLI (PWM)	Unipolaire avec sinus triangulaire	21	0.8	74.09	27.91
		45		73.65	27.63
		60		74.48	27.9
		80		69.77	28.17
		100		87.79	22.19
		120		76	27.89
		140		70.41	26.17
		200		109	7.9
	Unipolaire avec sinus triangulaire Inversé	21		74.08	31.13
		45		73.63	30.73
		60		74.48	30.79
		80		68.2	31.14

Tableau III.2 Comparaison technique de commande (MLI)

		100		87.79	25.03
		120		76.01	30.72
		200		108	7.9
	Unipolaire avec dente de scie	21		73.57	27.57
		45		72.28	26.52
		60		68.86	26.48
		80		60.17	23.42
		100		57.85	21.82
		120		64.61	24.82
		200		51.42	15.69
	Unipolaire avec dente de scie Inversé	21		73.3	30.38
		45		71.43	29.67
		60		68.86	29.34
		80		60.16	26.55
		100		57.85	24.93
		120		64.61	27.75
		200		51.48	18.94
	Bipolaire avec sinus triangulaire	21		75.06	6.07
		45		74.38	4.52
		60		73.92	4.08
		80		81.08	11.51
		100		108.95	7.91
		120		81.04	3.67
	Bipolaire avec sinus triangulaire Inversé	21		75.06	5.04
		45		74.38	5.62
		60		73.92	3.79
		80		81.04	13.88
		100		108.95	7.91
		120		81.03	4.43
	Bipolaire avec dente de scie	21		75.34	5.80
		45		73.37	4.01
		60		69.4	3.62
		80		80.34	3.85
		100		88.32	4.31
		120		73.93	3.69

Tableau III.3 Comparaison technique de commande (suite-MLI)

Onduleur	*Technique de commande rapproché*	*Indice de modulation m*	*Coefficient de réglage r*	*Taux de distorsion en tension THDU (%)*	*Taux de distorsion en courant THDI (%)*
Modulation vectoriel (SVM)	Unipolaire avec sinus triangulaire	21	0.8	76.99	15.43
		45		76.97	14.95
		60		76.94	14.91
		90		60.59	5.73
		120		54.00	25.27
	Unipolaire avec sinus triangulaire Inversé	21		/	/
		45		/	/
		60		/	/
	Unipolaire avec dente de scie	21		76.02	16.76
		45		76.72	15.35
		60		76.87	15.15
		90		60.59	5.85
		120		54.59	24.46
	Unipolaire avec dente de scie Inversé	21		/	/
		45		/	/
		60		/	/
	Bipolaire avec sinus triangulaire	21		147.74	17.81
		45		147.72	15.50
		60		147.81	15.24

Tableau III.4 Comparaison technique de commande (SVM)

Modulation vectorielle (SVM)		90		131.68	8.58
		120		125 .59	19.58
	bipolaire avec sinus triangulaire Inversé	21		147.72	17.28
		45		147.42	15.42
		60		147.73	15.13
		90		131.79	8.59
		120		125.94	19.59
	Bipolaire avec dente de scie	21		147.86	17
		45		147.83	14.83
		60		147.79	14.62
		90		131.66	8.59
		120		124.51	19.59
	Bipolaire avec dente de scie Inversé	21		147.85	20.43
		45		147.8	16.68
		60		147.80	16.09
		90		131.68	8.71
		120		126.95	19.70

Tableau III.5 Comparaison technique de commande (suite-SVM)

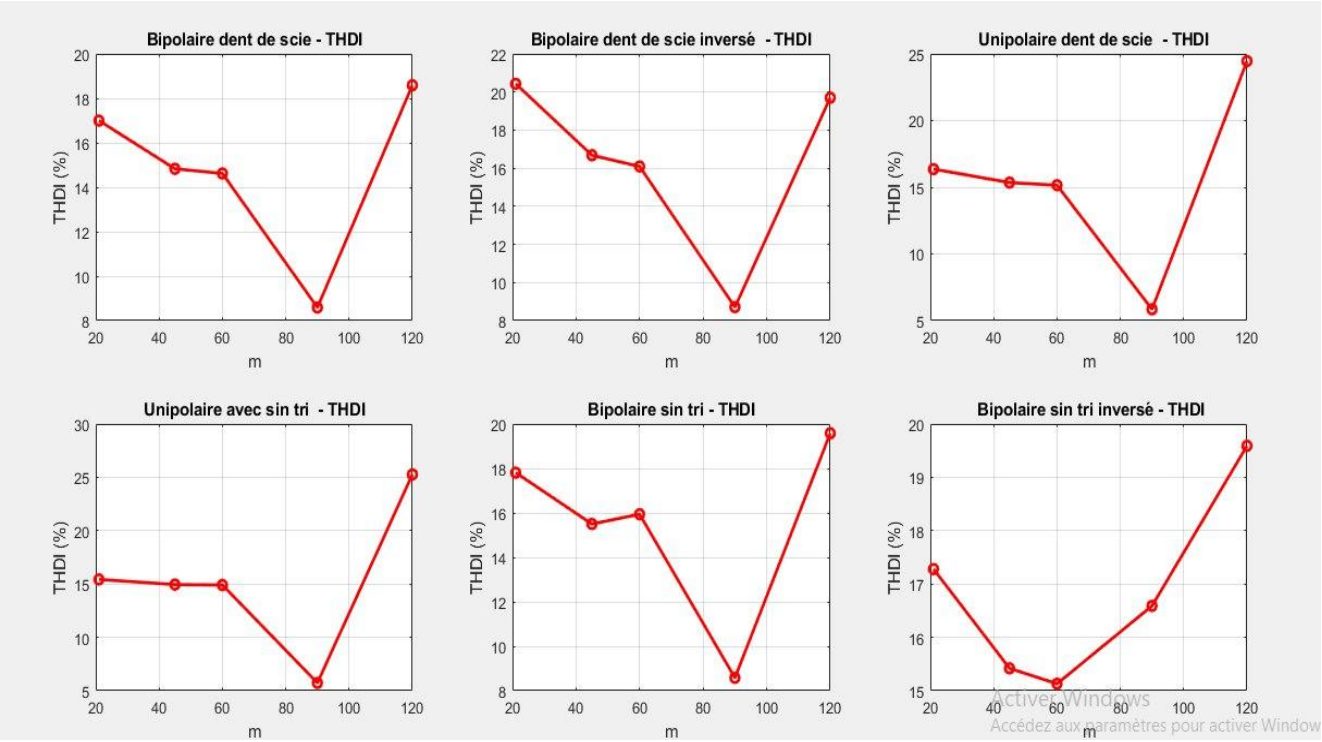


Fig. III.27 THD du courant en fonction de la forme de la porteuse MLI

III.5 Conclusion

Ce chapitre à fait le sujet de la mise en application des techniques de commande abordées dans le deuxième chapitre. L'onduleur triphasé de tension à deux niveaux à fait le siège d'application et de simulation, où on a analysé les tensions obtenues à la sortie de l'onduleur pour chaque technique de contrôle.

L'analyse, a été basée sur le taux d'harmoniques des tensions et des courants, à la sortie de l'onduleur. On a clôturé ce chapitre par étude comparatif entre les différentes techniques utilisées, où on a déduit la simplicité de commande MLI et les bons résultats pour les courants.

Chapitre 4 :

Variateur de vitesse à base d'une machine asynchrone commandée par la technique SPWM

IV.1 Introduction

Ce chapitre consiste à mettre en œuvre un onduleur à deux niveaux en vue de commander un moteur asynchrone triphasé à cage en boucle ouvert contrôlé en vitesse, de sorte que le moteur se comporte comme un variateur de vitesse.

Contrôlé par le réglage de la valeur efficace et la fréquence qui caractérisent la tension d'alimentation délivrés par l'onduleur triphasé vers les bornes du moteur. L'onduleur est piloté par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI-PWM) en agissant sur ces paramètres à savoir : le l'indice de modulation (**m**) et le taux de modulation (**r**, ou coefficient de réglage).

Le moteur est soumis à des couples de charges perturbateurs lors de la variation de la vitesse de rotation.

De ce fait, le travail est divisé en trois parties :

La première révèle l'impact positif de l'augmentation de la valeur de l'indice de modulation (**m**) sur l'amplitude des oscillations du couple électromagnétique de la machine.

La deuxième partie est dédiée à la variation de la vitesse du moteur par le changement de la valeur efficace de la tension d'alimentation, en influant sur le coefficient de réglage (r) de la MLI.

La troisième partie démontre la possibilité de faire varier la vitesse de rotation du moteur en agissant sur la fréquence de la modulante (tension de référence), qui caractérise la MLI.

Les résultats de simulations dans les trois parties seront exposés et discutés.

IV.2 Relation de la vitesse en fonction de la tension et fréquence

La relation qui existe entre la vitesse de rotation d'un moteur asynchrone et la fréquence de la tension d'alimentation produite par l'onduleur, est donnée comme suit :

$$n_s = \frac{f.60}{P} \qquad \textbf{(IV.1)}$$

n_s : est la vitesse du synchronisme (tr/min).

f : est la fréquence de la tension délivrée par l'onduleur via le stator du moteur (Hz).

P : nombre de pair de pôles.

Puisque la machine asynchrone est caractérisée par le glissement g, définit par :

$$g = \frac{(n_s - n_r)}{n_s} \qquad \textbf{(IV.2)}$$

Cela donne :

$$n_r = (1 - g)n_s \qquad \textbf{(IV.3)}$$

Par conséquent, la vitesse de rotation du moteur n_r est exprimée en fonction de la fréquence f par la relation (IV.4).

$$n_r = (1-g).\frac{f.60}{P} \quad \textbf{(IV.4)}$$

Vue que la commande se fait au niveau du stator à travers les grandeurs tension- fréquence (V_{eff}, f) et que le rotor est court circuité sur lui-même, fait que l'action sur la valeur du glissement par l'intermédiaire de la résistance rotorique ne peut être effectuée, cela veut dire le glissement est maintenue constant,

Ce qui permit d'écrire :

$$n_r = \frac{(1-g)}{P}.f.60 \quad \textbf{(IV.5)}$$

Donc on peut agir sur la vitesse de rotation par le biais de la fréquence f imposé par l'onduleur à deux niveaux

Le couple de la machine asynchrone est proportionnel au carré de la tension d'alimentation statorique. Il est donc possible d'envisager un ajustement de la vitesse en dessous de la tension nominal, en modifiant la valeur efficace V_{eff} de la tension d'alimentation statorique délivré par l'onduleur.

