

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

BADJI MOKHTAR- ANNABA UNIVERSITY
UNIVERSITE BADJI MOKHTAR –ANNABA



جامعة باجي مختار - عنابة

FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIEUR

DEPARTEMENT D'ELECTROMECHANIQUE

MEMOIRE

Présenté en vue de l'obtention du diplôme de **MAGISTER**

**DEVELOPPEMENT DE L'ALGORITHME DE COMMANDE DE
L'ONDULEUR BASÉ SUR LA SEQUENCE ALTERNANTE DE
VECTEUR NUL (alternating zero vector sequence)**

Option

Electromécanique

Par : ZOUGGAR EL WALID

DIRECTEUR DE MEMOIRE : Mr. HEROUS LASHAR MC U. ANNABA

DEVANT LE JURY

Président	: CHEGHIB.H	Maître de conférence	U.ANNABA
Examineurs:	SAAD. S	Maître de conférence	U.ANNABA
	: BENRETTEM.A	Maître de conférence	U.ANNABA
	: OMEIRI.A	Maître de conférence	U.ANNABA

Année Universitaire 2007/2008

DÉDICACE

Je dédie ce modeste travail :

A mes parents

A mes frères et sœurs

A ma grande famille

A tout mes amis :

FOUAD, MABROUK, MALIK,

HAMZA, FOUWAZ, ISSAM,

SALIM, HATEM ET AMIN.

A tout mes collègues des promotion de Magister 2005.

REMERCIEMENT

Tout d'abord louange à dieu qui m'a aidé à réaliser ce modeste travail.

*Je tiens tout particulièrement à remercier le maître de conférence **Dr. HEROUS LASHAR** pour son encadrement constant, son aide et ses conseils avisés durant la réalisation de ce travail.*

*Je tiens tout particulièrement à remercier le maître de conférence **Dr. SAAD SALAH** pour son encadrement constant, son aide et ses conseils avisés durant la réalisation de ce travail.*

*Je tiens, à exprimer ma profonde gratitude, à tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail et particulièrement **Mr BENDAIKHA A/MALIK** Magister en électromécanique.*

Je remercie ma famille, et plus particulièrement mes parents qui m'ont soutenu tout au long de mes études, mes amis, pour leur soutien indéfectible.

Je remercie tous les membre de jury pour l'honneur qu'ils me font en acceptant de participer au jury, en l'occurrence :

*Monsieur **H. CHEGHIB** Maître de conférence à l'université d'Annaba.*

*Monsieur **A. OMEIRI** Maître de conférence à l'université d'Annaba.*

*Monsieur **A. BENRETTIEM** Maître de conférence à l'université d'Annaba.*

Résumé :

L'inconvénient principal des onduleurs est l'obtention d'une tension non sinusoïdale à la sortie (riche en harmoniques). Ce problème influe négativement sur toutes les charges branchées à sa sortie et principalement le moteur qui sont conçus pour fonctionner avec une tension alternative sinusoïdale, cela engendre des pertes additionnelles (aux niveaux des bobinages pour les moteurs), en plus du rendement qui diminue sensiblement et l'échauffement souvent important et nuisible pour l'isolation.

Pour résoudre ce problème, plusieurs travaux ont été réalisés. Parmi ces travaux, on distingue l'utilisation des onduleurs commandés par la technique de Modulation de la largeur d'Impulsion (MLI) vectorielle qui devient l'une des méthodes la plus utilisée pour obtenir une tension sinusoïdale. Cette technique est liée avec deux indices, le 1^{er} est l'indice de modulation et le 2^e est l'indice de réglage.

Notre travail est basé sur le développement de l'algorithme SVM3 (modulation vectorielle à séquence alternative du vecteur zéro) pour commander un onduleur construit à base des IGBT. Les essais de simulation sont réalisés sous MATLAB Simulink.

Les résultats obtenus ont montré une nette réduction de la Distorsion Harmonique Totale (THD).

Mot clés :

Electronique de puissance- Onduleur-Harmonique-MLI vectorielle.

Abstract :

The inverter main disadvantage is the obtaining of a non sinusoidal voltage and current at its output (rich in harmonics). This problem causes additional losses and low efficiency.

To overcome this problem, several works have been carried out to reduce the Total Harmonic Distortion (THD) and inverter switching losses. Space vector pulse width modulation (SVPWM) technique is recently widely used to obtain a sinusoidal voltage and current waveforms at the inverter output.

In this work a space vector pulse width modulation is developed on the basis of SVM3 (vectorial modulation to alternative sequence of the vector zero) algorithm to control an IGBT inverter. This algorithm is tested on an AC induction motor and the obtained results show the effectiveness of this control technique.

The simulation work is carried out by a program working in MATLAB Simulink environment.

Key words:

Power electronic- Inverter- Harmonic- SVPWM- Inverter losses.

ملخص

إن أكبر ضرر يصيب المتموجات هو الحصول على فرق الكمون غير جيبي عند المخرج (غنى بالتشوهات). هذا الفعل يؤثر سلباً في المحرك الذي يحتاج إلى فرق كمون وتيار كهربائيين ذا تموج جيبي حتى يشتغل بصورة جيدة وهذا ما يسبب ضياع كبير في الطاقة على مستوى لفات المحرك الكهربائي إضافة إلى انخفاض مردود هذا الأخير. لحل هذا الإشكال عدة أبحاث أجريت من بينها استخدام تقنية تعديل عرض النبضة الإشعاعي التي تعتبر من أحدث التقنيات المستعملة للتحكم في المموج ثلاثي الطور ولها أربع خوارزميات. تعتمد هذه التقنية على معاملين أساسيين هما معامل التعديل ومعامل التحكم.

