

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA

FACULTE DES SCIENCES ET SCIENCES DE L'INGENIORAT
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION : ELECTROMECHANIQUE

THEME

COMMANDE PAR MLI VECTORIELLE D'UN ONDULEUR
ALIMENTANT UNE MACHINE À CAGE
(ETUDE COMPARATIVE ENTRE LA MODULATION À SEQUENCE
ALIGNEE A DROITE ET CELLE À SEQUENCE SYMETRIQUE)

Proposé et dirigé par :

Mr.BENDAIKHA A.Malik

Mr.CHOUAF Fethi

Présenté par :

Bezzalla Amel

Mohamdi Souad

Année universitaire 2008/2009

Remerciements

On remercie tout d'abord le dieu, le tout puissant qui nous facilite le chemin pour l'accomplissement de ce mémoire.

A tous nos enseignants et le chef de département d'électrotechnique Mr. B.BENDJAIMA qui nous ont aidés de proche ou de loin pour être des ingénieurs d'état en électromécanique.

Nos grands remerciements vont également à Mr. F. CHOUAF et Mr. A MALIK BENDAIKHA de nous avoir et pour leurs disponibilité et leurs précieux conseils.

Nos remerciements à tous les membres du jury qui ont accepté de juger notre travail.

En fin, nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis(es) et collègues pour le soutien moral et matériel surtout

MOHAMMED.M ET ANTAR;H

AMEL & SOUAD

Dédicace

Avant tout, je tien à remercies le bon dieu, et l'unique qui m'offre le courage et la volonté nécessaire pour affronter les différentes de la vie.

A mon très cher père et ma très chère mère pour sont amour, ces encouragements et ces sacrifices durant toutes mes années d'études dont les mots sont insuffisant pour exprimer toute ma gratitude, ma reconnaissance et mon profond amour.

A mon deuxième père la personne le plus chère, qui ma donne le courage et la patience pour continue, mon très très cher frère FAHED

A la grande source de tendresse, qui m'orientait ma sœur WAHIBA, son marier RACHID et son petit fils HAYTHEM YAHIA (Fathi)

A l'ange qui me donne le bonheur, qui m'aime plus que son âme ma belle sœur LEILA

A la bougie qui éclaire ma vie mon frère ABDEENNOUR (ABDOU)

Au le bonheur et la jouissance de la maison la petite belle IMENNE

A mes grands parents maternels

A mes tantes et ancles maternelles et paternelle

A mes cousins et mes cousines surtout MAKHLOUF et son petite CHAIMA, LARBI, MOUNIRA, NADJWA, NAIMA, RACHIDA, FATNA, KHADIDJA et son marié.

A ma sœur RAFIKA et son marier

A ma chère amie la plus proche FATIMA

A ma vraie amie la belle AMEL

A tout mes amis (es) SABEH, DJAMILA G, NAWEL, MESSAOUDA (SARA), SALIHA, DJAMILA, IMANE, FAYZA, HAFIDA, LOUISA, SADIA, LAMIA, SAMIHA, KAMEL B, MOHAMMED M, MOHAMMED DJ, WALID, LES 2 TAYOUB, MOHAMMED H, RADWANE

à mes cher enseignants qui mont dirigé et aider et surtout soutenu

Aux étudiants d'électromécanique et toute la promotion 2009.

M.souad

Dédicace

Après de longues années d'études et de travail, sachant l'importance de l'aide des êtres qui m'aiment, je voudrai humblement leurs, dédier ce modeste travail tout en avant qu'ils méritent le meilleur qui soit.

Je dédie ce travail :

à ma très très chère mère la personne la plus proche de moi

à mon cher père

qui m'encourageait et suait et a son travail pour pouvoir m'instruire.

à mes frères

AHMED et SAMI

a ma très chère sœur NASSIMA

qui a fait tant de sacrifice pour m'élever et m'instruire et qui ma encourage tout le long de mon parcours scolaire et académique.

Et mes sœurs SAMEH et MARWA qui m'ont surtout sur le plan moral.

A ma sœur LOUBNA et son mari OMAR et ses filles MAISSA TAKWA ALLAH et

BALSSAM YAKIN.

A ma tante AKAILA et mon oncle ABD LMADJID

à ma fidèle amie MOHAMDI SOUAD

à mes cher enseignants qui mont dirigé et aider et surtout soutenu.

à tout mes amis :

*RIMA, FAYZA, LEILA, DJAMILA. MOUNIYA, BAYA, YAMINA,
YASMINA, SARA, SIHEM, NADIA, WALID, MOUHAMED DJ, MOUHAMED B,
LES 2 TAYOUB*

Aux étudiants d'électromécanique et toute la promotion 2009.

B.AMEL

Sommaire

Introduction Générale.....	01
-----------------------------------	-----------

Chapitre I : stratégies de commande des onduleurs triphasés

1.1-Introduction.....	.03
1.2- Définition de l'onduleur04
1.3-Propriété de l'onduleur05
1.4-Réalisation des branches de l'onduleur	05
1.5-Principe de fonctionnent.....	06
1.6-Les différents types d'onduleur.....	06
1.6. a- Onduleur de courant.....	.06
1.6. b- Onduleur de tension.....	.06
1.7-Domaine d'utilisation07
1.8-Stratégies de commande de l'onduleur.....	.07
1.8.1-Commande pleine onde.....	.07
1.8.1. a- Principe de la commande pleine onde.....	.07
1.8.1. b-Schéma de bloc09
1.8.1. c-Forme des tensions de sortie de l'onduleur.....	.09
1.8.2-Commande par bande à hystérisais.....	10
1.8.3-Commande Triangulo-Sinusoidale.....	12
1.8.3. a-Propriétés	14
1.8.3. b-Tensions de référence.....	15

1.8.3. c-Schéma de bloc.....	16
1.8.3. d-Forme des tensions de sortie de l'onduleur.....	16
1.8.4-Commande MLI à injection de l'harmonique trois.....	17
1.8.4. a- Principe	18
1.8.4. b-Schéma de bloc.....	19
1.8.4. c-Forme des tensions de sortie de l'onduleur triphasé.....	20
1.8.5-MLI vectorielle	21
1.9-conclusion.....	22

Chapitre 2 : MLI vectorielle

2.1 Introduction	23
2.2-Onduleur de tension triphasée	23
2.3-Différentes configurations de l'onduleur en fonction de l'état Des interrupteurs	25
2.4-Les vecteurs spatiaux de tension.....	29
2.5-Modulation du vecteur spatial (Space vector Modulation).....	31
2.5.1-Schéma de modulation vectorielle.....	33
2.5.1. a-Modulation vectorielle à séquence alignée à droite (SVM1).....	33
2.5.1. b-Modulation vectorielle à séquence symétrique (SVM2).....	34

2.5.1. c-Modulation vectorielle à séquence alternative du vecteur Zéro (SVM3).....	35
2.5.1. d-Modulation vectorielle à séquence non commutée du courant le plus élevé (SVM4).....	35
2.6-Modulation vectorielle.....	36
2.6.1-Objectifs.....	36
2.6.2-Principe.....	37
2.7-Transformation de Clarke.....	39
2.8-Le vecteur de tension désirée.....	40
2.9-Calcul des temps de commutation.....	45
2.10-Conclusion.....	47

Chapitre 03 : Modélisation de la machine asynchrone

3.1-Introduction.....	48
3.2- Définition d'une MAS	48
3.3-Organisation générale d'un moteur asynchrone.....	48
3.3.a-Organe électrique.....	49
3.3. b-Organe magnétique.....	49
3.3. c-Organe mécanique.....	49
3.4-Description de la machine asynchrone.....	49
3.5-Principe de fonctionnement.....	50
3.6-Modélisation de la machine asynchrone triphasée.....	51
3.6. a-Hypothèses simplificatrices.....	51
3.7- Equations générales de la machine asynchrone triphasé.....	52

3.7. a-Équations électriques	53
3.7. b-Équations magnétiques.....	53
3.7. c-Équations mécaniques.....	55
3.8-Transformation du système triphasé.....	55
3.8. a-Transformation CLARK / CONCORDIA.....	56
3.8. b-Transformation de PARK.....	57
3.9-Modèle du moteur asynchrone dans le système biphasé.....	59
3.9. a-Équations électriques.....	59
3.9. b-Équations magnétiques.....	60
3.9. c-Équations mécaniques.....	60
3.10-Choix du repère de référence.....	61
3.10. a-Définitions des différents référentiels.....	61
3.10.b-Référentiel fixe par rapport au stator.....	62
3.10. c-Référentiel fixe par rapport au rotor.....	62
3.10. d-Référentiel fixe par rapport au champ tournant	63
3.11-Modèle du moteur asynchrone sous forme d'état.....	63
3.12- Expression du couple électromagnétique et de la puissance	65
3.13-Équation du mouvement.....	66
3.14-Conclusion.....	67

**Chapitre 04 :Simulation du fonctionnement de l'ensemble
onduleur-machine**

4.1-Introduction.....69

4.2- Modélisation sous MATLAB/SIMULINK.....69

4. 3-Résultats de simulation.....71

 4.3.1-modulation vectorielle à séquence alignée à droite SVM171

 4.3.1. a- Interprétation des résultats84

 4.3.2-modulation vectorielle à séquence symétrique SVM2.....85

4.5-conclusion.....95

Conclusion Générale.....96

La liste des figures

Fig. (1.2) : Schéma de principe de l'onduleur.....	05
Fig. (1.8.1. (a)) : Signale sinusoïdal et onde carrée.....	08
Fig. (1.8.1. (b)) : Schéma fonctionnel de la commande pleine onde.....	09
Fig. (1.8.1. (c)) : Forme de tension de sortie et sont zoom de la première phase de l'onduleur commandé à pleine onde.....	10
Fig. (1.8.2.(a)) : Représentation de la logique de commutation.....	10
Fig. (1.8.2. (b)) : Représentation du contrôle du coutant.....	11
Fig. (1.8.3): Illustration de la MLI sinusoïdale.....	14
Fig. (1.8.3. (c)) : Schéma fonctionnel de la commande triangulo-sinusoïdale..	16
Fig. (1.8.3. (d)) : Forme de tension de sortie et sont zoom de l'onduleur commandé par la MLI Sinusoïdale pour $m=21$ et $r=1$	17
Fig. (1.8.4. (a)) : Schéma de principe de la commande avec l'injection de l'harmonique trois.....	19
Fig. (1.8.4. (b)) : Schéma fonctionnel de la commande à injection de l'harmonique trois.....	20
Fig. (1.8.1.(c)) : Forme des tensions de sortie de l'onduleur Commandé à injection de l'harmonique trois.....	21
Fig. (2.1): Topologie d'un onduleur triphasée de tension.....	24
Fig. (2.2) : Représentation de puissance des composants en fonction de fréquence de commutation.....	25
Fig. (2.3) : Etats des interrupteurs pour chaque vecteur de tension	26
Fig. (2.3(a)) : Vecteurs tension d'état de l'onduleur.....	27
Fig. (2.4(a)) : La Topologie n° 1 (V1 (pnn)) de l'onduleur de tension.....	29

Fig. (2.4(b)) : Les vecteurs de tension de sortie dans le plan (α, β)30

Fig. (2.4(c)): Représentation des vecteurs de tension différents de zéro dans le plan (α, β)30

Fig. (2.5.(a)) : Le vecteur de tension de sortie dans le plan (α, β)31

Fig. (2.5.(b)) : Les tensions composées et le vecteur de référence Dans le domaine temporel.....31

Fig. (2.5.(c)) : production du vecteur de tension dans le secteur n°1.....32

Fig. (2.5.1(a)) : Signaux de gâchette à SVM1.....34

Fig. (2.5.1(b)) : Signaux des gâchettes dans SVM2.....35

Fig. (2.5.1(c)) : Signaux des gâchettes dans SVM3.....36

Fig. (2.5.1(d)) : Signaux des gâchettes dans SVM4.....36

Fig. (2.6): Onduleur triphasé associé avec un moteur asynchrone.....38

Fig. (2.7): Représentation des vecteurs de tension d'état de l'onduleur et le vecteur de référence dans le repère stationnaire.....40

Fig. (2.8): Tensions simples de référence.....41

Fig. (2.8 (a)): tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ 42

Fig. (2.9): Les temps de commutation pour chaque semi-conducteur dans chaque secteur.....46

Fig. (3.1): Modèle d'une machine asynchrone.....52

Fig. (3.2) : Passage du système triphasé au système biphasé.....57

Fig. (3.3) : Représentation de la machine asynchrone triphasée et biphasée Equivalente.....61

Fig. (3.4) : Définition des axes réels du moteur asynchrone triphasé par rapport aux différents référentiels.....62

Fig. (4.1): Schéma bloc de simulation d'un moteur à cage alimenté par un onduleur commandé par MLI Vectorielle71

La liste des tableaux

Tableau (2.1) : Calcul des vecteurs de tensions.....39

Tableau (2.2): Représentation du vecteur de référence et calcul des temps de commutation43

Tableau (2.3): Calcul du temps de commutation pour chaque secteur.....45

Tableau. (4.1) : Les paramètres techniques du moteur asynchrone.....69

Tableau (4.2) : essais de simulation (SVM1).....71

Tableau. (4.3) : résultats du THD pour les deux algorithmes.....92

Introduction générale :

Depuis plusieurs années, l'étude des performances des moteurs asynchrone alimentés par des onduleurs fait l'objet d'innombrables publications scientifiques. Les possibilités de la variation de vitesse par machine à courant alternatif intéressent tous les domaines industriels et techniques ; le moteur asynchrone attire particulièrement l'attention à cause de sa robustesse et son faible coût de fabrication.

L'avènement de l'électronique de puissance à semi-conducteurs et le grand nombre de convertisseurs développés récemment permettent le choix d'une association optimale d'un moteur à courant alternatif et d'un onduleur de tension ou de courant à deux niveaux. Parmi les moteurs à courant alternatif, la machine asynchrone présente une grande dynamique de réglage et autorise des vitesses élevées. Le moteur à cage offre en plus une grande puissance massique et constitue une machine fiable grâce à l'absence du collecteur. [9]

Les onduleurs sont largement utilisés dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable surtout dans la commande des moteurs à courant alternatif spécialement le moteurs à cage. La tension de sortie peut être constante ou variable à une fréquence constante ou variable. Une tension de sortie variable est obtenue en variant la tension d'entrée et maintenir le gain de l'onduleur constant. Ceux ci peuvent être commandés par des différentes stratégies de commande afin d'obtenir une meilleur approximation à un signal sinusoïdale [2].

La majorité des lois de commande sont exécutés par MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) qui se réalise par de plusieurs méthodes, parmi lesquelles : MLI sinus-triangle, MLI vectorielle...etc. [9]

La méthode de MLI sinus-triangle présente plusieurs inconvénients tel que la distorsion élevée des harmoniques, une tension composée à la sortie limitée (87% de la tension continue de l'onduleur), le temps de réponse du moteur est long, l'utilisation de trois tensions de références et difficile à implanter dans un Microcontrôleur. [11]

Dans ce travail notre système est composé d'un moteur à cage alimenté par un onduleur de tension commandé en **MLI** vectorielle.

Cette méthode de commande permet d'éliminer la majorité des inconvénients cités ci-dessus. Dans le but de faire une étude comparative entre la séquence alignée à droite et la

séquence symétrique deux algorithmes de commande de l'onduleur basés sur ces deux séquences sont développés.

Ces algorithmes sont testés sur un moteur à cage pour vérifier son fonctionnement. Les résultats obtenus sont très encourageants, le nombre de commutation est réduit d'où les pertes dues à l'ouverture et à la

fermeture des semi-conducteurs sont minimisés. Le taux d'harmonique est réduit à un niveau minimal (**THD**), ce qui montre l'efficacité de cet algorithme donc, la méthode de commande MLI vectorielle. [11]

Le mémoire est structuré de la manière suivante :

- Dans le premier chapitre, nous avons présentés les différentes stratégies de commande de l'onduleur, telles que la commande par hystérésis, la MLI sinus- triangulaire et la MLI vectorielle
- Dans le deuxième chapitre, nous avons développé la théorie et les différents algorithmes de la modulation de Largeur d'Impulsion vectorielle.
- Dans le troisième chapitre, nous allons présenter la modélisation de la machine asynchrone commandée en tension. Ainsi le principe de la transformation de Park. L'application de cette transformation à la machine asynchrone permettra d'avoir un modèle à deux axes représente l'image du modèle triphasée.

1.1-Introduction :

Le contrôle de la vitesse ou de position des machines asynchrones nécessite l'utilisation d'un convertisseur statique de puissance appelé conventionnellement onduleur de tension. A partir d'une source de tension continue, le convertisseur statique peut, grâce à une séquence appropriée d'ouverture et de fermeture de ses interrupteurs, commuter le courant dans les phases de la machine afin d'obtenir un système triphasé de courant parfaitement commandable.

Les tensions appliquées sur les phases de la machine sont de forme rectangulaire donc ayant un contenu harmonique élevé qui provoque des pertes supplémentaires dans la machine ainsi que des oscillations mécaniques à basse fréquence sur l'arbre.

Afin de réduire ces phénomènes, il existe deux possibilités :

Soit augmenter le nombre des niveaux de tension générés par l'onduleur, soit imposer sur chaque période des commutations judicieusement placées de manière à faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie tout en minimisant son contenu harmonique.

On parle de MLI (modulation de largeur d'impulsions) ou encore de PWM (pulse width modulation) dont il est proposé un grand nombre de solution.

Pour illustrer le fonctionnement de l'onduleur et introduire les caractéristiques des grandeurs d'entrée et de sortie. Nous analyserons son comportement en modulation de largeur d'impulsions. [1]

Les onduleurs de tension peuvent être pilotés suivant plusieurs stratégies. A faibles fréquences, ils sont pilotés à pleine onde, le signal de commande sera à la fréquence de la tension désirée à la sortie, et la source continue doit être réglable (à l'aide d'un redresseur à thyristor ou d'un hacheur). A fréquence élevée, ils sont pilotés en modulation de largeur d'impulsion. Cette dernière stratégie permet de régler à la fois l'amplitude et la fréquence en gardant la source continue constante (pont à diode).

Afin de produire une tension de sortie proche de la sinusoïde, différentes stratégies de commande ont été proposées par différents auteurs. Nous étudierons les stratégies suivantes :

- 1- Commande rectangulaire ou pleine onde.
- 2- Commande triangulo-sinusoïdale ou -SPWM-

3-commande par bonde à hystérésis.

4- Commande par injection de l'harmonique trois ou Suboptimale -3HIPWM-.

5- Commande par MLI vectorielle.

Des différentes stratégies seront basées sur la bande de réglage et le taux d'harmonique des tensions de sorties.

1.2-Définition:

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu – alternatif, par exemple, si on dispose à l'entrée d'une tension continue et si, grâce à des semi-conducteurs, on relie chacune des bornes du récepteur tantôt à l'une, tantôt à l'autre des bornes d'entrée, on peut obtenir entre les bornes du récepteur une tension tantôt positive, tantôt négative.

Par une séquence adéquate de commande des semi-conducteurs, il est donc possible de produire à la sortie du convertisseur une tension alternative de valeur moyenne nulle, cette tension peut comporter un ou plusieurs créneaux par alternance suivant qu'il s'agit d'une commande à un créneau par alternance ou d'une commande par modulation de largeur d'impulsions (pulse width modulation, en anglo-saxon).

Si l'établissement, le maintien puis l'ouverture des connexions entre l'entrée et la sortie ne dépendent que de la commande des semi-conducteurs, l'onduleur est dit autonome [2].

Les onduleurs utilisent principalement dans deux types de systèmes :

- ✓ Les ASI : alimentations sans interruption, (UPS uninterruptible supply system en anglais), elles servent le plus souvent d'alimentation de secours pour des systèmes d'informatique, la source de tension continue est généralement constituée d'une batterie d'accumulateur. la fréquence et l'amplitude de la tension de sortie sont fixes.
- ✓ Les variateurs de vitesse pour la machine asynchrone. La source continue est obtenue par redressement du réseau. La fréquence et l'amplitude de la tension de sortie sont variables. [3]

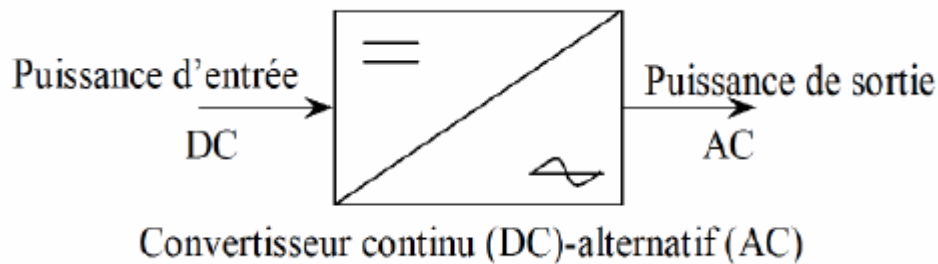


Fig. (1.2) : Schéma de principe de l'onduleur.

1.3-Propriété de l'onduleur :

Un onduleur dépend essentiellement de la nature du générateur et du récepteur entre lesquels il est monté. Cela conduit à distinguer en respectant la règle de connexion des sources:

- ✚ Les onduleurs de courant alimentés par une source de courant continu.
- ✚ Les onduleurs de tension alimentés par une source de tension continue et alimentant un récepteur de courant alternatif (exemple machine asynchrone), cas de notre étude.

1.4-Réalisation des branches de l'onduleur :

Chaque branche de l'onduleur est constituée de deux éléments de commutation et de deux diodes en parallèle. Les éléments de commutation doivent pouvoir travailler en commutation forcée. Les possibilités de réalisation sont donc multiples et dépendent principalement de la puissance mise en jeu. Dans le cadre de ce mémoire nous nous limiterons aux types commandables en fermeture et en ouverture :

- Transistor bipolaire (<100kW)
- IGBT (<100kW)
- MOSFET (<20kW)

Les diodes en parallèles avec les éléments de commutation ne sont pas des éléments de protection. Elles servent à assurer la continuité du courant dans la charge inductive. Les éléments supplémentaires de protection sont fonctions du type d'élément de commutation choisis. [9]

1.5-Principe de fonctionnement :

L'onduleur triphasé est utilisé dans les applications de puissance. Le signal de gâchette de l'onduleur monophasé avancé ou retardé de 120° l'un par rapport à l'autre pour obtenir un système triphasé équilibré. Les enroulements du secondaire doivent être connectés en étoile ou en triangle. Il est préférable que le secondaire du transformateur soit connecté en étoile pour éliminer les harmoniques d'ordre impaires multiple de trois de la tension de sortie ($n=3, 6, 9, 12\dots$).

Il est généralement clair que la performance d'un onduleur, avec toutes les stratégies de commutation, peut être liée avec le contenu d'harmonique de sa tension ou son courant de sortie. Les chercheurs de l'électronique de puissance ont toujours étudié beaucoup de techniques de commande pour réduire les harmoniques de tension de sortie. Aujourd'hui, il y a beaucoup de techniques de modulation qui sont appliquées aux topologies d'onduleur.

1.6-Les différents types d'onduleur :

A variation de la vitesse de la machine est assurée grâce à leur alimentation par des convertisseurs statiques. Cette variation est obtenue par action sur une action ou un courant permettant la commande simultanée de la fréquence et de l'amplitude du signal. Il existe essentiellement deux types de convertisseurs statiques qui permettent de réaliser ces deux opérations.

➤ Onduleur de courant :

L'onduleur de courant transforme un courant continu en courants triphasés dans les enroulements de la machine. Il peut fonctionner en commutation naturelle, c'est le cas des machines synchrones. La commutation forcée est réalisée pour toutes les autres machines. Ce type d'onduleur ne permet que le réglage de la fréquence des grandeurs de sortie, l'amplitude de celle-ci doit être réalisée par ajustement de la grandeur d'entrée.

➤ Onduleur de tension :

L'onduleur de tension transforme en tension alternative triphasée une tension continue. Il impose une forme de tension déterminée à la machine quelque soit le courant absorbé et la plupart des applications des onduleurs triphasés de tension à MLI se résument aux : travaille en commutation forcée. Une commande adéquate permet le réglage de la fréquence et de l'amplitude des grandeurs de sortie.

1.7-Domaine d'utilisation :

Commande des moteurs alternatifs, filtre actif, systèmes d'alimentations sans interruption (ASI) utilisés, par exemple, pour réaliser des alimentations de sécurité, on s'efforce alors de maintenir la tension de sortie constante quelle que soit la charge.

Les onduleurs de tension à fréquence variable servent à réaliser des entraînements à vitesse variable avec moteur à courant alternatif.

Les onduleurs de courant sont utilisés dans les entraînements à vitesse variable des moteurs à courant alternatif.

1.8-Stratégies de commande de l'onduleur :

1.8.1-Commande pleine onde :

Dans les variateurs de vitesse, l'onduleur de tension fonctionne presque toujours en MLI dans toute la plage des vitesses. L'onduleur fait varier non seulement la fréquence des tensions de sortie mais aussi leur valeur. Toutefois, il faut d'abord examiner le cas où l'onduleur est commandé en pleine onde, car ce fonctionnement sert de point de départ et de base de comparaison pour l'étude de fonctionnement en MLI.

1.8.1. a-Principe de la commande pleine onde :

Dans ce type de commande, la génération des signaux de commande de l'onduleur est effectuée en transformant un signal sinusoïdal en un signal carré pour chaque phase selon l'algorithme suivant:

$$\text{Si : } \begin{cases} \mathbf{\sin (\omega t) > 0} \Leftrightarrow \mathbf{S(t) = 1} \\ \mathbf{\sin (\omega t) < 0} \Leftrightarrow \mathbf{S(t) = 0} \end{cases} \quad (1.8)$$

Où: $\sin (\omega t)$: est le signal sinusoïdal.

$S (t)$: est le signal carré résultant de la commande.

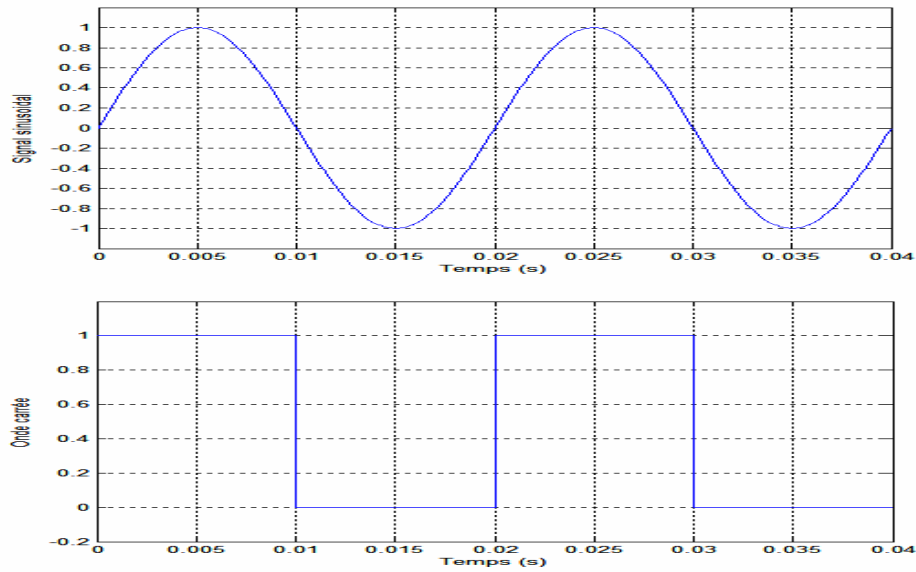


Fig. (1.8.1(a)) : Signale sinusoïdal et onde carrée

1.8.1. b-Schéma de bloc :

Le schéma de simulation de la commande pleine onde est montré à la fig. (1.8.1(a))

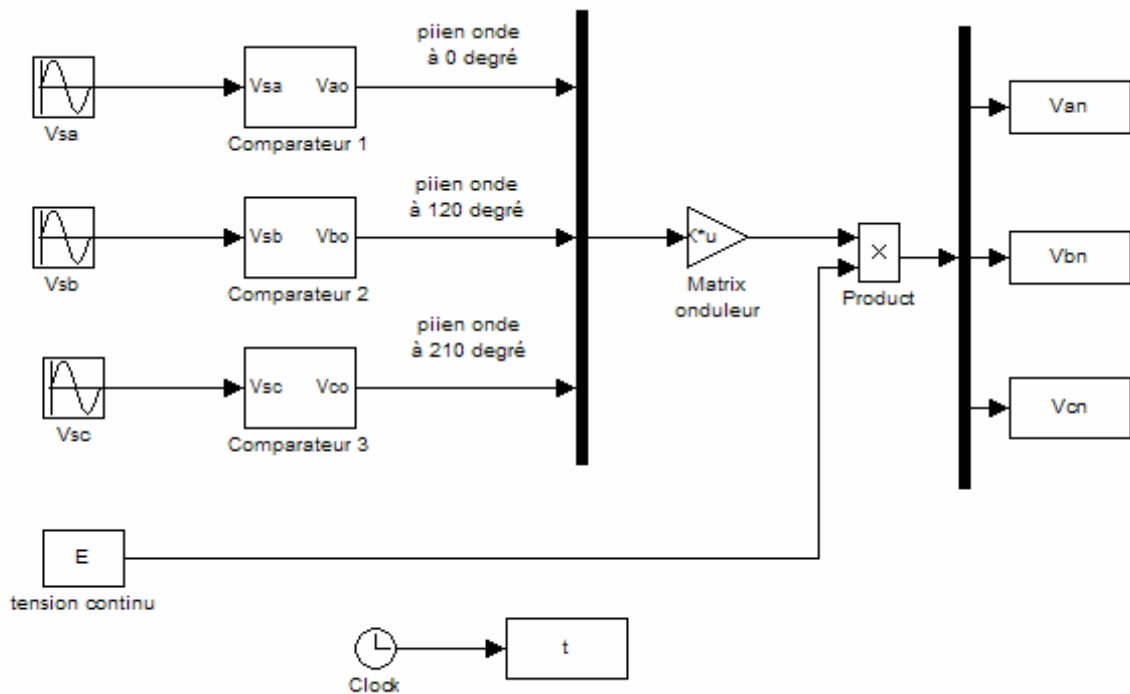


Fig. (1.8.1(b)) : Schéma fonctionnel de la commande pleine onde.

1.8.1. c-Forme des tensions de sortie de l'onduleur:

La fig. (1.8.1(c)) Présente la tension de la première phase obtenue à la sortie et sont zoom de l'onduleur à deux niveaux en pont complet commandé à pleine onde, on remarque un résultat qui était prévu tel que les ondes issues du décalage de la référence d'un tiers de période est identique à l'onde rectangulaire initiale déphasée du même tiers de période.

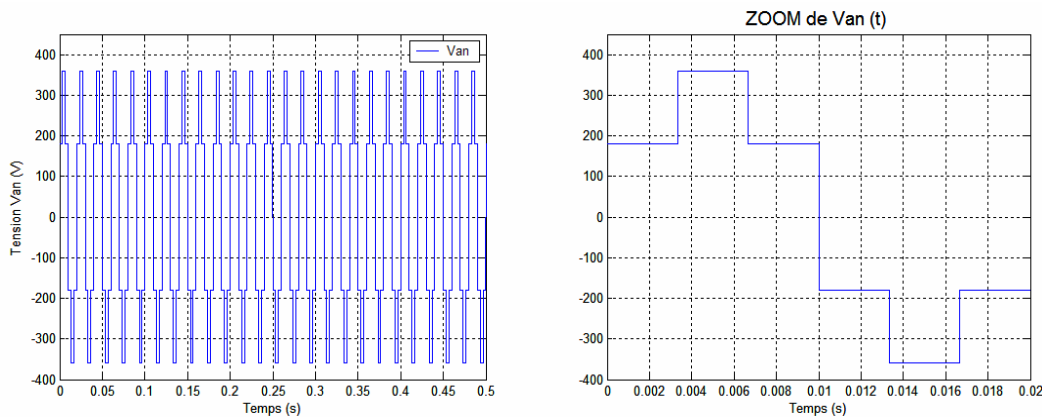


Fig. (1.8.1(c)) : Forme de tension de sortie et sont zoom de la première phase de l'onduleur commandé à pleine onde.

1.8.2-Commande par bande à hystérésis :

C'est une technique très simple à implanter. Elle s'intéresse directement au contrôle du courant. La commutation logique est réalisée par trois contrôleurs à hystérésis, un pour chaque phase, comme le montre la fig. (1.8.2(a)).

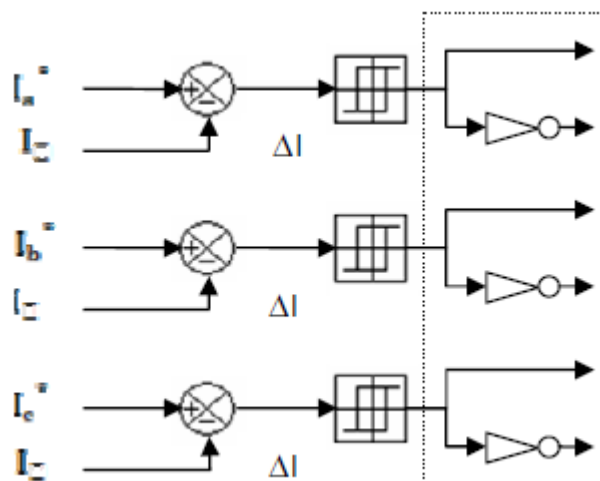


Fig. (1.8.2(a)) : Représentation de la logique de commutation.

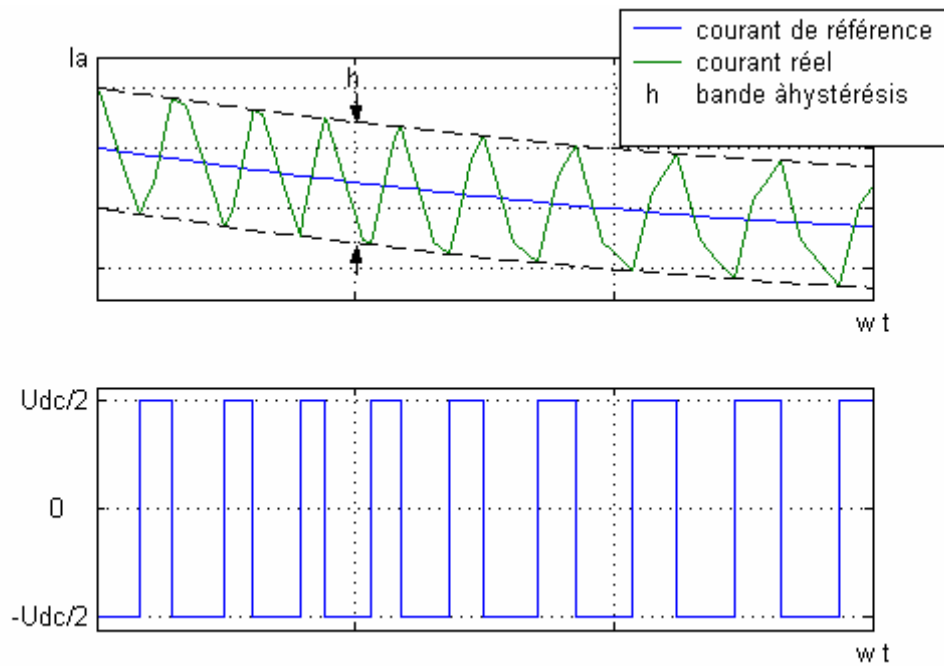


Fig. (1.8.2(b)) : Représentation du contrôle du courant.

Les courants de référence sont donnés par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{I_a = \sin (\omega t)} \\ \mathbf{I_b = \sin (\omega t - \frac{2\pi}{3})} \\ \mathbf{I_c = \sin (\omega t - \frac{4\pi}{3})} \end{array} \right.$$

Quand le courant instantané dans une phase s'écarte de sa référence, chaque contrôleur impose une commutation aux interrupteurs du bras de l'onduleur correspondant et le maintient à l'intérieur de sa bande d'hystérésis ΔI . Cette technique est également connue sous le nom fourchette de commutation [7].

Pour augmenter le courant de la phase, la tension entre la phase affiliée et le neutre égale à la demi-tension continue ($1/2 U_{dc}$), jusqu'à ce que le segment supérieur de la bande soit atteint. La tension ($-1/2 U_{dc}$) est appliquée jusqu'à ce qu'on aboutisse à la limite inférieure de la bande.