La relation de la vitesse de rotation Ω en fonction de la tension efficace V_s est exprimée par la relation (IV.6), déduit après développement de l'équation (IV.7), du couple électromagnétique.

$$\Omega = \frac{k.V_s{}^2\Omega_s - \Omega_s T_{em}}{k.V_s{}^2} = \Omega_s - \frac{\Omega_s T_{em}}{k.V_s{}^2} \quad \textbf{(IV.6)}$$

D'après la relation vitesse-couple, on constate que la vitesse est inversement proportionnelle au carré de la tension efficace, la variation de la vitesse peut s'effectué jusqu'à la valeur nominale proche de la vitesse du synchronisme.

$$T_{em} = 3p\frac{V_s{}^2}{\omega_s}.\frac{\frac{R_r}{g}}{(N_r.\omega_s)^2 + \frac{R_r{}^2}{g^2}} \quad \textbf{(IV.7)}$$

.

En désigne par : $N_r = \sigma L_r$ l'inductance de fuite totalisée au rotor.

A savoir : $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$ est le coefficient **de dispersion de Blondel** ; permet d'estimer les fuites de flux de la machine asynchrone. R_r : Résistance rotorique L_r **:** Inductance cyclique propre rotorique.

Nota : Si en maintien le flux statorique constant (suivant la relation (IV.8)), **on peut faire régler la vitesse en changeant la valeur de la fréquence (pulsation) d'alimentation du moteur. C'est le principe de la commande scalaire.**

$$\frac{V_s}{\omega_s} = \emptyset_s \qquad \textbf{(IV.8)}$$

IV.3 Commande du moteur MAS par un onduleur à deux niveaux

IV.3.1 Structure générale

La figure (IV.1), illustre la structure globale de notre système mis en exergue, où on trouve les différents intervenants du système, à l'égard : le moteur asynchrone, l'onduleur à deux niveaux pour générer une tension alternative réglable et le bloc de commande.

Ce dernier a pour but de produire les impulsions de commande des l'interrupteurs à IGBT, à partir de l'algorithme de commande MLI en fonction du coefficient du réglage (***r***) et la fréquence de la porteuse f_p.

Les signaux de commande sont générés en temps réel après une comparaison entre la tension désirée (modulante $V_{réf}$, référence ou consigne) et le signal triangulaire bipolaire qui représente la porteuse V_p.

Les signaux générés par le bloc de commande sont illustrés sur la figure (IV.2)

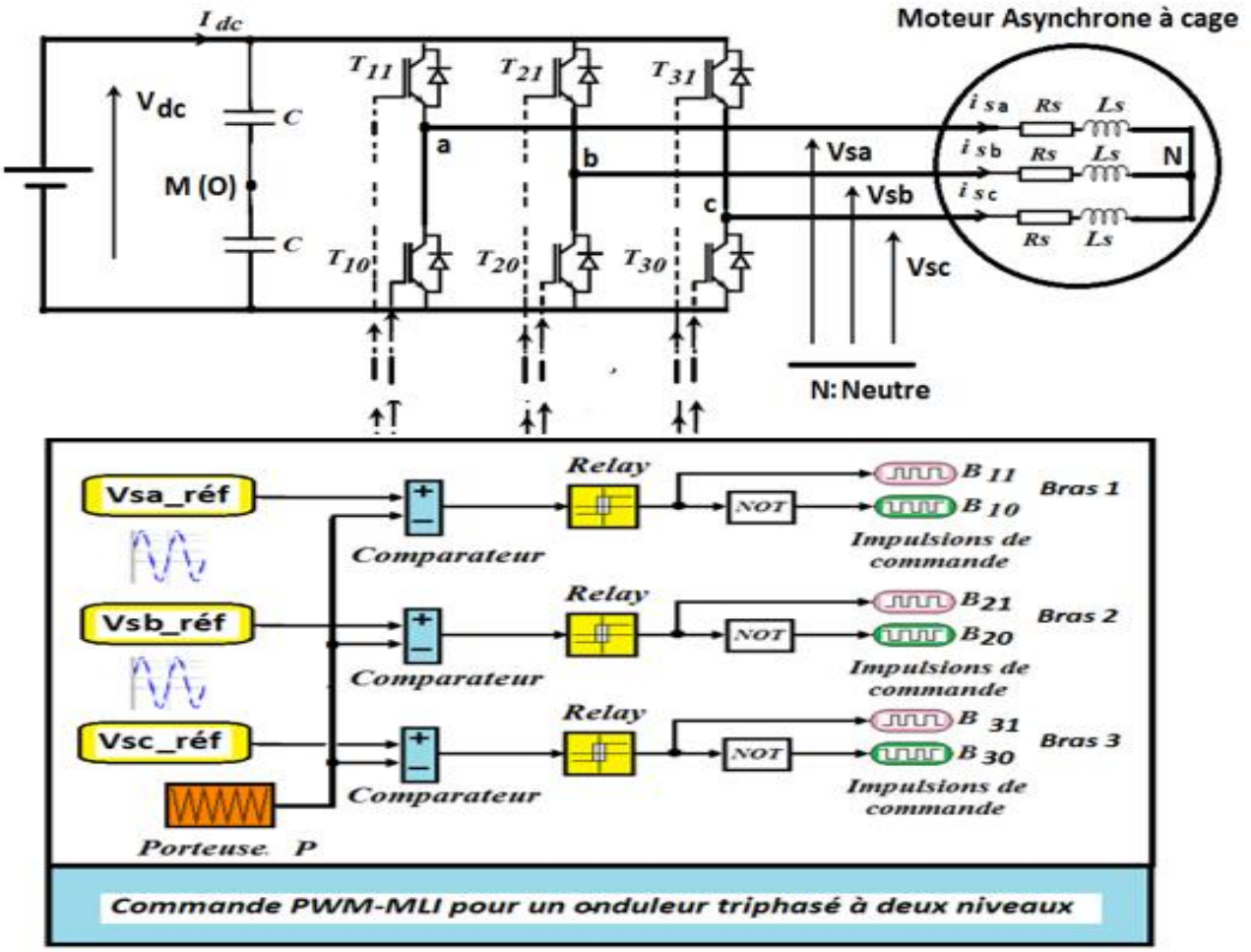


Fig.IV.1 Onduleur triphasé à deux niveaux-Moteur triphasé à cage

Les paramètres des composants qui constituent le système de commande et de puissance figurent dans les deux tableaux, ci-dessous.

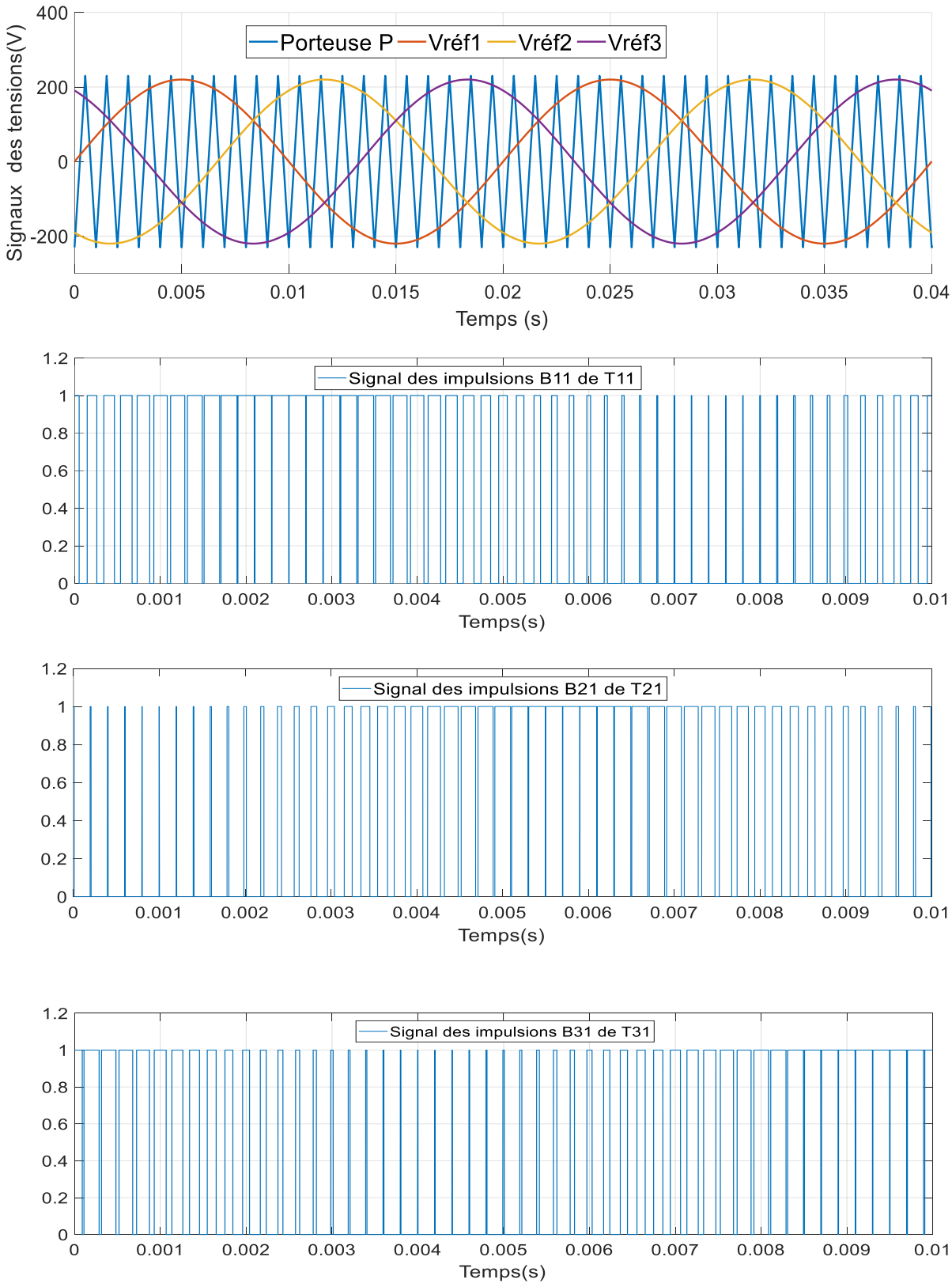
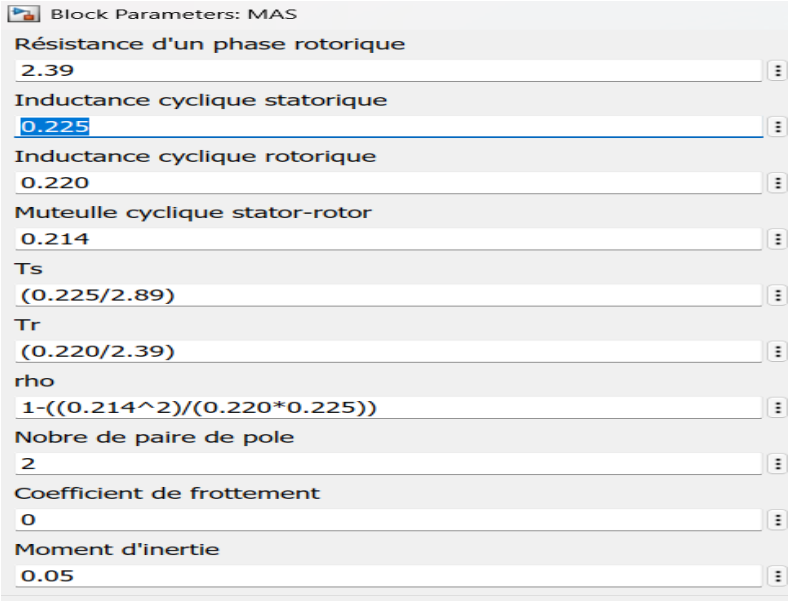