العمل الذي قمنا به يقتصر على تطبيق الخوارزمي الثالث للتعديل الشعاعي في المموج باستعمال البرمجة **matlab**. النتائج المتحصل عليها أظهرت انخفاض في معامل التشوه وفي الضياع الناتج عن تبديل الناقلية بين أصناف الموصلات.

الكلمات المفتاحية

الإلكترونيك الطاقوية- المموج- التشوهات- تعديل عرض النبضة الشعاعية- ضياعات التبديل.

Sommaire

	Page
Introduction générale	13
 Chapitre 1	
Modélisation et simulation de la machine	
Asynchrone	
1.1 Introduction	16
1.2 Modélisation de la machine asynchrone triphasée	16
1.2.1 Hypothèses simplificatrices	16
1.2.2 Modèle électrique	16
1.2.3 Modèle dynamique	17
1.2.4 Equation de tension	17
1.2.5 Equation magnétique	18
1.3 Application de la transformation de Park à la machine asynchrone triphasée	19
1.4 Modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au stator (α, β)	21
1.5 Simulation de la machine asynchrone	21
1.6 Conclusion	25
 Chapitre 2	
Stratégies de commande des onduleurs de tension triphasée	
2 Convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire à tension continue (convertisseur U)	27
2.1 Généralité	27
2.2 Onduleur triphasé	28
2.2.1 Introduction	28
2.2.2 Réalisation des branches de l'onduleur	28
2.2.3 Principe de fonctionnement	28
2.2.4 Mode de fonctionnement de l'onduleur triphasé	29
a) Commande en plaine onde	30
b) Commande en onde décalée	35
2.3 Fonctionnement de l'onduleur de tension triphasée en MLI	38
2.3.1 Critère de performance	38
2.4 Les techniques courantes	40
2.4.1 La modulation sinus-triangulaire	40
2.4.2 Résultats de simulation	42
2.4.3 Résultat de simulation de la MAS (avec l'association de l'onduleur)	42
2.4.4 Résultat de simulation de la MAS alimentée en tension (avec onduleur et application d'une charge)	45
2.5 MLI sinusoïdale modifiée	46
2.6 Modulation par hystérésis (delta)	47
2.7 MLI vectorielle	47
2.8 Conclusion	47

Chapitre 3

La théorie de MLI vectorielle

3.1	Introduction	50
3.2	Onduleur de tension triphasé	51
3.3	Vecteur spatiale de tension	54
3.4	Modulation du vecteur spatiale (SVM)	57
3.5	Schéma de modulation vectorielle	59
3.5.1	Modulation vectorielle à séquence alignée à droite (SVM1)	59
3.5.2	Modulation vectorielle à séquence symétrique (SVM2)	60
3.5.3	Modulation vectorielle à séquence alternative du vecteur zéro (SVM3)	60
3.5.4	Modulation vectorielle à séquence non commutée du courant le plus élevé (SVM4)	61
3.6	Modulation vectorielle	61
3.6.1	Principe	61
3.6.2	Transformation de clark	63
3.6.3	Le vecteur de tension désirée	64
3.7	Conclusion	69

Chapitre 4

Programmation et simulation d'un onduleur de tension triphasée alimentant un moteur asynchrone

4.1	Introduction	71
4.2	Présentation de l'environnement MATLAB/SIMULINK	71
4.3	Modélisation sous MATLAB/SIMULINK	71
4.3.1	Introduction aux S-fonction	71
4.4	Structure des principaux blocs de simulation	72
4.4.1	Bloc de tensions d'entrées	73
4.4.2	Bloc transformation triphasé biphasé	73
4.4.3	Bloc de détermination du secteur	74
4.4.4	Bloc de calcul des temps de commutation	75
4.4.5	Bloc des calculs des temps de commutation t_a , t_b et t_c dans chaque secteurs	76
4.4.6	Bloc des signaux de commande de l'onduleur	77
4.5	Développement de la MLI vectorielle	78
4.5.1	Variation de la phase	78
4.5.2	Détermination du secteur	79
4.5.3	Rapports cycliques de chaque bras de l'onduleur	80
4.5.4	Les variations des rapports cycliques des trois interrupteurs supérieur	82
4.5.5	Temps de commutation de chaque composant	83
4.6	Application du bloc MLI vectorielle	84
4.7	Résultats de simulation	86
4.7.1	Première essai de simulation	86
4.7.2	Huitième essai de simulation	90
4.8	Interprétation des résultats	94
4.9	Rapports cycliques de chaque bras de l'onduleur (SVM2)	96
4.10	Résultats de simulation	97
4.10.1	Première essai de simulation	97

4.10.2 Sixième essai de simulation	100
4.11 Conclusion	103
Conclusions générales et perspectives	105
Références	106

LISTES DES NOTATIONS ET SYMBOLES

Paramètres de modélisation de la machine

$[L_s]$, $[L_r]$: Représentent respectivement les matrices d'inductances statoriques et rotoriques.
 $[M_{sr}]$: Correspond à la matrice des inductances mutuelles stator-rotor.
 R_s : Résistance statorique par phase.
 R_r : Résistance rotorique par phase.
 P : Nombre de paires de pôles.
 J : Moment d'inertie des parties tournantes.
 F : Coefficient du frottement visqueux.