Evidemment, les performances dynamiques de cette stratégie sont excellentes et sa mise en œuvre est relativement simple, puisque la tension maximale est appliquée du moment que l'erreur du courant est dans les limites prédéterminées.

Cette commande est très adaptée pour les organes ayant une action à deux positions comme c'est le cas ici, elle consiste à changer la polarisation de la tension de sortie de l'onduleur de telle sorte à maintenir le courant dans une bande centrée autour de la référence. Malgré sa simplicité de mise en œuvre sa robustesse et sa bonne dynamique, cette commande présente certains inconvénients [2]. Tels que:

- _ Pendant les régimes transitoires, l'erreur du courant n'est pas strictement limitée, les valeurs des courants peuvent sortir de la bande d'hystérésis en raison de l'indépendance des trois régulateurs face au couplage imposé par l'onduleur. Celui-ci n'autorise ainsi que le contrôle effectif de deux tensions parmi trois.

- _ La fréquence de commutation est variable ce qui exige un aménagement particulier dans le contrôle des commutations (butées sur les durées du blocage et de conduction des semi-conducteurs du convertisseur).

- _ Le contrôleur d'hystérésis produit des subharmoniques inférieures involontaires.

- _ La fréquence de commutation produit des pertes et spécialement dans les basses modulations.

Le contrôle du courant par hystérésis est utilisé pour les fonctionnements à fréquences de commutation élevée.

1.8.3-Commande Triangulo-Sinusoïdale :

Dans le domaine de la commande du moteur asynchrone, une structure de puissance fait maintenant l'unanimité: l'onduleur de tension associé à un redresseur non contrôlé et un filtre capacitif.

Les progrès en coût et en performances accomplis par les interrupteurs de puissance, ont permis à cette structure très simple de s'imposer. La modulation de largeur d'impulsions consiste à commander les interrupteurs de manière à délivrer au moteur une suite d'impulsion d'amplitude fixe. Positives ou négatives et modulées en largeur. Il existe de très nombreuses possibilités de réalisations, par exemple :

La technique analogique utilisée sur les réalisations industrielles les plus anciennes. Elle consiste à générer: **Une onde sinusoïdale** de référence par phase dont l'amplitude et la

fréquence représente la tension de sortie. **Une onde de modulation** de fréquence élevée de forme triangulaire.

Les interrupteurs de puissance sont commandés aux instants d'intersection de ces 2 ondes, instants déterminés par des comparateurs.

Le principe de base de la **MLI** est fondé sur le découpage d'une onde sinusoïdale de référence comme le montre la figure 2. Ainsi la tension de sortie de l'onduleur est formée par une succession de créneaux d'amplitude égale à la tension continue d'alimentation et de largeur variable. La technique la plus répandue pour la reproduction d'un signal **MLI** est celle qui consiste à comparer un signal triangulaire appelé porteuse de haute fréquence à un signal de référence (sinusoïdale par exemple) appelé modulatrice constituent l'image du signal recueilli à la sortie de l'onduleur [8].

En triphasé, trois références sinusoïdale déphasées de $2\pi/3$ à la même fréquence f_s . Comme la sortie de l'onduleur de tension n'est pas purement sinusoïdale, l'intensité de courant ne l'est pas aussi, donc elle comporte des harmoniques, seuls responsables des parasites (pulsation de couple électromagnétique) ce qui engendre des pertes supplémentaires.

Cette -MLI- sert à remédier ces problèmes et elle a comme avantages :

- 1)- Variation de la fréquence de la tension de sortie.
- 2)- Elle repousse les harmoniques vers des fréquences plus élevées.

Conséquences :

- 1)- Minimisation de la distorsion du courant.
- 2)- Faible coût du filtre de sortie.

Le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant :

$$U_r \geq U_p \Rightarrow S(t) = 1 \text{ Sinon } S(t) = 0$$

Avec :

U_r : la tension référence.

U_p : la tension porteuse.

$S(t)$: est le signal MLI résultant.

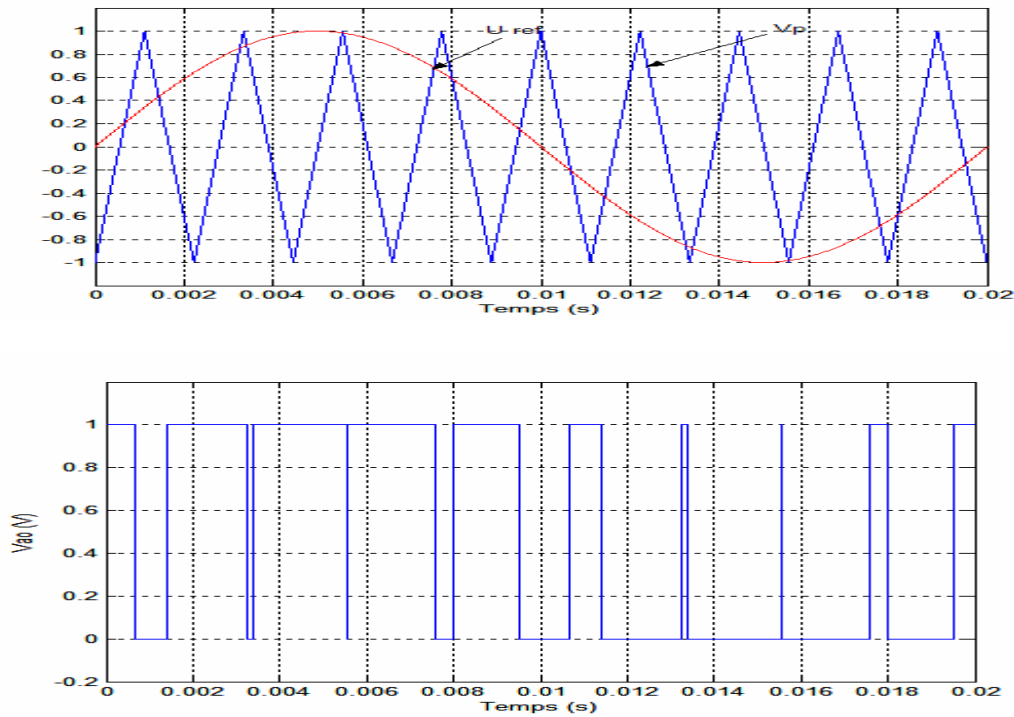


Fig. (1.8.3): Illustration de la MLI sinusoïdale.

1.8.3. a-Propriétés :

Si la référence est sinusoïdale, on utilise deux paramètres caractérisant la MLI :

- L'indice de modulation 'm' qui est l'image du rapport de fréquences de la porteuse f_p sur la référence f_{ref} .

$$\left(m = \frac{f_p}{f_{ref}} = \frac{T_{ref}}{T_p} \right)$$

- Le taux de la modulation (le coefficient de réglage en tension) "r" qui est l'image du rapport des amplitudes de tension de la référence $V_{m\ ref}$ sur la porteuse $V_{m\ p}$.

$$\left(r = \frac{V_{m\ ref}}{V_{m\ p}} \right)$$

1.8.3. b-Tensions de référence :

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé permettent de générer un système de tension triphasé équilibré directe sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{\text{ref } 1} = \frac{E}{2} \cdot \sin(\omega t) \\ V_{\text{ref } 2} = \frac{E}{2} \cdot \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ V_{\text{ref } 3} = \frac{E}{2} \cdot \sin(\omega t - 4\pi/3) \end{array} \right.$$

1.8.3. c- Le schéma de bloc :

Le schéma fonctionnel de la figure (1. (4.1)) montre le principe de la commande triangulo-sinusoidale à deux niveaux :

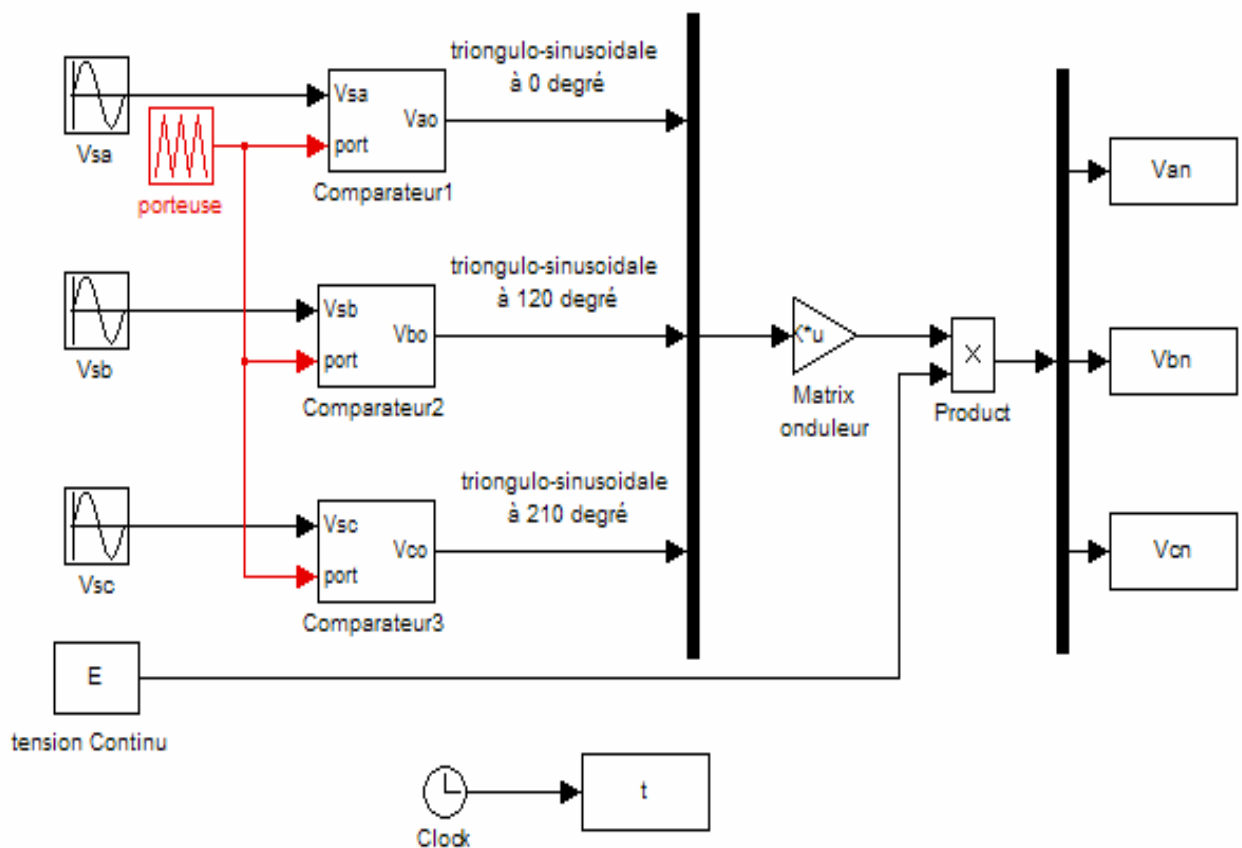


Fig. (1.8.3. (c)) Schéma fonctionnel de la commande triangulo-sinusoidale

1.8.3.d- Forme de tension de sortie et de l'onduleur :

La forme de tension de sortie de l'onduleur de tension triphasée pour $r=1$ et $m=21$ est représentée par la figure suivante :

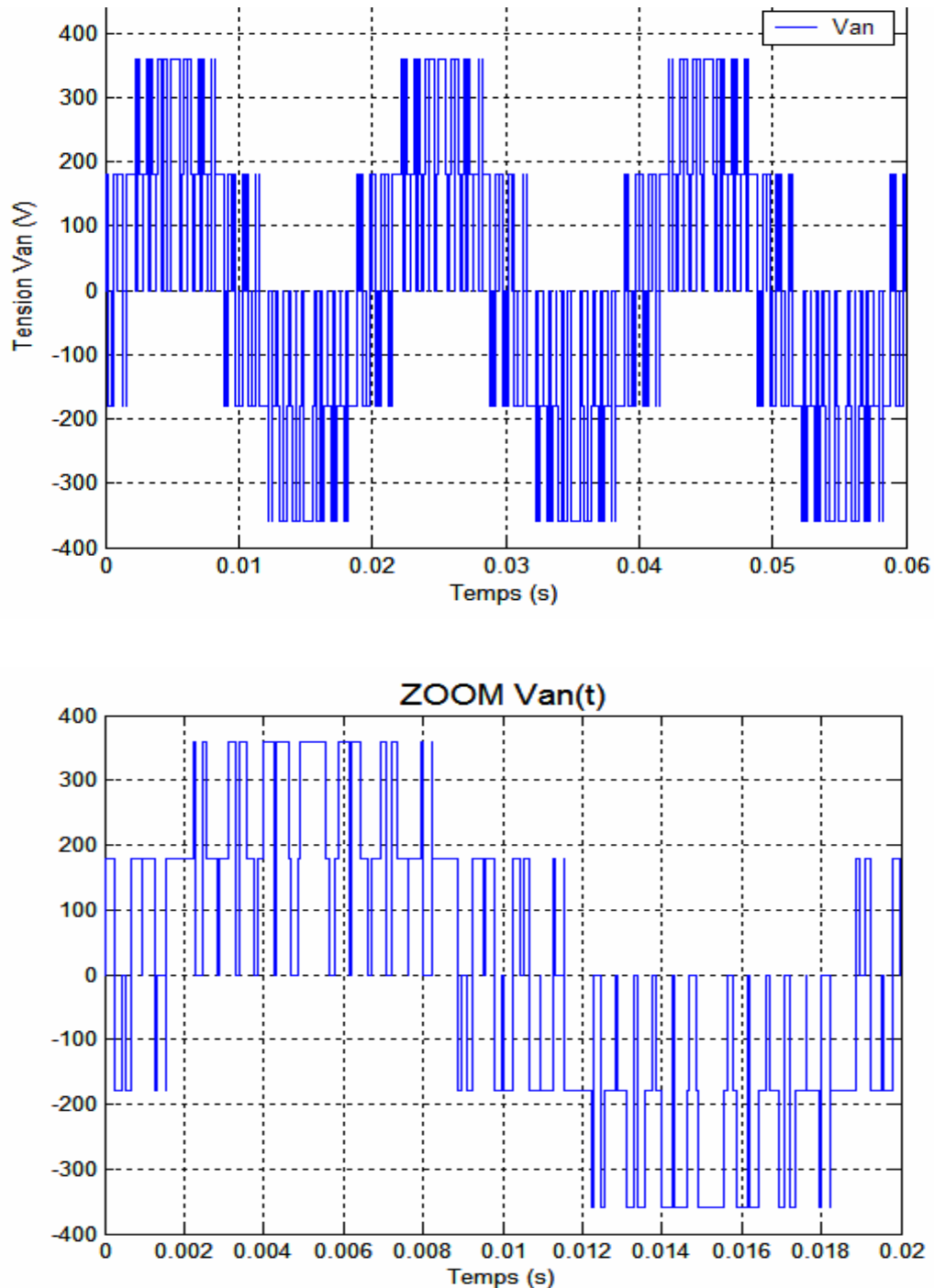


Fig. (1.8.3(d)): Forme de tension de sortie et sont zoom de l'onduleur commandé par la MLI Sinusoïdale pour $m=21$ et $r=1$.

1.8.4-Commande MLI à injection de l'harmonique trois:

Lorsqu'on utilise une modulante sinusoïdale, pour qu'il y ait toujours intersection entre la porteuse et la référence, l'amplitude normalisée de la tension fondamentale doit être inférieure à 1. Or l'on sait que la tension fondamentale maximale possible normalisée d'un onduleur non modulé (pleine onde) vaut 1 tel que le fondamental est égal à $2/\pi E$. Cette baisse est appelée déchet de tension.

Une première solution pour accroître la tension fondamentale est d'augmenter l'amplitude de la modulante. La tension réduite va alors s'accroître mais plus de manière linéaire, ce qui consiste un premier inconvénient. Les commutations ne seront plus régulièrement espacées. Cela se traduit par l'apparition de nombreux harmoniques en dessous de la fréquence de la porteuse.

1.8.4.a- Principe :

A partir de ces constatations des recherches ont été conduites avec les objectifs suivants:

- trouver un type de modulante tel qu'il existe une relation simple entre celle-ci et la valeur de la tension fondamentale obtenue.
- Cette modulante ne devrait pas atteindre ou dépasser l'amplitude de la porteuse afin d'éviter l'existence d'impulsions trop fines.
- le contenu de la tension obtenue sera optimisé.

La plupart des solutions utilisent les particularités propres à un système triphasé avec neutre non relié, ce qui implique que les harmoniques multiples de trois n'apparaissent pas dans les tensions entre phases. Donc en triphasé, on peut réduire le déchet de tension sans diminuer la qualité de tension de sortie et du courant d'entrée. Puisque les harmoniques de rang trois et multiples de trois sont éliminés des tensions de sortie, on peut ajouter un harmonique trois à la sinusoïde de fréquence f pour former l'onde de référence sous les formes suivantes:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{\text{ref1}} = E/2. [r_m \sin(\omega t) + a \sin 3.(\omega t)]. \\ V_{\text{ref2}} = E/2. [r_m \sin(\omega t - (2.\pi)/3) + a \sin 3.(\omega t)]. \\ V_{\text{ref3}} = E/2. [r_m \sin(\omega t - (4.\pi)/3) + a \sin 3.(\omega t)]. \end{array} \right.$$

Avec $r_m=1.155$

Et $a=0.1925$: l'amplitude de l'harmonique trois.

La fig. (1.8.4(a)) montre le principe de l'injection de l'harmonique trois avec les impulsions générés:

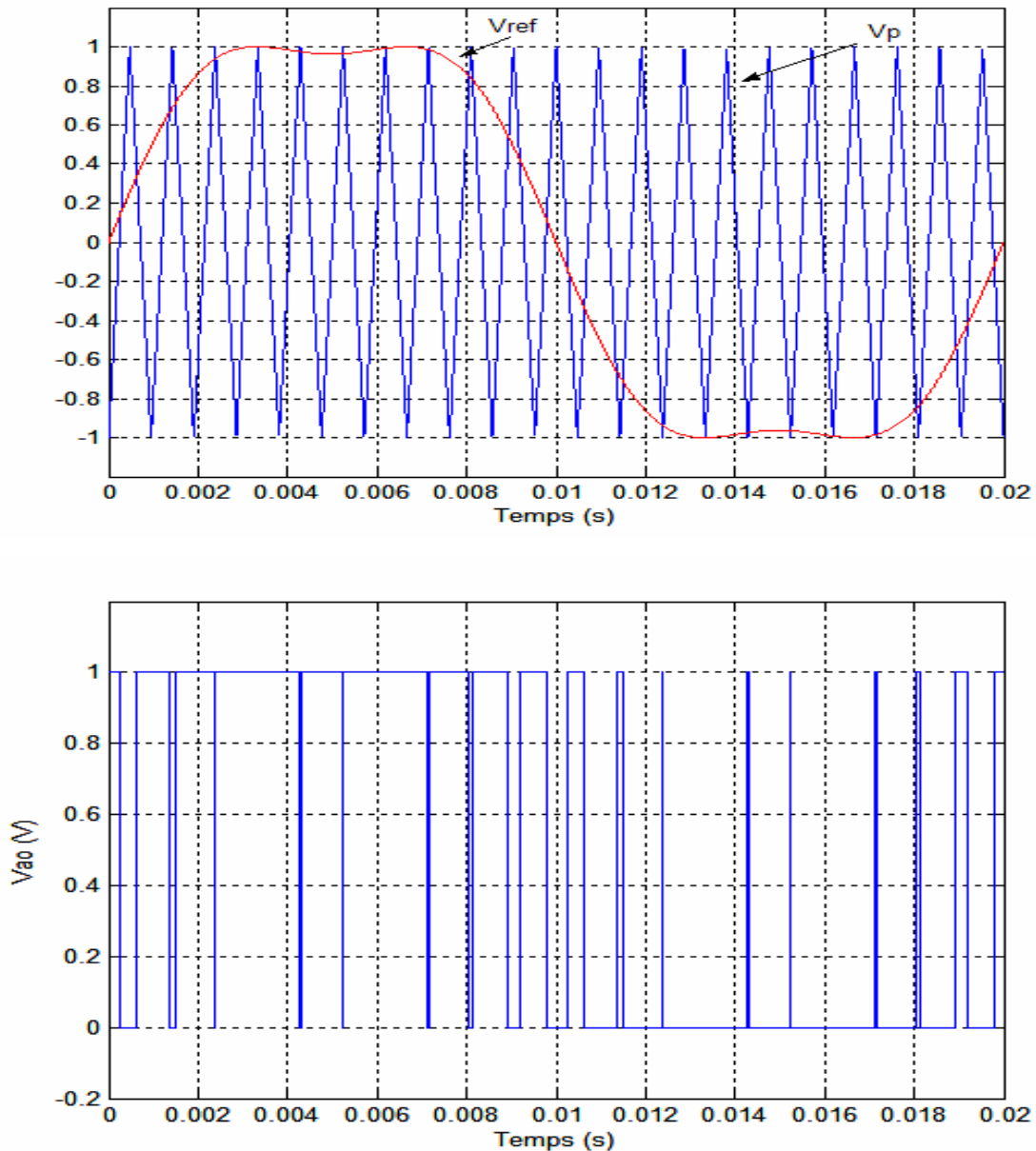


Fig. (1.8.4(a)): Schéma de principe de la commande avec l'injection de l'harmonique trois.

1.8.4. b-Schéma de bloc :

Le schéma fonctionnel de la figure (1.8.4(b)) montre le principe de la commande avec l'injection de l'harmonique trois à deux niveaux :

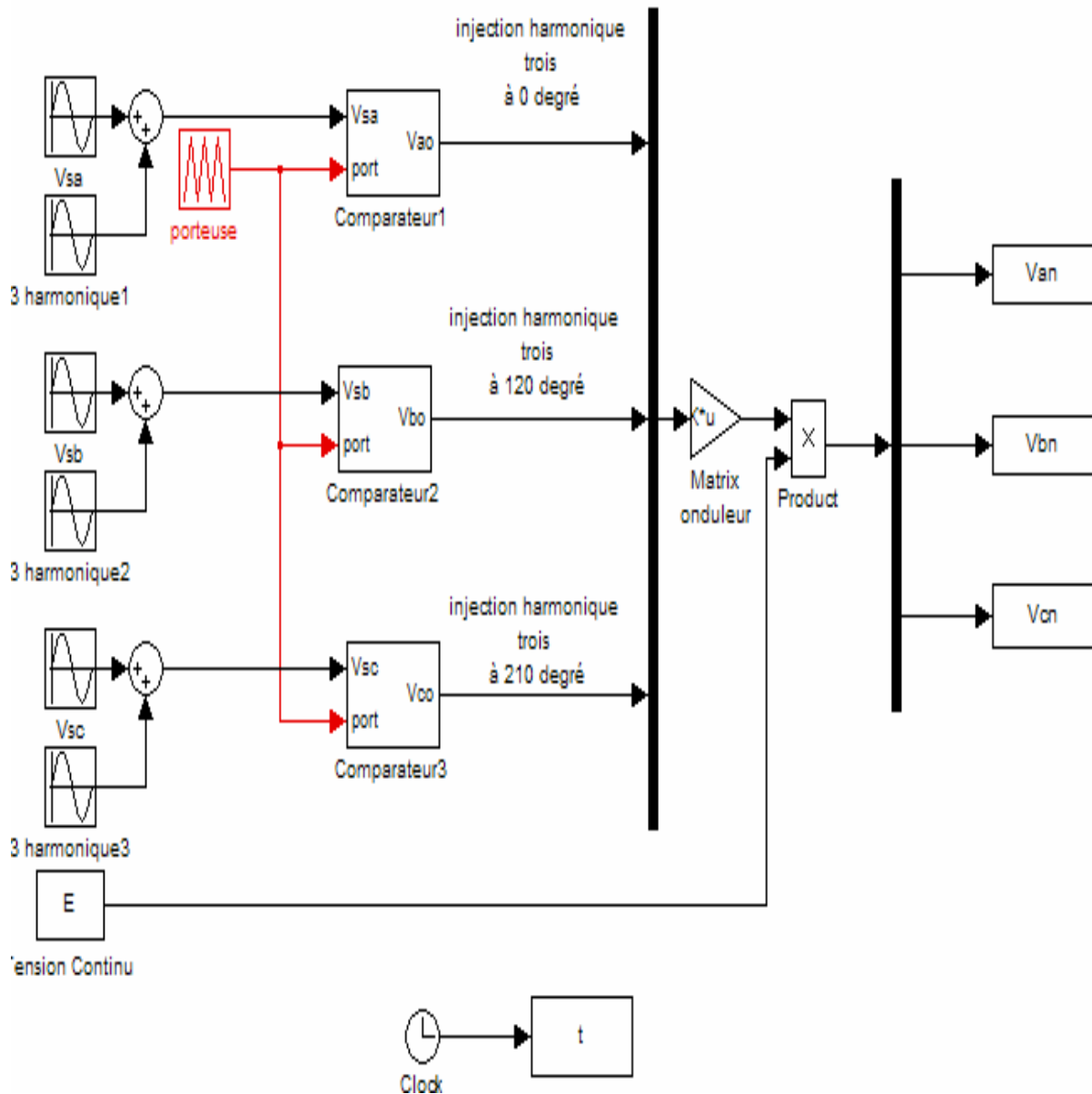


Fig. (1.8.4(b)) : Schéma fonctionnel de la commande à injection de l'harmonique trois.

1.8.4. c-Forme des tensions de sortie de l'onduleur triphasé:

La fig. (1.8.4(c)) Présente la forme d'onde de la tension obtenue à la sortie de l'onduleur de tension triphasé commandé par l'injection de l'harmonique trois pour $r=1$ et $m=21$:

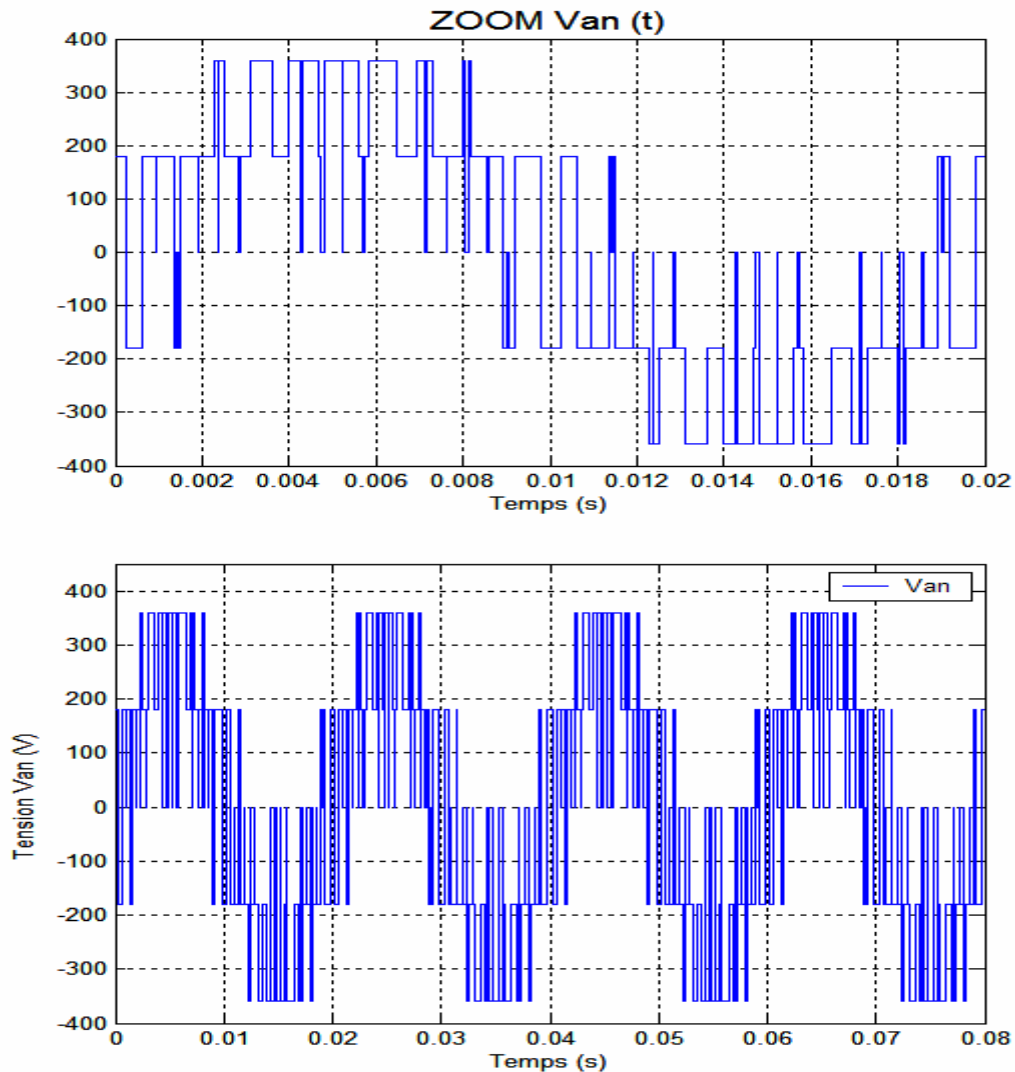


Fig. (1.8.4 (c)) : Forme des tensions de sortie de l'onduleur Commandé à injection de l'harmonique trois.

1.8.5-MLI vectorielle :

La modulation vectorielle est une modulation en temps réel. Elle utilise le fait qu'un vecteur peut présenter les trois tensions d'un système triphasé de somme nulle. Cette méthode de commande fera l'objet de notre partie spéciale qui sera étudiée le chapitre qui suit.

1.9-Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle de fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

Et nous avons présenté l'aspect théorique des différentes stratégies de commande de l'onduleur triphasé en pont complet à deux niveaux à savoir la stratégie de commande pleine onde et la MLI sinusoïdale et celle à injection du 3^{ème} harmonique qui fera le support de l'analyse des futures comparaisons concernant l'association machine asynchrone –onduleur.

2.1-Introduction:

Un convertisseur statique de puissance, est un élément important dans le système d'entraînement. Il transforme le signal de contrôle à l'entrée en un signal de puissance pour la machine. Les récents développements dans les modèles de composants, la conception assistée par ordinateur (CAO) et les semi-conducteurs ont contribué largement à la modélisation des convertisseurs statiques.

Les harmoniques à la sortie du convertisseur causent l'échauffement de la machine ainsi que les pulsations du couple. Par contre, les harmoniques à l'entrée provoquent des perturbations sur le réseau

Avec la disponibilité des transistors de puissance à coût moindre et le développement des algorithmes MLI vectorielle, il est devenu possible d'utiliser la technique MLI vectorielle pour améliorer la forme d'onde du courant du moteur et par conséquent minimiser des harmoniques provoquant l'échauffement de la machine et les pulsations du couples.[9]

2.2-Onduleur de tension triphasée:

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

Les diodes de roue libres assurent la continuité du courant dans le moteur asynchrone une fois les interrupteurs sont ouverts. Il est à noter qu'un temps de retard doit exister pratiquement entre les interrupteurs haut et bas d'un même bras afin d'éviter le court-circuit de la source continue. [9]

Dans ce qui suit, on a le schéma représentatif de la topologie d'un onduleur triphasé de tension donné par la Fig. (2-1).

On considère que les interrupteurs sont idéaux et présentent deux états possibles: fermé **off** ou Ouvert **on**. [11]

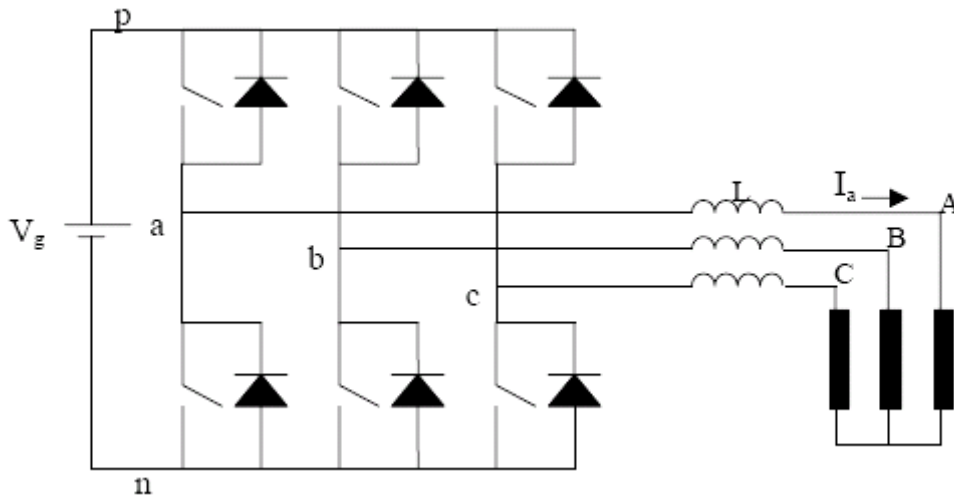


Fig. (2-1): Topologie d'un onduleur triphasée de tension.

Les composants de puissance (les interrupteurs d'un onduleur) sont déterminés en fonction des niveaux de la puissance et la fréquence de commutation. En règle générale, plus les composants sont rapides (fréquence de commutation élevée), plus la puissance commutée est faible et inversement.

Il est pratiquement vrai que les :

- Transistors MOSFET (transistor à effet champ), ces composants sont très rapides mais de puissance relativement faible.
- Transistor bipolaire, moins rapide que les MOSFET mais d'avantages plus puissants (quelque KHz à une dizaine de KW).
- Transistor IGBT, sont des composants de gamme standard (jusqu'à 20 KHz à des dizaines de KW).
- Les thyristors GTO, commutent très lentement les grandes puissances.
- Les thyristors, sont commandable à l'ouverture mais la fermeture dépend du circuit extérieur.

La puissance [KW] comme étant la fonction de puissance [KHz] peut être schématisée comme suit : [9]

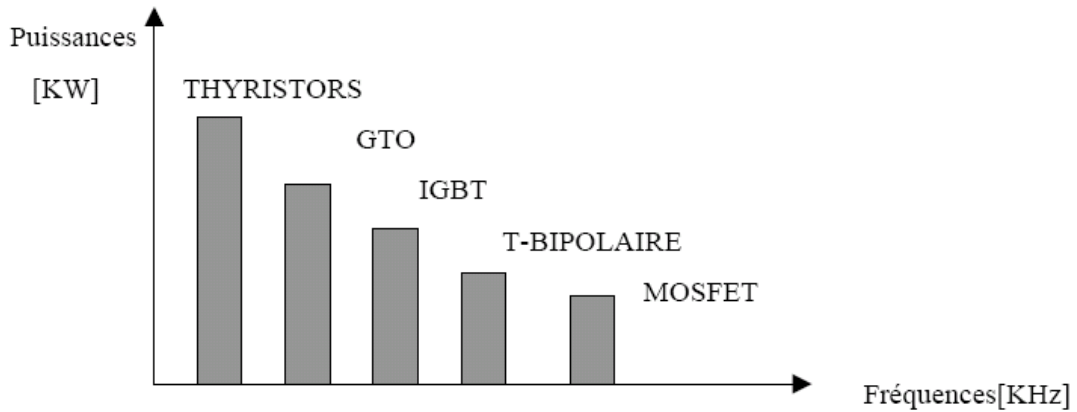


Fig. (2.2) : Représentation de puissance des composants en fonction de fréquence de commutation.