Fig. IV. 2. Signaux générés par le bloc de commande dans le cas fp=1kHz, m=20, r =0.956



Circuit	Composants	Paramètres
Circuit de puissance Et Commande	Moteur Asynchrone triphasé à cage	Voir tableau ci-dessus
	Onduleur triphasé à deux niveaux	6 interrupteurs à IGBT
	Diviseur de tension par condensateur	$C_1 = C_2 = 20$m Farad
	Batterie	Tension de sortie fixe : $U_s = 600V$
	Générateur de porteuse triangulaire bipolaire	Amplitude V_p : [+230V, -230V] Fréquence : Varie de Fp=1 kHz à 20 kHz Période T_p : de 1 ms à 50 µ secondes
	Générateur de tensions de références (modulantes)	$V_{réf\,a}$= 220 V, phi1=0, f=50Hz $V_{réf\,b}$= 220 V, phi1=-120°, f=50Hz $V_{réf\,c}$= 220 V, phi1=+120°, f=50Hz

Tableau. IV.1 Paramètres des éléments utilisés dans le circuit de commande et de puissance

IV.3.2 Simulations et interprétations des résultats

IV.3.2.1 Impact de la fréquence de porteuse sur les oscillations du couple moteur

La mise en service du moteur, passe par deux phases de fonctionnement, à vide et en charge.

A vide le couple de charge est nul, tandis que la phase de charge le moteur subit deux couples perturbateurs : Tr= 15N.m à l'instant t_1=1sec, puis Tr=40 N.m à l'instant t_2=2sec.

On constate bien d'après les figures (IV.3, IV.4 et IV.5, IV.6 et IV.7) que le couple électromagnétique suit parfaitement le couple de référence malgré le changement consécutive de la fréquence de la porteuse (de fp=1kHz jusqu'à fp=20kHz).