Repères

R, S, T : Correspondent aux trois phases du stator.
 r, s, t : Correspondent aux trois phases du rotor.
 α, β : Axes de référentiel statorique.
 d, q : Axes de référentiel de PARK.
 θ : l'angle entre l'axe R et r .
 θ_r : l'angle du rotor entre r et d .
 θ_s : l'angle du rotor entre R et d .

Grandeurs électriques au stator

V_{sRST} : Tensions statoriques des phases R, S, T .
 $V_{s\alpha}$: Tensions statoriques par l'axe α .
 $V_{s\beta}$: Tensions statoriques par l'axe β .
 i_{sRST} : Courants statoriques phase R, S, T .
 $i_{s\alpha}$: Courants statoriques sur l'axe α .
 $i_{s\beta}$: Courants statoriques sur l'axe β .

Grandeurs magnetiques au stator

Φ_{sRST} : Flux statoriques phase R, S, T .
 $\Phi_{s\alpha}$: Flux statoriques sur l'axe α .
 $\Phi_{s\beta}$: Flux statoriques sur l'axe β .

Grandeurs électriques au rotor

V_{rst} : Tensions rotoriques des phases r, s, t .
 $V_{r\alpha}$: Tensions rotoriques par l'axe α .
 $V_{r\beta}$: Tensions rotoriques par l'axe β .
 i_{rst} : Courants rotoriques phase r, s, t .
 $i_{r\alpha}$: Courants rotoriques sur l'axe α .
 $i_{r\beta}$: Courants rotoriques sur l'axe β .

Grandeurs magnetiques au rotor

Φ_{rst} : Flux rotorique phase R, S, T .

$\Phi_{r\alpha}$: Flux rotorique sur l'axe α .

$\Phi_{r\beta}$: Flux rotorique sur l'axe β .

Paramètres de modélisation de l'onduleur

V_s : Tension d'alimentation à courant continu.

i : Courant de la source.

I, I_{out}, I_{ch} : Courant de charge.

C : Condensateur.

L : Inductance.

R : Résistance.

Q_i, K_i : Transistor.

D : Diode.

U_{an}, U_{bn}, U_{cn} (V_a, V_b, V_c) : Tensions simples à la sortie de l'onduleur.

U_{ab}, U_{bc}, U_{ca} (V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}) : Tensions composées à la sortie de l'onduleur.

a_0, a_n, b_n : Coefficients de Fourier.

m : Indice de modulation.

r : Indice de réglage.

a, b, c : Etats de commutation.

S_i : Fonction d'état de commutation.

$V_0, V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6, V_7$: Vecteurs d'état de commutation.

V_{ref} : Vecteur de tension de référence.

θ : Phase du vecteur de tension de référence.

T_1, T_2, T_0 : Temps de commutation dans le premier secteur.

K_1, K_2, K_3 : Rapports cycliques des temps de commutation par rapport à la période de Modulation.

T_m : Période de modulation.

MLI : Modulation de largeur d'impulsion.

SVM1: Premier algorithme de modulation vectorielle à séquence alignée à droite.

SVM2 : Deuxième algorithme de modulation vectorielle à séquence symétrique.

SVM3 : Troisième algorithme de modulation vectorielle à séquence alternative du vecteur Zéro.

SVM4 : Quatrième algorithme de modulation vectorielle à séquence non commutée du courant le plus élevé.

TABLE DES ILLUSTRATIONS

Chapitre 1

Modélisation et simulation de la machine Asynchrone

Figure (1.1) : Schéma équivalent de la machine asynchrone ramenée au primaire	16
Figure (1.2) : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée	17
Figure (1.3) : Représentation de la machine triphasée et biphasée équivalente	19
Figure (1.4) : Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée par un réseau triphasé ...	22
Figure (1.5) : Forme d'onde des tensions alimentant le moteur asynchrone	22
Figure (1.6) : Forme d'onde de courant de la machine asynchrone à vide	23
Figure (1.7) : Courbes de vitesse et couple $C_e(t)$ à vide	23
Figure (1.8) : Forme d'onde de courant de machine asynchrone en charge	24
Figure (1.9) : Courbes de vitesse $W_r(t)$, $C_e(t)$ et la valeur de THD en charge	24