2.3-Différentes configurations de l'onduleur en fonction de l'état Des interrupteurs:

Donc Un onduleur de tension peut assumer seulement huit topologies distinctes. Ces topologies sont montrées sur figure (2.3). Six sur ces huit topologies produisent une tension non nulle et ils sont appelées les états d'allumage non nuls. Les deux topologies restantes produisent la tension nulle et sont appelées les états d'allumage nuls. [9]

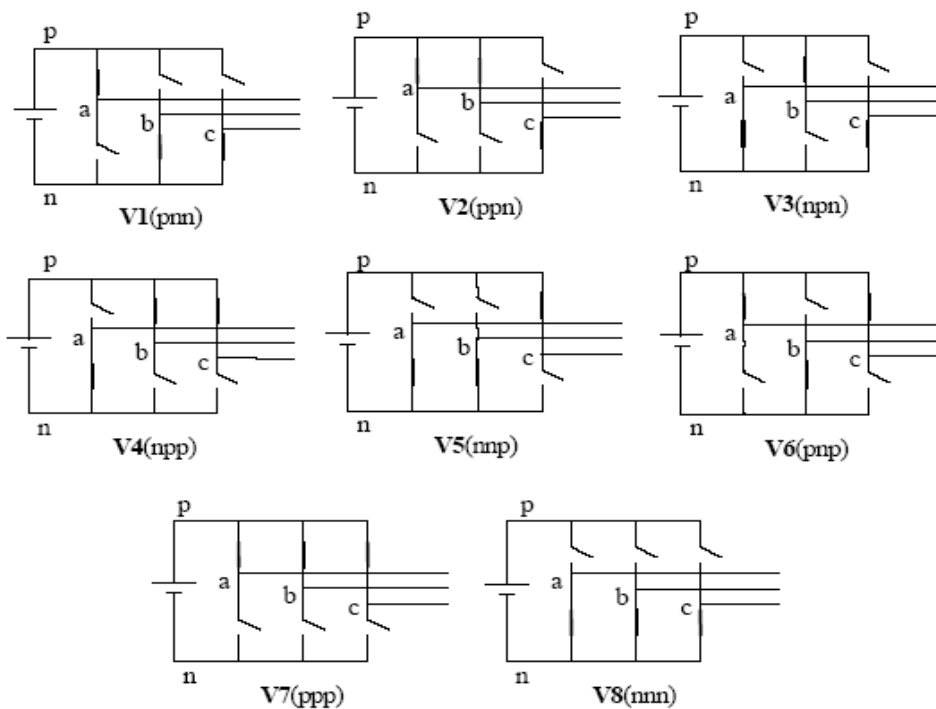


Fig. (2.3) : Etats des interrupteurs pour chaque vecteur de tension.

Puisque chaque interrupteur a deux **états** (ouvert ou fermé) ce qui donne donc $2^3=8$ combinaisons possibles représentées par huit vecteurs:

- Six vecteurs principaux (**1 à 6**) actif, la tension est appliquée aux bornes du moteur.
- deux vecteurs de roues libres (**0 et 7**) inactif, pas de tension aux bornes du moteur.

Les six vecteurs principaux sont déphasés, l'un par rapport à l'autre, de $(\pi/3)$ formant ainsi six sections (triangles). Chaque vecteur correspond à une séquence bien définie composée de trois variables logiques qui pilotent instantanément les trois bras de l'onduleur.

Par exemple, le vecteur **V1** est lié à la séquence **(100)** ce qui correspond à la situation où les interrupteurs **K_a**, **K_b'** et **K_c'** sont fermés. [11]

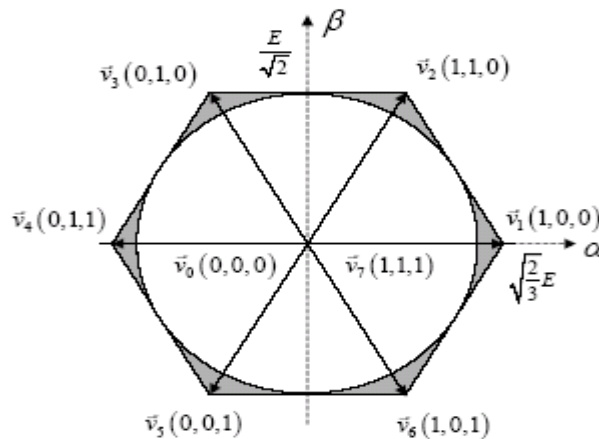


Fig. (2.3(a)) : Vecteurs tension d'état de l'onduleur.

L'état des interrupteur, supposés parfaits peut être défini par trois grandeurs booléennes de commande S_i ($i= a, b, c$) :

- ❖ $S_i = 1$ le cas où l'interrupteur de haut est fermé et celui d'en bas ouvert.
- ❖ $S_i = 0$ le cas où l'interrupteur de haut est ouvert et celui d'en bas fermé.

Dans ces conditions on peut écrire les tensions de phases u_1, u_2 et u_3 en fonction des signaux de commande S_i :

$$U_{ina, b, c} = S_i U_c - U_c/2. \quad (2.1)$$

Les trois tensions composées, u_{ab} , u_{bc} et u_{ca} sont définies par les relations suivantes en tenant compte du point fictif « 0 ».

$$\begin{cases} u_{ab} = u_{a0} + u_{0b} = u_{a0} - u_{b0} \\ u_{bc} = u_{b0} + u_{0c} = u_{b0} - u_{c0} \\ u_{ca} = u_{c0} + u_{0a} = u_{c0} - u_{a0} \end{cases} \quad (2.2)$$

Soit « n » le point neutre du coté alternatif (MAS), alors on a :

$$\begin{cases} u_{a0} = u_{an} + u_{n0} \\ u_{b0} = u_{bn} + u_{n0} \\ u_{c0} = u_{cn} + u_{n0} \end{cases} \quad (2.3)$$

La charge est considérée équilibrer, il l'en résulte :

$$u_{an} + u_{bn} + u_{cn} = 0 \quad (2.4)$$

La substitution de (2.2) dans (2.1) nous donne :

$$u_{n0} = \frac{1}{3}(u_{a0} + u_{b0} + u_{c0}) \quad (2.5)$$

En remplace (2.4) dans (2.2) on obtient :

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{2}{3}u_{a0} - \frac{1}{3}u_{b0} - \frac{1}{3}u_{c0} \\ u_{bn} = -\frac{1}{3}u_{a0} + \frac{2}{3}u_{b0} - \frac{1}{3}u_{c0} \\ u_{cn} = -\frac{1}{3}u_{a0} - \frac{1}{3}u_{b0} + \frac{2}{3}u_{c0} \end{cases} \quad (2.6)$$

Les différentes combinaisons des trois grandeurs (S_1 , S_2 , S_3) permettent de générer huit vecteurs de tensions dont deux correspondent au vecteur nul.

Avec les tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Avec u_{a0} , u_{b0} , u_{c0} les tensions d'entrées de l'onduleur, et si u_{1n} , u_{2n} , u_{3n} sont les tensions de sortie de l'onduleur, par conséquent l'onduleur est modélisé par la matrice de transfert T donnée par : [9]

$$T = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

2.4-Les vecteurs spatiaux de tension:

La modulation des vecteurs spatiaux **SVM** pour un onduleur de tension est basée sur la représentation vectorielle des tensions triphasées dans un plan bidimensionnelle (α, β) .

Considérant la topologie 1 de la Fig. (2-3), les tensions composées **Uab**, **Ubc**, et **Uca** sont données par :

$$\begin{cases} \mathbf{Uab} = U_c/2. \\ \mathbf{Ubc} = -U_c/2. \\ \mathbf{Uca} = -U_c/2 \end{cases} \quad (2.9)$$

Ces valeurs peuvent être représentées dans le plan (α, β) . Comme elles sont montrées dans la Fig. (2-4(b)), où les tensions **Uab**, **Ubc**, et **Uca** sont les vecteurs des tensions composées décalés entre eux de 120° dans l'espace. [11]

Le vecteur efficace de tension produit par cette topologie est représenté comme **V1** (pnn).

Dans la Fig. (2-4(b)). Ici le **pnn** de 'notation' se rapporte aux trois bras des phases a, b, c étant relié à la borne positive de la source de tension continue (**p**) ou à la borne négative de la source de tension continue (**n**).

Ainsi le **pnn** indique que la phase **a** étant relié à la borne positive (**p**) et les phases **b** et **c** étant reliés à la borne négative (**n**). [11]

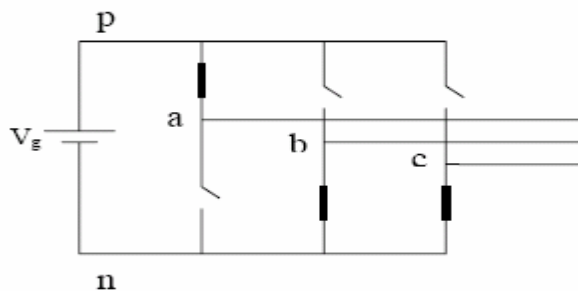


Fig. (2-4(a)): La Topologie n° 1 (V1 (pnn)) de l'onduleur de tension.

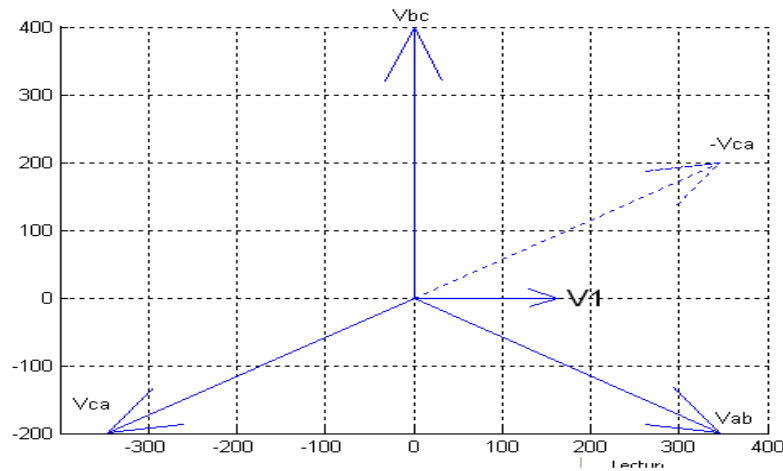


Fig. (2.4 (b)): Représentation de la topologie 1 dans le plan (α, β) .

La même méthode à suivre pour les autres topologies, les six vecteurs différents de zéro de tension ($V1$ à $V6$) sont représentés sur les positions montrées dans la figure suivante.[11]

Les têtes de ces vecteurs forment un hexagone régulier. Nous définissons le secteur limité par deux vecteurs adjacents dans l'hexagone, comme **secteur**. [11]

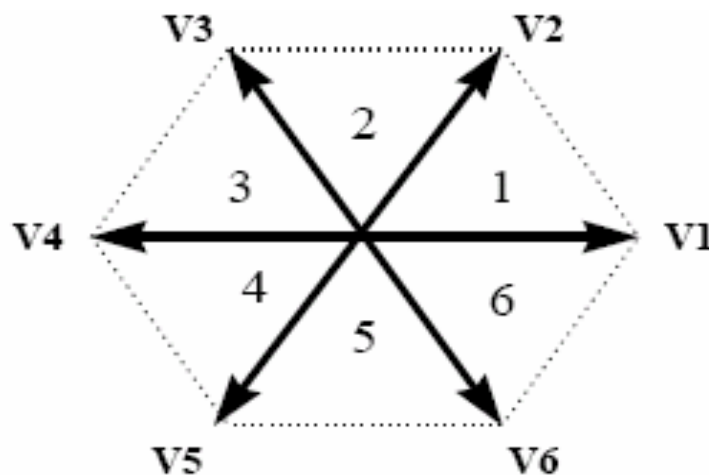


Fig. (2.4(c)): Représentation des vecteurs de tension différents de zéro dans le plan (α, β) .

2.5-Modulation du vecteur spatial (Space vector Modulation):

Les trois tensions désirées à la sortie de l'onduleur sont représentées par un vecteur équivalent \mathbf{V}_{ref} tournant dans la direction antihoraire comme montré dans la fig. (2.5(a)).

L'amplitude de ce vecteur est liée à l'amplitude de la tension de sortie fig. (2.5(b)) et le temps que ce vecteur prend pour accomplir une rotation complète est identique au temps de la période de la tension fondamentale de sortie. [11], [9]

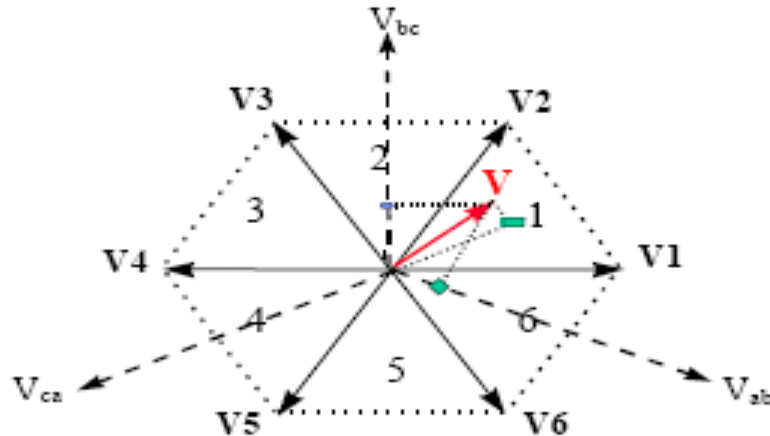


Fig. (2.5(a)) : Le vecteur de tension de sortie dans le plan (α, β) .

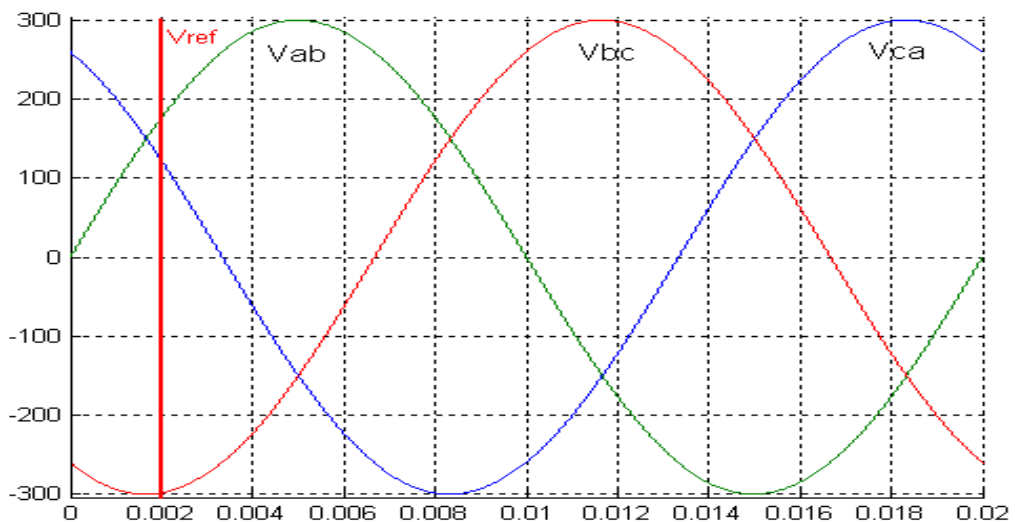


Fig. (2.5(b)) : Les tensions composées et le vecteur de référence Dans le domaine temporel.

Considérons la situation quand le vecteur de tension composé (tension entre phases) V_{ref} désiré à la sortie de l'onduleur est dans le **secteur 1** comme illustré dans la fig. (2-5(b)).

Ce vecteur, peut être synthétisé par la modulation de largeur d'impulsion des deux vecteurs adjacents $V1$ (pnn) et $V2$ (ppn), le temps d'utilisation de chacun étant respectivement $T1$ et $T2$, et le vecteur nul ($V0$ (nnn) ou $V7$ (ppp)) ayant un temps d'utilisation $T0$:[11]

$$T1 \cdot V1 + T2 \cdot V2 + T0 \cdot V0 = Tm \cdot V_{ref} \quad (2.10)$$

Avec:

$$V_{ref} = V_{\alpha} + j \cdot V_{\beta}$$

Et:

$$T1 + T2 + T0 = Tm \quad (2.11)$$

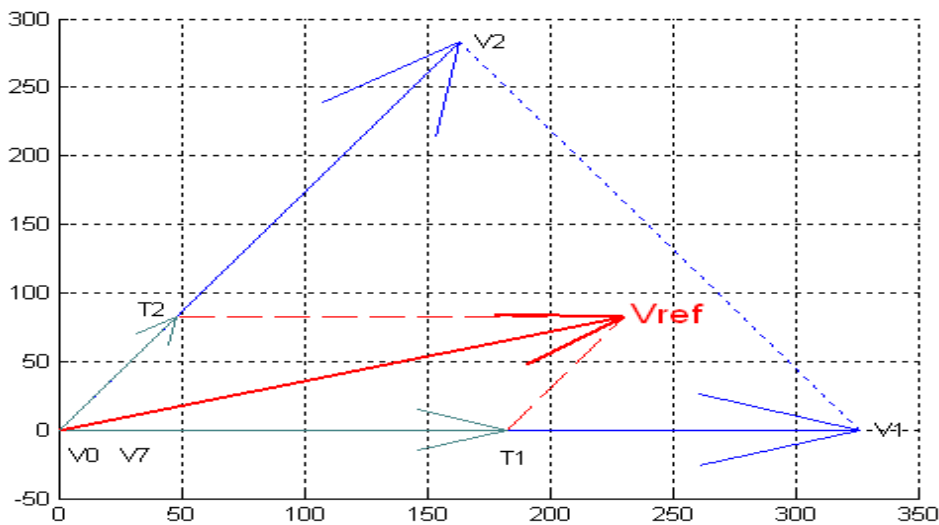


Fig. (2.5(c)) : production du vecteur de tension dans le secteur n°1.

θ : L'angle instantané du vecteur de référence. [11]

2.5.1-Schéma de modulation vectorielle:

Les critères qui rentrent dans le choix d'un algorithme de modulation sont :

- ✓ Le choix du vecteur zéro ;
- ✓ Ordre des vecteurs de commutation ;
- ✓ Diviser les rapports cycliques des vecteurs de commutation sans présenter des commutations additionnelle.

Il existe quatre types d'algorithme de modulation vectorielle :

- ✓ Séquence bien alignée (the right aligned séquence : SVM1).
- ✓ Séquence symétrique (the symetric séquence : SVM2).
- ✓ Séquence alternative du vecteur zéro : SVM3).
- ✓ Séquence non commutée du courant le plus élevé (the highest current not switched séquence : SVM4). [9]

2.5.1. a-Modulation vectorielle à séquence alignée à droite (SVM1):

Une simple procédure pour synthétiser le vecteur de la tension de sortie est à la mise en fonction de tous les commutateurs inférieurs (ou supérieurs) au début du cycle de commutation et alors pour les arrêter séquentiellement de sorte que le vecteur zéro soit divisé entre V0 (000) et V7 (111) également. Cet arrangement de commutation est montré sur la figure (2.5.1(a)) pendant deux périodes de commutation successive. Les signaux dans la figure représentent les signaux de gâchette du bras supérieur de l'onduleur. Le schéma à trois commutateurs en marche et trois en arrêt dans un cycle de commutation. [9]

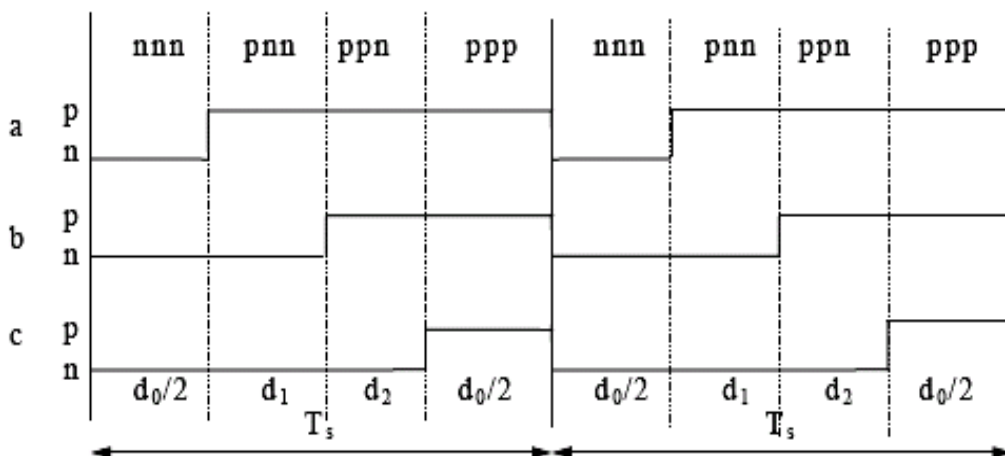


Fig. (2.5.1(a)) : Signaux de gâchette à SVM1.

2.5.1. b-Modulation vectorielle à séquence symétrique (SVM2):

Le nombre de commutation dans une période simple est six. Puisque cet arrangement a le même nombre de commutations que SVM1, avec les trois commutateurs en marche et trois en arrêt, leurs pertes de commutation soient semblables. [9]

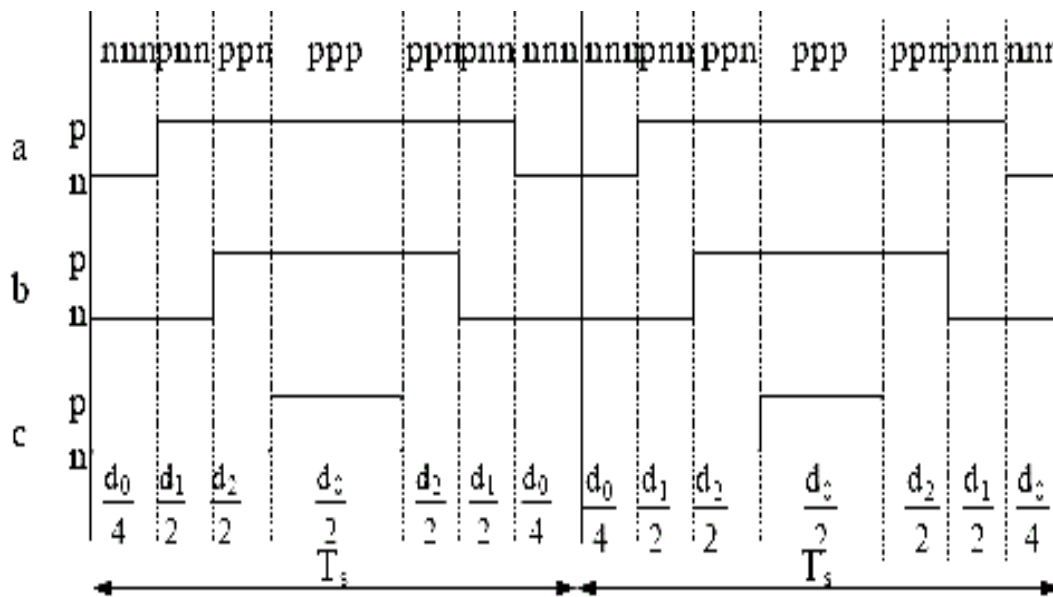


Fig. (2.5.1(b)) : Signaux des gâchettes dans SVM2.

2.5.1. c-Modulation vectorielle à séquence alternative du vecteur

Zéro (SVM3):

Dans ce schéma, les vecteur zéro V0 (000) et V7 (111) sont employés alternativement dans les cycles adjacents de sorte que la fréquence de commutation soit divisée en deux, comme illustré sur la fig. (2.5.1(c)). [9]

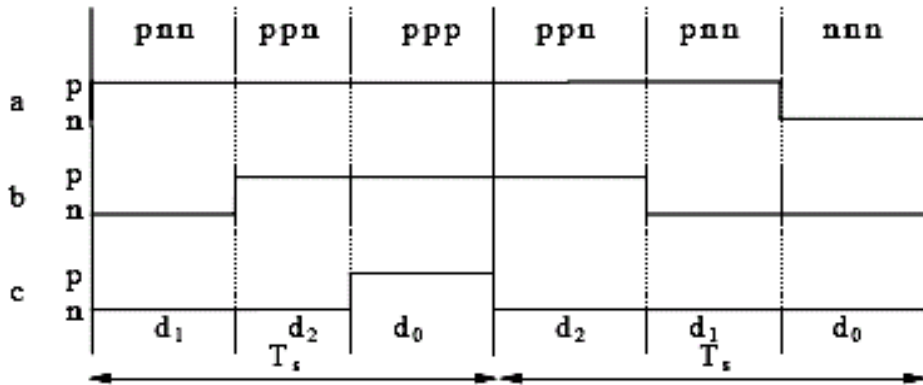


Fig. (2.5.1(c)) : Signaux des gâchettes dans SVM3.

2.5.1. d-Modulation vectorielle à séquence non commutée du courant le plus élevé (SVM4):

Cet arrangement est basé sur l'effet que les pertes de commutation sont d'une façon serait avantageux d'éviter la commutation du bras de l'onduleur portant le courant instantané le plus élevé. C'est possible dans la plupart des cas, parce que tous les vecteurs d'état de commutation adjacent diffèrent selon l'état des commutateurs dans un seul bras. Par conséquent, en utilisant un seul vecteur zéro V0 (000) ou V7 (111) dans un secteur donné, avec un des bras ne doit pas être commuté, comme montré sur la figure (2.11). [9]

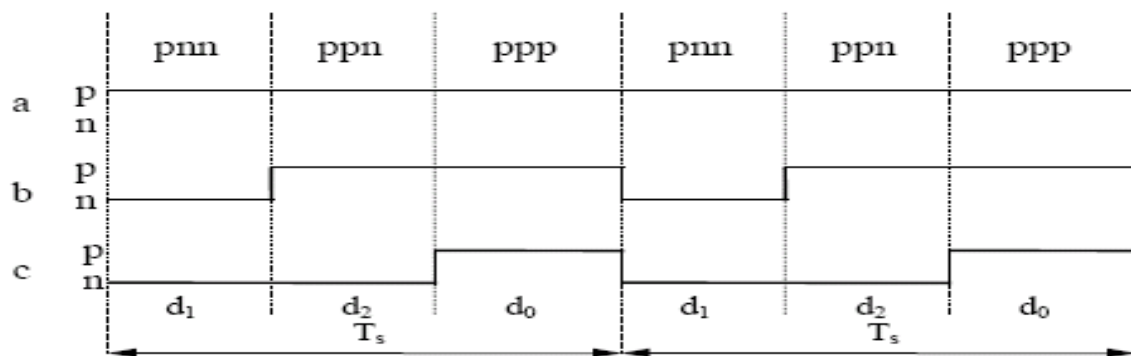


Fig. (2.5.1(d)) : Signaux des gâchettes dans SVM4.

2.6-Modulation vectorielle:

2.6.1-Objectifs:

La conversion alternative assurée par les commutations des interrupteurs de l'onduleur qui vont ainsi effectuer des convexions temporaires entre les bornes de la source d'alimentation continue et les lignes de la charge triphasée alternative.

Le transfert d'énergie est contrôlé par le rapport entre intervalles d'ouverture et de fermeture (rapport cyclique) de chaque interrupteur donc par la modulation des impulsions de contrôle de ces interrupteurs (MLI).

Les objectifs principaux d'une MLI sont les suivants:

- ✓ Obtenir dans la charge électrique des courants dont la variation est proche de la sinusoïde par le contrôle de l'évolution des rapports cycliques et grâce à une fréquence élevée des commutations des interrupteurs par rapport à la fréquence des tensions de sortie;
- ✓ Imposer à l'entrée de l'onduleur un courant de type continu avec des composantes alternatives d'amplitudes réduites et de fréquences élevées;
- ✓ Permettre un contrôle fin d'amplitude du fondamental des tensions de sortie généralement sur la plus grande plage possible et pour une fréquence de sortie largement variable. [1]

2.6.2-Principe:

Cette modulation est utilisée dans les commandes modernes des machines asynchrone pour obtenir des formes d'ondes arbitraires non nécessairement sinusoïdale elle sera étudiée sur un onduleur triphasé.

Les tensions de références sont les tensions simples désirées. Cette technique de MLI suit les principes suivants :

- le signal de référence est échantillonné à intervalles réguliers.
- pour chaque phase, réalisation d'une impulsion de largeur T centrée sur la période (MLI symétrique) dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence à l'instant d'échantillonnage.
- tous les interrupteurs d'un même demi pont ont un état identique au centre et aux deux extrémités de la période (pour un MLI discontinu l'état d'un des

interrupteurs de chaque demi pont reste constant ce qui diminue les pertes de commutation mais augmente les harmoniques).

Cette modulation est conduite en synchronisme sur les trois phases elle appelé MLI vectorielle. [10]

Dans la modulation vectorielle, on représente par un seul vecteur les trois tensions sinusoïdales de sortie que l'on désire. On approxime au mieux ce vecteur pendant chaque intervalle de modulation en agissant sur la commande des trois jeux d'interrupteurs complémentaires K_{11} et K_{12} , K_{21} et K_{22} , K_{31} et K_{32} du schéma de la fig. (2.6).

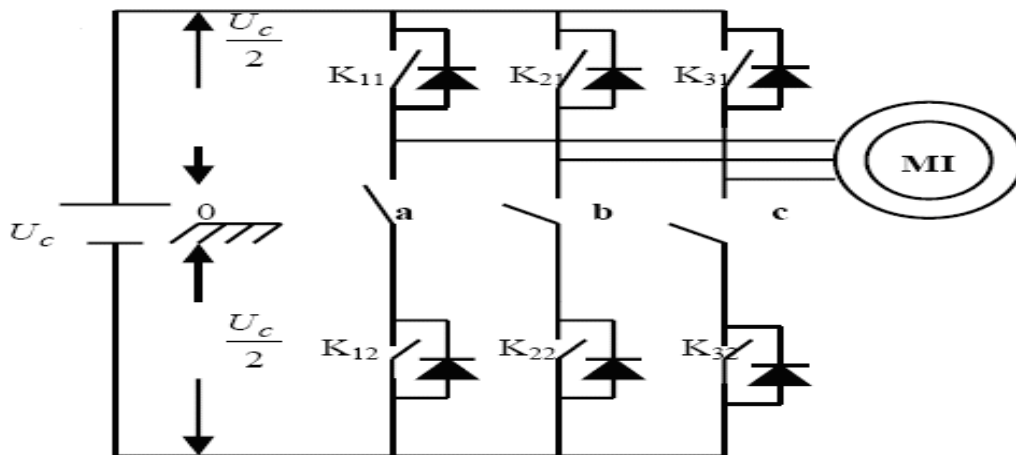


Fig. (2.6): Onduleur triphasé associé avec un moteur asynchrone.

Si la charge est équilibrée :

$$u_{an} + u_{bn} + u_{cn} = 0 \quad (2.12)$$

D'où :

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{1}{3}(U_{an} - U_{ca}) \\ u_{bn} = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \\ u_{cn} = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (2.13)$$

Et donc :

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{2}{3}u_{a0} - \frac{1}{3}u_{b0} - \frac{1}{3}u_{c0} \\ u_{bn} = -\frac{1}{3}u_{a0} + \frac{2}{3}u_{b0} - \frac{1}{3}u_{c0} \\ u_{cn} = -\frac{1}{3}u_{a0} - \frac{1}{3}u_{b0} + \frac{2}{3}u_{c0} \end{cases} \quad (2.14)$$

2.7-Transformation de Clarke:

La transformation de Clarke consiste à substituer aux trois variables réelles u_{an} , u_{bn} , u_{cn} leur composante U_{α} , U_{β} , U_0 ces composante sont donnés par :

$$\begin{pmatrix} U_{s\alpha} \\ U_{s\beta} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{pmatrix} \quad (2.15)$$

Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs permet de calculer les vecteurs de tensions $U_{s\alpha}$, $U_{s\beta}$ correspondantes

Le tableau () indique pour chacun de ses états les valeurs des tensions U_{an} , U_{bn} , U_{cn} de leur composantes de Clarke $U_{s\alpha}$, $U_{s\beta}$ et indice des vecteurs V représentatif de cet état.

Tableau 2.1 : Calcul des vecteurs de tensions.

K_{11}	K_{12}	K_{13}	U_{20}	U_{30}	U_{20}	$U_{2\alpha}$	$U_{2\beta}$	$U_{2\gamma}$	$U_{s\alpha}$	$U_{s\beta}$	Nom du vecteur
0	0	0	$-\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{2}$	0	0	0	0	0	V7
1	0	0	$\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{2}$	$\frac{2U_c}{3}$	$-\frac{U_c}{3}$	$-\frac{U_c}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_c$	0	V1
1	1	0	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{3}$	$\frac{U_c}{3}$	$\frac{2U_c}{3}$	$\sqrt{\frac{1}{6}}U_c$	$\sqrt{\frac{1}{2}}U_c$	V2
0	1	0	$-\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{3}$	$\frac{2U_c}{3}$	$-\frac{U_c}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}U_c$	$\sqrt{\frac{1}{2}}U_c$	V3
0	1	1	$-\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$-\frac{2U_c}{3}$	$\frac{U_c}{3}$	$\frac{U_c}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}U_c$	0	V4
0	0	1	$-\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{3}$	$-\frac{U_c}{3}$	$\frac{2U_c}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}U_c$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}U_c$	V5
1	0	1	$\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{3}$	$-\frac{2U_c}{3}$	$\frac{U_c}{3}$	$\sqrt{\frac{1}{6}}U_c$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}U_c$	V6
1	1	1	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	0	0	0	0	0	V0

Deux de ses huit vecteurs sont identiquement nuls les six autres ont le même module, égale à $\sqrt{\frac{2}{3}}U_c$. Les extrémités de ces six vecteurs définissent les sommets d'un hexagone régulier, puisque deux vecteurs successifs font entre eux un angle de 60° . [9]

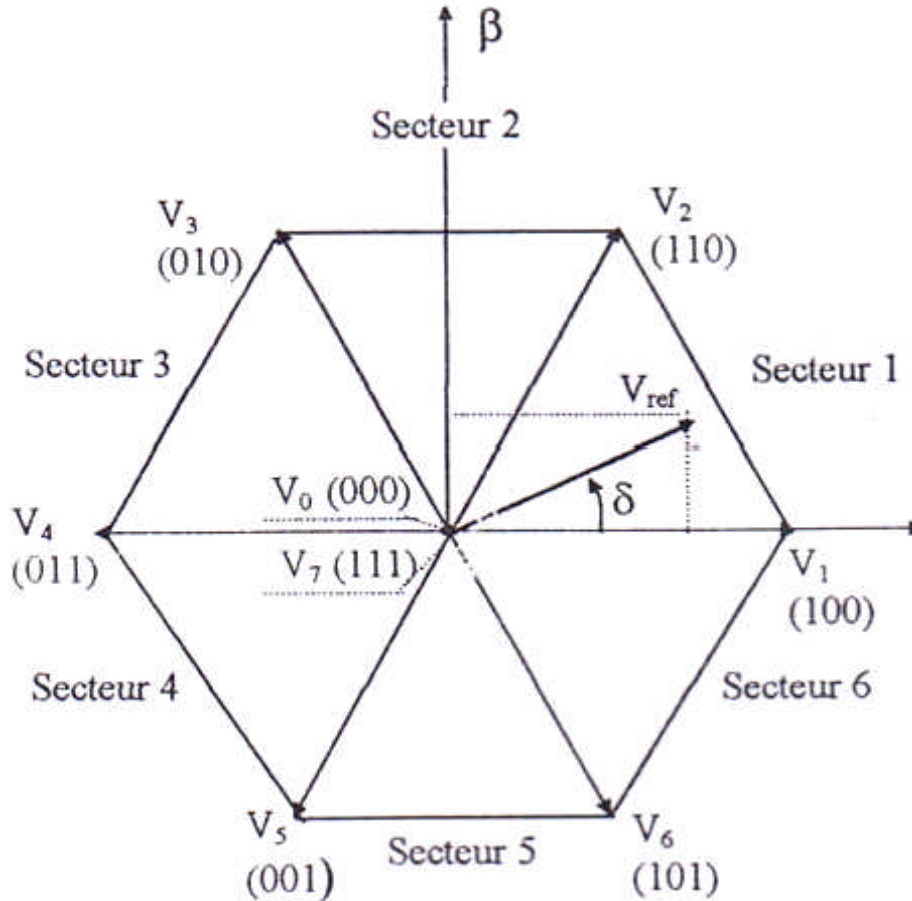


Fig. (2.7): Représentation des vecteurs de tension d'état de l'onduleur et le vecteur de référence dans le repère stationnaire.

2.8-Le vecteur de tension désirée:

On peut également définir un vecteur V_{ref} dont les coordonnées sont les composantes de Clarke $U_{s\alpha}, U_{s\beta}$ du système triphasé de tension U_{an}, U_{bn}, U_{cn} que l'on veut obtenir en sortie.