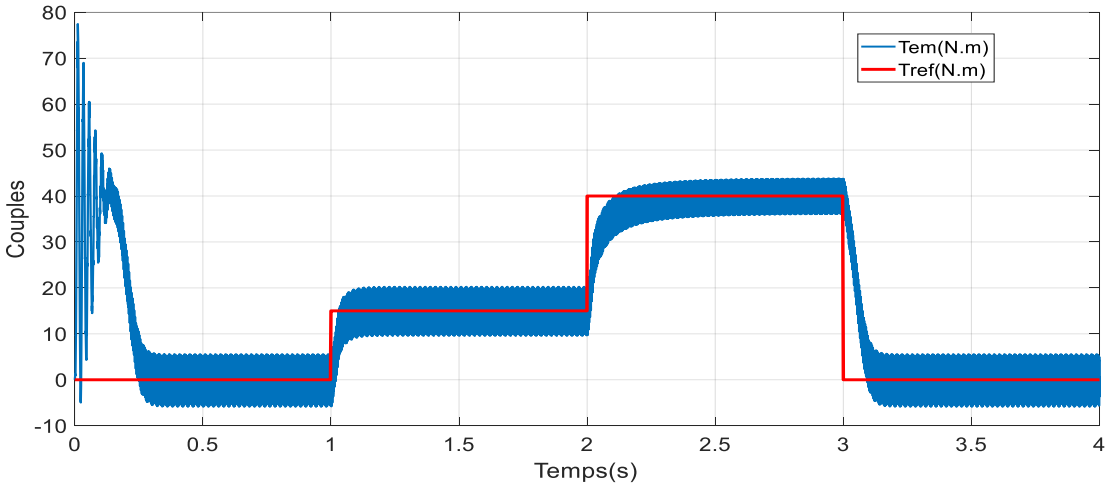


Fig.IV.3. ***Couple électromagnétique pour fp=1kHz, pour m=20, r=0.956***

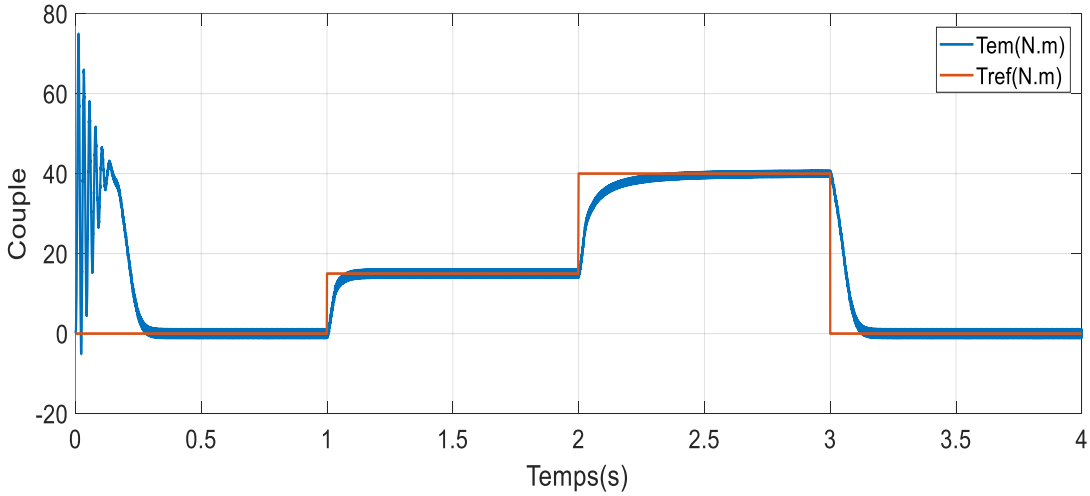


Fig.IV.4. ***Couple électromagnétique pour fp=5kHz, pour m=100, r=0.956***

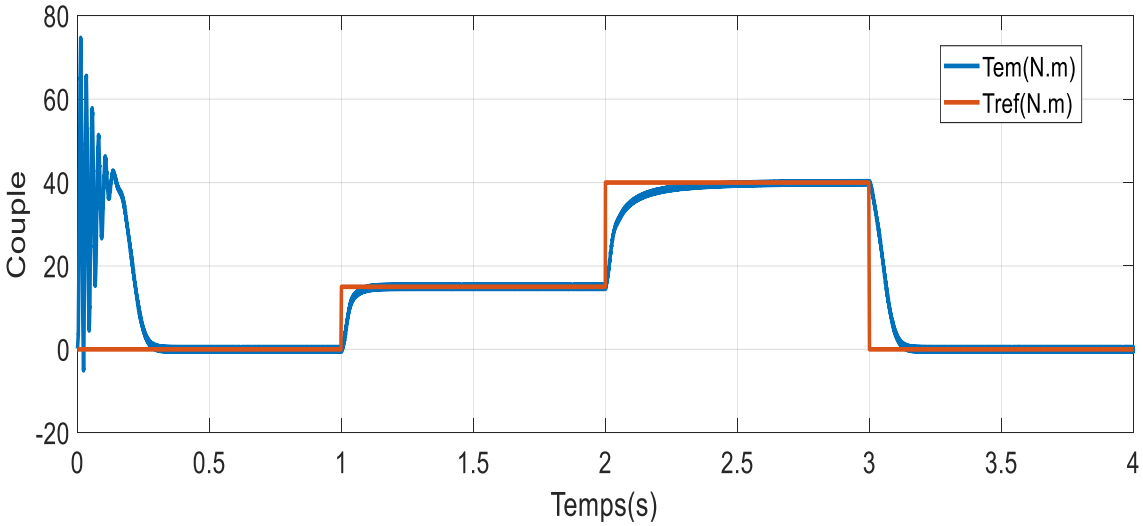


Fig.IV.5. Couple électromagnétique pour fp=10kHz, pour m=200, r=0.956

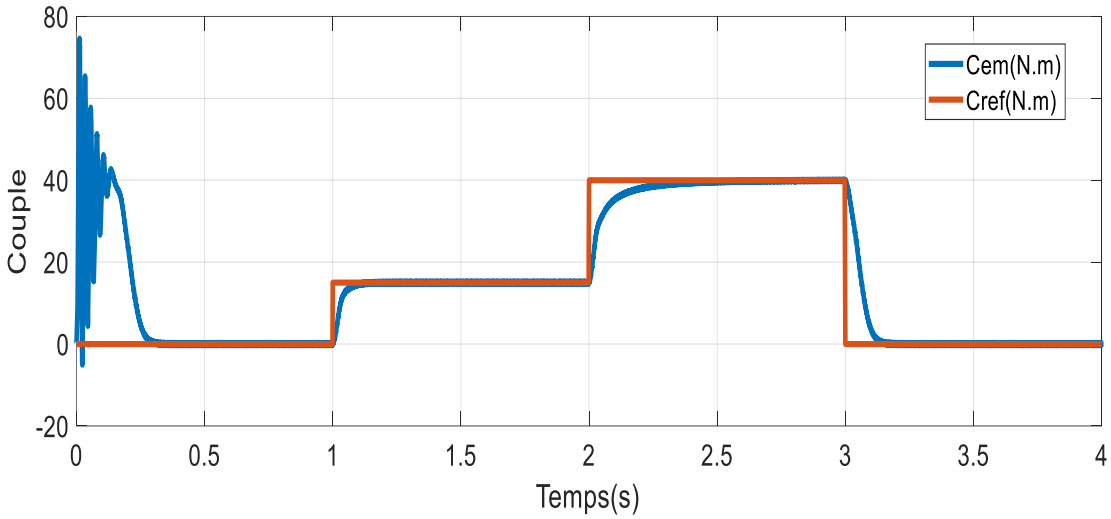


Fig.IV.6. Couple électromagnétique pour fp=20kHz, pour m=400, r=0.956

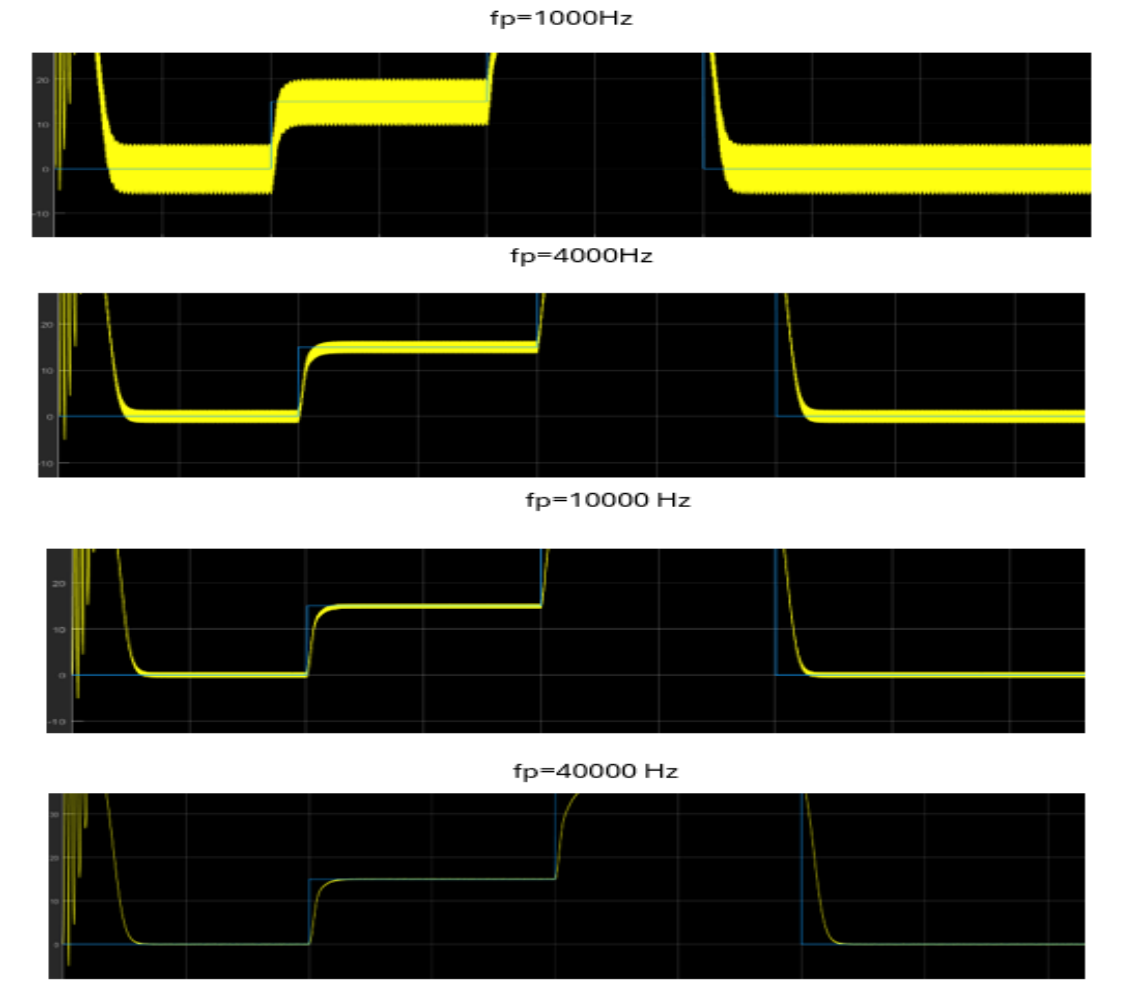


Fig.IV.7. Couple électromagnétique pour différentes valeurs de fp avec r=0.956

D'après les figures ci-dessous, Il est tout à fait clair, plus le signal de la porteuse tend vers les hautes fréquences, les oscillations (ondulations) du couple diminue en amplitudes et s'affaiblies carrément, ce qui amorti beaucoup plus les vibrations lors de la rotation du moteur. Ce ci serai un avantage important pouvant offrir la technique MLI pour le bon le fonctionnement du moteur, diminue les pertes mécaniques et améliore le rendement.

Mais en contrepartie, il ne faut pas oublier que l'augmentation de la fréquence de la porteuse à une limite à ne pas dépasser, car à des certaines valeurs la stratégie MLI devient un inconvénient pour la machine et un générateur des courant harmoniques.

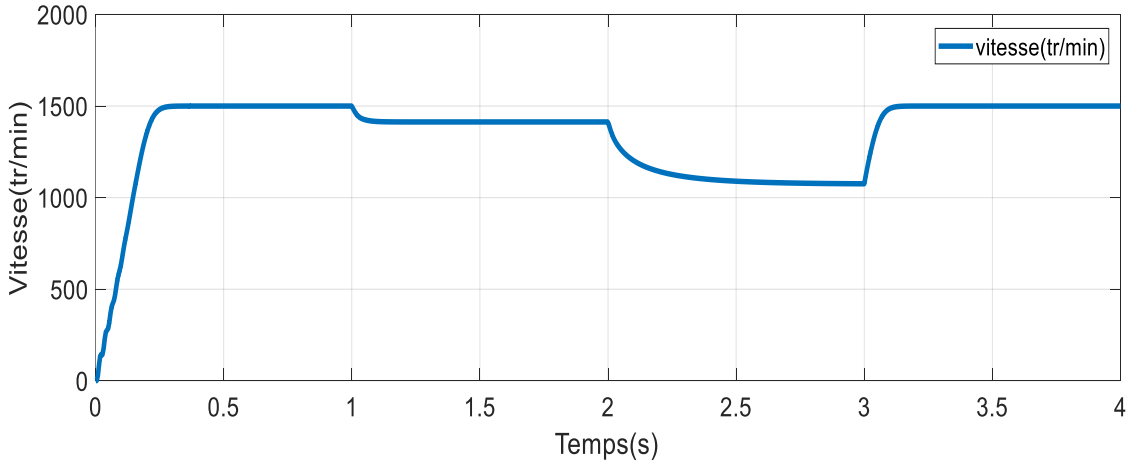


Fig.IV.8. Allure de la vitesse pour différentes valeurs de fp avec r=0.956

On constate que la vitesse garde la même allure malgré le changement successive de fréquence de la porteuse, étant donné que cette dernière est totalement découplée de la vitesse du moteur (voir fig.IV.8). Reste à signale que l'allure de la vitesse prend la valeur du synchronisme 1500tr/min à vide lorsque le couple de charge est nul, puis elle subit un abaissement aux instants de la mise en charge de la machine (t=1sec et t=2sec).

IV.3.2.2 Variateurs de vitesse à deux niveaux

Dans cette partie le moteur se comporte comme un variateur de vitesse via l'onduleur à deux niveaux associe avec son circuit de contrôle, qui gère la variation de la vitesse du moteur en s'appuyant sur la fréquence de la modulante.

De ce fait, le moteur est alimenté par une série de tension de fréquence différente. Le moteur subit à l'instant t=1sec un couple perturbateur de 15 N.m.

Donc les performances du variateur de vitesse sont testées à vide et en charge avec introduction du couple de charge, lorsque celui-ci subit des variations de fréquence au niveau de ses enroulements au stator.

Le variateur est testé pour une fréquence de porteuse maintenue constante fp=5kHz, tandis que l'indice de modulation (m) devient instable du fait la variation de la fréquence modulante, car celle-ci est strictement liée à (m).

❖ **fp=5kHz, $f_{réf}$ = 12.5 Hz, m=400 et r=0.956**

La figure (IV.9), vérifier bien la relation (IV.1) de la vitesse de synchronisme, du fait que le moteur contient deux paires de pôles(P=2) et la fréquence de la tension statorique est 12.5 Hz, cela engendre d'après la relation une vitesse de 375tr/min, ce qui est mentionné sur la même figure.