Chapitre 2

Stratégies de commande des onduleurs de tension triphasée

Figure (2.1) : Convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire à tension continue	27
(convertisseur U).	
Figure (2.2) : Schéma de principe de l'onduleur de tension	29
Figure (2.3) : Signaux des interrupteurs	31
Figure (2.4) : Tensions simples à la sortie de l'onduleur	32
Figure (2.5) : Tensions composées à la sortie de l'onduleur	32
Figure (2.6) : Signaux des interrupteurs (Q1...Q6)	35
Figure (2.7) : Tensions simples à la sortie de l'onduleur	36
Figure (2.8) : MLI sinus-triangulaire	36
Figure (2.9) : Schéma de simulation de la MAS alimenté en tension avec onduleur	41
Figure (2.10) : Représentation de la porteuse et la Modulante	42
Figure (2.11) : Représentation de la tension à la sortie de l'onduleur	42
Figure (2.12) : Démarrage à vide de la MAS avec l'association de l'onduleur de tension à MLI avec ($f = 1\text{KHz}$)	43
Figure (2.13) : Démarrage à vide de la MAS avec l'association de l'onduleur de tension à MLI avec ($f = 2\text{KHz}$)	44
Figure (2.14) : Démarrage de la MAS avec l'onduleur et application de charge ($f = 2\text{KHz}$)	45
Figure (2.15) : MLI sinusoïdale modifiée	46
Figure (2.16) : Modulation par hystérésis	47

Chapitre 3

La théorie de MLI vectorielle

Figure (3.1) : Schéma de principe de l'onduleur triphasé de tension	51
Figure (3.2) : Différentes configurations de l'onduleur en fonction de l'état des interrupteurs	52

Figure (3.3) : Représentation de puissance des composants en fonction de fréquence de Commutation	53
Figure (3.4 (a)) : La topologie n° de l'onduleur de tension	55
Figure (3.4 (b)) : Représentation de la topologie 1 dans la plan (α, β)	55
Figure (3.5) : Vecteurs de tension d'état de l'onduleur	56
Figure (3.6 (a)) : Les topologies des vecteurs nuls de tension de sortie de l'onduleur	56
Figure (3.6 (b)) : Représentation des vecteurs de tension nulle dans le plan (α, β)	57
Figure (3.7) : Le vecteur de tension de sortie dans la plan (α, β)	57
Figure (3.8) : Les tensions composées et le vecteur de référence dans le domaine Temporel	58
Figure (3.9) : Production du vecteur de tension dans le secteur n°1	58
Figure (3.10) : Signaux de gâchette à SVM1	59
Figure (3.11) : Signaux de gâchette à SVM2	60
Figure (3.12) : Signaux de gâchette à SVM3	60
Figure (3.13) : Signaux de gâchette à SVM4	61
Figure (3.14) : Onduleur de tension triphasée associé avec un moteur asynchrone	62
Figure (3.15) : Représentation des vecteurs de tension d'état de l'onduleur	64
Figure (3.16) : Tensions simples de référence	65
Figure (3.17) : Tensions tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$	65
Figure (3.18) : Les temps de commutation pour chaque semi-conducteur dans chaque secteur	68

Chapitre 4

Programmation et simulation d'un onduleur de tension triphasée alimentant un moteur asynchrone

Figure (4.1) : Représentation graphique sous SIMULINK	71
Figure (4.2) : Lien entre S-function et fichier source	72
Figure (4.3) : Bloc tensions de références	73
Figure (4.4) : Bloc transformation (V_a, V_b, V_c) > (V_{α}, V_{β}) et calcul alpha	73
Figure (4.5) : Bloc de détermination du secteur	74
Figure (4.6) : Bloc de calcul du temps de commutation T1, T2 et T0	75
Figure (4.7) : bloc des calculs des temps de commutations t_a, t_b et t_c dans chaque secteur	76
Figure (4.8) : Bloc des Signaux de commande de l'onduleur	77
Figure (4.9) : Variation de la phase de la tension de référence (angle de rotation du vecteur de référence)	78
Figure (4.10) : Détermination du secteur suivant la variation de l'angle de rotation	79
Figure (4.11) : Temps de commutation T1, T2 et T0 ($r=86.6\%$; $m=6$)	81
Figure (4.12) : Rapports cycliques (K) des trois bras de l'onduleur ($r=86.6\%$; $m=6$)	82
Figure (4.13) : Signaux de gâchette de la partie supérieure de l'onduleur ($r=86.6\%$; $m=6$)	83
Figure (4.14) : Schema de bloc de simulation d'un moteur asynchrone à cage alimenté Un onduleur commandé par MLI vectorielle à séquence alternative du vecteur zéro (SVM3)	85

Figure (4.15) : Signaux de gâchette de la partie supérieure de l'onduleur	86
Figure (4.16) : Tensions simples à la sortie de l'onduleur	87
Figure (4.17) : Tensions composées à la sortie de l'onduleur	87
Figure (4.18) : Les trois courants statoriques	88
Figure (4.19) : Courant statorique I_a de la phase A	88
Figure (4.20) : Spectre d'harmonique des courants	88
Figure (4.21) : Vitesse du rotor ($\omega_n=1384$ tr/mn)	89
Figure (4.22) : Couple électromagnétique ($C_s=20N.m$)	89
Figure (4.23) : Signaux de gâchette de la partie supérieure de l'onduleur ($m = 48$)	90
Figure (4.24) : Tensions simples à la sortie de l'onduleur ($m = 48$)	91
Figure (4.25) : tensions composées à la sortie de l'onduleur ($m = 48$)	91
Figure (4.26) : Les trois courants statoriques ($m = 48$)	92
Figure (4.27) : courant statorique I_a de la phase A ($m = 48$)	92
Figure (4.28) : spectre d'harmonique des courants ($m=48$)	92
Figure (4.29) : vitesse du rotor ($\omega_n=1384$ tr/mn) ($m = 48$)	93
Figure (4.30) : couple électromagnétique ($C_s=20N.m$) ($m = 48$)	93
Figure (4.31) : Schéma de bloc de simulation d'un moteur asynchrone à cage alimenté par Un onduleur commandé par MLI vectorielle à séquence symétrique (SVM2)	95
Figure (4.32) : Signaux de gâchette de la partie supérieure de l'onduleur (SVM2)	97
Figure (4.33) : Tension simple à la sortie de l'onduleur	97
Figure (4.34) : Les trois courants statoriques	98
Figure (4.35) : Courant statorique de la phase A	98
Figure (4.36) : Spectre d'harmonique des courants	99
Figure (4.37) : Couple électromagnétique ($C_r=20N.m$)	99
Figure (4.38) : Vitesse du rotor ($\omega_n=1384$ tr/mn)	99
Figure (4.39) : Signaux de gâchette de la partie supérieure de l'onduleur	100
Figure (4.40) : Tension simple à la sortie de l'onduleur	100
Figure (4.41) : Les trois courants statoriques	101
Figure (4.42) : Courant statorique de la phase A	101
Figure (4.43) : Spectre d'harmonique des courants	102
Figure (4.44) : Couple électromagnétique ($C_r=20N.m$)	102
Figure (4.45) : Vitesse du rotor ($\omega_n=1384$ tr/mn)	102