Si :

$$\begin{cases} u_{an} = r \left(\frac{U_c}{2} \right) \sin(\omega t) \\ u_{bn} = r \left(\frac{U_c}{2} \right) \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ u_{cn} = r \left(\frac{U_c}{2} \right) \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (2.16)$$

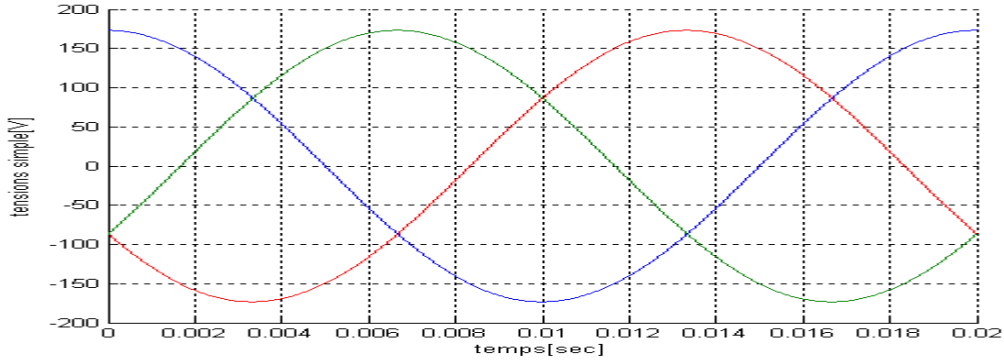


Fig. (2.8): Tensions simples de référence.

La transformation donne:

$$\begin{cases} U_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(U_{an} - \frac{1}{2} U_{bn} - \frac{1}{2} U_{cn} \right) \\ U_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} U_{bn} - \frac{\sqrt{3}}{2} U_{cn} \right) \end{cases} \quad (2.18)$$

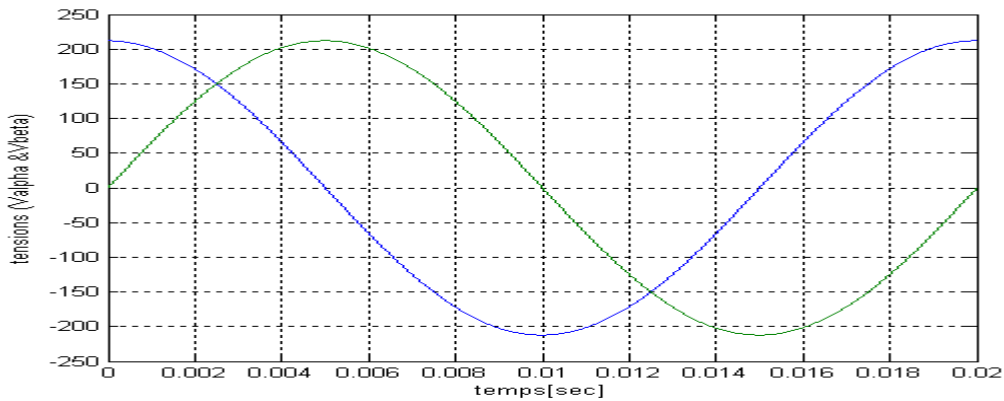


Fig. (2.8(a)): tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$

Le vecteur est d'amplitude constante $r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_c}{2}$, tournant dans le sens antihoraire avec une vitesse angulaire égale à la pulsation ω des tensions désirées, à l'instant $t = 0$, il est dirigé suivant l'axe α .

A chaque instant, le vecteur V_{ref} peut être exprimé comme une combinaison linéaire des deux vecteurs de sortie qui lui adjacents. [9]

Le vecteur de référence V_{ref} est approximé sur la période de modulation T_m , par la génération d'un vecteur moyen élaboré par l'application des vecteurs de commande adjacents de l'onduleur et des vecteurs nuls. On utilisant les huit vecteurs disponibles de tableau.

-la fréquence de modulation: f_m

Ou f est la fréquence des fondamentaux des grandeurs de sortie de l'onduleur.

- r : le coefficient de réglage.

Avec:

$$r = \frac{\text{valeur crête du fondamental de la tension de charge souhaité}}{\text{amplitude des créneaux de la tension de sortie}}$$

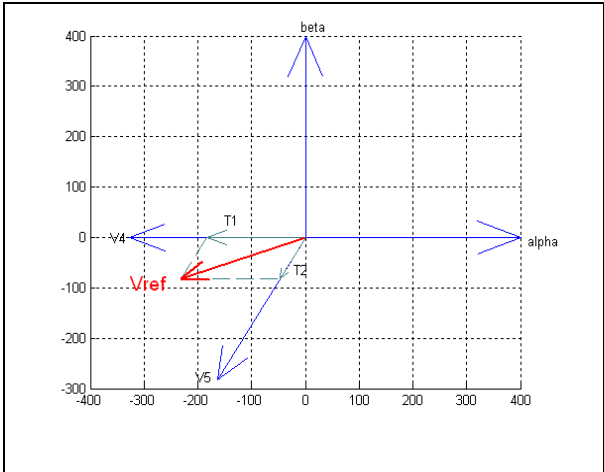
On recherche généralement à obtenir une valeur maximale de r la plus élevée possible.

Une vectrice tension de contrôle est calculé globalement et approximé sur une période de modulation T_m par une vectrice tension moyen. [1]

On résumé les six secteurs dans ce tableau:

Tableau 2.2: Représentation du vecteur de référence et calcul des temps de commutation.

	<p>Secteur 1</p> $V_{ref} = \frac{\sqrt{3}}{2} r (\sin(\frac{\pi}{3} - \omega t) V1 + \sin(\omega t) V2)$ $T1 = \frac{\sqrt{3}}{2} r \sin(\frac{\pi}{3} - \omega t)$ $T2 = \frac{\sqrt{3}}{2} r \sin(\omega t)$
	<p>Secteur 2</p> $V_{ref} = \frac{\sqrt{3}}{2} r (\sin(\frac{2\pi}{3} - \omega t) V2 + \sin(\omega t - \frac{\pi}{3}) V3)$ $T1 = \frac{\sqrt{3}}{2} r \sin(\frac{2\pi}{3} - \omega t)$ $T2 = \frac{\sqrt{3}}{2} r \sin(\omega t - \frac{\pi}{3})$
	<p>Secteur 3</p> $V_{ref} = \frac{\sqrt{3}}{2} r (\sin(\pi - \omega t) V3 + \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) V4)$ $T1 = \frac{\sqrt{3}}{2} r \sin(\pi - \omega t)$ $T2 = \frac{\sqrt{3}}{2} r \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3})$

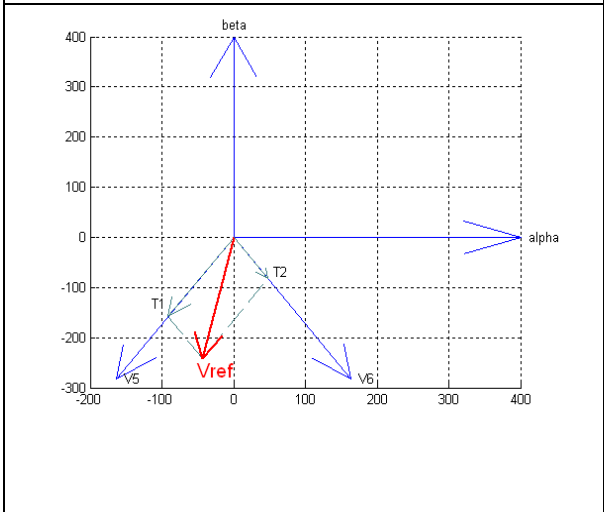


Secteur 4

$$V_{ref} = \frac{\sqrt{3}}{2} r (\sin(\frac{4\pi}{3} - \omega t) V4 + \sin(\omega t - \pi) V5)$$

$$T1 = \frac{\sqrt{3}}{2} r \sin(\frac{4\pi}{3} - \omega t)$$

$$T2 = \frac{\sqrt{3}}{2} r \sin(\omega t - \pi)$$

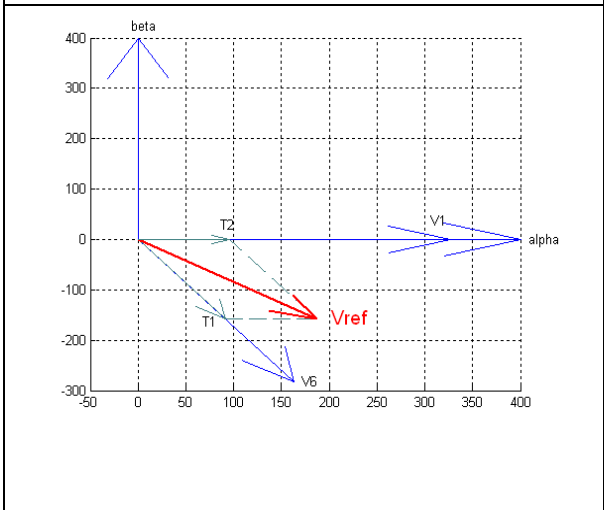


Secteur 5

$$V_{ref} = \frac{\sqrt{3}}{2} r (\sin(\frac{5\pi}{3} - \omega t) V5 + \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) V6)$$

$$T1 = \frac{\sqrt{3}}{2} r \sin(\frac{5\pi}{3} - \omega t)$$

$$T2 = \frac{\sqrt{3}}{2} r \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3})$$



Secteur 6

$$V_{ref} = \frac{\sqrt{3}}{2} r (\sin(2\pi - \omega t) V6 + \sin(\omega t - \frac{5\pi}{3}) V1)$$

$$T1 = \frac{\sqrt{3}}{2} r \sin(2\pi - \omega t)$$

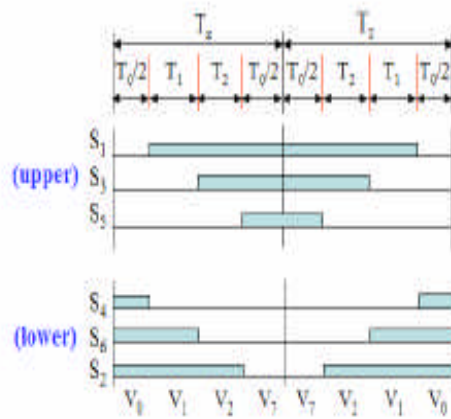
$$T2 = \frac{\sqrt{3}}{2} r \sin(\omega t - \frac{5\pi}{3})$$

2.9-Calcul des temps de commutation:

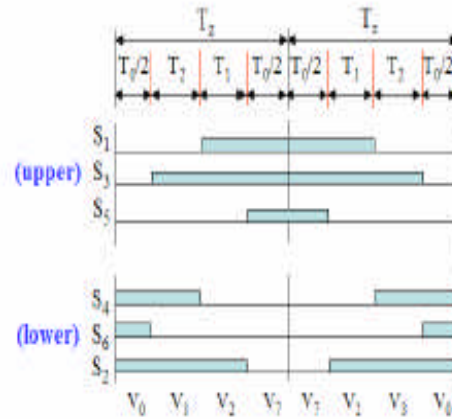
Le calcul du temps de commutation dans chaque secteur se fait comme suit:

Tableau (2.3): Calcul du temps de commutation pour chaque secteur :

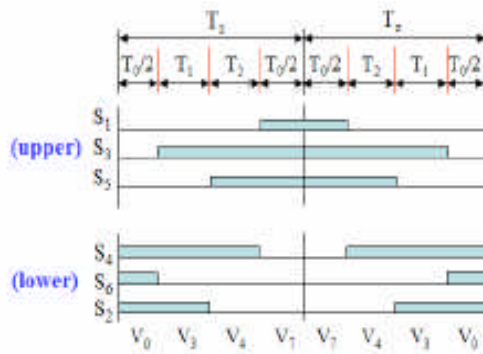
Secteur	Commutateur supérieur (K_a, K_b, K_c)	Commutateur inferieur (K_a', K_b', K_c')
1	$K_a = T_1 + T_2 + T_o/2$ $K_c = T_2 + T_o/2$ $K_b' = T_o/2$	$K_b = T_o/2$ $K_a' = T_1 + T_o/2$ $K_c' = T_1 + T_2 + T_o/2$
2	$K_a = T_1 + T_o/2$ $K_c = T_1 + T_2 + T_o/2$ $K_b' = T_o/2$	$K_b = T_2 + T_o/2$ $K_a' = T_o/2$ $K_c' = T_1 + T_2 + T_o/2$
3	$K_a = T_o/2$ $K_c = T_1 + T_2 + T_o/2$ $K_b' = T_2 + T_o/2$	$K_b = T_1 + T_2 + T_o/2$ $K_4 = T_o/2$ $K_c' = T_1 + T_o/2$
4	$K_a = T_o/2$ $K_c = T_1 + T_o/2$ $K_b' = T_1 + T_2 + T_o/2$	$K_b = T_1 + T_2 + T_o/2$ $K_a' = T_2 + T_o/2$ $K_c' = T_o/2$
5	$K_a = T_2 + T_o/2$ $K_c = T_o/2$ $K_b' = T_1 + T_2 + T_o/2$	$K_b = T_1 + T_o/2$ $K_a' = T_1 + T_2 + T_o/2$ $K_c' = T_o/2$
6	$K_a = T_1 + T_2 + T_o/2$ $K_c = T_o/2$ $K_b' = T_1 + T_o/2$	$K_b = T_o/2$ $K_a' = T_1 + T_2 + T_o/2$ $K_c' = T_2 + T_o/2$



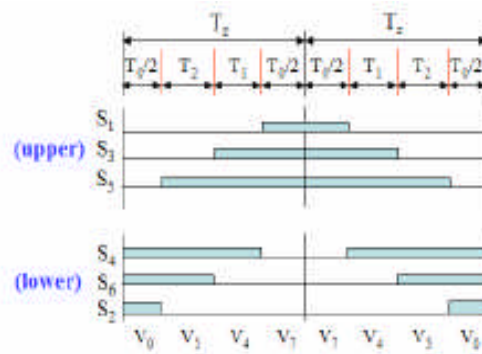
(a) Sector 1.



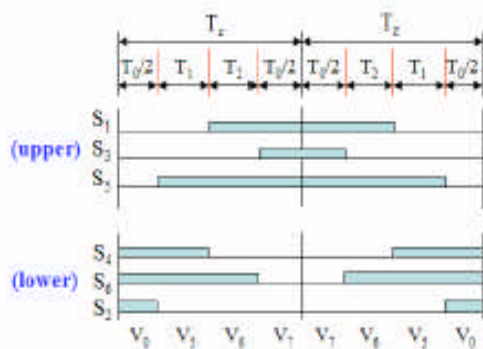
(b) Sector 2.



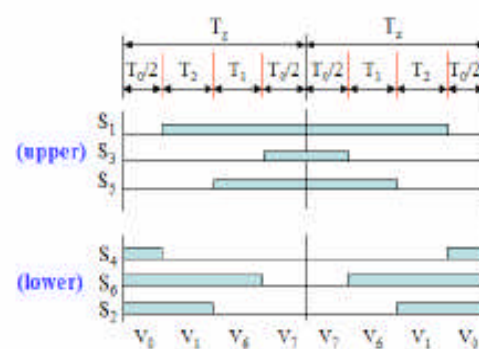
(c) Sector 3.



(d) Sector 4.



(e) Sector 5.



(f) Sector 6.

Fig. (2.9): Les temps de commutation pour chaque semi-conducteur dans chaque secteur.

2.10-Conclusion:

L'onduleur délivre un vecteur de tension instantanée correspondant aux impulsions de commande des interrupteurs.

La MLI permet de se rapprocher d'ondes sinusoïdales parfaites et la qualité de formes d'ondes s'améliore avec la montée en fréquence de commutation des composants de puissance.

Il est par conséquent envisageable de mettre en œuvre des commandes contrôlant aussi bien des vecteurs instantanés que des vecteurs (moyens). [1]

3.1-Introduction :

La machine asynchrone est très appréciée dans les applications industrielles par sa grande robustesse électromécanique, son faible coût et sa très grande bonne standardisation. Elle impose des structures de contrôle spécifique et complexes pour être utilisée dans des systèmes d'entraînements à vitesse variable performants. La réalisation de ces entraînements nécessite la connaissance du modèle Mathématique du processus.

Le modèle mathématique d'une machine électrique est une façon de représentation de la machine réelle permettant de donner une image de ce l'ont peut observer expérimentalement il apporte une aide appréciable dans la résolution des problèmes techniques, donc il facilite largement l'étude de la machine, aussi il prévoit le contrôle nécessaire pour palier aux différents problèmes qui accompagnent les opérations de freinage et de variation de charge...

La modélisation de la machine asynchrone représente une phase indispensable de son étude, elle consiste à retrouver, à partir de son formalisme, une représentation de l'ensemble convertisseur-machine-commande d'une façon à la fois synthétique et claire, très proche des représentations par fonction de transfert des systèmes d'asservissement.

Dans ce chapitre on donnera une représentation mathématique de la machine asynchrone dans le plan triphasé selon le modèle de **PARK**.

3.2-Définition :

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif d'ont la Vitesse du rotor et la du champ magnétique statorique tournant ne sont pas égales. Le rotor est toujours en retard par au champ statorique. Elle est dite machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique. [1], [16]

3.3-Organisation générale d'un moteur asynchrone :

On classe les différentes pièces rencontrées dans une machine tournante selon les trois grandes fonctions réalisées. [3]

3. 3.a-Organe électrique :

- Enroulements statoriques.
- Conducteurs rotoriques.

3.3. b-Organe magnétique :

- Circuit magnétique fixe.
- Circuit magnétique mobile.

3. 3.c-Organe mécanique :

- Carcasse avec fixation ou stator.
- Ventilateur.
- Rotor avec l'arbre.
- Capot de ventilateur.
- Tige de montage.
- Plaque à borne.
- Roulement à billes.
- Flasques.

3.4-Description de la machine asynchrone :

Les machines asynchrone, appelées également machine à induction sont des convertisseurs électromagnétique tournant transformant l'énergie électrique en énergie mécanique, elles sont utilisées en moteur bien qu'elles puissent fonctionner en générateur. La machine asynchrone à cage est constituée de deux parties, le stator et le rotor.

Le stator représente la partie statique de la machine. Il est constitué d'un circuit magnétique comportant de multiples encoches à l'intérieur desquelles sont bobinées par trois enroulements formant les enroulements statoriques. Au centre de ce cylindre, on retrouve le rotor de la machine dont le circuit magnétique est composé des barres généralement en cuivre ou en aluminium coulé. Ces barres sont reliées entre elles à chaque extrémité par un anneau de court-circuit.

3.5-Principe de fonctionnement :

Aujourd'hui, la plupart des machines électriques des équipements centaine de watts jusque vingt mégawatts. Contrairement aux machines synchrones et à courant continu, seuls les enroulements statoriques sont couplés à un réseau d'alimentation dont les tensions (amplitude et fréquence) définissent l'état magnétique de l'entrefer ; les enroulements du rotor ne sont pas raccordés à une source, mais fermés sur eux-mêmes.

Le principe de fonctionnement repose entièrement sur les lois de l'induction : **la machine asynchrone est un transformateur tournant dont le secondaire (rotor) est en court-circuit.**

La vitesse de rotation N_s du champ tournant d'origine statorique, qualifiée de synchronisme, est, comme dans le cas des machines synchrones, rigidement liée à la fréquence f_s des tensions triphasées d'alimentation :

$$N_s (\text{tr/min}) = 60f_s / p \quad (3.1)$$

On désigne par p le nombre de paires de pôles de chacun des enroulements des phases statoriques ; ainsi dans les pays, où la fréquence du réseau électrique vaut 50Hz, les vitesses de rotation de synchronisme (tr/min) valent:3000, 1500, 1000, 750, etc., respectivement pour des moteurs dont le nombre de pôles est 2, 4, 6, 8, etc.

Lorsque le rotor tourne à une vitesse N_s (asynchronisme), l'application de la **loi de Faraday** (équations générales de la machine non saturée) aux enroulements rotoriques montre que ceux-ci deviennent le siège d'un système de force électromotrices triphasées engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques ; d'après la **loi de Lenz** ces derniers s'opposent à la cause qui leur a donné naissance, c'est-à-dire la vitesse relative de l'induction tournante statorique par apport au rotor.

Ainsi, les effets de l'induction statorique sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de forces électromagnétiques sur le rotor tel que soit réduit l'écart des vitesses.

De ce fait, selon que N est inférieur (hypo synchronisme) ou supérieur (hyper synchronisme) à N_s , la machine développe respectivement un couple moteur tendant à

accroître N ou un couple résistant (génératrice) tendant à réduire N ; de toute évidence le couple électromagnétique s'annule à l'égalité des vitesses. L'échange énergétique avec le réseau dépend donc du signe de l'écart ($N_s - N$) ; c'est pourquoi on caractérise le fonctionnement asynchrone par le glissement g ainsi défini :

$$g = (N_s - N)/N_s \quad (3.3)$$

Dans les conditions nominales de fonctionnement de la machine en moteur, le glissement exprimé en pourcent est de quelques unités; une augmentation de la charge mécanique provoque une augmentation du glissement et des pertes Joule dans les enroulements rotoriques et statoriques.

Raccordé à un réseau à tension et à fréquence constantes, le moteur asynchrone présente donc en régime permanent une vitesse sensiblement constant; sa variation commandée nécessite en fait le réglage de la vitesse de synchronisme, c'est -à-dire la modification de la fréquence de source d'alimentation, ce qui est rendu possible par l'interposition d'un convertisseur statique changeur de fréquence (redresseur + onduleur) entre le réseau à fréquence fixe (50 ou 60 Hz) et la machine asynchrone.[18]

3.6-Modélisation de la machine asynchrone triphasée :

3.6. a-Hypothèses simplificatrices :

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- L'effet d'encochage est négligeable.
- Distribution spatiale des forces magnétomotrices dans l'entrefer est sinusoïdale.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température de fonctionnement et on néglige également l'effet de peau.

Ainsi, parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

- L'additivité du flux.
- La constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques. [13]

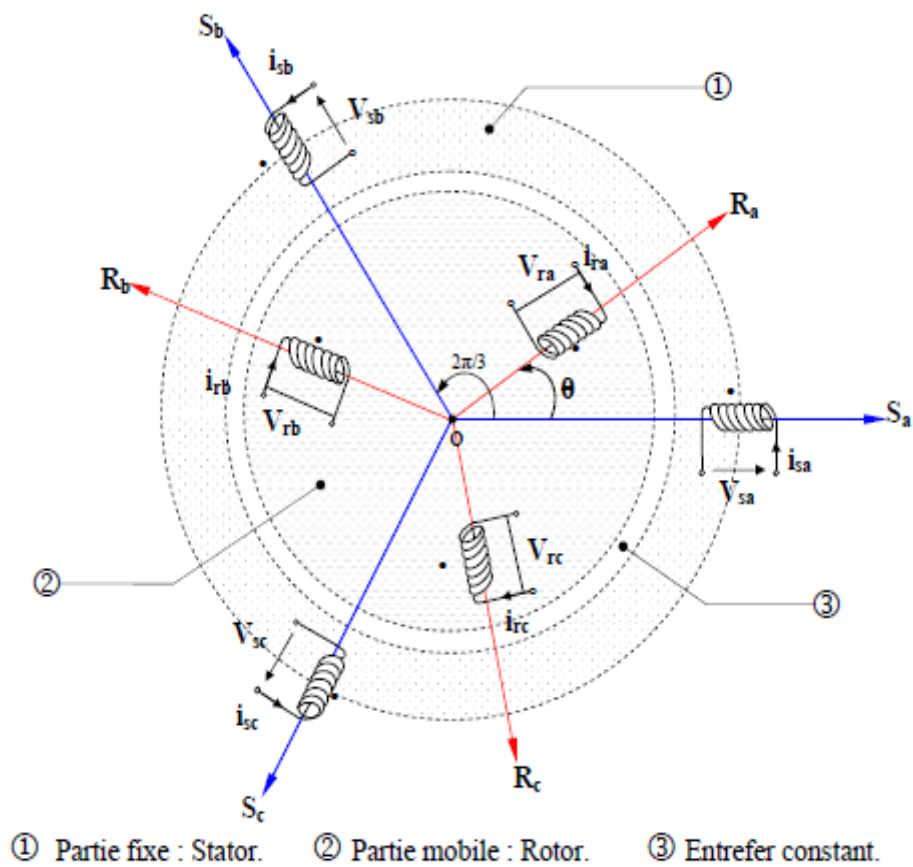


Fig. (3.1): Modèle d'une machine asynchrone.

3.7- Equations générales de la machine asynchrone triphasé :

La structure principale de la machine asynchrone dans le repère (ABC) est présentée par la fig.(3.1). Les trois axes statoriques sont décalés entre eux d'un angle $2\pi/3$, ainsi les axes rotoriques. Un angle θ repère le déphasage entre les axes rotoriques par rapport aux axes statoriques.

Dans le cadre des hypothèses simplificatrices et pour une machine équilibrée, les équations de la machine s'écrivent comme suit :

3.7. a-Equations électriques :

La loi de Faraday permet d'écrire les équations électriques de tension des trois phases statoriques et rotoriques:

Pour le stator :

$$\begin{cases} V_{SA} = R_S \cdot I_{SA} + (d\Phi_{SA}/dt) \\ V_{SB} = R_S \cdot I_{SB} + (d\Phi_{SB}/dt) \\ V_{SC} = R_S \cdot I_{SC} + (d\Phi_{SC}/dt) \end{cases} \quad (3.3)$$

Pour le rotor:

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r \cdot I_{ra} + (d\Phi_{ra}/dt) \\ V_{rb} = R_r \cdot I_{rb} + (d\Phi_{rb}/dt) \\ V_{rc} = R_r \cdot I_{rc} + (d\Phi_{rc}/dt) \end{cases} \quad (3.4)$$

En désignant par:

V_{SA}, V_{SB}, V_{SC} : Les tensions statoriques.

I_{SA}, I_{SB}, I_{SC} : les courants statoriques.

V_{rq}, V_{rb}, V_{rc} : les tensions rotoriques.

I_{ra}, I_{rb}, I_{rc} : les courants rotoriques.

$\Phi_{SA}, \Phi_{SB}, \Phi_{SC}$: les flux totaux à travers ses enroulements.

$\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$: les flux rotoriques.

R_S : résistance d'une phase statorique.

R_r : résistance d'une phase rotorique.

3.7. b-Equations magnétiques :

Pour le stator :

$$[\Phi_{S(ABC)}] = [L_S] \cdot [I_{S(ABC)}] + [M_{Sr}] \cdot [I_r(abc)] \quad (3.5)$$

Pour le rotor :

$$[\Phi_r(abc)] = [L_r] \cdot [I_r(abc)] + [M_{Sr}]^T \cdot [I_{S(abc)}] \quad (3.5)$$

En désignant par :

$[L_S]$: Matrice d'inductances statoriques.

$[L_r]$: Matrice d'inductances rotoriques.

$[M_{Sr}]$: Matrice des inductances mutuelles du couplage entre stator et le rotor.

Ou :

$$[L_S] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}, \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

Ainsi:

$$[M_{Sr}] = [M_{rS}] = M_0 \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

θ : Angle électrique définit la position relative instantanée entre les axe statoriques et les axes rotoriques qui sont choisi comme axes des références.

Où :

l_s : inductance propre d'une phase statorique.

l_r : inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

3.7. c- Equations mécaniques:

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire de la variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse).

$$C_{em} = p \cdot [I_{S(ABC)}] \cdot \frac{d}{dt} [M_{Sr}] \cdot [I_{r(abc)}] \quad (3.6)$$

L'équation du mouvement de la machine est:

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \cdot \Omega \quad (3.7)$$

Avec :

C_{em} : Couple électromagnétique.

f_r : Coefficient de frottement visqueux.

J : Moment d'inertie des masses tournante.

C_r : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.

Ω : Vitesse rotorique.

Les équations (3.6) ainsi obtenus sont à coefficients variables entraînant la complexité de résolution du modèle défini par (3.7). Cela conduira à l'usage de la transformation de Park qui permettra de rendre constant ces paramètres. [14]

3.8-Transformation du système triphasé :

La mise en équation des moteurs triphasés aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique du comportement du système est alors relativement laborieuse, vu le grand nombre de variable. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants.

Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé.

3.8. a-Transformation CLARK / CONCORDIA :

C'est une transformation linéaire, indépendante de la rotation qui permet de transformer une bobine triphasé en une bobine biphasé équivalent.

La transformation de CLARK conserve l'amplitude des grandeurs électriques. Tandis que celle de CONCORDIA, conserve la puissance.

➤ CLARK :

$$C\text{-à-d : } [X_{\alpha\beta}] = T \cdot [X_{abc}]$$

Avec :

$$[T] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

➤ **CONCORDIA :**

C-à-d $[X_{\alpha\beta}] = C \cdot [X_{abc}]$

Avec :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

L'application de transformation de CLARK sur les équations électriques pour le rotor et stator donne ce qui suit :

$$\begin{cases} [V_{s\alpha\beta}] = [R_s] \cdot [i_{s\alpha\beta}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s\alpha\beta}] \\ [V_{r\alpha\beta}] = [R_r] \cdot [i_{r\alpha\beta}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{r\alpha\beta}] \end{cases} \quad (3.8)$$

3.8. b-Transformation de PARK :

La transformation de Park permet le passage du système triphasé au système biphasé en faisant correspondre aux variables réelles leurs composantes homopolaire, directe et en quadrature.

Le passage du système triphasé vers le système biphasé revient à exprimer les composantes (u, v) en fonction des anciens axes (A, B, C) présentés dans la figure (3.2). Les deux modèles sont identiques du point de vue électrique et magnétique.

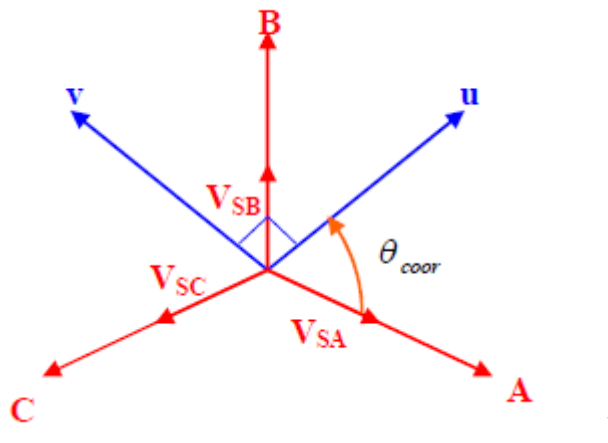


Fig. (3.2) : Passage du système triphasé au système biphasé.

Selon la fig. (3.2), la projection du vecteur $\square (V_{SA}, V_{SB}, V_{SC})$ sur l'axe biphasé nous donne:

$$\begin{cases} V_{Su} = \frac{2}{3} [V_{SA} \cos(\theta_{\text{coor}}) + V_{SB} \cos(\theta_{\text{coor}} - \frac{2\pi}{3}) + V_{SC} \cos(\theta_{\text{coor}} - \frac{4\pi}{3})] \\ V_{Sv} = \frac{2}{3} [V_{SA} \sin(\theta_{\text{coor}}) + V_{SB} \sin(\theta_{\text{coor}} - \frac{2\pi}{3}) + V_{SC} \sin(\theta_{\text{coor}} - \frac{4\pi}{3})] \end{cases} \quad (3.9)$$

θ_{coor} : La position angulaire du système d'axes (u, v) par rapport au système d'axes réel (A, B, C) .

$\dot{\theta}_{\text{coor}} = d\theta_{\text{coor}} / dt$: Vitesse de coordonnée de rotation du repère (u, v) par rapport un repère fixe (A, B, C) .

V_{su} : est appelée composante directe de Park.

V_{sv} : est appelée composante en quadrature.

On ajoute l'expression homopolaire V_{sh} à l'équation (1.11) pour équilibrer la Transformation.

$$V_{sh} = \frac{1}{3} \cdot (V_{SA} + V_{SB} + V_{SC}) \quad (1.12)$$

La composante homopolaire V_{sh} est nulle pour les systèmes triphasés équilibrés. D'après les équations (1.11) et (1.12) on trouve

$$\begin{bmatrix} V_{SA} \\ V_{SB} \\ V_{SC} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_{\text{coor}}) & \cos(\theta_{\text{coor}} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{\text{coor}} - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{\text{coor}}) & -\sin(\theta_{\text{coor}} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{\text{coor}} - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{Su} \\ V_{Sv} \\ V_{Sh} \end{bmatrix}$$

Le passage du système triphasé au système biphasé s'obtient à partir de la matrice $p(\theta_{\text{coor}})$.

$$[p(\theta_{\text{coor}})] = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_{\text{coor}}) & \cos\left(\theta_{\text{coor}} - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_{\text{coor}} - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_{\text{coor}}) & -\sin\left(\theta_{\text{coor}} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{\text{coor}} - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

La matrice inverse de la transformation de

$$[p(\theta_{\text{coor}})]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{\text{coor}}) & -\sin(\theta_{\text{coor}}) & 1 \\ \cos\left(\theta_{\text{coor}} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{\text{coor}} - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_{\text{coor}} - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{\text{coor}} - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix}$$

Park :

Lorsque l'angle θ_{coor} est attribué à la valeur zéro, la transformation de Park est dite transformation de Clarke et la matrice de passage s'écrit comme suit:

$$[C] = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

La transformation de Clarke conserve l'amplitude des grandeurs mais pas la puissance et le couple.

3.9-Modèle du moteur asynchrone dans le système biphasé:

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et l'axe(u,v).

3.9. a-Équations électriques:

$$\begin{bmatrix} V_{Su} \\ V_{Sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{Su} \\ I_{Sv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{Su} \\ \Phi_{Sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{\text{coor}} \\ \omega_{\text{coor}} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{Su} \\ \Phi_{Sv} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_{ru} \\ V_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_{\text{coor}} - \omega) \\ (\omega_{\text{coor}} - \omega) & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix}$$

Avec :

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} = p \cdot \Omega$$

3.9. b-Équations magnétiques:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{Su} \\ \Phi_{Sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{Su} \\ I_{Sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{Su} \\ I_{Sv} \end{bmatrix}$$

Avec :

$L_r = \ell_r - M_r$, $L_s = \ell_s - M_s$: Inductance cyclique propre du stator et du rotor.

$M = \frac{3}{2} M_0$: Inductance cyclique mutuelle stator-rotor.

3.9. c-Equations mécaniques :

$$C_e - C_r = j \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f \Omega \tag{3.10}$$

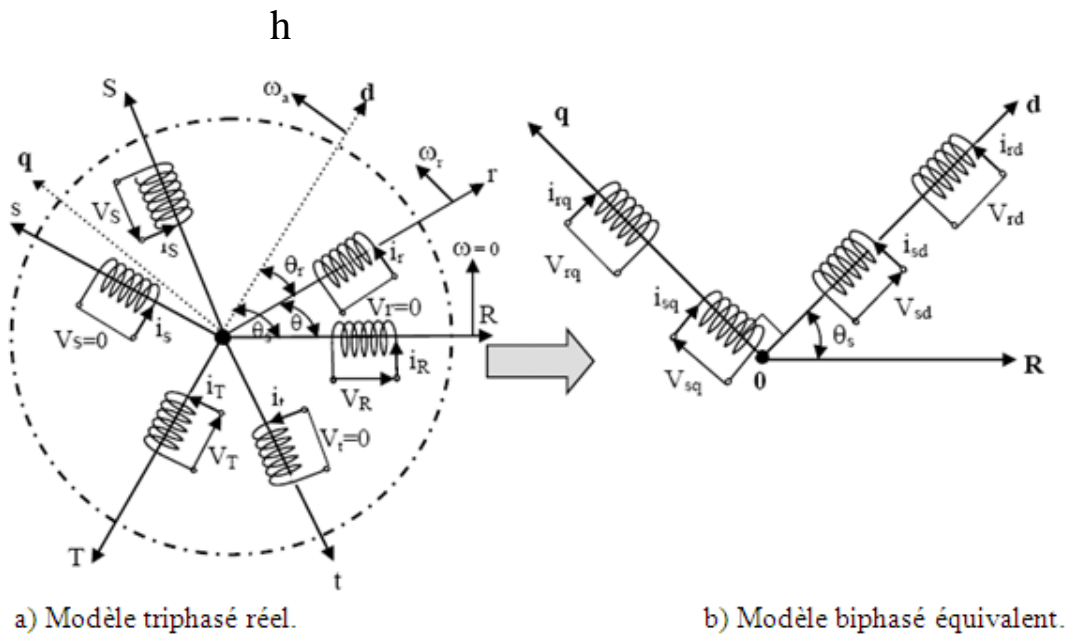


Fig. (3.3) : Représentation de la machine asynchrone triphasée et biphasée Equivalente.