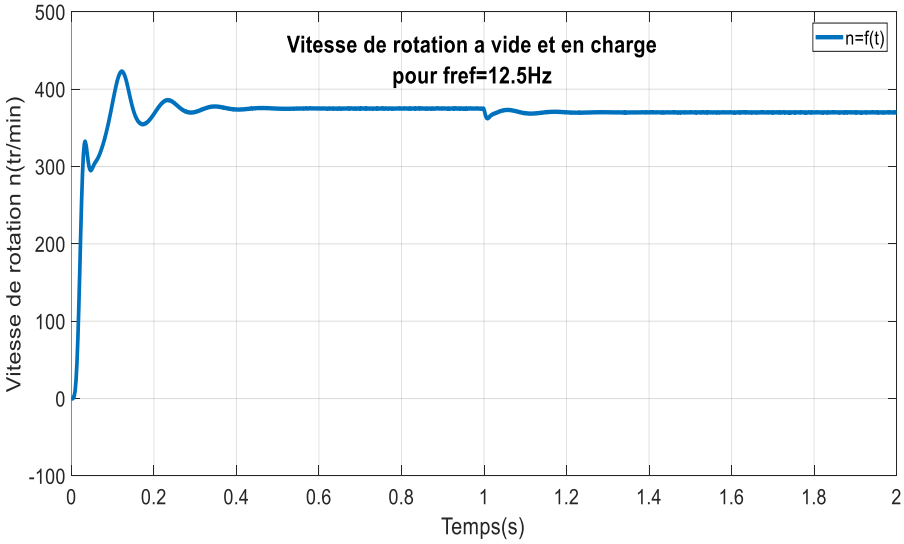


Fig.IV.9. Allure de la vitesse pour* $f_{réf}$ = 12.5 Hz *avec r=0.956 et m=400

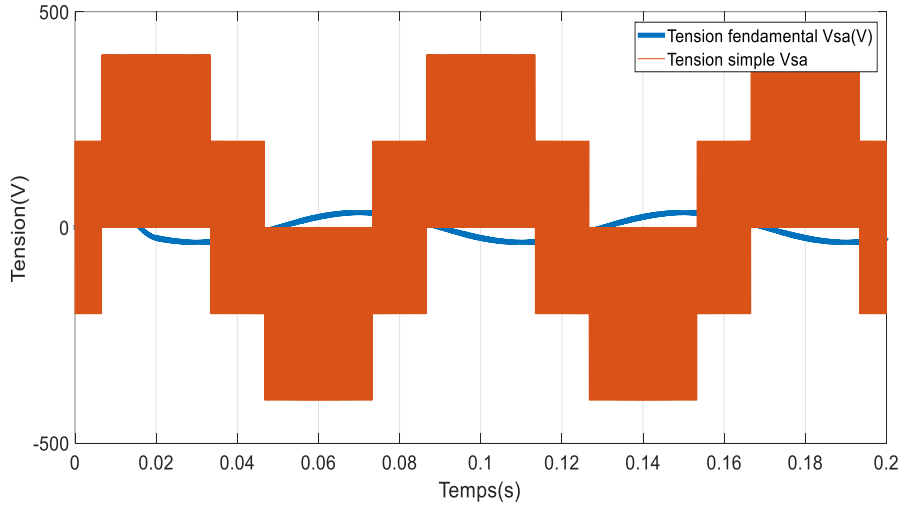


Fig.IV.10. Allure de la tension pour* $f_{réf}$ = 12.5 Hz *avec r=0.956 et m=400

❖ **fp=5kHz, $f_{réf}$ = 25 Hz, m=200 et r=0.956**

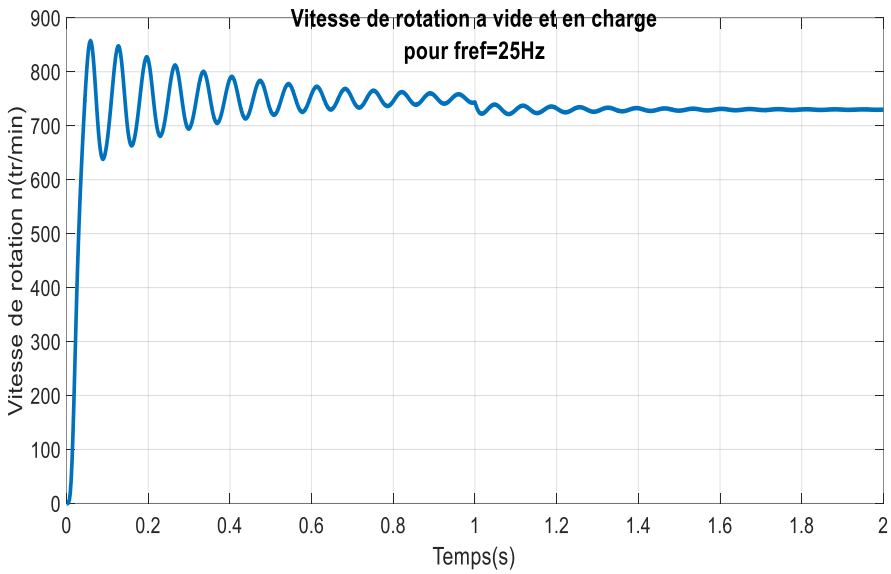


Fig.IV.11. Allure de la vitesse pour $\mathbf{f_{réf}}$ **= 25 Hz** ***avec r=0.956 et m=200***

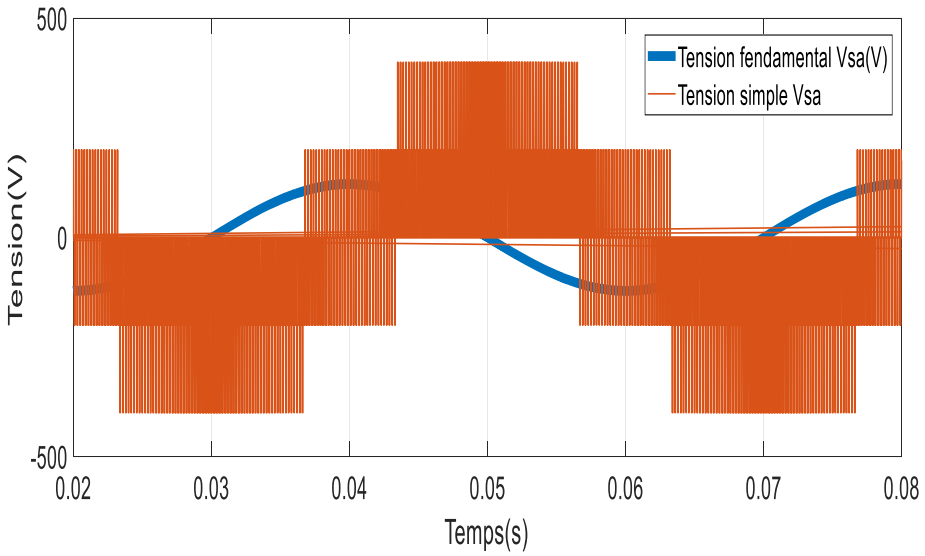


Fig.IV.12. Allure de la tension pour $\mathbf{f_{réf}}$ **= 25 Hz** ***avec r=0.956 et m=200***

Identiquement, la même chose pour les différentes valeurs de $f_{réf}$, qui restent à savoir : 25 Hz, 50 Hz, 33.33 Hz et 66.66 Hz, qui correspondent successivement aux valeurs de **m** tel que : m=200,100,150, et m=75. Les figures ci-dessous vérifier parfaitement les vitesses de synchronisme qui correspondent aux fréquences de référence, en justifiant toujours l'équation de la vitesse de synchronisme (IV.1).

❖ **fp=5kHz, $f_{réf}$ = 33.33 Hz, m=150 et r=0.956**

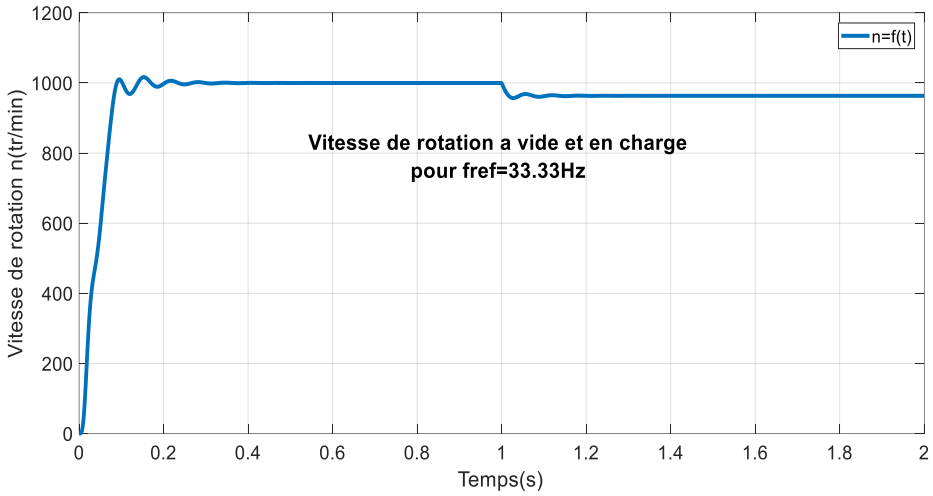


Fig.IV.13. Allure de la vitesse pour $f_{réf}$ = 33.333 Hz avec r=0.956 et m=150

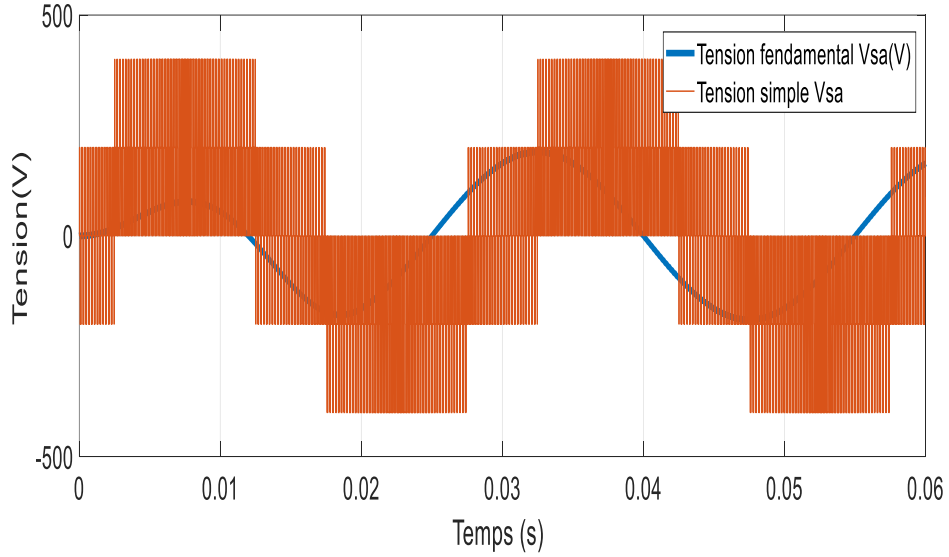


Fig.IV.14. Allure de la tension pour $f_{réf}$ = 33.333 Hz avec r=0.956 et m=150

La vitesse subit une chute de valeur à l'instant t=1sec due au couple de charge de 15N.m.

En revanche la vitesse reste stable, liée à la fréquence de la tension statorique imposé comme suit : [25 Hz, 50 Hz, 33.33 Hz et 66.66 Hz], ceux-ci impliquent des vitesses de synchronisme [750, 1500,1000 et 2000tr/min]. A un glissement prés, la vitesse nominale en charge reste plus proche de la vitesse de synchronisme, comme illustrés sur les figures ci-dessous.