INTRODUCTION GENERALE

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 intéresse tout les domaines industriels et technique ; 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 ou multiniveaux. 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.

L'électronique de puissance est l'ensemble des disciplines qui permettent d'adapter une source d'énergie électrique à une charge pour laquelle elle n'est pas adaptée et dans la plupart des cas, de réguler le débit énergétique de façon simple pour l'adapter à un besoin particulier.

L'apparition et le perfectionnement de nouveaux composants de puissance commandables à l'ouverture et à la fermeture tels que les GTO et IGBT, ont permis la conception de nouveaux convertisseurs fiables, rapides et puissants. Ainsi, l'ensemble des variateurs (convertisseur statique machine à courant alternatif) ont vu leurs coût diminuer considérablement. Les progrès accomplis dans le domaine de la micro-informatique (DSP, microcontrôleurs puissants et rapides) ont permis la synthèse d'algorithmes de contrôle de ces ensembles convertisseur machine plus performants et plus robuste.

Les onduleurs les plus connus jusqu'ici sont les onduleurs à deux niveaux. Toutefois, certaines applications comme la traction électrique exigent des variateurs asynchrones triphasés fonctionnant à des puissances et /ou vitesses élevées. Ces onduleurs à deux niveaux sont limités en tension (1.4KV) et en puissance (1MVA). Pour monter en puissance et en tension, on associe généralement plusieurs onduleurs en séries ou en parallèles, d'où une complication dans la commande et une augmentation du coût du système.

Pour remédier à ces inconvénients, la solution naturelle consiste à réaliser une mise en série des éléments conducteurs de manière à réduire la tension à commuter en des valeurs plus petites et directement commutables par les semi-conducteurs actuels. Les onduleurs multiniveaux permettent d'augmenter la tension de sortie des convertisseurs statiques au delà des limites des semi-conducteurs.

Ce mémoire comporte quatre chapitres :

- Dans le premier chapitre, nous avons présenté la modélisation de la machine asynchrone commandée en tension, ainsi que le principe de la transformation de park. L'application de cette transformation à la machine asynchrone permettra d'avoir un modèle à deux axes représentant ainsi l'image du modèle triphasée, le modèle sera

testé par simulation sous MATLAB/Simulink, et évalué à travers les différents résultats.

- Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté une étude détaillée sur les différentes stratégies de commande de l'onduleur : telles que la commande par hystérésis, la MLI sinus- triangulaire et la MLI vectorielle.
- Dans le troisième chapitre, nous avons en premier lieu présenté et expliqué la théorie de la Modulation de Largeur d'Impulsion vectorielle et en second lieu nous avons développé les différents algorithmes.
- Dans le quatrième chapitre, nous avons programmé et simulé l'algorithme de la modulation vectorielle à séquence alternative du vecteur zéro (SVM3) et l'algorithme de la modulation vectorielle à séquence symétrique (SVM2) sous MATLAB/Simulink. Nous avons fait une comparaison entre les résultats obtenus.
- La conclusion générale et les perspectives en plus de la bibliographie ont été présentées à la fin de ce mémoire.



CHAPITRE UN

Modélisation et simulation de la machine asynchrone

1.1 Introduction

La modélisation de la machine asynchrone représente une phase indispensable, elle consiste à trouver, 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 asservis. Cette représentation est une aide intéressante pour calculer certaines commandes, [1].

Ainsi, l'élaboration du modèle mathématique, sous forme dynamique, de la machine asynchrone est nécessaire pour observer et analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire s'il y a lieu pour pallier aux différents effets contraignants qui peuvent accompagner, généralement, les opérations de démarrage, de freinage et de variation de charge, ... etc, [2].

Ce chapitre traitera la modélisation de la machine asynchrone, basée sur la transformation de Park qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à des axes perpendiculaires électriquement appelés (α, β) .