3.9-Choix du repère de référence :

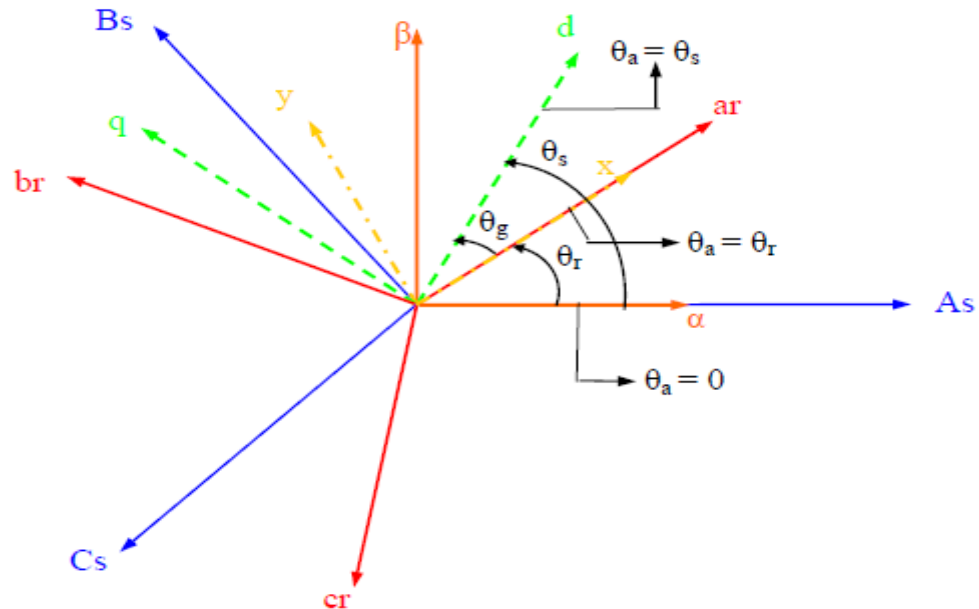
3.9.1-Définitions des différents référentiels:

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe (u,v) qui dépendent généralement des objectifs de l'application [5]. On peut choisir le référentiel le mieux adapté aux problèmes posés. Le choix se ramène pratiquement à trois référentiels orthogonaux, figure (I.3).

- Référence des axes (α, β) : système biphasé à axes orthogonaux (θ = 0) (— — —)
- Référence des axes (d, q) : système biphasé à axes orthogonaux (θ_a = θ_s) (---)

➤ Référence des axes (x, y) : système biphasé à axes orthogonaux ($\theta_a = \theta_r$). [14] (---)

Avec l'angle θ_a : est une position quelconque d'observation que l'on peut choisir de trois manières différentes



(3.4) : Figure Définition des axes réels du moteur asynchrone triphasé par rapport aux différents référentiels

3.9.1. a-Référentiel fixe par rapport au stator :

Ce système d'axe est immobile par rapport au stator. Il se traduit par les conditions :

$$\theta_s=0 \Leftrightarrow \begin{cases} \mathbf{u} \rightarrow \alpha \\ \mathbf{v} \rightarrow \beta \end{cases} \quad \text{et} \quad \frac{d\theta}{dt} = \omega_a = 0$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{s\alpha} \\ \phi_{s\beta} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega_r \\ -\omega_r & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix}$$

3.9.1.b-Référentiel fixe par rapport au rotor :

Ce système d'axe est immobile par rapport au rotor. Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = \theta_r \Leftrightarrow \begin{cases} u \rightarrow X \\ v \rightarrow Y \end{cases} \quad \text{et} \quad \frac{d\theta}{dt} = \omega_a = \omega_r$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sx} \\ \phi_{sy} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{sx} \\ \phi_{sy} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_{rx} \\ V_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{rx} \\ i_{ry} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rx} \\ \phi_{ry} \end{bmatrix}$$

3.9.1.c-Référentiel fixe par rapport au champ tournant :

Ce système d'axe tourne avec la vitesse du champ électromagnétique ω_s créée par les enroulements du stator. Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = \theta_s \Rightarrow \begin{cases} U \rightarrow d \\ V \rightarrow q \end{cases} \quad \text{et} \quad (d\theta_s/dt) = \omega_a = \omega_s, \quad \omega_s - \omega_r = \omega$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix}$$

Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquences variables, comme il est utilisé notamment dans la commande des machines électriques dans les systèmes en boucle fermée ou les grandeurs à contrôler sont obligatoirement continues. [14]

3.10-Modèle du moteur asynchrone sous forme d'état :

La forme générale de l'équation d'état s'écrit de la façon suivante :

$$[\dot{X}] = [A] \cdot [X] + [B] \cdot [U]$$

Avec :

$[X] = [I_{sa} \quad I_{s\beta} \quad \Phi_{ra} \quad \Phi_{r\beta}]^T$: Vecteur d'état.

$[U] = [V_{sa} \quad V_{s\beta}]^T$: Vecteur de commande.

$[A]$: Matrice d'évolution d'état du système.

$[B]$: Matrice du système de commande.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{S\alpha}}{dt} = -\left(\frac{1}{T_s \cdot \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r \cdot \sigma}\right) \cdot I_{S\alpha} + \frac{1-\sigma}{M \cdot T_r \cdot \sigma} \cdot \Phi_{r\alpha} + \frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma} \cdot \omega \cdot \Phi_{r\beta} + \frac{1}{L_s \cdot \sigma} \cdot V_{S\alpha} \\ \frac{dI_{S\beta}}{dt} = -\left(\frac{1}{T_s \cdot \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r \cdot \sigma}\right) \cdot I_{S\beta} - \frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma} \cdot \omega \cdot \Phi_{r\alpha} + \frac{1-\sigma}{M \cdot T_r \cdot \sigma} \cdot \Phi_{r\beta} + \frac{1}{L_s \cdot \sigma} \cdot V_{S\beta} \\ \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} = \frac{M}{T_r} \cdot I_{S\alpha} - \frac{1}{T_r} \cdot \Phi_{r\alpha} - \omega \cdot \Phi_{r\beta} \\ \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} = \frac{M}{T_r} \cdot I_{S\beta} + \omega \cdot \Phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \cdot \Phi_{r\beta} \end{array} \right.$$

Avec :

$T_s = L_s / R_s$ et $T_r = L_r / R_r$: Constante de temps rotorique.

$\sigma = 1 - (M^2 / (L_r \cdot L_s))$: coefficient de dispersion.

Pour le référentielle lié au champ tournant (d, q), la matrice $[A]$ devient :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s \cdot \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r \cdot \sigma}\right) & 0 & \frac{1-\sigma}{M \cdot T_r \cdot \sigma} & \frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma} \cdot \omega \\ 0 & -\left(\frac{1}{T_s \cdot \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r \cdot \sigma}\right) & -\frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma} \cdot \omega & \frac{1-\sigma}{M \cdot T_r \cdot \sigma} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s \cdot \sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s \cdot \sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Le couple électromagnétique développé par la machine asynchrone donné par la relation suivante :

$$C_{em} = (p \cdot M / L_r) \cdot (\Phi_{ra} \cdot I_{sb} - \Phi_{rb} \cdot I_{sa}) \quad (3.11)$$

3.11-Expression du couple électromagnétique et de la puissance :

L'expression du couple électromagnétique C_e est donnée par :

$$C_e = \frac{\partial W_e}{\partial \theta_{geo}} = n_p \cdot \frac{\partial W_e}{\partial \theta_{ele}}$$

$$\theta_{geo} = \frac{\theta_{ele}}{n_p}$$

Avec :

W_e : énergies emmagasinée dans le circuit magnétique.

θ_{geo} : Ecart angulaire de la partie rotor par rapport au stator.

N_p : nombre de paire de pôle.

Selon PARK, l'expression de la puissance transmise est la suivante :

$$P(t) = V_{sa} \cdot i_{sa} + V_{sb} \cdot i_{sb} + V_{sc} \cdot i_{sc}$$

$$P(t) = \frac{3}{2} [V_{su} \cdot i_{su} + V_{sv} \cdot i_{sv}] + 3V_{so} \cdot i_{so}$$

Le système étant équilibré, il vient :

$$P(t) = \frac{3}{2} [V_{su} \cdot i_{su} + V_{sv} \cdot i_{sv}]$$

En remplaçant V_{su} et V_{sv} par leurs expressions il vient que :

$$P(t) = \frac{3}{2} R_s [i_{su}^2 + i_{sv}^2] + \frac{3}{2} \left[i_{su} \cdot \frac{d}{dt} \phi_{su} + i_{sv} \cdot \frac{d}{dt} \phi_{sv} \right] + \frac{3}{2} \omega_a [\phi_{su} i_{sv} - \phi_{sv} i_{su}] \quad (3.12)$$

Cette dernière expression est composée de trois parties :

$\frac{3}{2} \cdot R_s \cdot [i_{su}^2 + i_{sv}^2]$: représente les chutes ohmiques.

$\frac{3}{2} \cdot [i_{su} \frac{d}{dt} \Phi_{su} + i_{sv} \frac{d}{dt} \Phi_{sv}]$: représente la variation de l'énergie magnétique .

$[\frac{3}{2} \cdot \omega_a] \cdot [\Phi_{su} \cdot i_{sv} - \Phi_{sv} \cdot i_{su}]$: représente la puissance transférée du stator au rotor à travers l'entrefer (puissance électromagnétique).

Sachant que :

$$P_e = C_e \cdot \omega_a$$

alors :

$$C_e = \frac{3}{2} \cdot [\Phi_{su} \cdot i_{sv} - \Phi_{sv} \cdot i_{su}]$$

$$C_e = \frac{3}{2} \cdot n_p \cdot (M/L_r) \cdot (\Phi_{ru} \cdot I_{sv} - \Phi_{rv} \cdot I_{su})$$

3.12-Equation du mouvement :

L'étude du comportement de la machine asynchrone aux différents régimes de fonctionnement en particulier, le régime transitoire met en évidence l'équation du mouvement définie comme suit :

$$C_e - C_r = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f \Omega$$

Avec :

Ω : vitesse de la machine.

f : coefficient de frottement visqueux.

J : moment d'inertie des masses tournantes.

C_r : couple résistant

3.12-Conclusion:

Dans ce chapitre nous avons pu établir un modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. En appliquant la transformation de Park permet de passer du système triphasé vers biphasé de Park.

4.1-Introduction :

Dans ce chapitre on va développer la théorie de MLI vectorielle en utilisant le premier et deuxième algorithmes de la modulation vectorielle (modulation vectorielle à séquence alignée à droite SVM1 et modulation vectorielle à séquence symétrique SVM2).

Les signaux générés par le bloc MLI vectorielle (modèle programmé sous Matlab-Simulink) sont utilisées pour commander un onduleur à base des GTO's alimentant un moteur asynchrone à cage d'écureuil. De plus, on va étudier l'influence des paramètres : tension d'alimentation de l'onduleur, fréquence de modulation, rapports cycliques et courant de charge sur le modèle de l'onduleur.

4.2- Modélisation sous MATLAB/SIMULINK :

Dans le but d'appliquer la technique de commande par MLI vectorielle pour commander un Onduleur de tension triphasée, on a développé deux algorithmes basés sur la séquence alignée à droite SVM1 et la séquence symétrique SVM2.

Nous avons pris trois signaux de tensions sinusoïdales projetés sur les deux axes du plan (α, β) par une transformation triphasé biphasé. A l'aide d'un sous programme (α : axe des abscisses et β : axe des ordonnées), on aura les deux vecteurs V_α, V_β qui donnent le vecteur de référence.

Un autre sous programme nous permet de déterminer l'angle θ du vecteur de référence V_{ref} par rapport à l'axe α , à partir des vecteurs V_α et V_β ainsi que le numéro du secteur dans lequel se trouve le vecteur de référence. Nous avons développés un autre sous programme pour calculer la largeur d'impulsion. Avant l'exécution de ce programme, on doit varier les valeurs de l'indice de modulation m et fixer la tension de la source continue U (au début de la simulation).

Par l'intermédiaire d'un autre sous programme, nous avons générés les signaux d'impulsions dans le but d'allumer les gâchettes des GTO's de l'onduleur, branché en parallèle avec un moteur à cage.

Dans le but de contrôler les paramètres caractérisant le fonctionnement du moteur nous avons utilisés MATLAB, Le noyau de calcul est associé à l'environnement SIMULINK permettant une modélisation basée sur des schémas blocs. Les blocs de mesure de SIMULINK employés dans la simulation sont les suivants : bloc de Machines Measurement Demux, un bloc d'oscilloscope et un bloc de la FFT qui nous permet de faire l'analyse spectrale du courant statorique pour déterminer la THD.

Nous présentons les résultats de simulation de la technique MLI vectorielle associée à un onduleur de tension qui alimente un moteur asynchrone à cage pour des valeurs différentes de l'indice de modulation m , ensuite on compare les résultats obtenus avec ceux de SVM1 et SVM2. Puis nous relevons les allures suivantes pour chaque loi de commande :

- Les tensions simples V_a , V_b , V_c .
- Les courants statoriques des trois phases I_a , I_b , I_c .
- Le spectre harmonique du courant I_a (à l'aide du bloc FFT).
- La variation de THD de courant I_a .
- Le couple électromagnétique.
- La vitesse du moteur asynchrone.

NB : On fait un démarrage on charge puis on introduit un couple résistant $C_r=10N.m$.

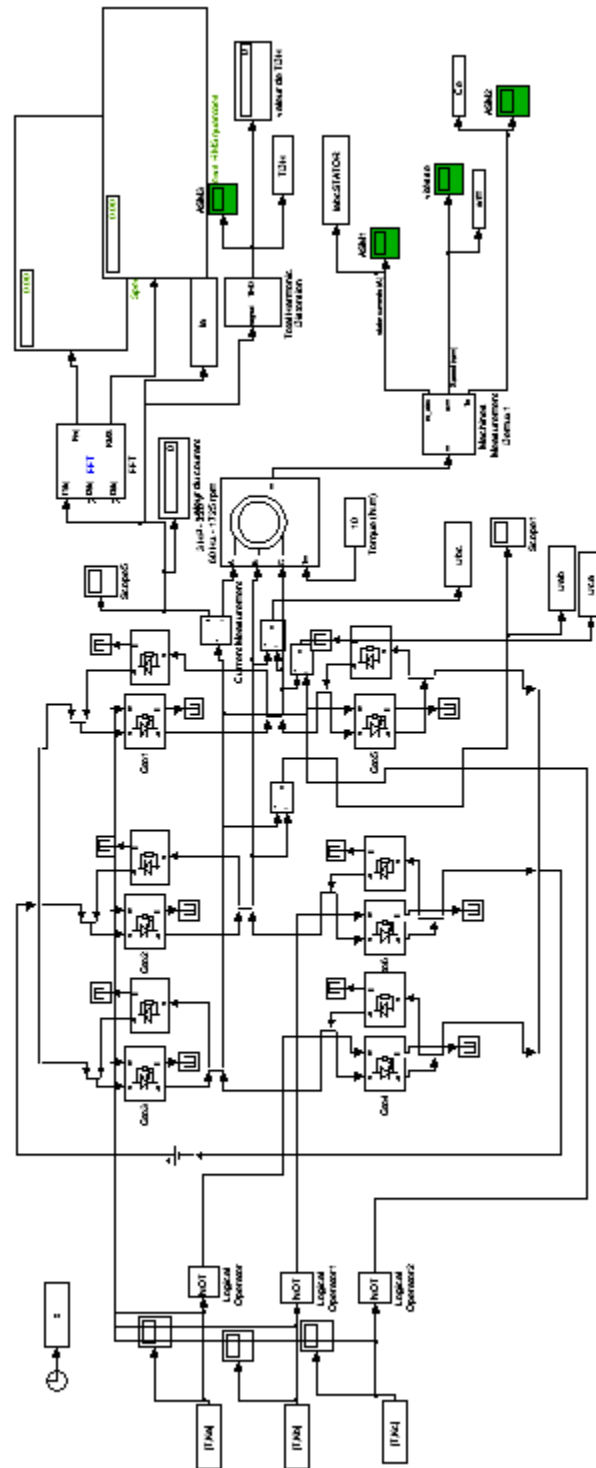


Fig. (4.1): Schéma bloc de simulation d'un moteur à cage alimenté par un onduleur commandé par MLI Vectorielle

Tableau. (4.1) : Les paramètres techniques du moteur asynchrone [11]

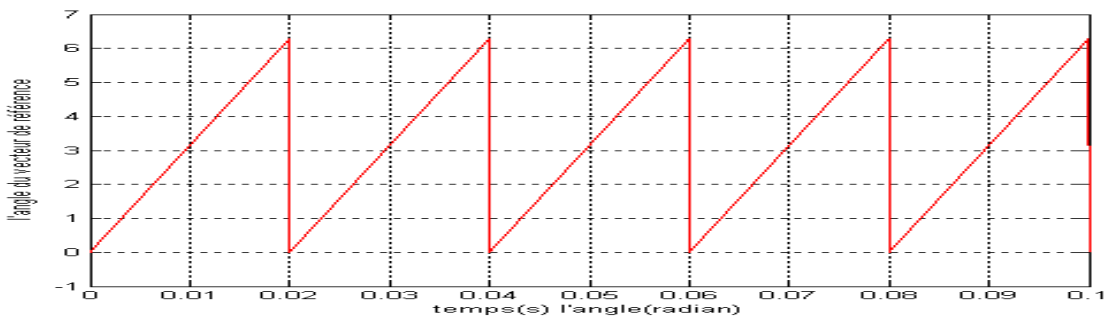
Les paramètres	La valeur
La puissance nominale	$P_n = 3\text{Kw}$
Fréquence nominale	$F = 50\text{Hz}$
Nombre de paire de pole	$P=2$
Tension d'alimentation	$u_n=220\text{v}$
Courant nominal	$I_n = 13\text{A}$
Vitesse de rotation nominale	$n_n = 1420\text{tr/min}$
Résistance statorique	$R_s = 0.435 \Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 0.816 \Omega$
Inductance statorique	$L_s = 5 \cdot 2.0 \cdot 10^{-3} \text{ H}$
Inductance rotorique	$L_r = 2.0 \cdot 10^{-3} \text{ H}$
Inductance mutuelle	$M_{sr} = 69.31 \cdot 10^{-3} \text{ H}$
Moment d'inertie	$J = 0.089 \text{ Kg m}^2$
Coefficient de frottement	$f_t = 0 \text{ Kg m}^2/\text{s}$

4. 3-Résultats de simulation:

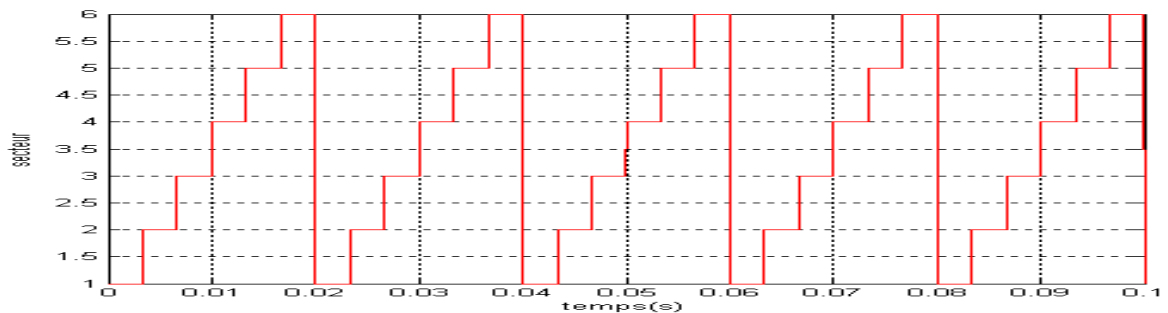
4.3.1-modulation vectorielle à séquence alignée à droite SVM1 :

❖ $r=0.866$; $m=24$

a- L'angle du vecteur de référence :

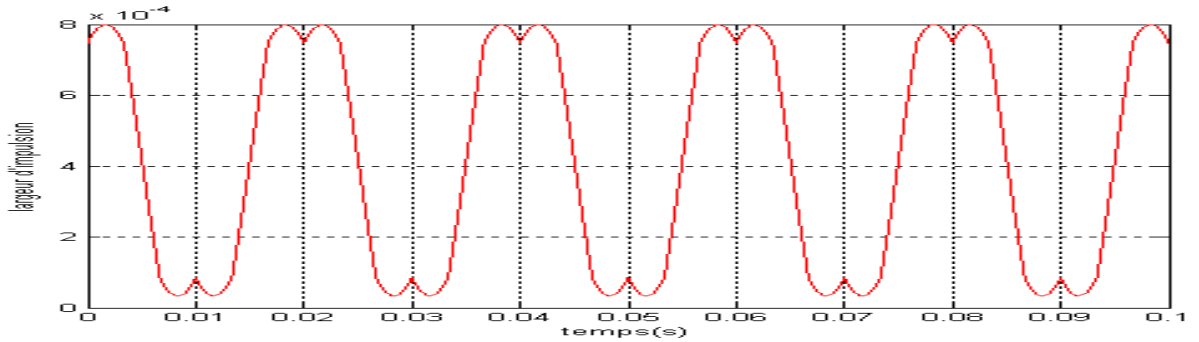


b- Le déplacement du vecteur de référence entre les secteurs avec le temps :

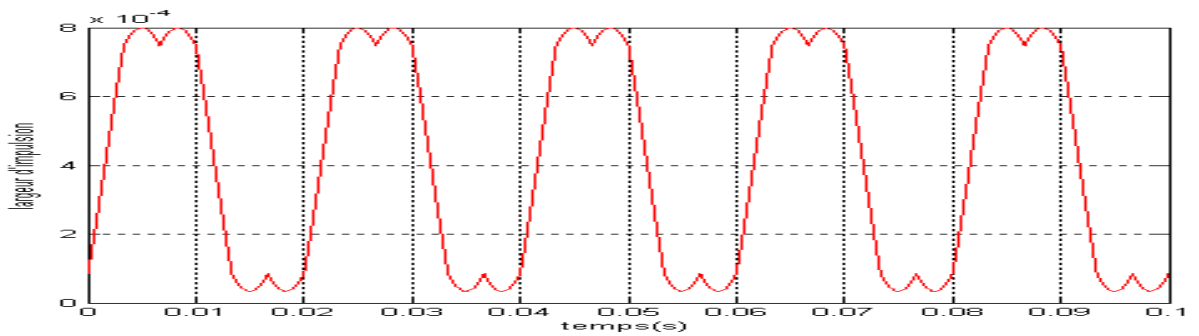


c- La variation des rapports cycliques :

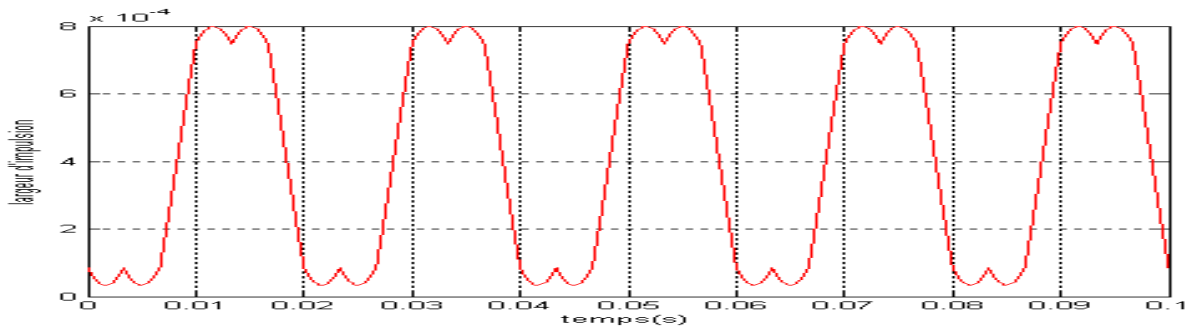
-La largeur d'impulsion de l'interrupteur supérieur de la branche A de l'onduleur.



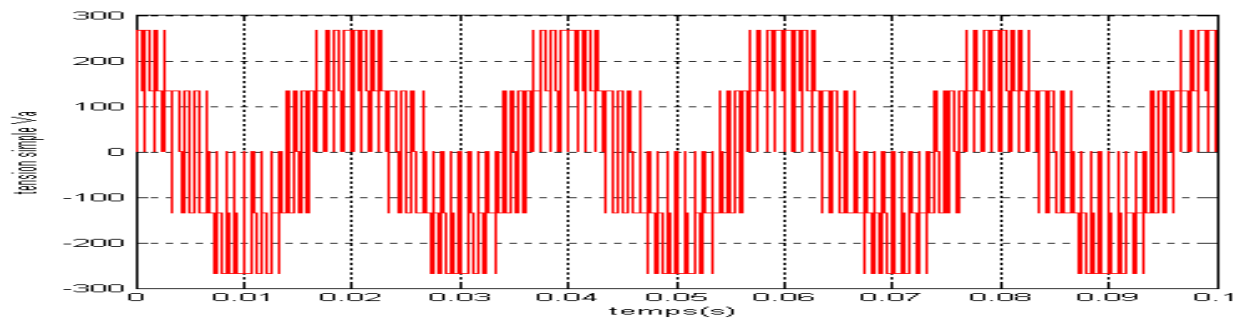
- La largeur d'impulsion de l'interrupteur supérieur de la branche B de l'onduleur

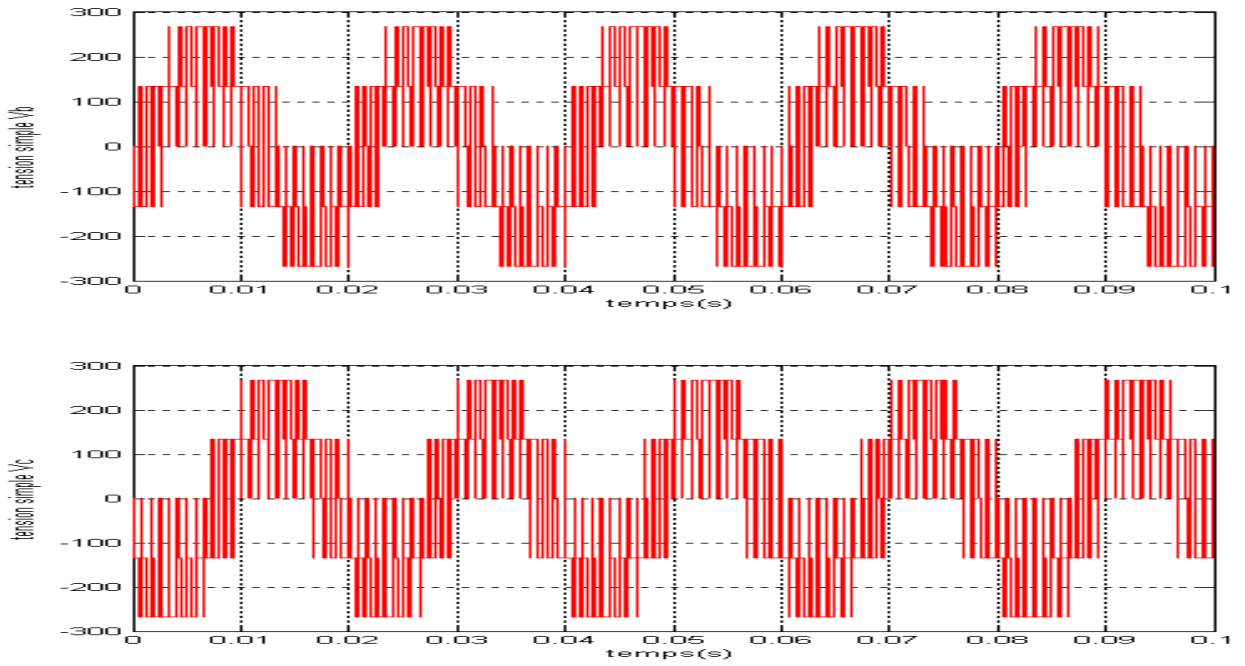


-La largeur d'impulsion de l'interrupteur supérieur de la branche C de l'onduleur

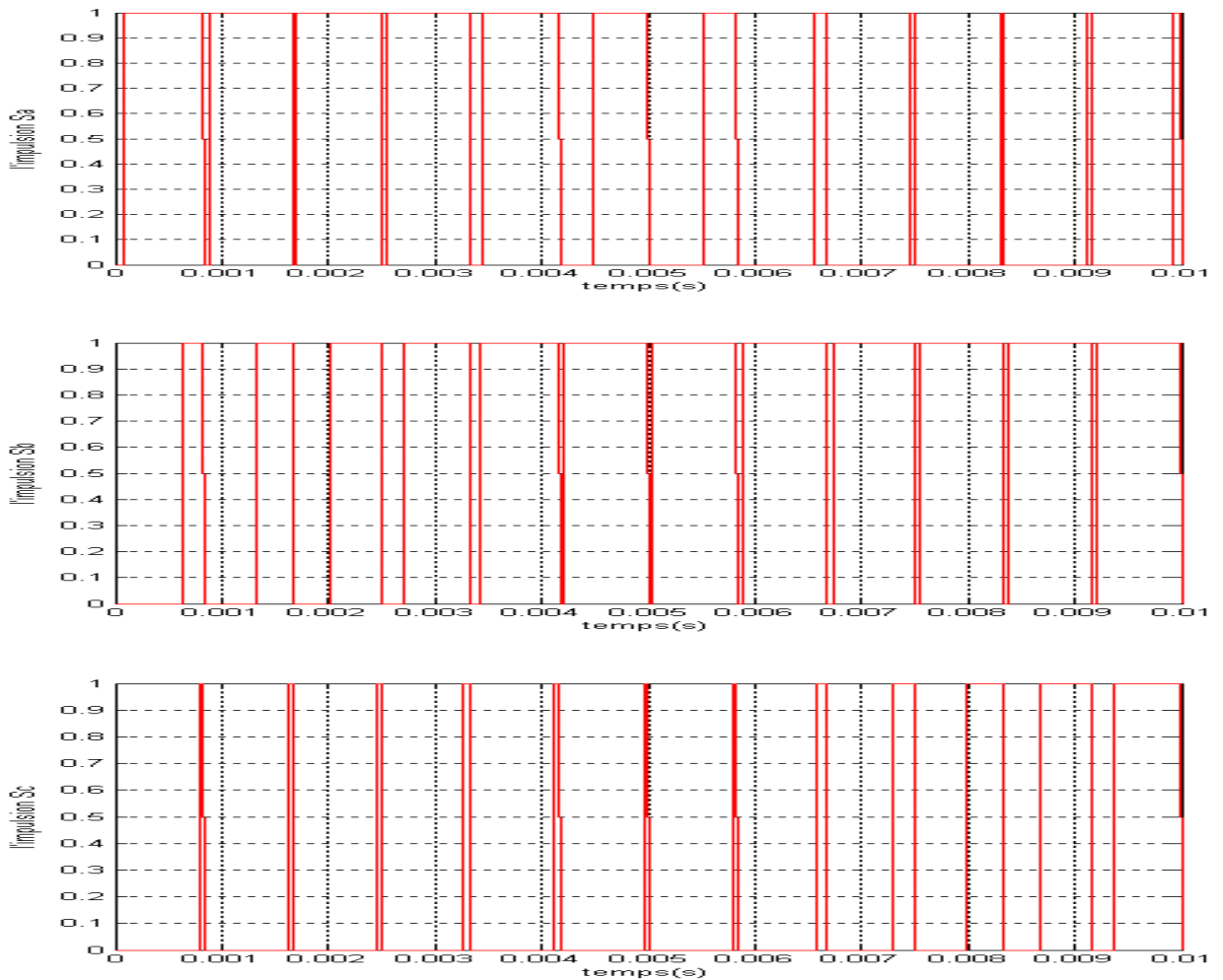


d- Les tensions simples Va, Vb et Vc à la sortie de l'onduleur :

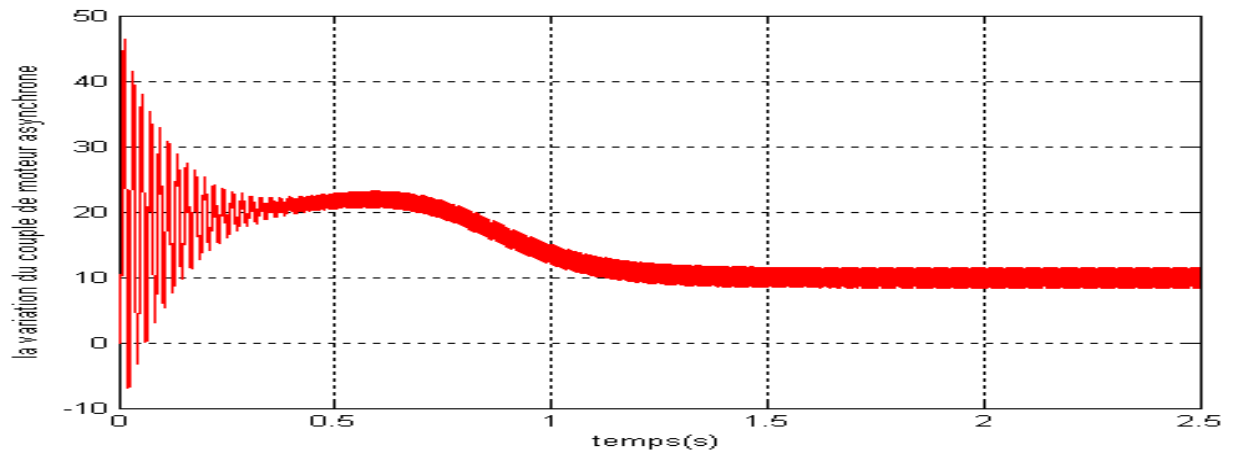




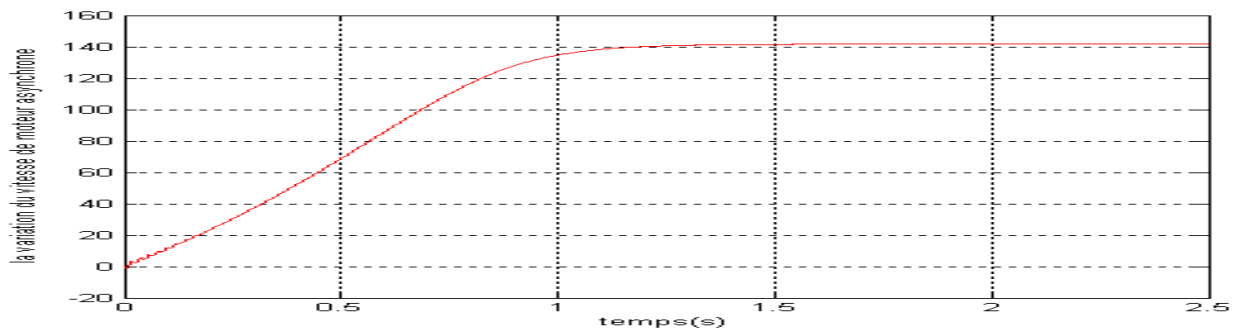
e- Les signaux des impulsions Sa, Sb et Sc des trois interrupteurs supérieurs de l'onduleur :



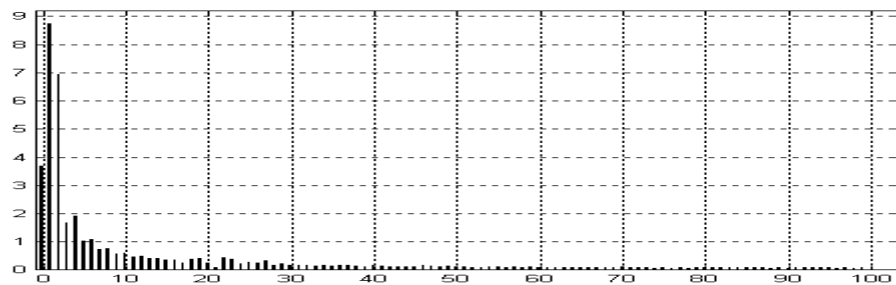
f- La variation de couple du moteur asynchrone :