❖ **fp=5kHz, $f_{réf}$ = 50 Hz, m=100 et r=0.956**

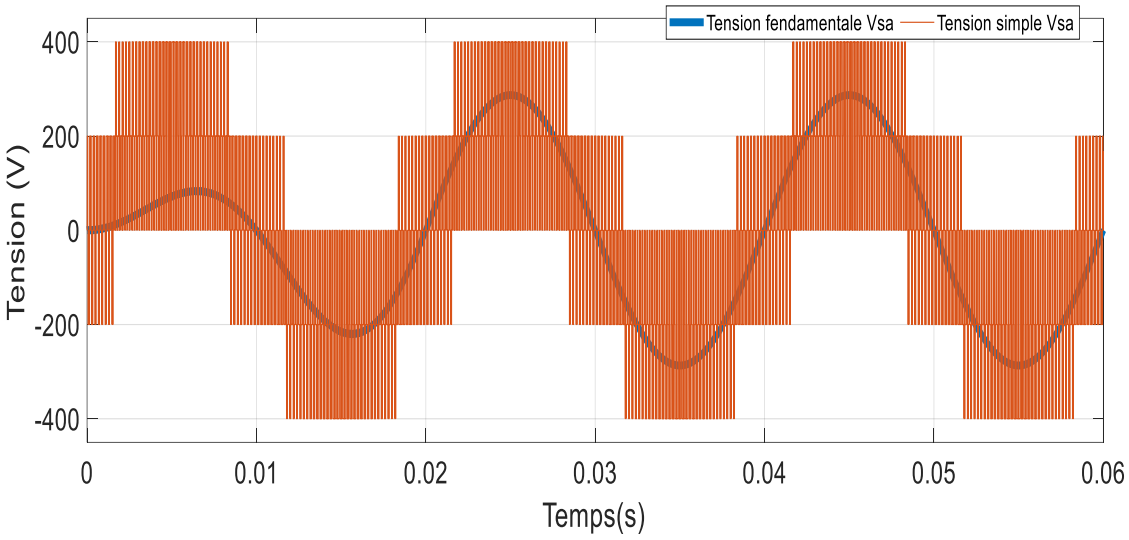


Fig.IV.15. Allure de la tension pour $f_{réf}$ = 50 Hz *avec r=0.956 et m=100*

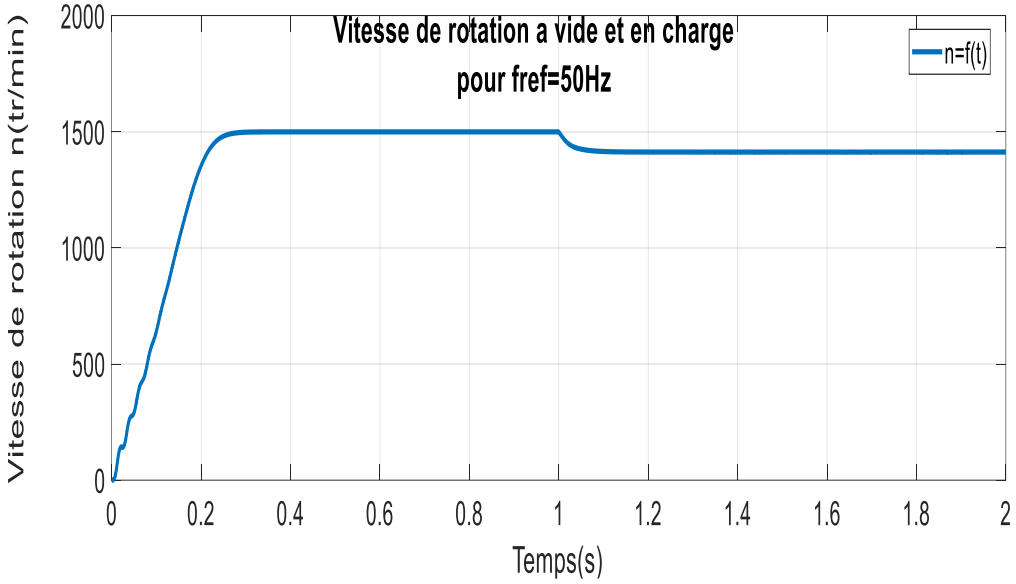


Fig.IV.16. Allure de la vitese pour $f_{réf}$ = 50 Hz *avec r=0.956 et m=100*

❖ **fp=5kHz, $f_{réf}$ = 66.66 Hz, m=5 et r=0.956**

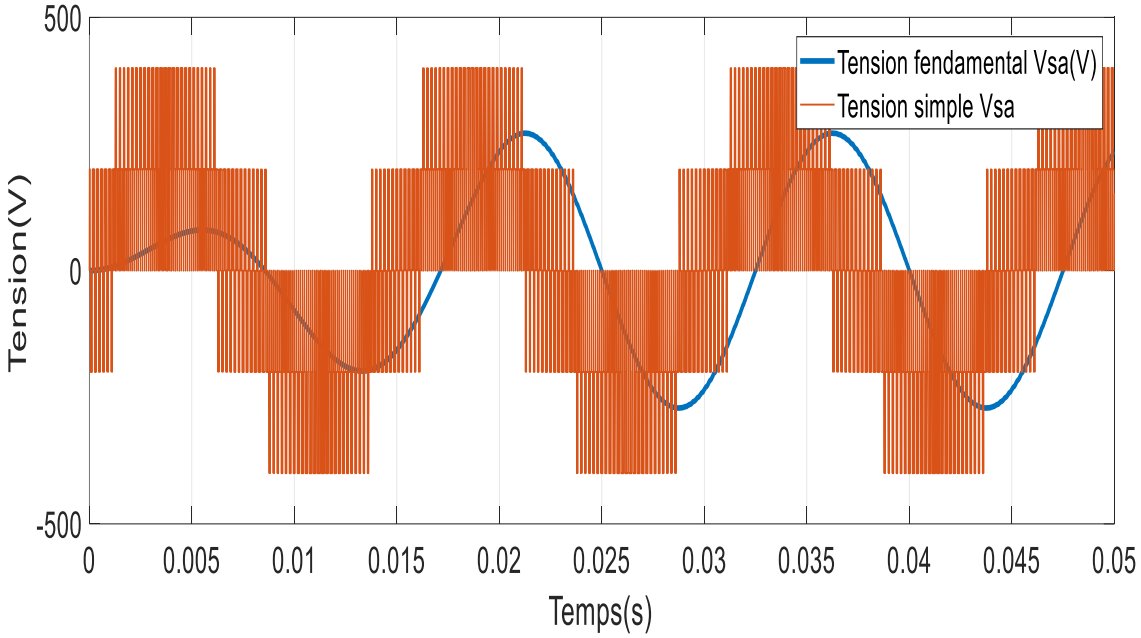


Fig.IV.17. Allure de la vitesse pour* $f_{réf}$ = 66.66 Hz *avec r=0.956 et m=100

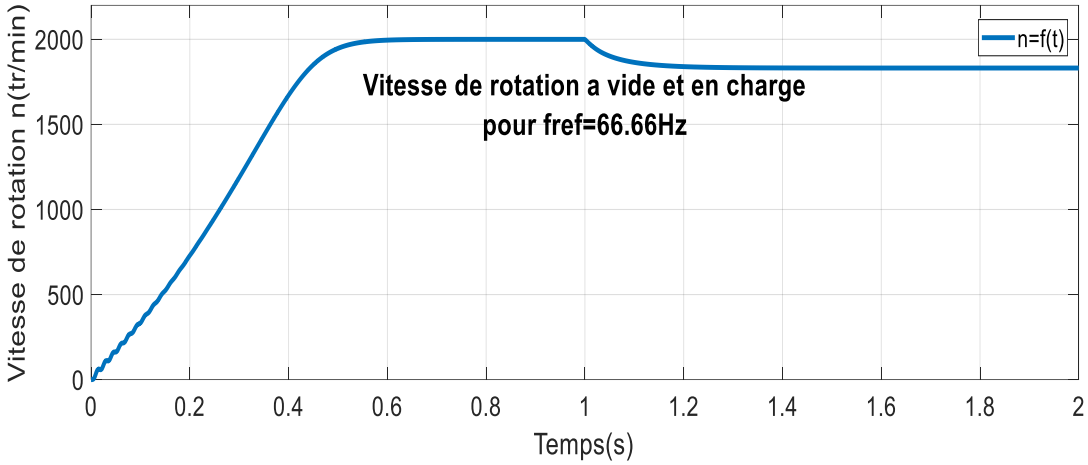


Fig.IV.18. Allure de la vitesse pour* $f_{réf}$ = 66.66 Hz *avec r=0.956 et m=100

A la fin de cette partie on peut conclure la relation entre la vitesse du synchronisme et la fréquence de référence par un graphe de la figure (IV.19). Ce dernier montre la proportionnalité entre les deux grandeurs et que la vitesse de rotation désiré au niveau du rotor dépend principalement de la fréquence imposée comme référence via le circuit de control.