1.2 Modélisation de la machine asynchrone triphasée

1.2.1 Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone est établie sous les hypothèses simplificatrices suivantes, [3], [4], [5] :

- entrefer constant, effet des encoches négligeables ;
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer ;
- Circuit magnétique non saturé et parfaitement feuilleté ;
- Pertes ferromagnétiques négligeables ;
- L'influence de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte ;
- La répartition de l'induction, le long de l'entrefer, soit sinusoïdale.

1.2.2 Modèle électrique

Le fonctionnement physique du moteur à induction permet de développer un circuit équivalent par phase. Ce circuit est donné par la figure (1.1) et permet d'extraire les différents paramètres physiques du moteur.

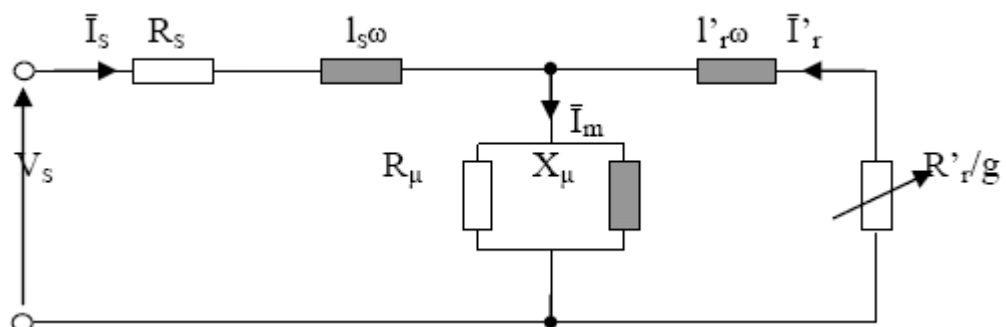


Figure (1.1) : Schéma équivalent de la machine asynchrone ramenée au primaire.

1.2.3 Modèle dynamique

Le circuit de la figure (1.1) est seulement valable en régime stationnaire. Dans un système où le moteur constitue un élément dans une chaîne d'entraînement, son comportement dynamique doit être pris en considération. L'effet de couplage entre phase du stator et du rotor rend complexe l'étude du comportement dynamique d'une machine à courant alternatif, surtout à cause de la variation des coefficient de couplage avec la position du rotor.

- **Mise en équations**

Soit une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor représentée schématiquement par la figure (1.2), et dont les phases repérées respectivement R, S, T et r, s, t l'angle électrique θ_r étant variable en fonction du temps, qui définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases R et r, qui sont choisis comme axes de références.

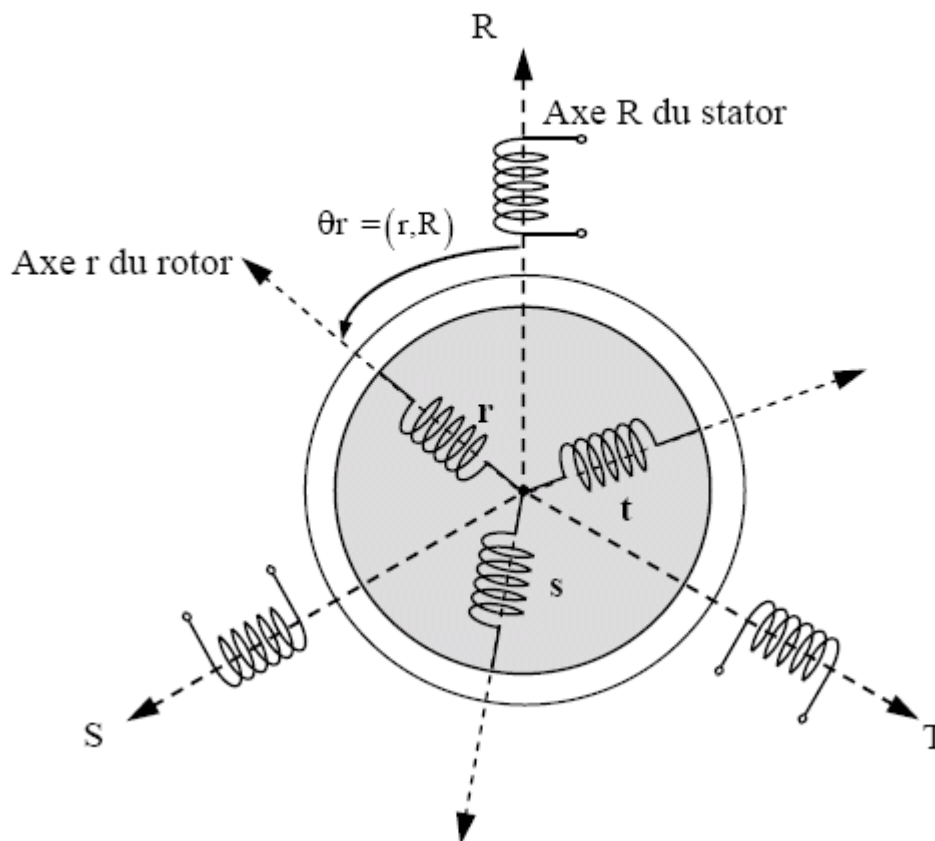


Figure (1.2) : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasés

1.2.4 Equation de tension

Les six enroulements (r, s, t et R, S, T) représentés par la figure (1.2), obéissent aux équations matricielles suivantes [6] :

$$[V_s] = R_s [i_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (1.1)$$

$$[R_r] = R_r [i_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (1.2)$$

1.2.5 Equation magnétique

Les hypothèses simplificatrices cités antérieurement conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants de la machine asynchrone, ces relations s'écrivent sous forme matricielle comme suit :