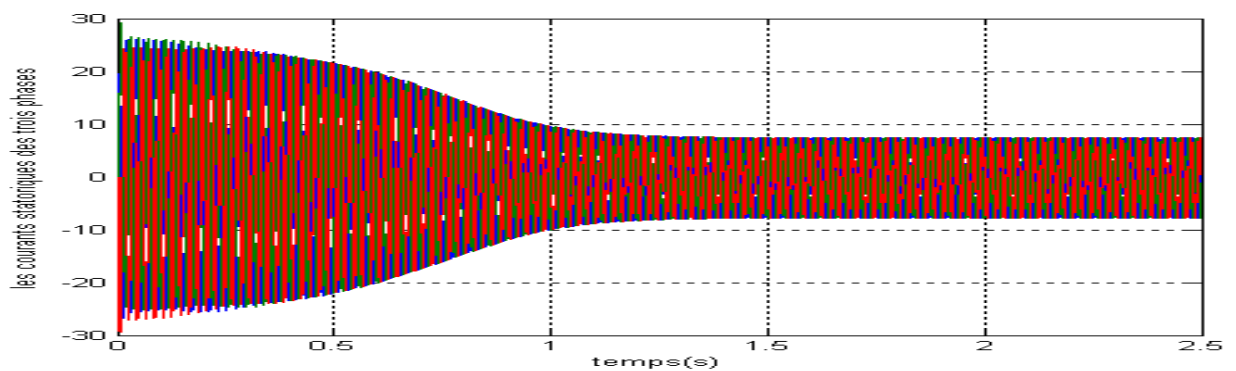
g- La variation de la vitesse du moteur asynchrone :



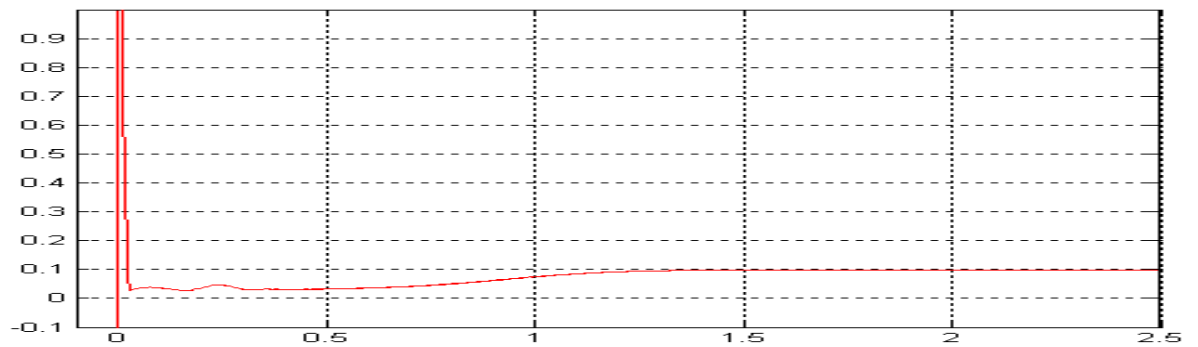
h- Analyse spectrale du courant :



i- Les courants statoriques des trois phases :



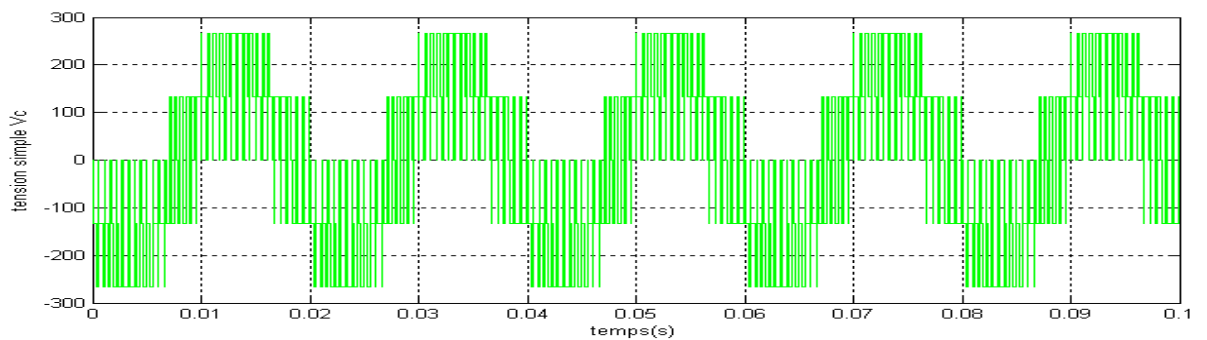
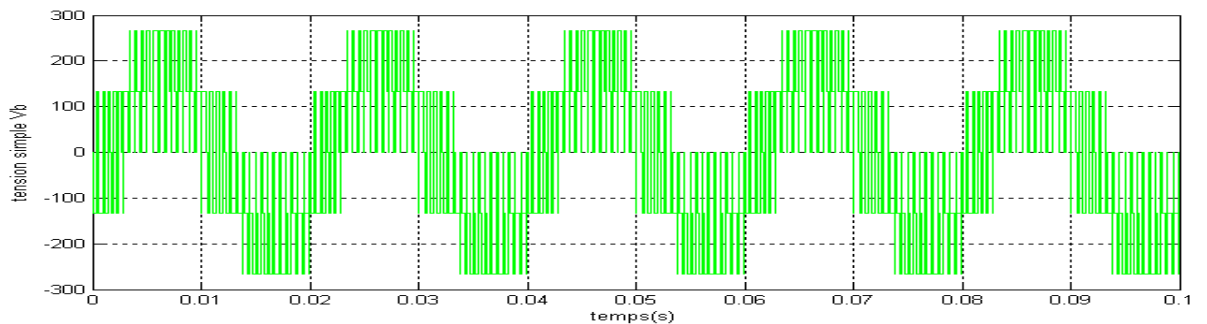
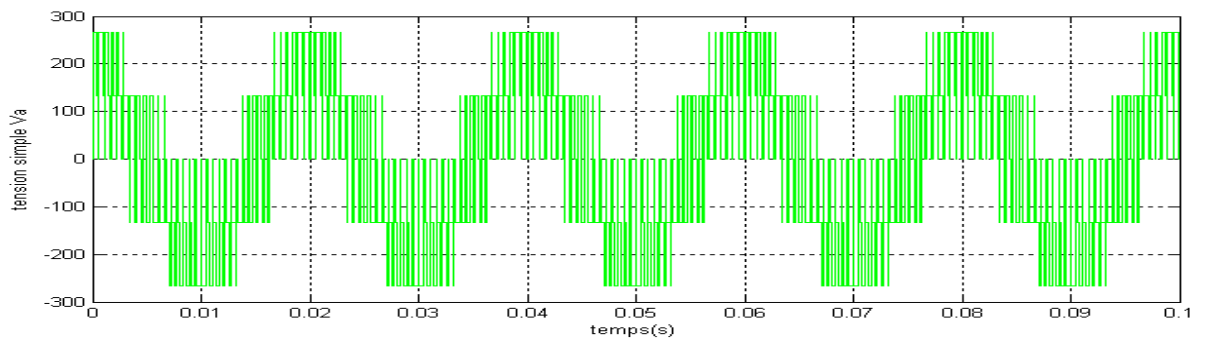
j- La distorsion totale des harmoniques :



$$\text{THD} = 0.0990 \Rightarrow \text{THD} = 9.90\%$$

$$\diamond r=0.866 ; m=36$$

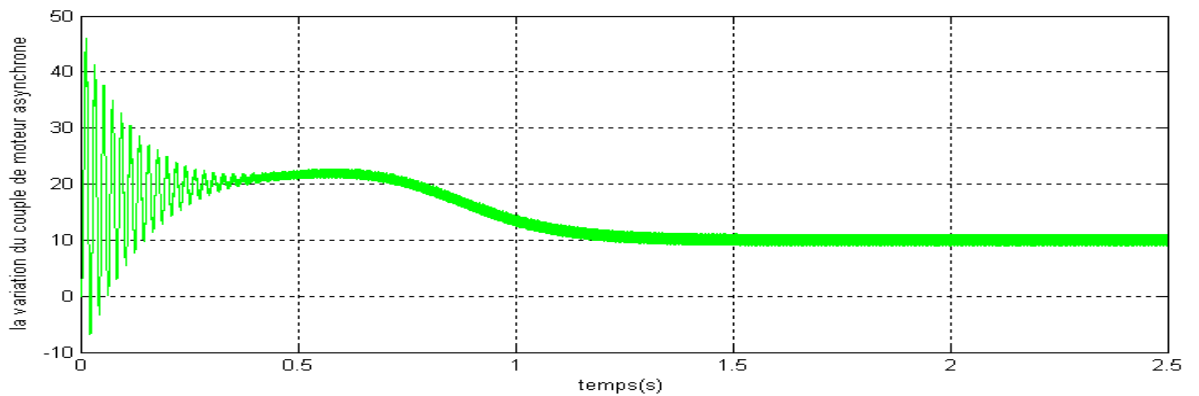
a- Les tensions simples Va, Vb et Vc à la sortie de l'onduleur :



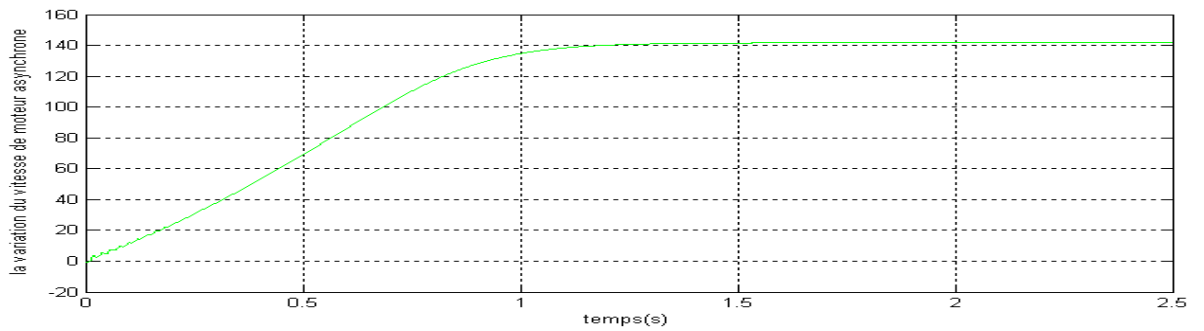
b- Les signaux des impulsions Sa, Sb et Sc des trois interrupteurs supérieurs de l'onduleur :



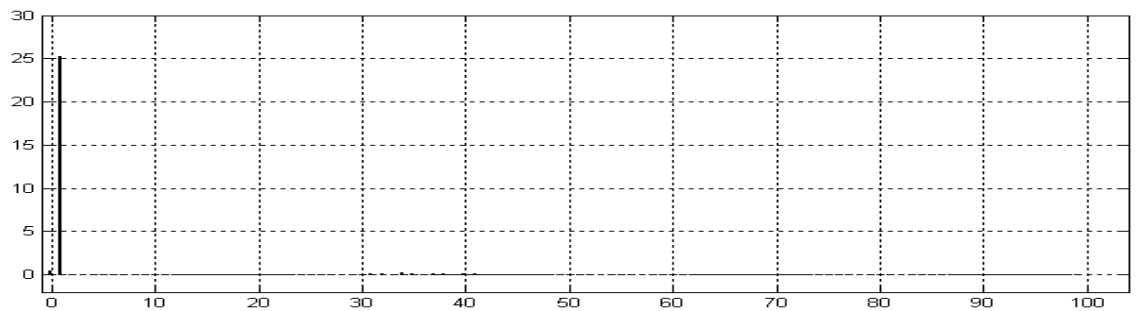
c- La variation de couple du moteur asynchrone :



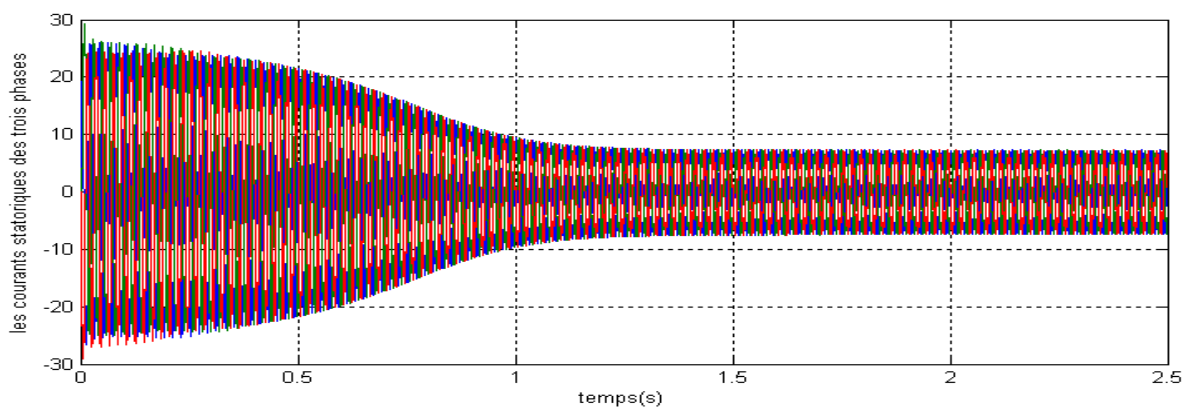
d- La variation de la vitesse du moteur asynchrone :



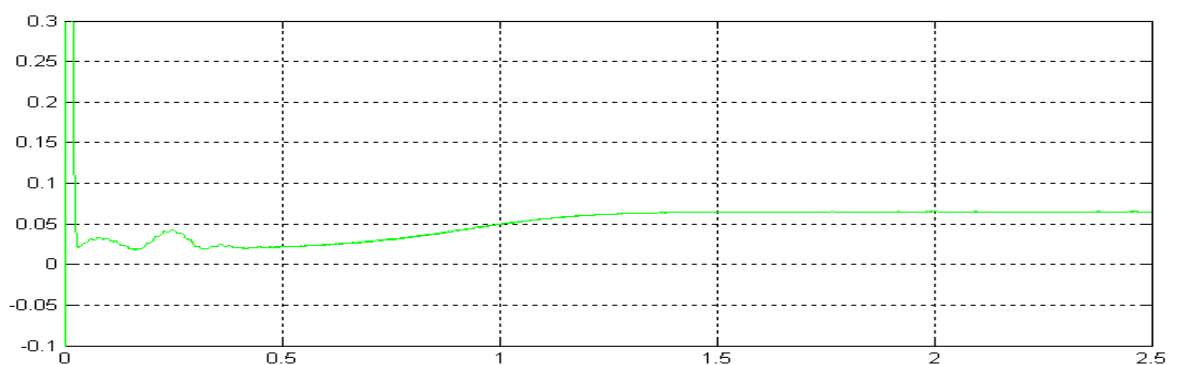
e- Analyse spectrale du courant :



f- Les courants statoriques des trois phases :



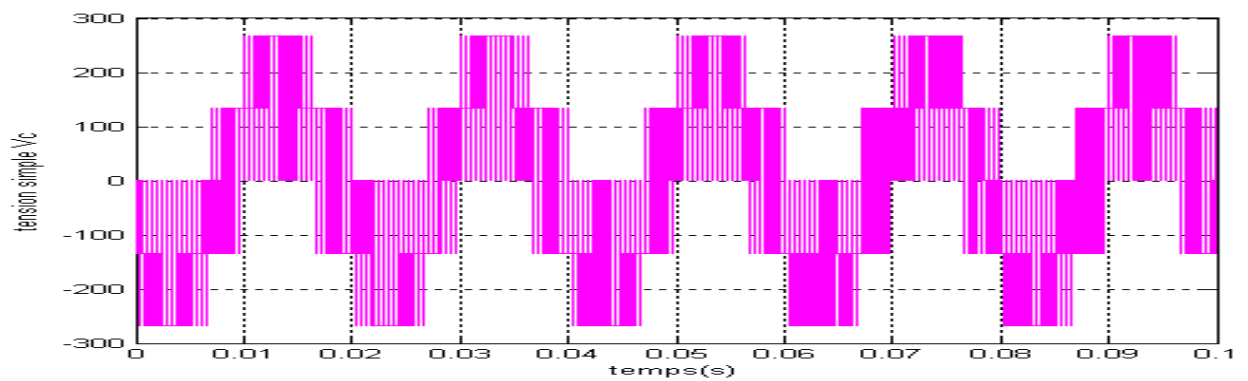
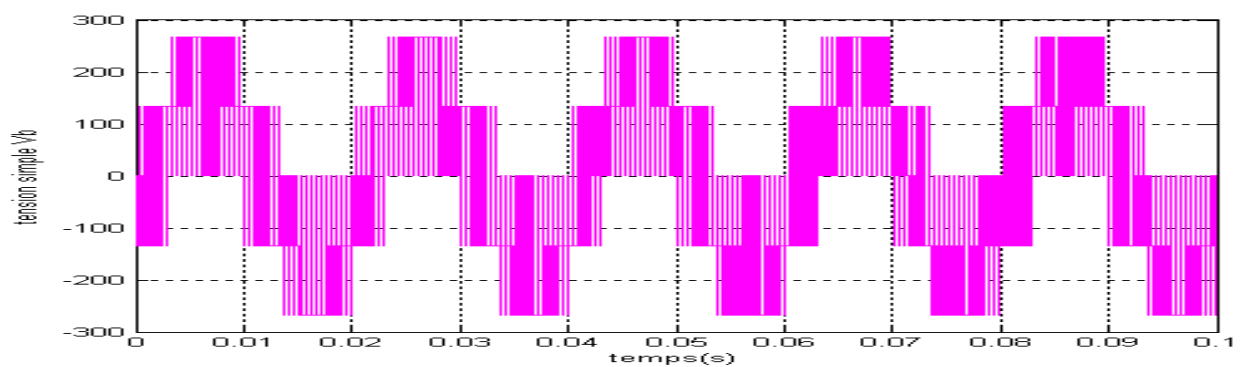
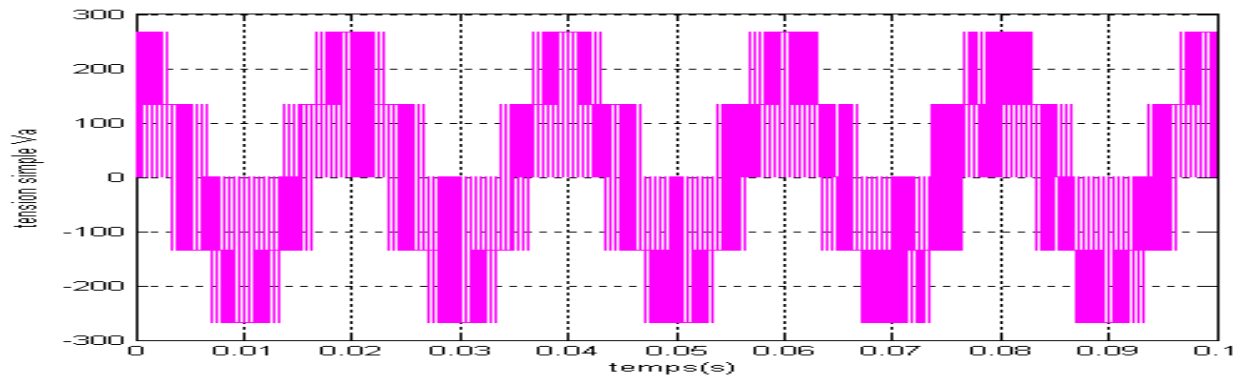
g- La distorsion totale des harmoniques :



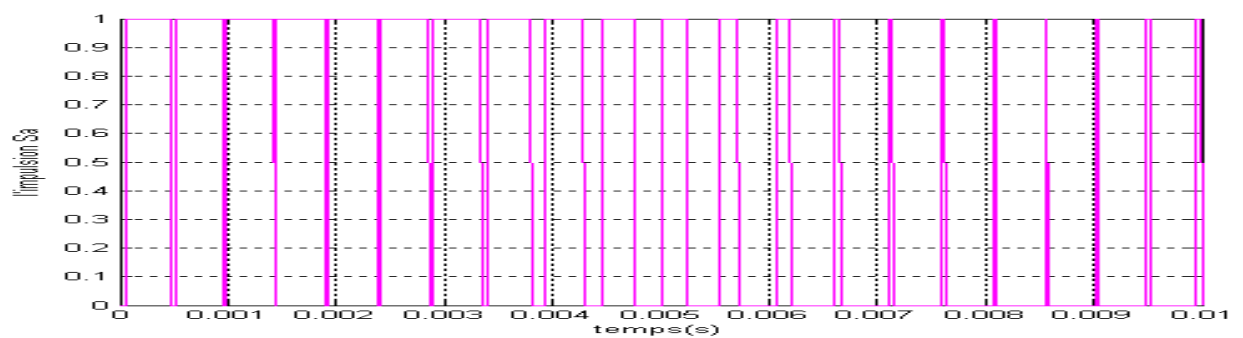
$THD = 0.0649 \Rightarrow THD = 6.49\%$

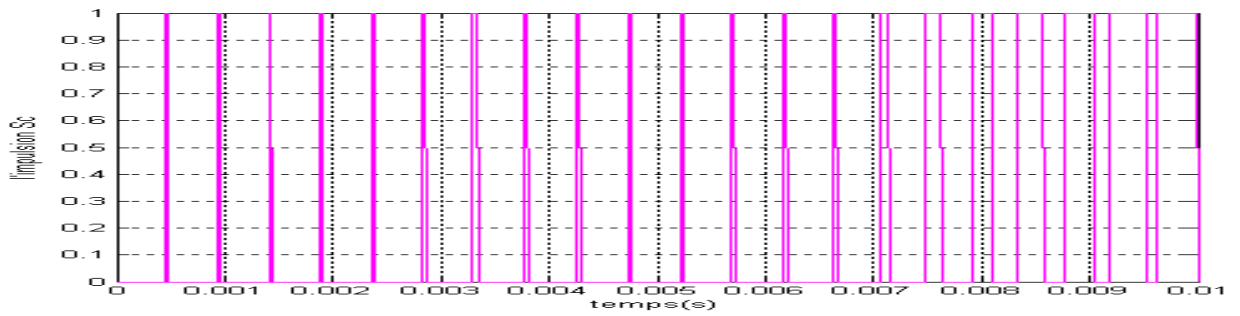
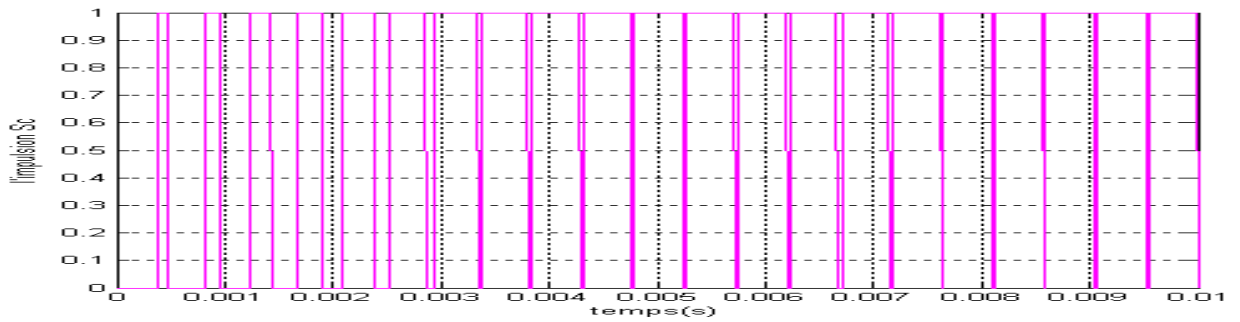
❖ $r=0.866$; $m=42$

a- Les tensions simples V_a , V_b et V_c à la sortie de l'onduleur :

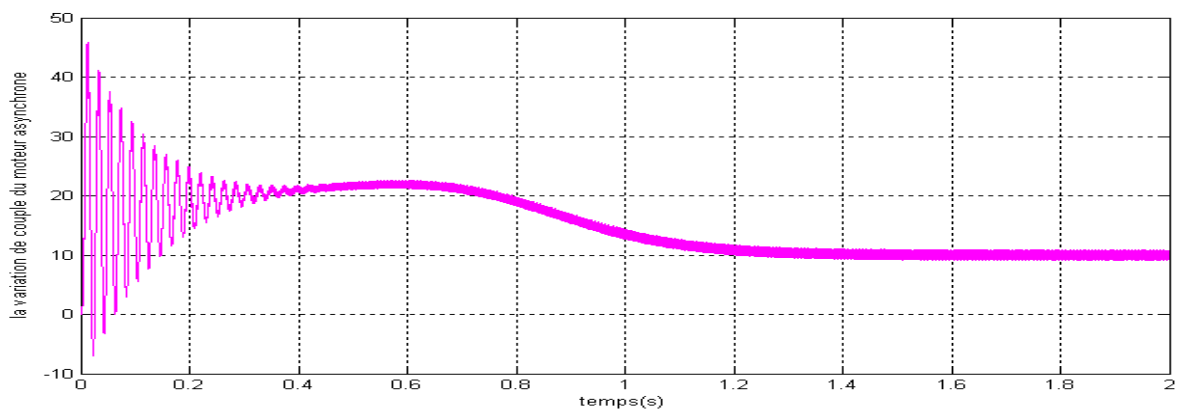


b- Les signaux des impulsions S_a , S_b et S_c des trois interrupteurs supérieurs de l'onduleur :

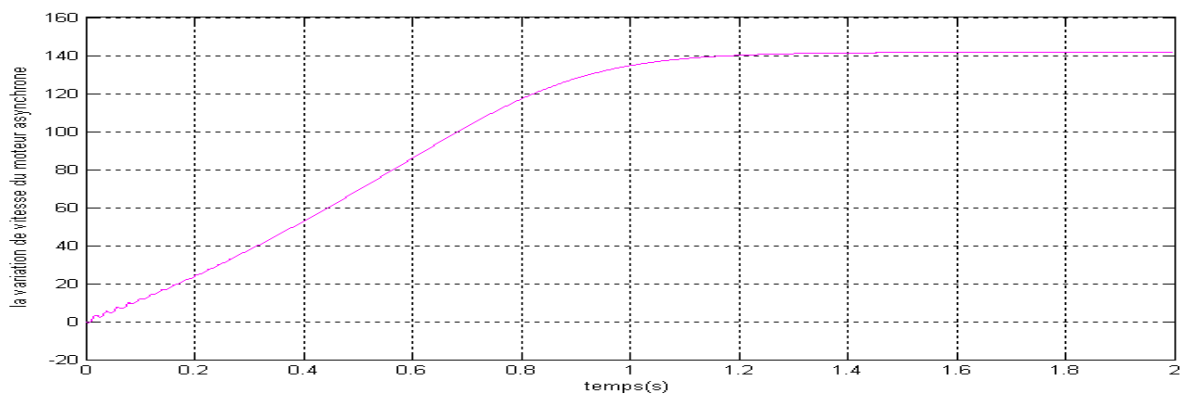


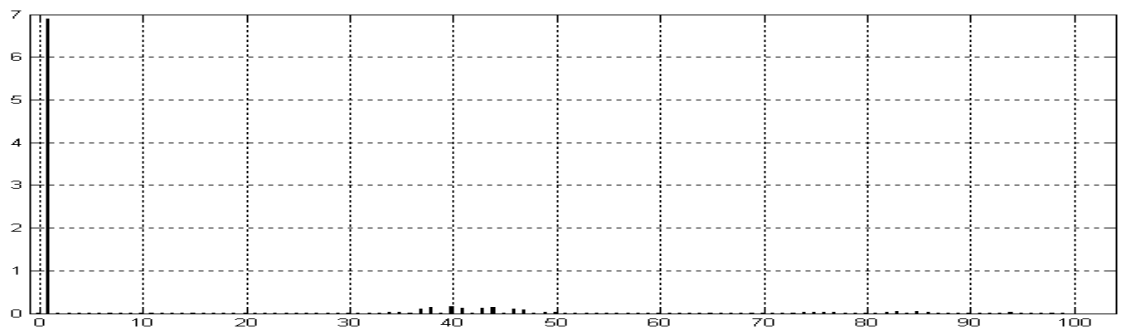
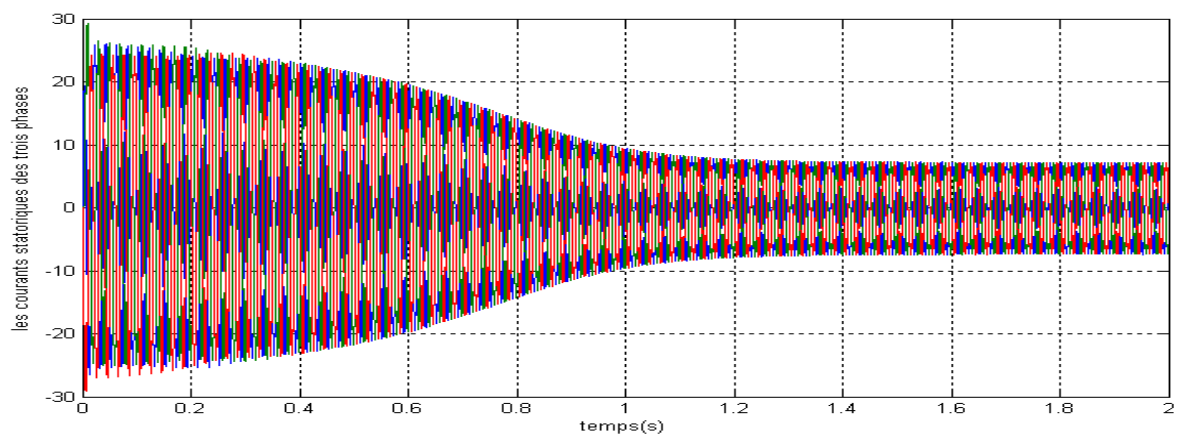
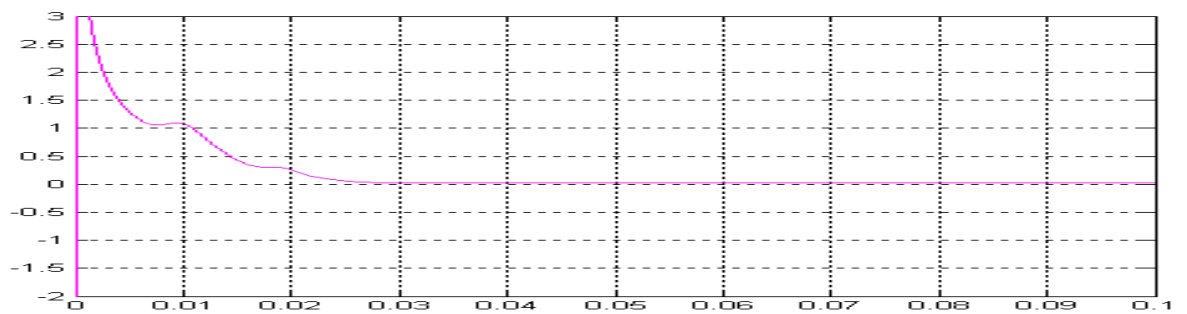


c-La variation de couple du moteur asynchrone :



d- La variation de la vitesse du moteur asynchrone :

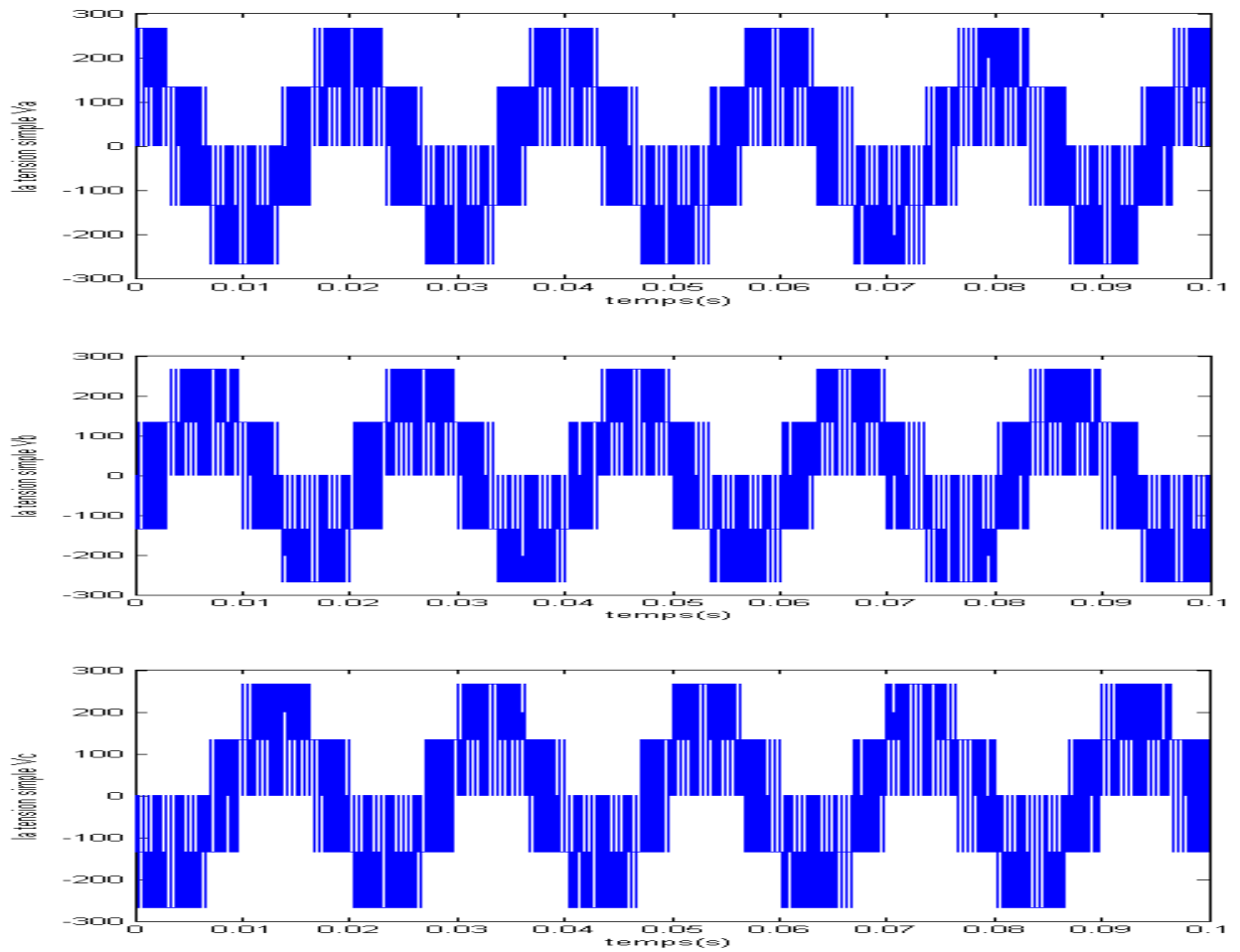


e- Analyse spectrale du courant :**f- Les courants statoriques des trois phases :****g- La distorsion totale des harmoniques :**

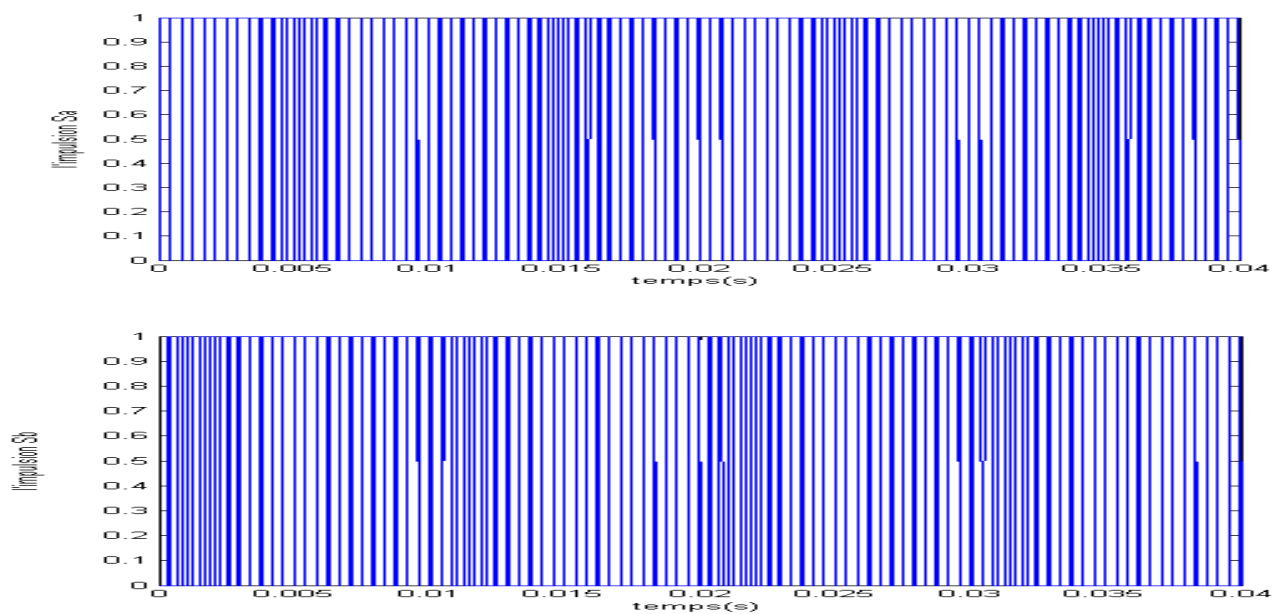
$$\text{THD} = 0.0556 \Rightarrow \text{THD} = 5.56\%$$