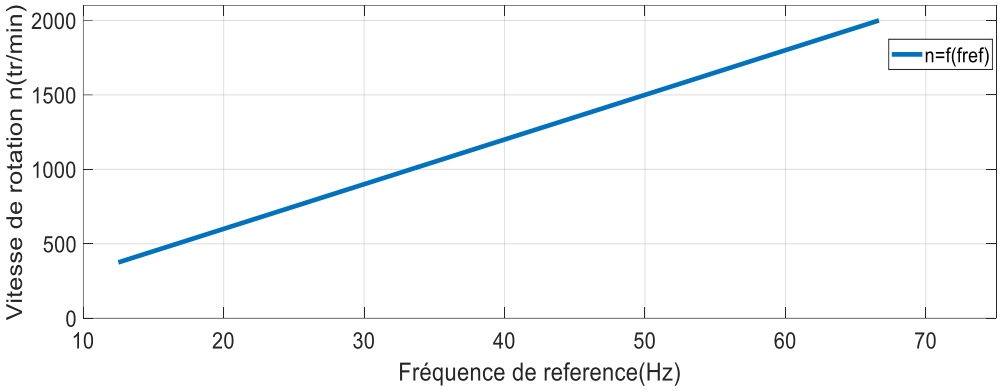


Fig.IV.19. Vitesses en fonction de la fréquence de référence

IV.3.2.3 Variation de la vitesse par action sur la tension statorique

- **Lorsque : r=0.8 alors Vp=275 V, puisque $V_{réf}$=220V**

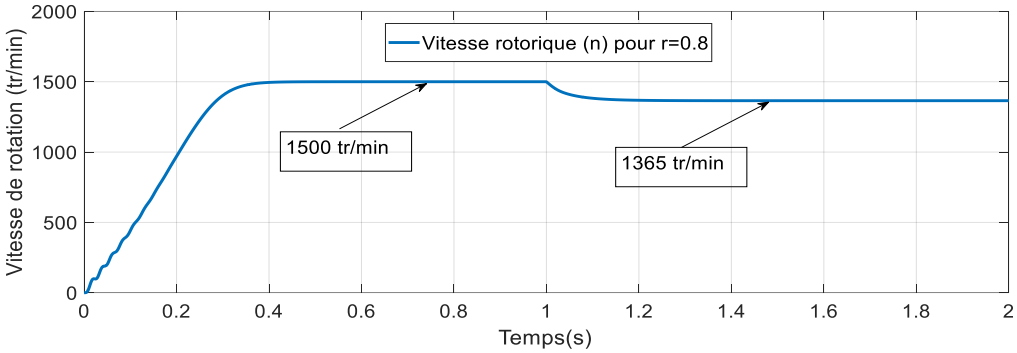


Fig.IV.20. Vitesses de rotation lorsque r=0.8, Veff=230.1V

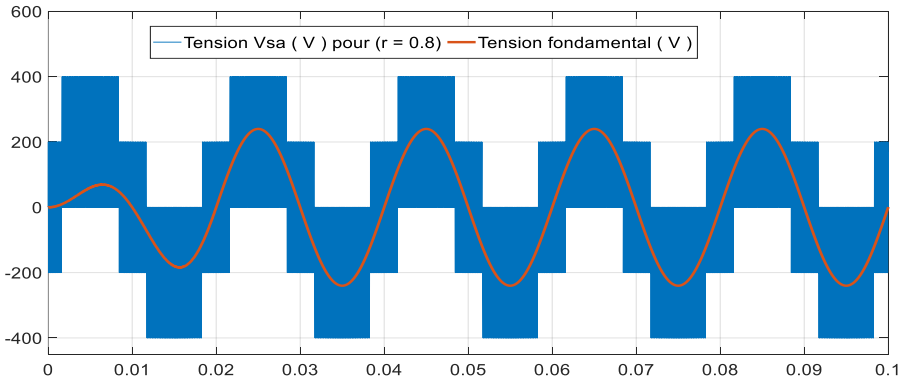


Fig.IV.21 Tension Vsa lorsque r=0.8, Veff=230.1V

❖ **Lorsque : r=1 alors Vp=220 V, puisque $V_{réf}$=220V**

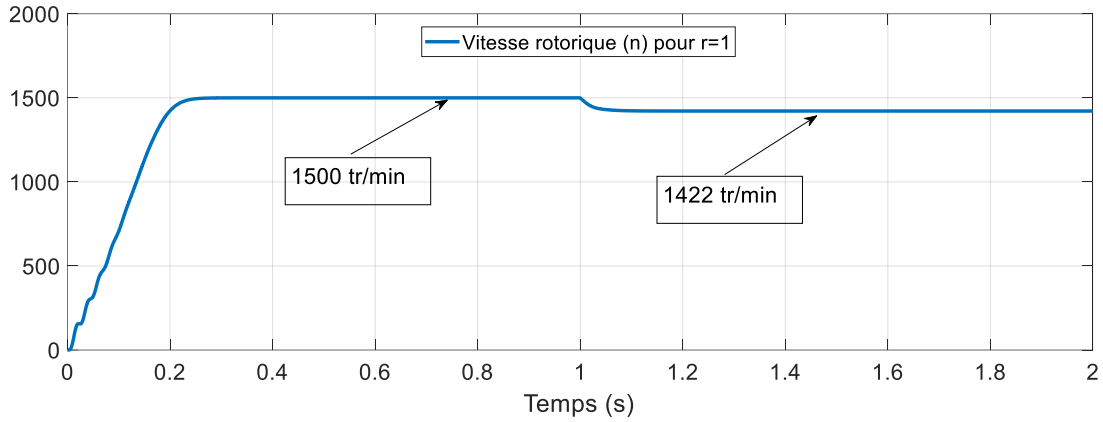


Fig.IV.22 Vitesses de rotation lorsque r=1, Veff=257.2V

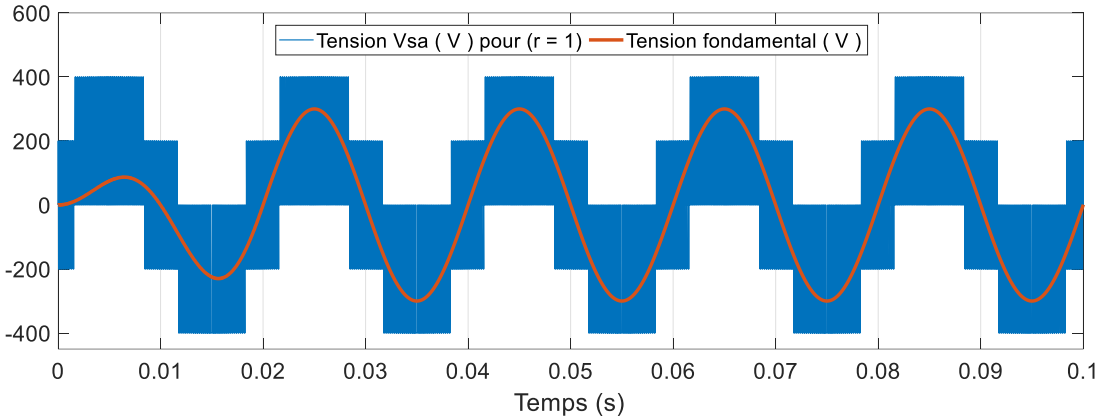


Fig.IV.23 Tension Vsa lorsque r=0.8, Veff=230.1V

L'opération est réalisée suivant le tableau (IV.1) pour plusieurs valeurs de 'r' ? les résultats obtenus sont comme suit :

r	**0.8**	**0.9**	**0.9**	**1**	**1.1**	**1.5**
V_{eff}(V)	230.1	244	250.7	257.2	265.	2779.4
n(tr/min)	1365	1400	1412	1422	1432	1445
I_{1eff} (A)	5.98	5.429	5.246	5.11	4.997	4.916

Tableau (IV.2) : variation de la vitesse en fonction de r et V_{eff}

On constate que les résultats obtenus vérifier bien la relation (IV.6) de la vitesse rotation, pour un couple constant à vide 0N.m en charge 15N.m, comme le montre la figure (IV.24).

Les figures (IV.24 à l'IV.30) illustrent parfaitement la correspondance et la proportionnalité entre les grandeurs de la technique MLI avec les paramètres de la machine.