Pour le stator:

$$[\Phi_s] = [L_s] [i_s] + [M_{sr}] [i_r] \quad (1.3)$$

Pour le rotor:

$$[\Phi_r] = [L_r] [i_r] + [M_{rs}] [i_s] \quad (1.4)$$

On désigne par:

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_{sr} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

On obtient finalement les équations de tensions :

Pour le stator :

$$[V_{s \text{ RST}}] = [R_s] [i_{s \text{ RST}}] + \frac{d}{dt} \{ [L_s] [i_{s \text{ RST}}] + [M_{sr}] [i_{r \text{ rst}}] \} \quad (1.8)$$

Pour le rotor:

$$[V_{r \text{ rst}}] + [R_r][i_{r \text{ rst}}] + \frac{d}{dt} \{ [L_r][i_{r \text{ rst}}] + [M_{rs}][i_{s \text{ RST}}] \} \quad (1.9)$$

On peut noter la non-linéarité dans les équations (1.8) et (1.9), et pour surmonter cette complexité, on fait appel à la transformation de **Park**.

1.3 Application de la transformation de Park à la machine asynchrone triphasée

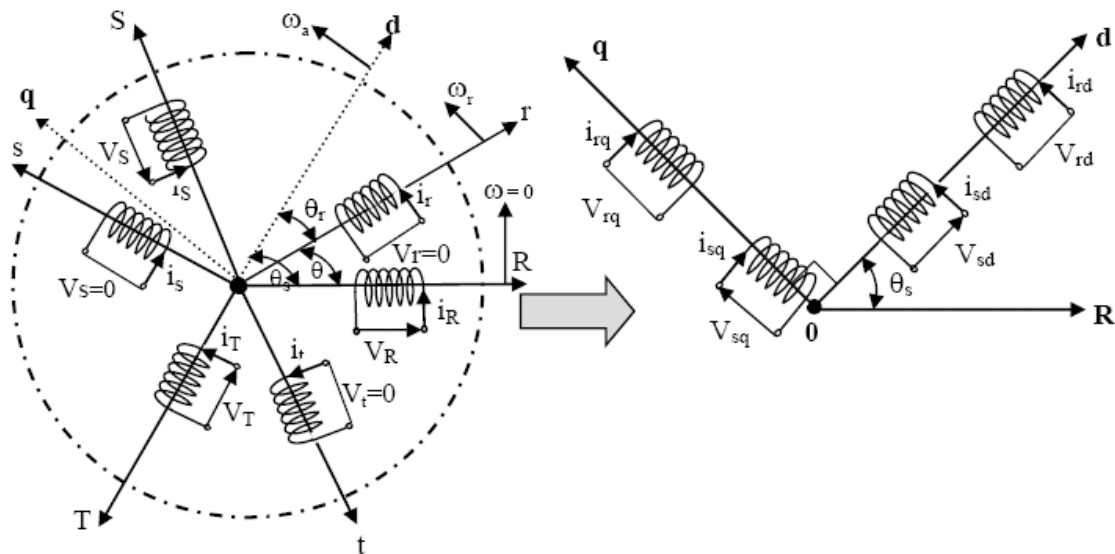
La transformation de la machine triphasée en une machine biphasée consiste à remplacer tout enroulement triphasé (R, S, T) par deux enroulements l'un sur l'axe direct (d) et l'autre sur l'axe en quadrature (q). La transformation qui traduit ce passage de système triphasé au système biphasé (d, q) est dite de **Park**, donnée par, [7], [8] :

$$\begin{aligned}
 [V_{dq0}] &= [A] [V_{RST}] \\
 [i_{dq0}] &= [A] [i_{RST}] \\
 [\Phi_{dq0}] &= [A] [\Phi_{RST}]
 \end{aligned}
 \tag{1.10}$$

Où : [A] est la matrice de Park, définie par :

$$[A] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}
 \tag{1.11}$$

La figure (1.3) illustre la schématisation d'une machine asynchrone triphasée et sa machine biphasée équivalente issue de la transformation de Park.



a) Modèle triphasé réel.

b) Modèle biphasé équivalent.

Figure (1.3) : Représentation de la machine asynchrone triphasée et biphasée équivalente.

A partir de la définition d'angle de la figure (1.3), on peut appliquer la transformation de Park comme suit :

Pour le stator :

$$[H_{S \text{ dq}0}] = [A_s][V_{s \text{ RST}}] \quad (1.12)$$

Où H_s est une grandeur statorique (tension, courant ou flux) pour : $[A_s] = [A(\theta=\theta_s)]$.

Avec : $[A(\theta)]$ définie par (1.11).

De même pour le rotor on a :

$$[H_{r \text{ dq}0}] = [A_r][V_{r \text{ RST}}] \quad (1.13)$$

Où H_r est une grandeur rotorique (tension, courant ou flux) pour : $[A_r] = [A(\theta=\theta_r)]$.