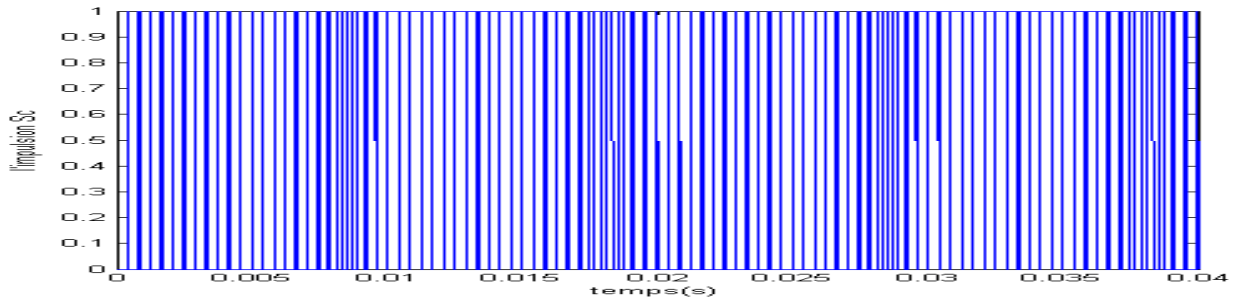
❖ $r=0.866$; $m=48$

a- Les tensions simples V_a , V_b et V_c à la sortie de l'onduleur :

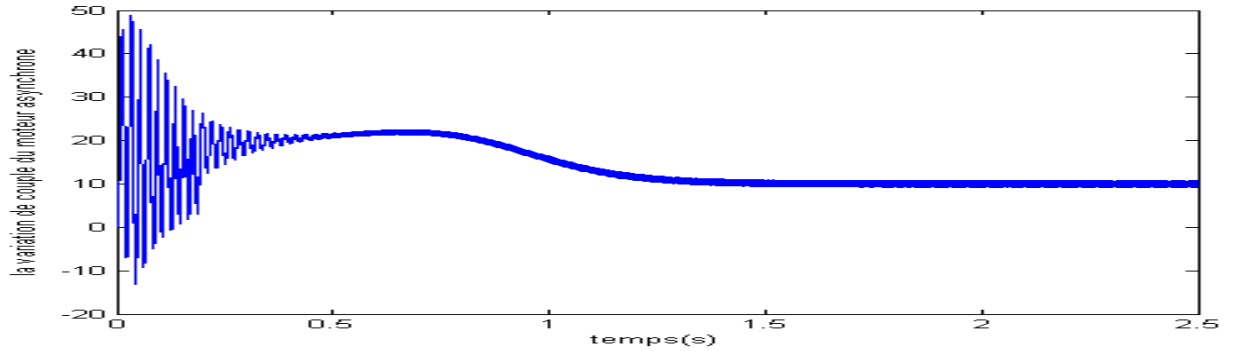


b- Les signaux des impulsions S_a , S_b et S_c des trois interrupteurs supérieurs de l'onduleur :

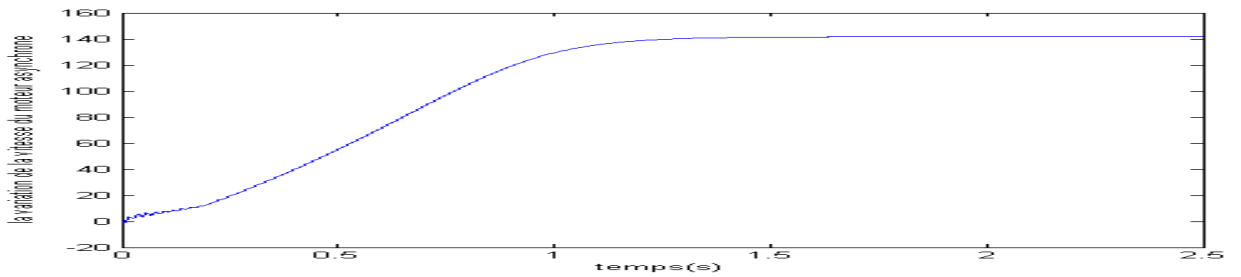




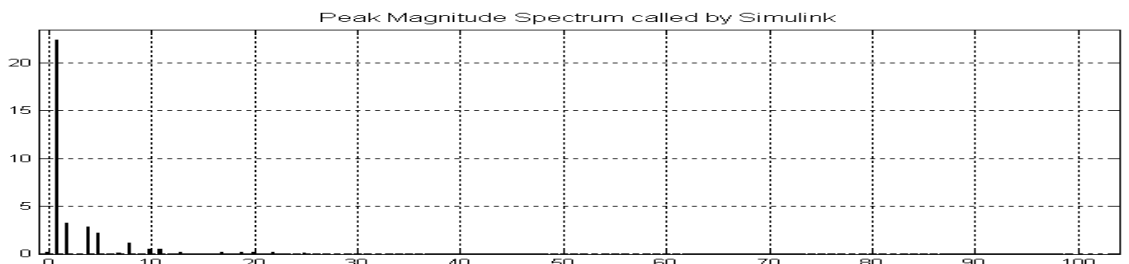
c- La variation de couple du moteur asynchrone :



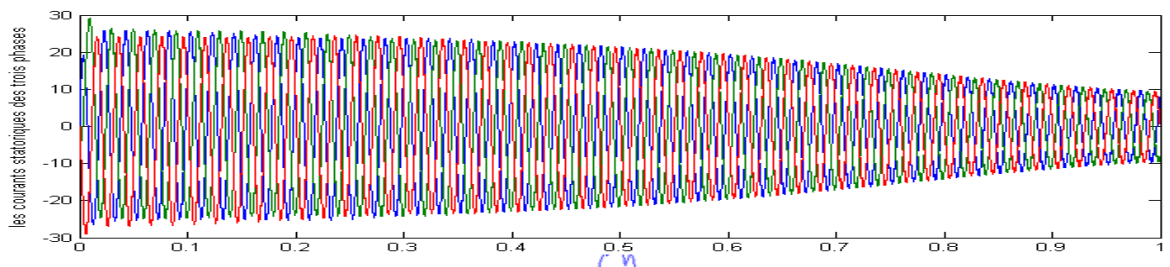
d- La variation de la vitesse du moteur asynchrone :

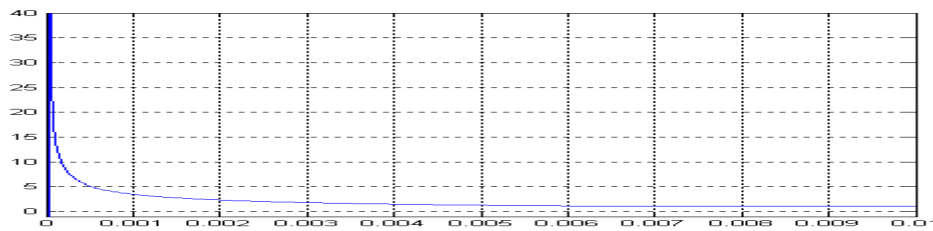


e- Analyse spectrale du courant :



f- Les courants statoriques des trois phases :



g- La distorsion totale des harmoniques :

$$\text{THD} = 0.0692 \Rightarrow \text{THD} = 6.92\%$$

Evolution du courant moteur :

On reconnaît le classique appel de courant au démarrage égal à 3 fois environ le courant nominal (le courant mesuré en A).

Evolution du couple instantané du moteur :

Le couple monte jusqu'à plus de 50N.m. après disparition du régime transitoire, le couple tend vers couple résistant

Evolution de la vitesse :

Les oscillations de couple se font évidemment ressentir sur l'évolution de la vitesse qui en régime permanent se stabilise à 1420tr/mn puisque le moteur possède 2paires de pôles.

4.3.1.a- Interprétation des résultats :

- après ces essais de simulation, nous observons que la meilleure valeur de THD (la distorsion harmonique totale) est 10% correspond à l'indice de modulation $M=48$ et l'indice de réglage $r=86.6\%$.
- on résume les essais de simulation dans ce tableau

Tableau (4.2) : essais de simulation (SVM1)

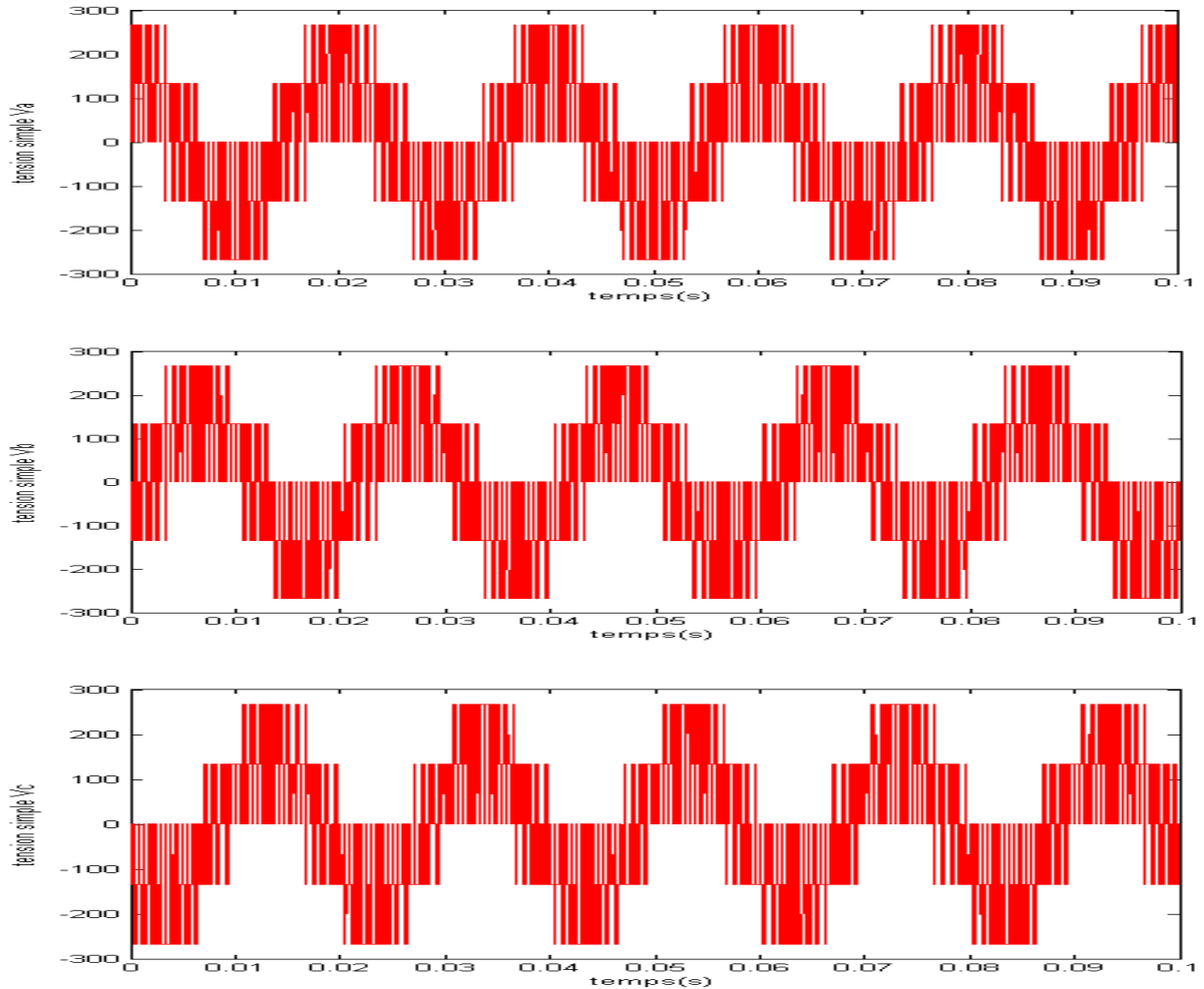
m	THD (%)
24	9.90
36	6.49
42	5.56
48	6.92

- pour valider les résultats obtenus par la commande vectorielle à séquence alignée à droite (SVM1), nous avons les comparons aux résultats obtenus par la MLI vectorielle à séquence symétrique (SVM2) en effectuant des essais avec les même valeurs de r et m .

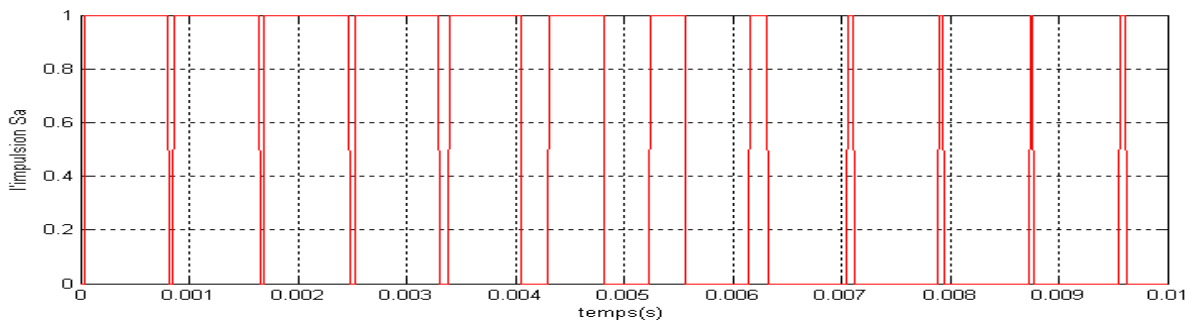
4.3.2-modulation vectorielle à séquence symétrique SVM2 :

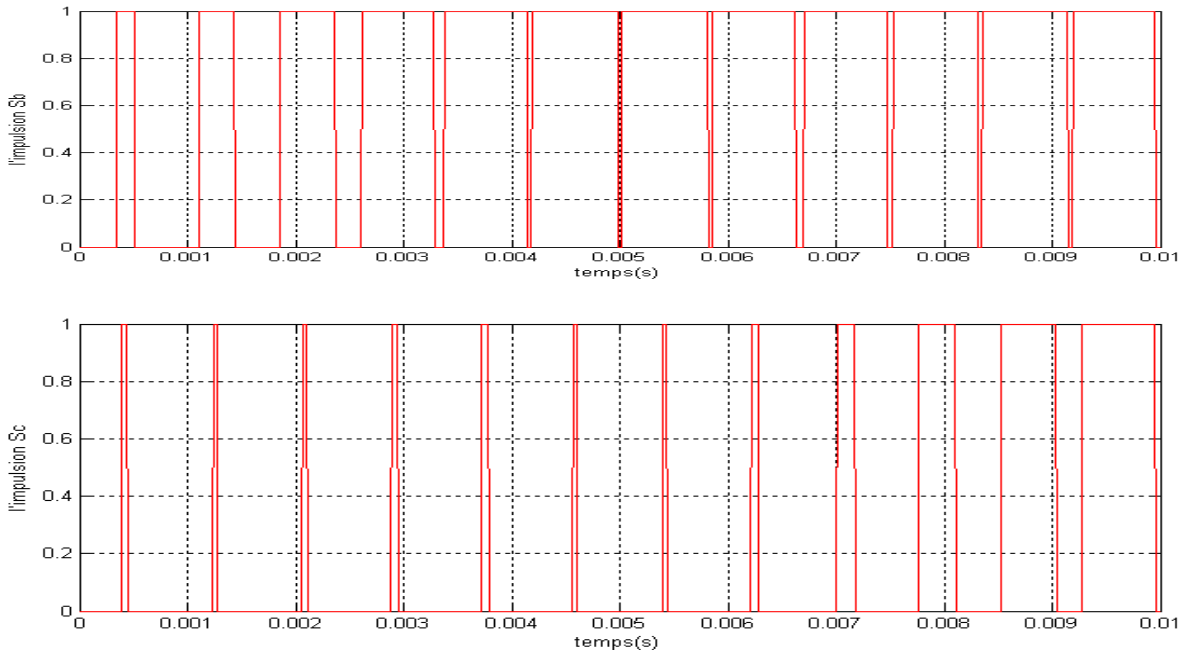
❖ $r=0.866$; $m=24$

a- Les tensions simples V_a , V_b et V_c à la sortie de l'onduleur :

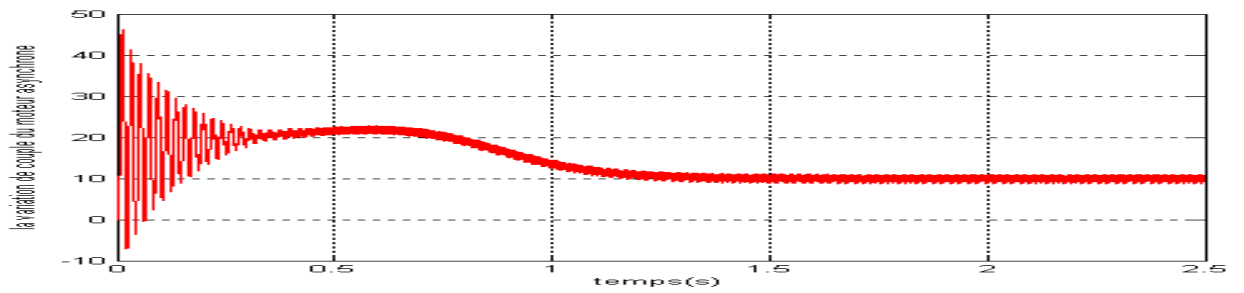


b- Les signaux des impulsions S_a , S_b et S_c des trois interrupteurs supérieurs de l'onduleur

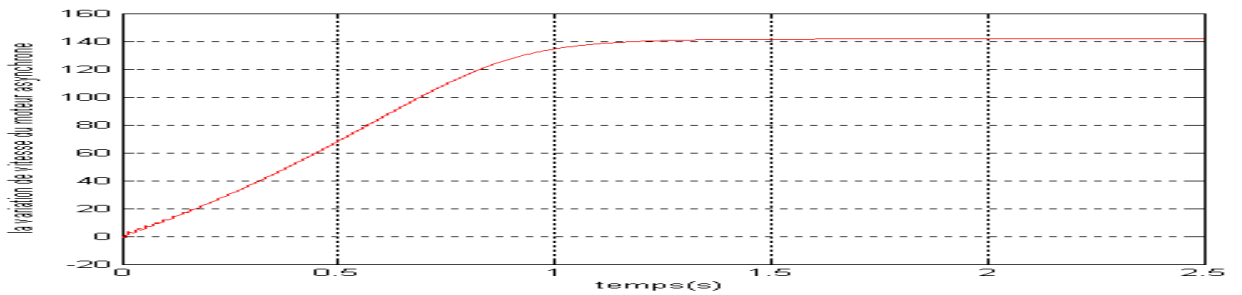




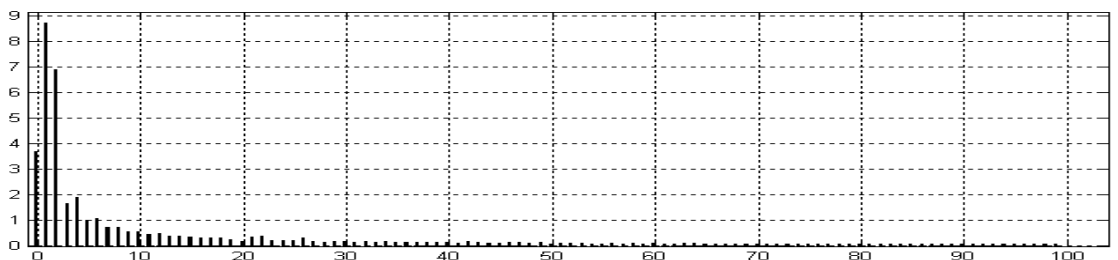
c- La variation de couple du moteur asynchrone :



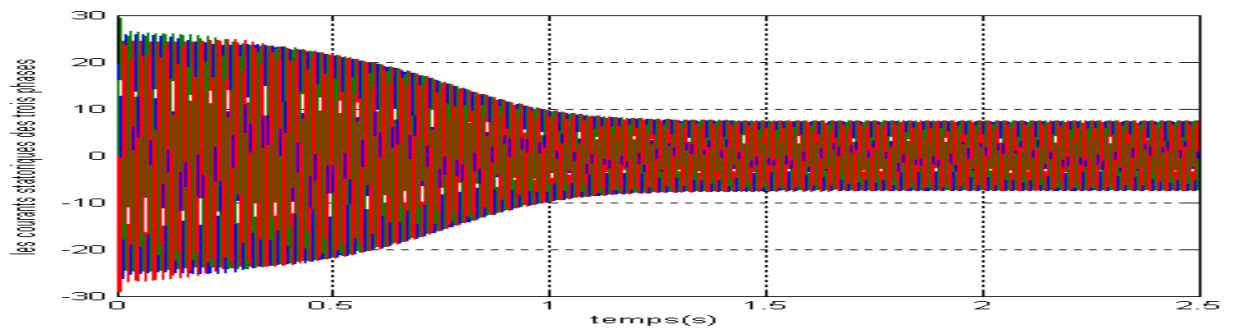
d- La variation de la vitesse du moteur asynchrone :



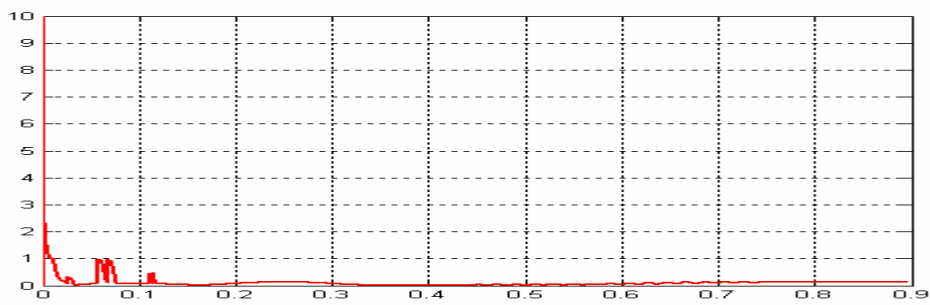
e- Analyse spectrale du courant :



f- Les courants statoriques des trois phases :



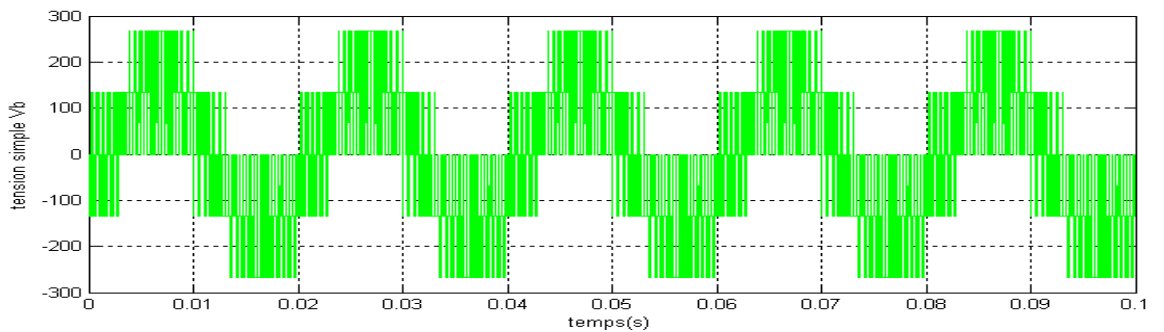
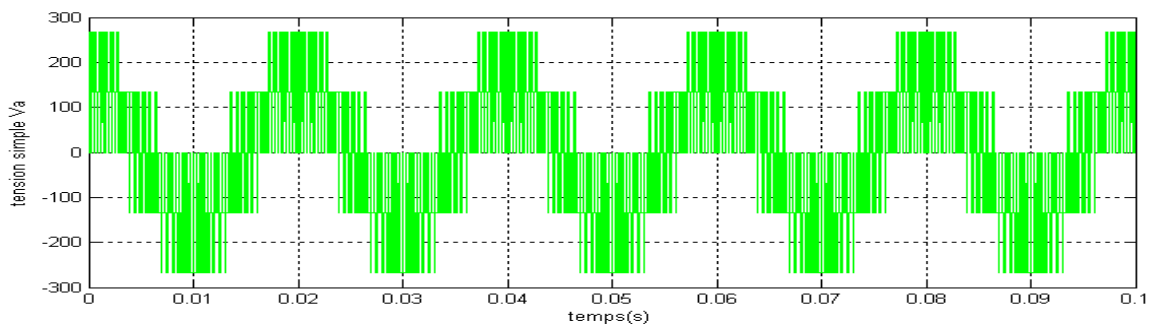
g- La distorsion totale des harmoniques :

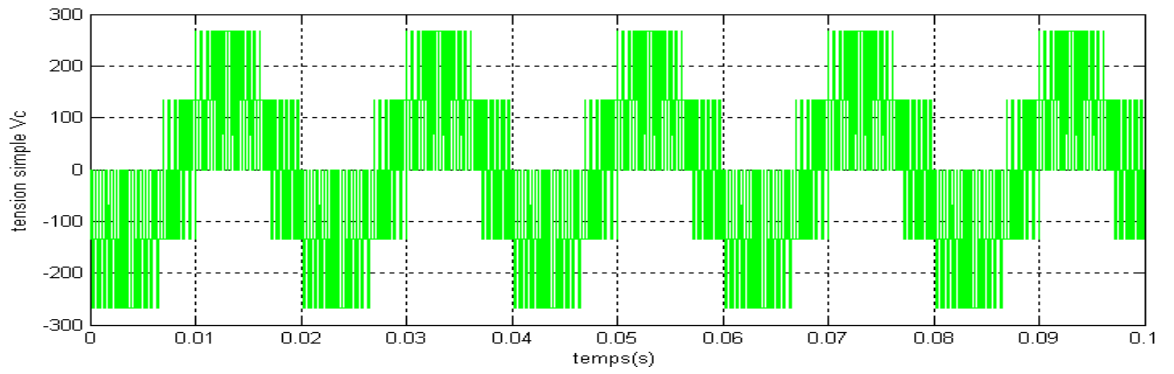


$THD=0.116 \Rightarrow THD=11.6\%$

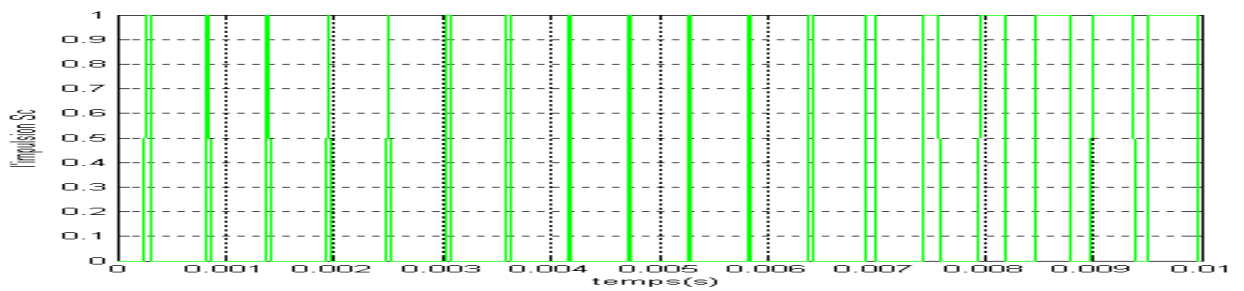
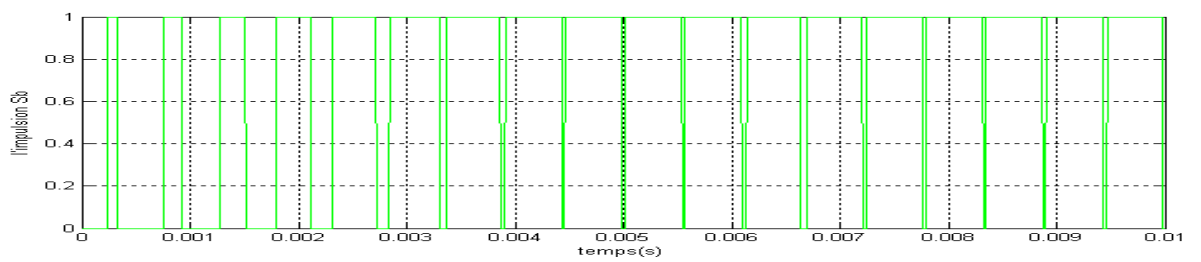
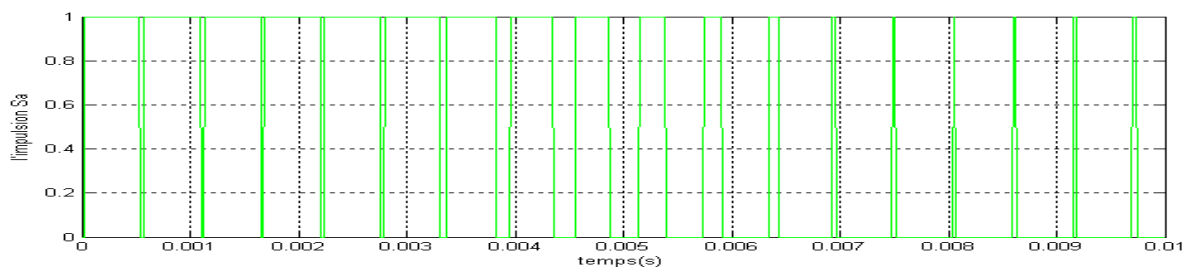
❖ $r=0.866$; $m=36$

a- Les tensions simples Va, Vb et Vc à la sortie de l'onduleur :

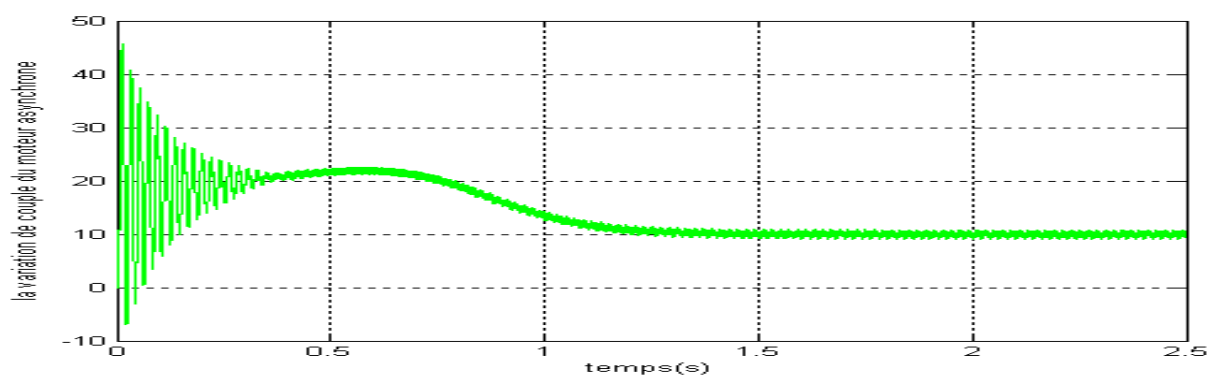




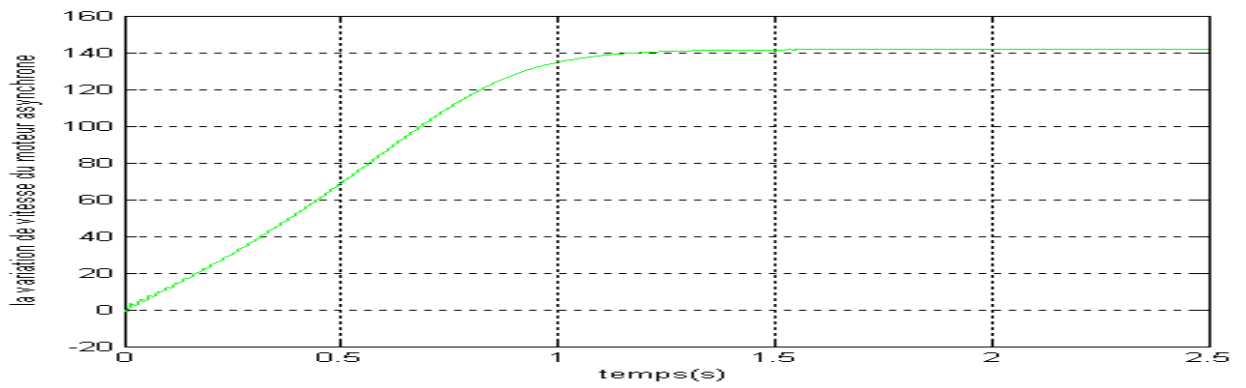
b- Les signaux des impulsions Sa, Sb et Sc des trois interrupteurs supérieurs de l'onduleur



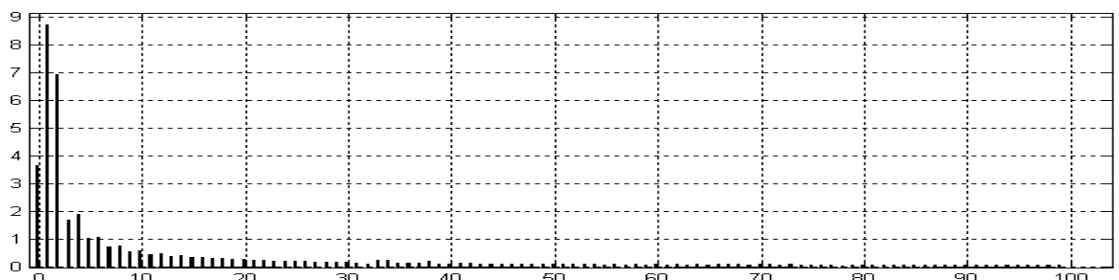
c-La variation de couple du moteur asynchrone :



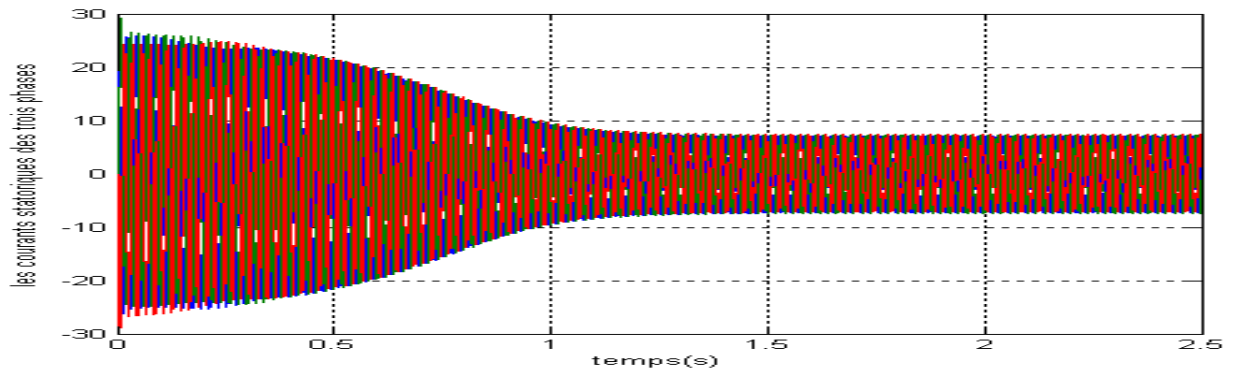
d-La variation de la vitesse du moteur asynchrone :