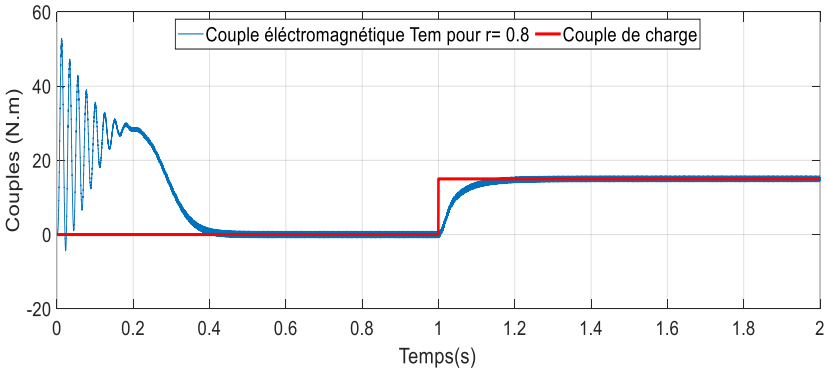


Fig.IV.24 Couple à vide et en vitesse lors de la variation de tension Vsa

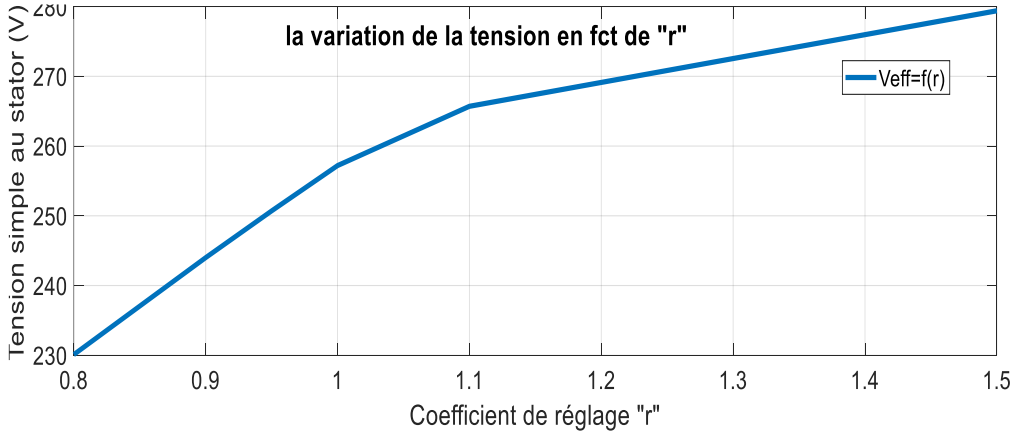


Fig.IV.25 Tension du stator en fonction de coefficient de réglage

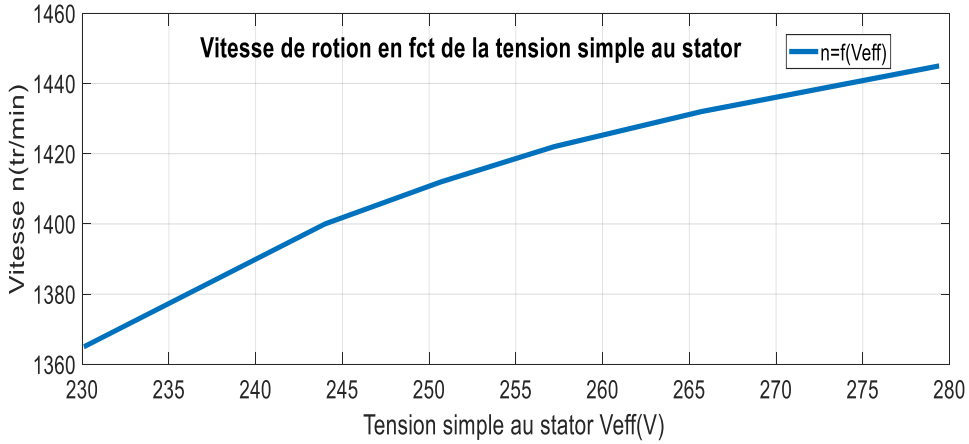


Fig.IV.26. Vitesse de rotation en fonction de la tension au stator

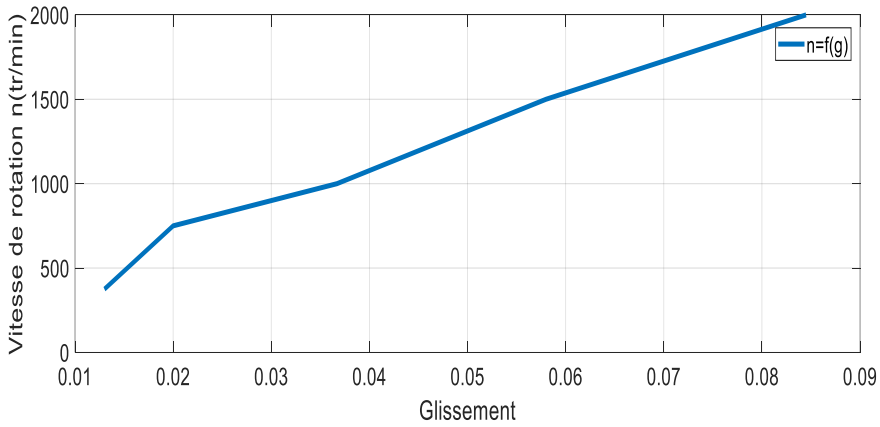


Fig.IV.27. Vitesse de rotation en fonction du glissement

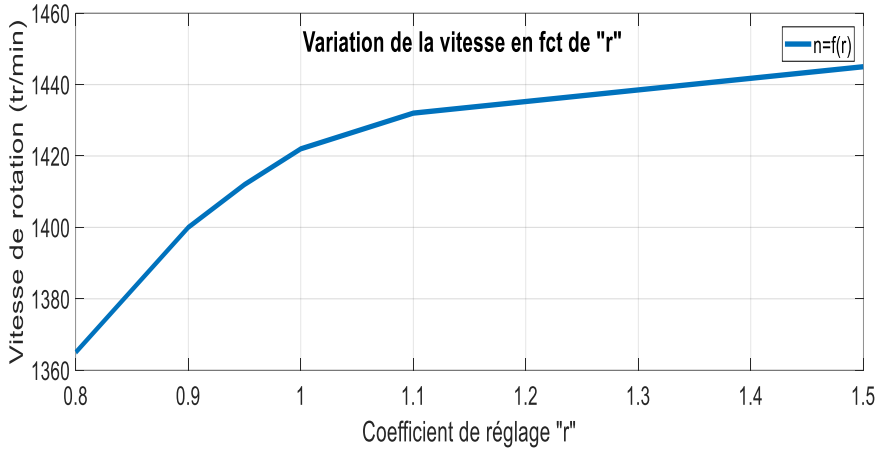


Fig.IV.28. Vitesse en fonction du coefficient de réglage

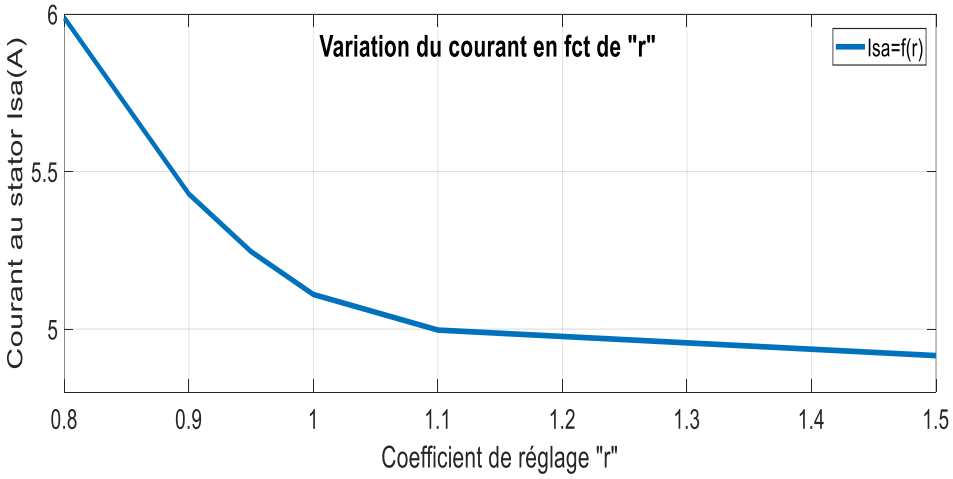


Fig.IV.29. Courant statorique en fonction du coefficient de réglage

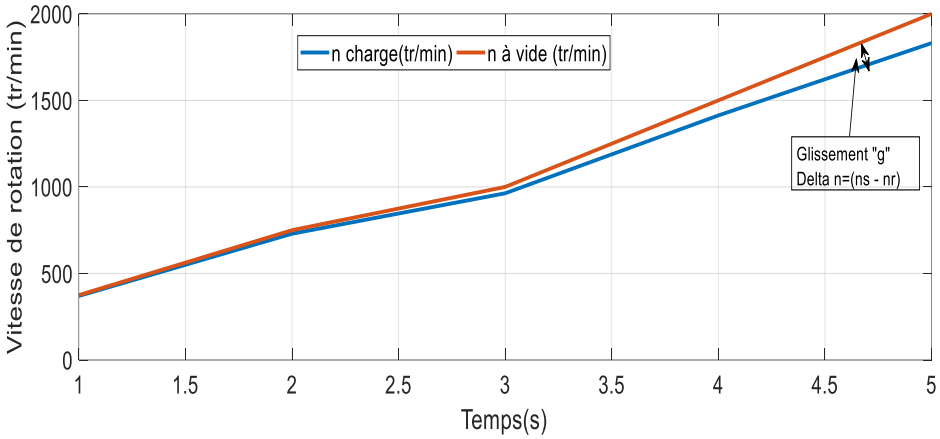


Fig.IV.30. Allure de la vitesse en charge et à vide lors de la variation de (r)

IV.4. Conclusion

Ce présent chapitre a mis l'action sur la possibilité de réduire l'amplitude des oscillations du couple développé par la machine, en agissant sur l'augmentation de l'indice de modulation (fréquence de la porteuse) de la technique MLI.

Le résultat obtenu montre la préférence de travailler dans les moyennes et hautes fréquences de fp d'une manière à garantir le bon fonctionnement de la machine et éviter au maximum les ondulations du couple.

On a mis en évidence la possibilité de faire fonctionner le moteur asynchrone comme étant un variateur de vitesse triphasé. La mise en œuvre de ce dernier à montrer la faisabilité d'avoir plusieurs valeurs de vitesse par l'action sur deux paramètres à savoir :

- Variation de la fréquence du signal de référence par la voie de control de la MLI
- Variation de la tension efficace du stator en provenance du bloc de control de la MLI

Les résultats obtenus sont très acceptables et prometteurs, qui confirment le principe des variateurs des vitesses existant déjà dans le domaine de l'entrainement électrique et la traction électrique.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire à fait prouve d'une étude consacrée à l'onduleur de tension triphasée à deux niveaux, lorsqu'il est soumis à la commande rapprochée.

Les résultats obtenus ont démontré une certaine satisfaction, vu le comportement de la tension de sortie lors de l'application de la commande rapprochée en particulier : la modulation MLI, hystérésis en courant, pleine onde et décalée, la MLI vectorielle et injection de l'harmonique 3.

La synthèse établie entre les différentes techniques de commandes à aboutit aux constations ci-après :

- La MLI à base d'une porteuse triangulaire bipolaire, présente un THD meilleur pour le courant de charge à grandes valeurs de 'm'par rapport aux autres techniques.
- Technique offre la possibilité de régler les deux paramètre 'm'et 'r'
- La MLI simplicité d'implantation et de commande

La même technique MLI, a permis par ces paramètres de faire régler la vitesse de rotation d'un variateur de vitesse à base d'un moteur asynchrone et de diminuer l'ampleur des oscillations du couple moteur par action sur la fréquence de la porteuse.

Bibliographie

[1]: Guy-Seguier-Francis-Labrique-Philippe-Delarue-Electronique-de-puissance. -Structures-commandes-applications-Dunod, 10eidition

[2] Hazem, Z.E. (2017) réalisation d'une alimentation variable SEPIC pour applications tension et protection contre surcharge.

[3] Muhammad h. Rashid, Power Electronics Handbook, University of Florida=University of West Florida Joint Program and Computer Engineering, Academic press, 2001.

[4] Nassamou, y, Makhloufi, S (2020), « Etude et Simulation d'un Hacheur SEPIS en vue d'implémenter des commandes MPPT », Doctoral dissertation, université Ahmed Drair-Adrar.

[5] Ned Moha, Tore m. Undeland, William p. Robbins, "Power Electronics Converters, Applications, and design" second edition, john wiley & sons, inc. New York Chichester Brisbane Toronto Singapore, 1995

[6] Bernard Mulon, Electronique de puissance : Pour les Systèmes d'entraînement électrique. Doctorat. Systèmes d'entraînements, Bruz, France. 2016, 88 diapos.

[7] D. Ould Abdeslam, "Techniques neuromimétriques pour la commande dans les systèmes électriques : application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basses tension", Thèse de doctorat, université de Haute Alsace, 2005

[8] Ph. Ferracci "La qualité de l'énergie électrique" Cahier technique n° 199, Collection Technique de Schneider Electric, édition octobre 2001.

[9] M. A. E. Alali, " Contribution à l'Etude des compensateurs actifs des réseaux électriques basse tension ",Thèse de doctorat, Université de Louis Pasteur, Strasbourg, Septembre 2002.

[10] M. M. Abdusalam, " Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales". Thèse de Doctorat de l'université de Nancy, France, 2008.

[11] IEEE STD 519-2014 (Revision of IEEE STD 519-1992) "IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems". IEEE 519 working Group. 2014.

[12] Cours d'Electronique de Puissance Préparé par, Dr ING. Professeur Electrotechnique et Electronique de Puissance, Université Libanaise.

[13] G.Grellet, G.Clerc "Actionneurs électriques : Principes/ Modèles/ Commandes ", édition Eyrolles, deuxième tirage 2000.

[14] Guy Séguier “ Electronique de puissance : Les fonctions de base et leurs principales applications”7eme édition Dunod 1999.

[15] E.M. Berkouk "Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasées et triphasées alimentées pas des convertisseurs direct et indirect. Application au gradateur et onduleur multiniveaux", Thèse de Doctorat du Conservatoire national des Arts et Métiers, Décembre 1995.