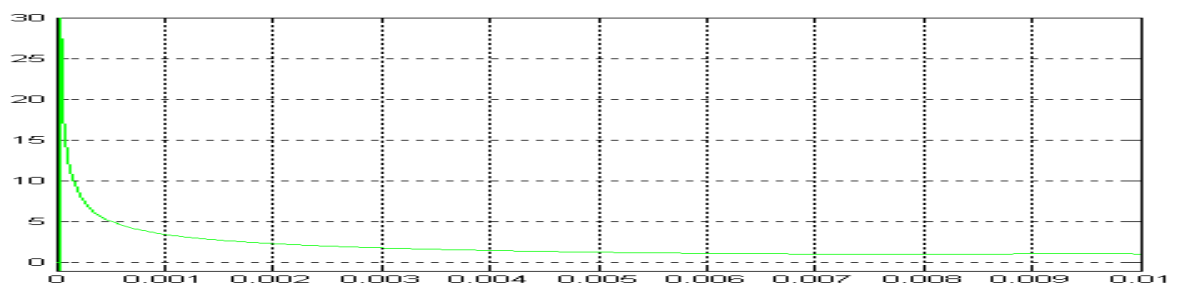
e- Analyse spectrale du courant :



f- Les courants statoriques des trois phases :



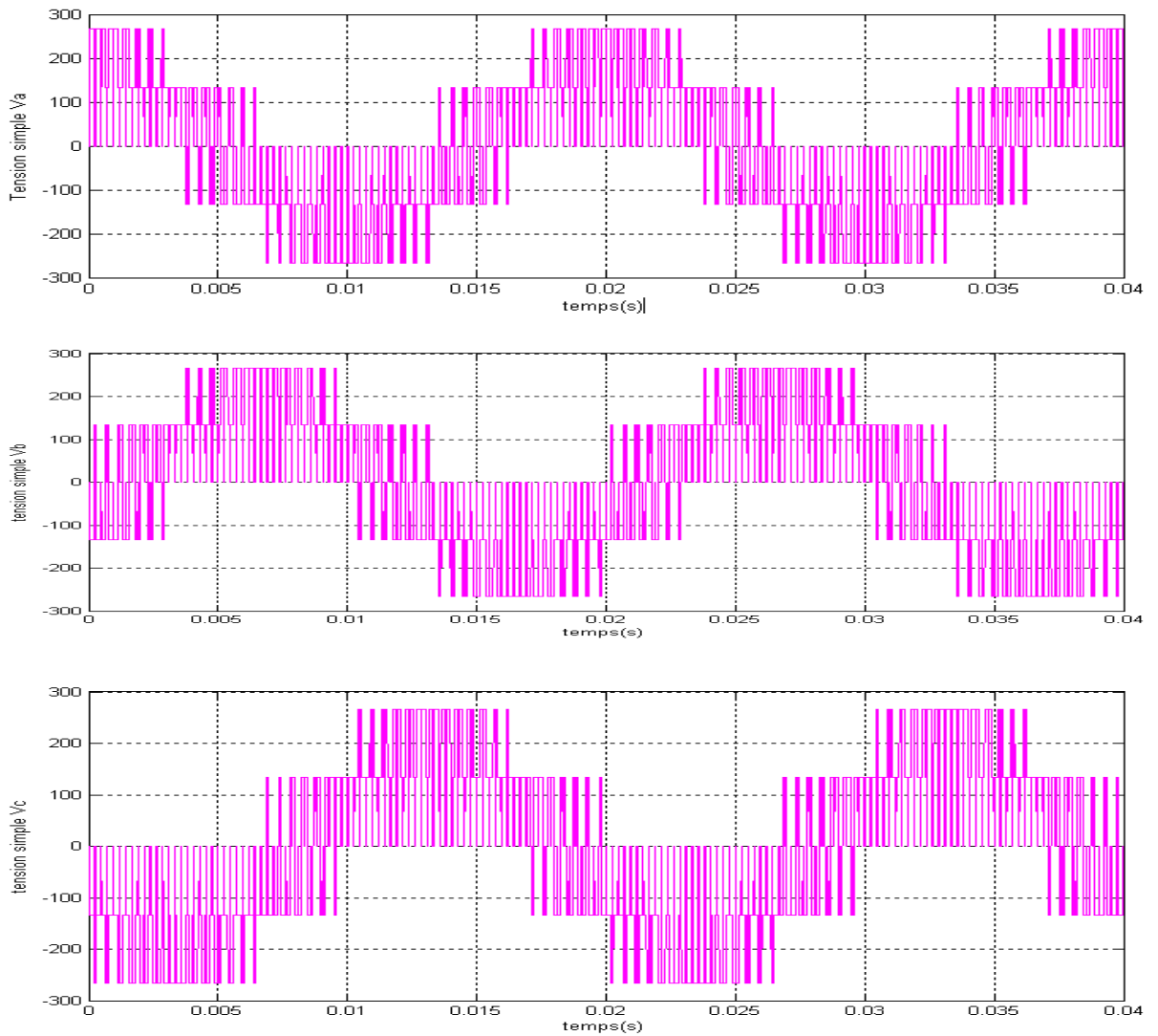
g- La distorsion totale des harmoniques :



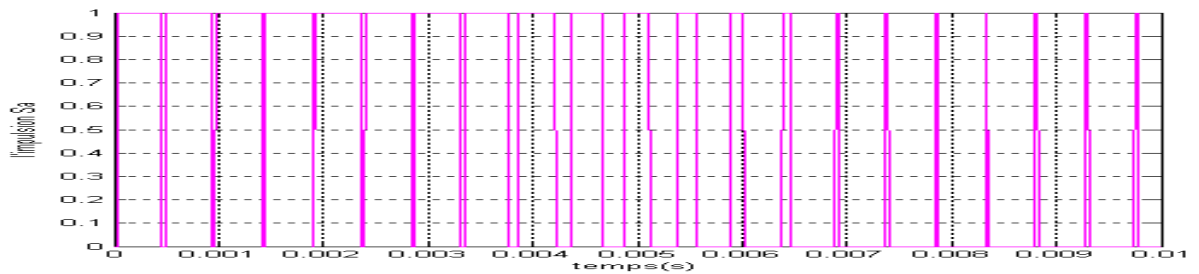
THD=0.07152 ⇒ THD=07.15%

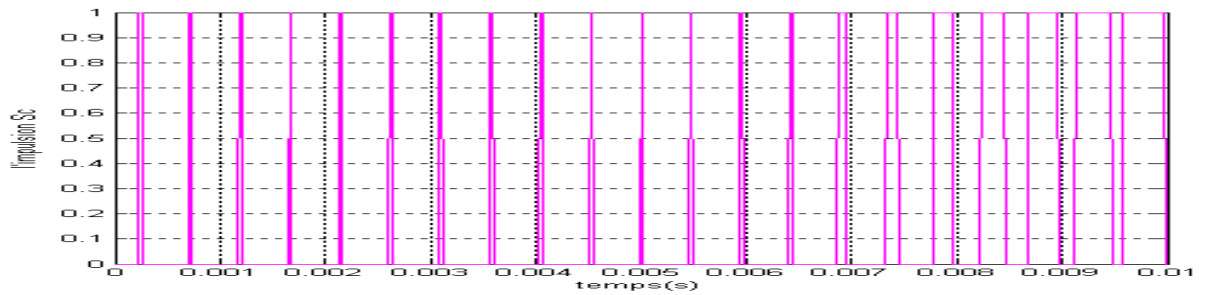
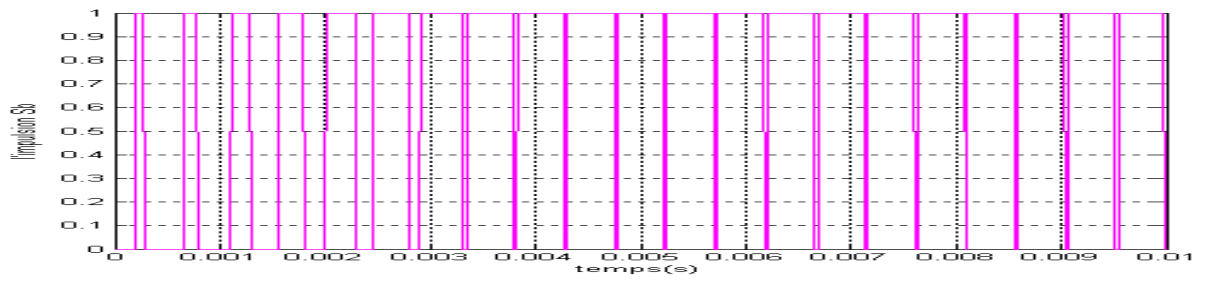
❖ $r=0.866$; $m=42$

a-Les tensions simples Va, Vb et Vc à la sortie de l'onduleur :

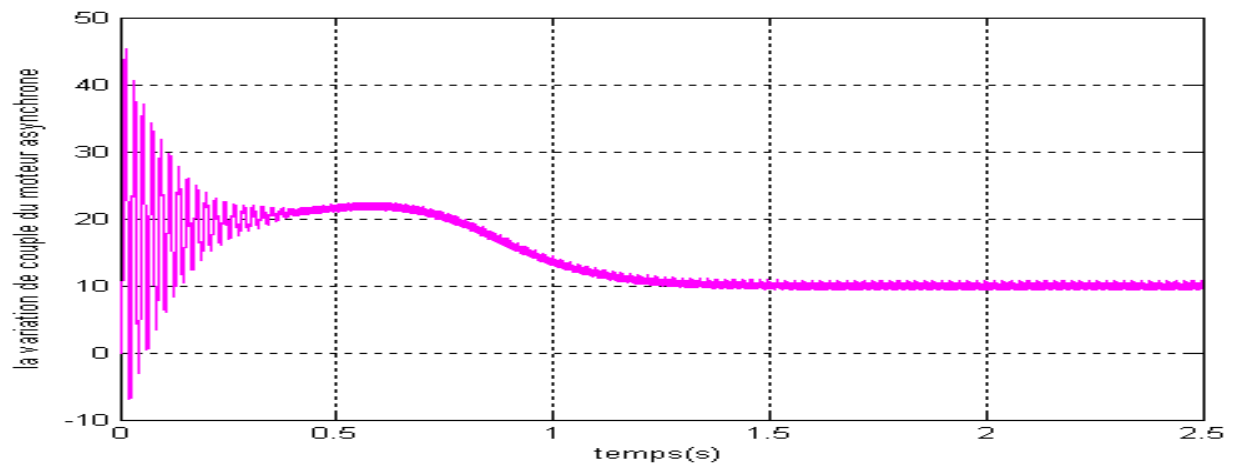


b-Les signaux des impulsions Sa, Sb et Sc des trois interrupteurs supérieurs de l'onduleur

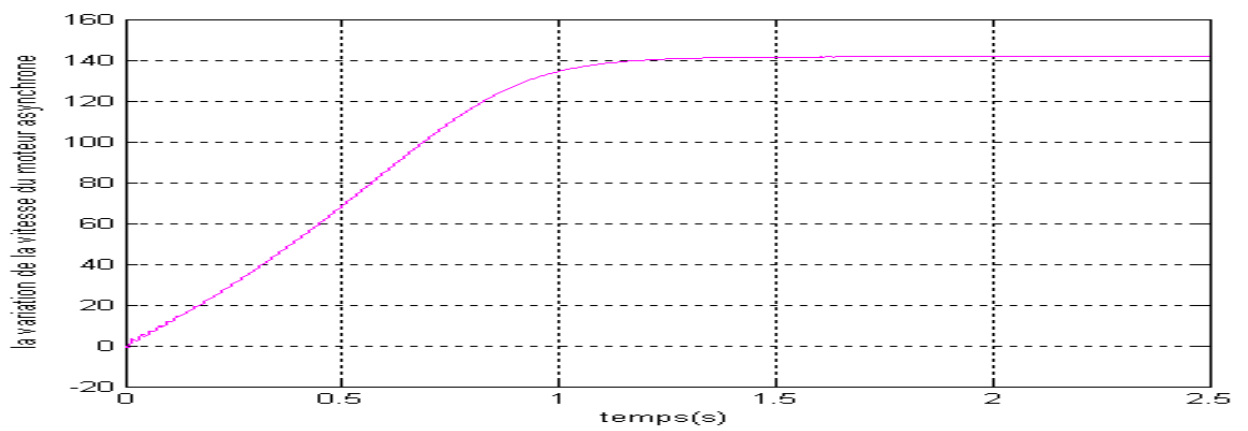




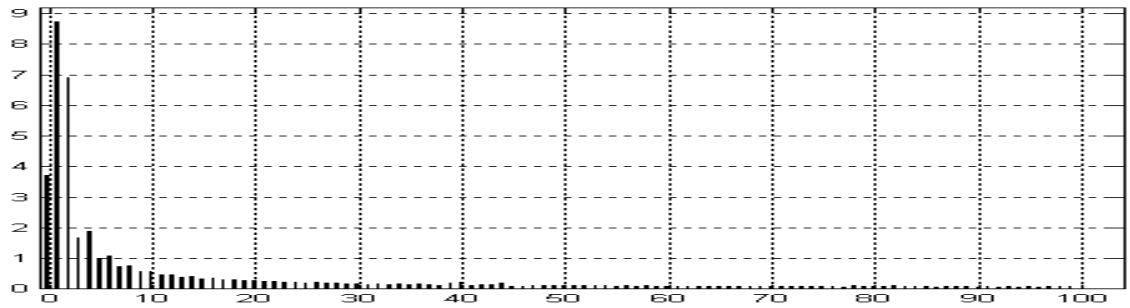
c-La variation de couple du moteur asynchrone :



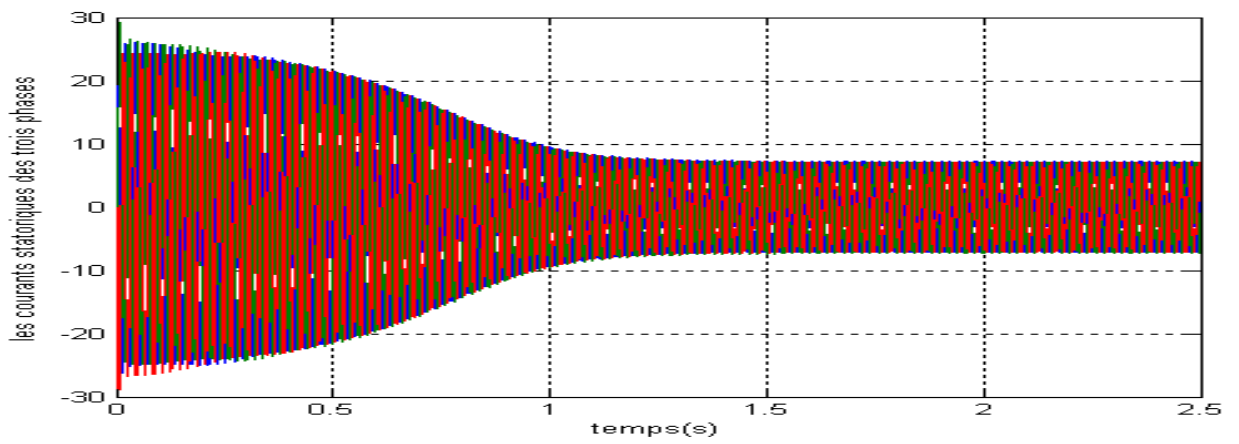
d-La variation de la vitesse du moteur asynchrone :



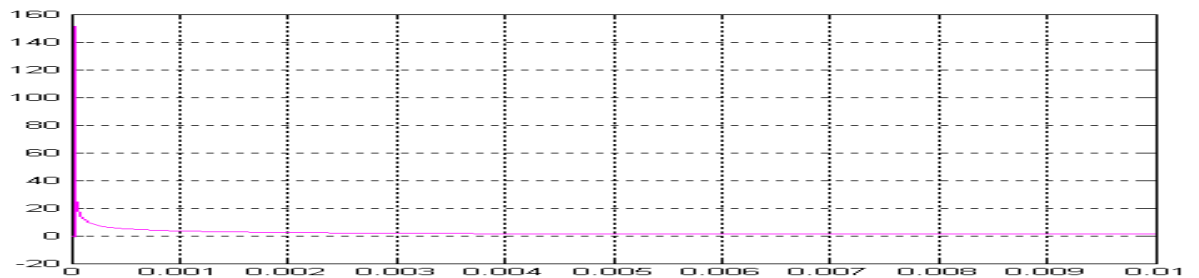
e- Analyse spectrale du courant :



f- Les courants statoriques des trois phases :



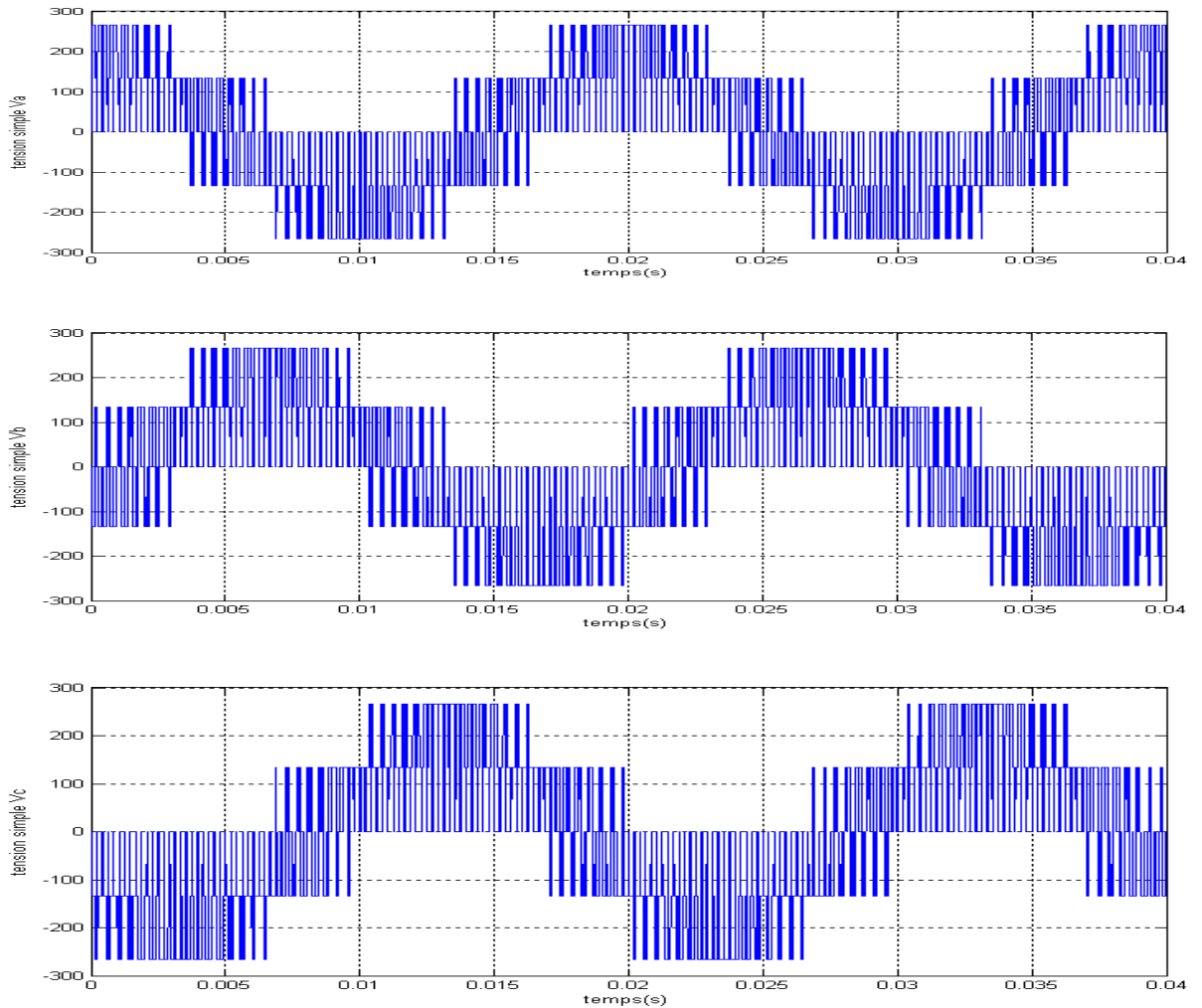
g- La distorsion totale des harmoniques :



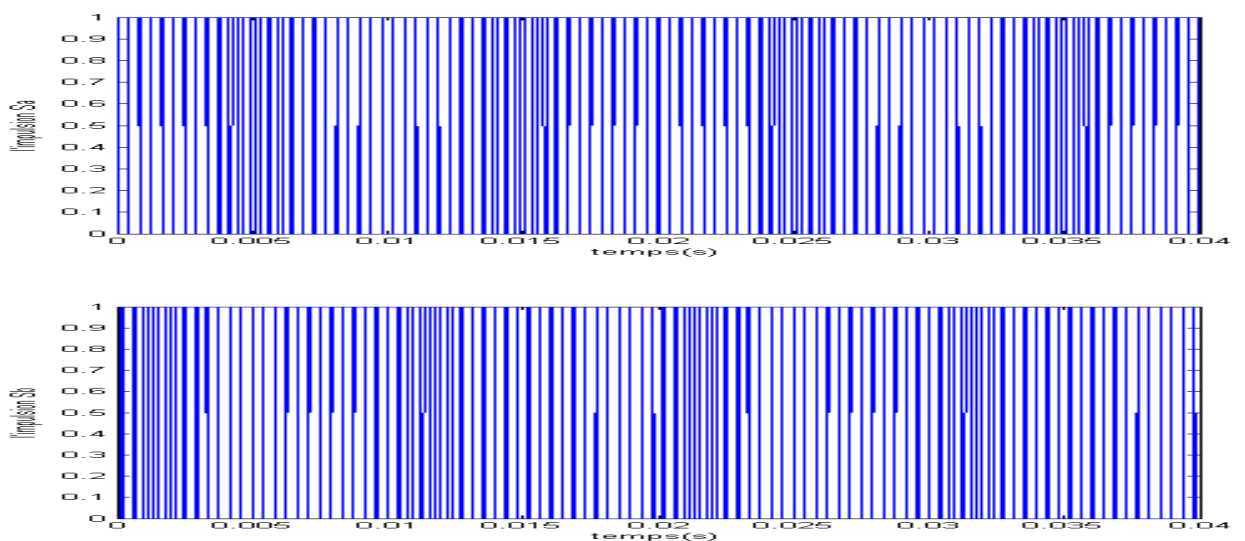
THD=0.0618 \Rightarrow THD=6.18%

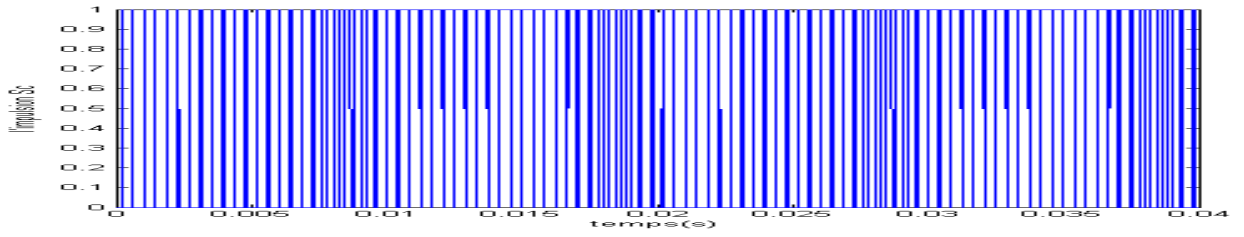
❖ $r=0.866$; $m=48$

a- Les tensions simples V_a , V_b et V_c à la sortie de l'onduleur :

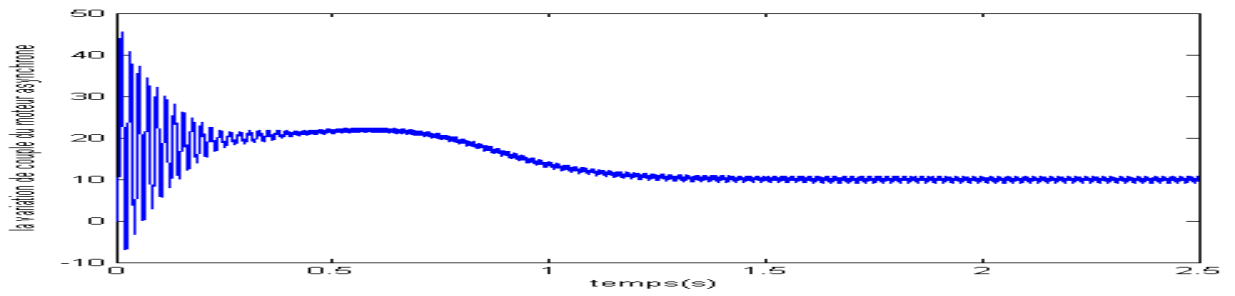


b- Les signaux des impulsions S_a , S_b et S_c des trois interrupteurs supérieurs de l'onduleur :

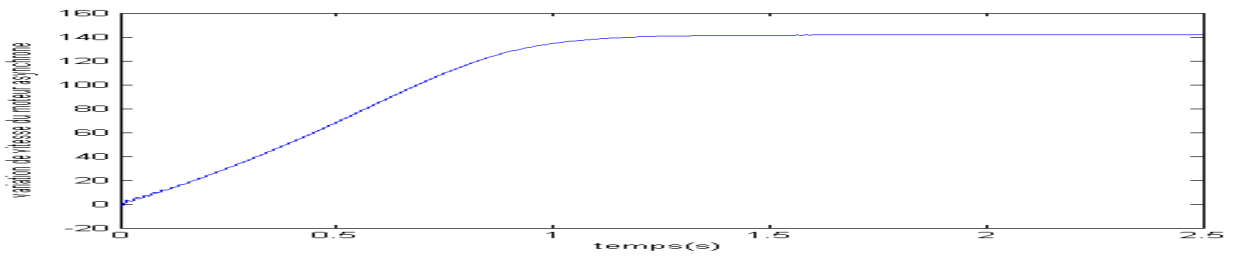




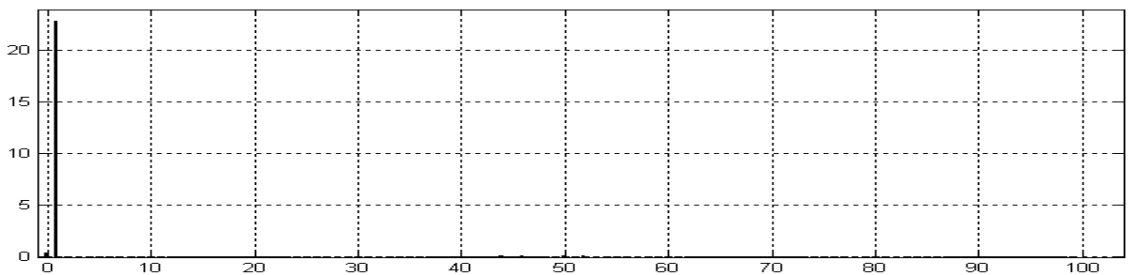
c- La variation de couple du moteur asynchrone :



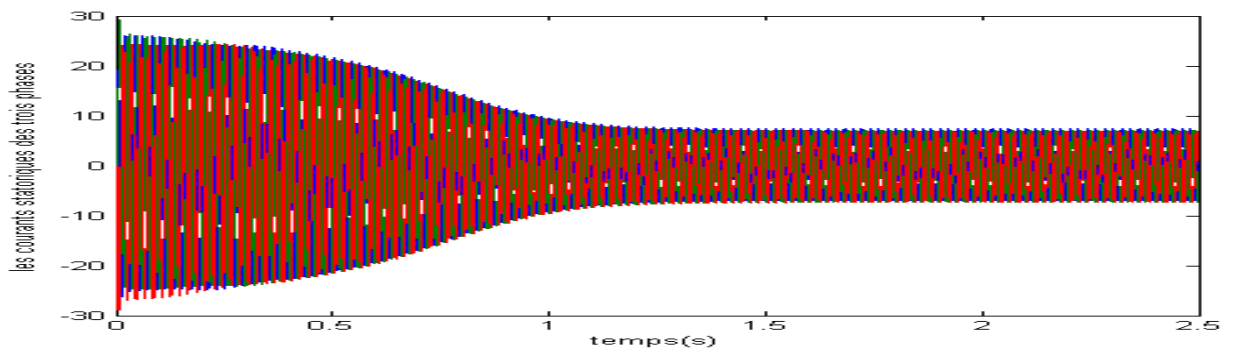
d- La variation de la vitesse du moteur asynchrone :

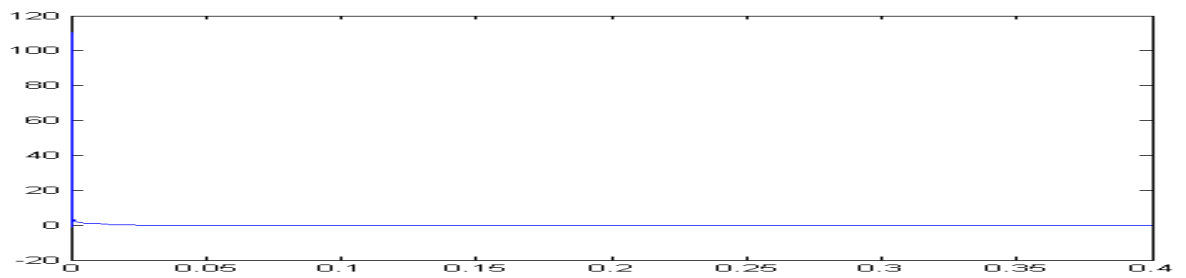


e- Analyse spectrale du courant :



f- Les courants statoriques des trois phases :



g- La distorsion totale des harmoniques :

$$\text{THD} = 0.0490 \Rightarrow \text{THD} = 4.90\%$$

On résume les valeurs obtenues par simulation du THD dans ce tableau :

Tableau. (4.3) : résultats du THD pour les deux algorithmes

m	THD(SVM1) %	THD(SVM2) %
24	9.90	11.6
36	6.49	7.15
42	5.56	4.90
48	6.92	6.18

4.4-Conclusion :

Pour l'algorithme SVM2 l'augmentation de l'indice de modulation conduit à la réduction de la distorsion harmonique totale c'est-à-dire que la valeur THD varie d'une manière descendante en fonction de l'indice de modulation alors que dans l'algorithme SVM1 l'augmentation de l'indice de réglage ne réduit pas forcément la distorsion harmonique totale THD, c'est-à-dire que la valeur de THD varie d'une manière aléatoire en fonction de l'indice de modulation.

Conclusion générale :

Le travail réalisé dans le cadre de ce mémoire, nous a permis de faire une comparaison des différentes techniques de commande de l'onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone à cage.

Nous avons modélisé, dans la première partie, les différents stratégies de commande d'un onduleur triphasé à deux niveaux.

La détermination en temps réel les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs fait l'appel à plusieurs techniques comme :

- Utiliser les intersections d'une onde de référence généralement sinusoïdale avec une onde de porteuse généralement triangulaire (MLI sinus-triangle).
- Utiliser une bascule à hystérésis commandée par la différence entre une onde de référence et l'onde de la grandeur réelle (hystérésis).
- Utiliser la projection du vecteur de référence sur les vecteurs de commutation dans le plan (α, β) (MLI vectorielle).

L'étude du deuxième chapitre nous a permis que l'onduleur commandé par MLI vectorielle nous a donné un courant presque sinusoïdale, contient moins d'harmonique et la tension composée à la sortie de l'onduleur peut aller jusqu'à la valeur de la tension continue U avec l'indice de modulation qui varie de 0 à 0.866. Avec cette méthode de commande, on obtient une meilleure réponse dynamique du moteur.

La modélisation de la machine asynchrone, l'objet de troisième partie, est une étape très importante, se base sur les hypothèses simplificatrices et la transformation de PARK, afin de réduire le nombre d'équations.

L'étude du dernier chapitre nous a permis de faire une comparaison entre la commande par MLI vectorielle et les deux techniques de commande (a séquence alignée à droite SVM1 et à séquence symétrique SVM2) d'un onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone à cage, les résultats obtenus montrent que la MLI vectorielle présente une meilleure approximation du fonctionnement optimal de la machine.

Ce travail, nous a permis d'une part de connaître les principes de base pour l'étude et la simulation de n'importe quel système électroénergétique complexe, et d'autre part, il a servi à enrichir notre modeste connaissance sur la technique de programmation, la modélisation d'un système et les techniques de commande d'alimentation de la machine asynchrone à cage.

Les références

[1] : **Messaoudi Mourad, Lebriki Salim** : « commande vectorielle direct et indirect d'une machine à induction alimenté par onduleur à MLI ».mémoire d'ingénieur,unv de Batna 2008 .

[2] : **Brahimi Mohamed El Amine,Babah Azmi** : « commande par MLI vectorielle d'un onduleur alimentant un moteur à cage » .mémoire d'ingénieur,unv de Msila 2008.

[3] : **Pierre MATHYS, Serge PROHOROFF**:« Modélisation et simulation de transformateurs pour alimentations à découpage». Thèse déposée en vue de l'obtention du grade de Docteur en Sciences Appliquées Année académique 1999-2000

[4] :**Tayb Bay Kamel, Haoud Mohamed** : « commande vectorielle d'un convertisseur matriciel » .mémoire d'ingénieur,unv de Msila 2008

[5] : **Mostfaoui Mahyddine, Aiche Abd elhalim** : « commande vectorielle à flux orienté de la machine asynchrone avec adaptation de la constante de temps machine à induction » .mémoire d'ingénieur, unv de Msila 2008.

[7] : **H. Tamrabet** : « Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone », Thèse de Magister, Université de Batna, 2006.

[8] : **Chaouch Souad** : « contribution à la commande d'un redresseur à MLI », mémoire de magister en électrotechnique, unv de Batna 1998.

[9]: **Zouggar**: « commande vectorielle d'un onduleur alimentant une machine a induction».mémoire de magister.

[10] :**G. GUY, C.GUY** ; "Actionneurs électriques, principes modèles commande", édition Eyrolles, 2000.

[11] : **Bendaikha A. Malik** : « commande vectorielle d'un moteur alimentant une machine à cage ». Thèse de Magister, unv d'Annaba 2007.

[12] : **L. Baghli** : « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de LF, RN, AG ». Thèse de doctorat, unv Henri Poincaré, Nancy ,1999

[13] : **Chbabhi Moquerane ,Haffaf Adil** : « commande d'une machine à induction par la méthode H_{∞} ».mémoire d'ingénieur,unv de Msila2007.

[14] : **Aichouche Faouzi,Djalab Lazhar** : « commande non linéaire d'une machine à induction ».mémoire d'ingénieur,unv de Msila 2008.

[15] : **Mallouch Khaled,Nafnaf Youcef** : « commande des machines à induction en tenant compte des défauts »,mémoire d'ingénieur,unv de Msila 2008.

[16] :**Badreddine Rosa,Mahmoudi Nassira** : « contribution à la réalisation d'un logiciel de conception des machines asynchrones à flux radial ».mémoire d'ingénieur, unv de Msila 2008.

[17] : **Gabriel Buche** : « commande vectorielle d'un machine asynchrone en environnement temps réel Matlab/simulik », Grenoble.

[18] :**J.P.Caron,J.P.Hautier** : «modélisation et commande de la machine asynchrone»,éditions technip 1995.

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION D DIPLOME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE
OPTION : ELECTROMECHANIQUE**

Proposé et dirigé par : Mr. A.Malik Bendaikha & Mr Fathi Chouaf.

Présenté par : Bezzalla Amel & Mohamdi Souad.

THEME :

**COMMANDE PAR MLI VECTORIELLE D'UN ONDULEUR ALIMENTE UNE MACHINE A
CAGE (ETUDE COMPARATIVE ENTRE LA MODULATION A SEQUENCE ALIGNEE A
DROITE ET A SEQUENCE SYMETRIQUE)**

RESUME :

L'inconvénient principal des onduleurs est l'obtention de la tension alternative non sinusoïdale à la sortie. Ce problème influe d'une manière négative sur le moteur qui est conçue pour fonctionner avec une tension alternative sinusoïdale, cela engendre des pertes additionnelles aux niveaux des bobinages des moteurs et le rendement devient faible.

Pour résoudre ce problème, plusieurs travaux ont été réalisés pour minimiser les harmoniques de la tension de sortie de l'onduleur, parmi ces méthodes : l'utilisation des différents lois de commande des convertisseurs, la commande par MLI vectorielle est devenue la méthode la plus employé pour commander l'onduleur afin d'obtenir une tension plus proche à la sinusoïdale. Notre travail entre dans ce cadre c'est-à-dire l'utilisation de la commande vectorielle pour commander un onduleur alimentant un moteur à cage.

MOTS CLES :

Onduleur, Machine Asynchrone, MLI Vectorielle.harmonique.