Les équations des tensions statoriques et rotoriques s'écrivent dans le repère de Park sous forme suivante, [9] :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_a \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_a \Phi_{sd} \\ V_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_a - \omega_r) \Phi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_a - \omega_r) \Phi_{rd} \end{cases} \quad (1.14)$$

De plus les composantes des flux statoriques et rotoriques sont exprimées par :

$$\begin{aligned} \Phi_{sd} &= L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \Phi_{sq} &= L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \Phi_{rd} &= L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \Phi_{rq} &= L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{aligned} \quad (1.15)$$

Avec:

$$\begin{aligned} L_s &= l_s - M_s \\ L_r &= l_r - M_r \\ M &= \frac{3}{2} \cdot M_{sr} \end{aligned} \quad (1.16)$$

Par ailleurs, l'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$C_e - C_r = J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} + f_r \cdot \Omega_r \quad (1.17)$$

$$C_e = \frac{3}{2} \cdot P \cdot \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} \cdot i_{sq} - \Phi_{rq} \cdot i_{sd}) \quad (1.18)$$

D'après le système d'équation (1.14), on peut se placer dans différents référentiels correspondants à des axes fixes, liées au stator ($\omega_a = 0$), ou à des axes liés au rotor ($\omega_a = \omega_r$) ou des axes liés au champ tournant ($\omega_a = \omega_s$).

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

Le système d'équation (1.14) permet d'écrire pour ce cas :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s \cdot i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s \cdot i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = 0 = R_r \cdot i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} + \omega_r \cdot \Phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r \cdot i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} - \omega_r \cdot \Phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (1.19)$$

Les équations de flux sont :

$$\begin{aligned} \Phi_{s\alpha} &= L_s \cdot i_{s\alpha} + M \cdot i_{r\alpha} \\ \Phi_{s\beta} &= L_s \cdot i_{s\beta} + M \cdot i_{r\beta} \\ \Phi_{r\alpha} &= L_r \cdot i_{r\alpha} + M \cdot i_{s\alpha} \\ \Phi_{r\beta} &= L_r \cdot i_{r\beta} + M \cdot i_{s\beta} \end{aligned} \quad (1.20)$$

Le couple électromagnétique est exprimé par :

$$C_e = \frac{3}{2} \cdot P \cdot M \cdot (i_{s\beta} \cdot i_{r\alpha} - i_{s\alpha} \cdot i_{r\beta}) \quad (1.21)$$

L'équation du mouvement est défini par :

$$C_e - f \cdot \omega_r - C_r = \frac{J}{P} \cdot \frac{d\omega_r}{dt} \quad (1.22)$$

1.5 Simulation de la machine asynchrone

La figure (1.4) illustre le schéma bloc de la machine asynchrone liée au repère fixe (α, β) basé sur le modèle mathématique d'écrit par les expressions 1.19, 1.20, 1.21, et 1.22. La machine étant alimentée par un réseau triphasé équilibré (220 V, 50Hz).

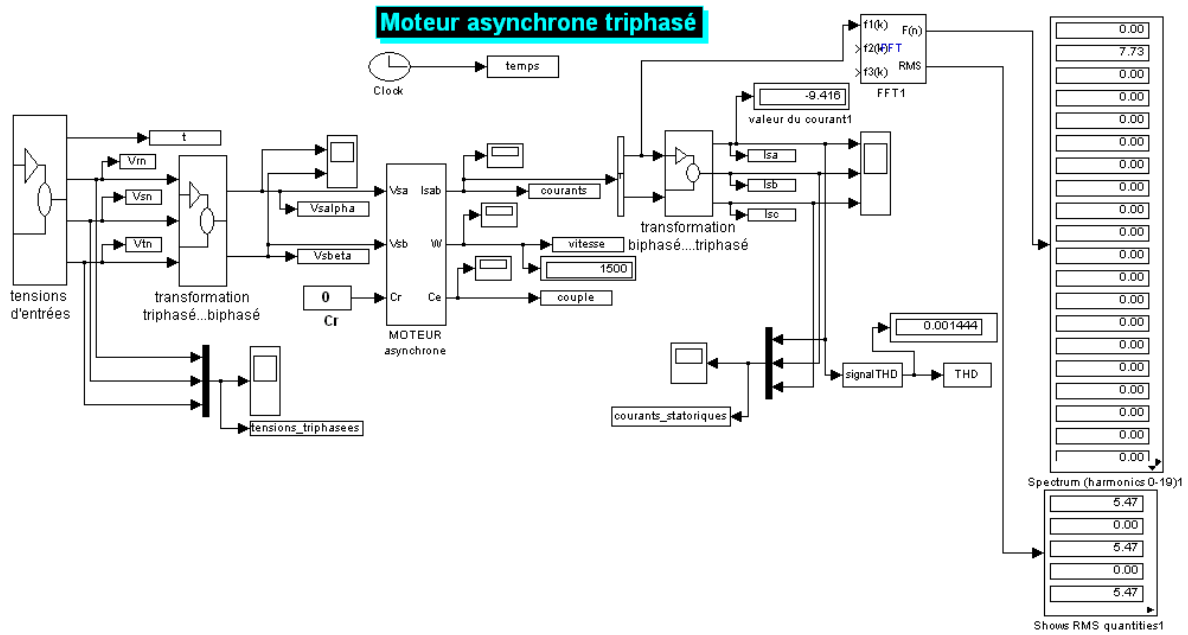


Figure (1.4) : Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée par un réseau triphasé.

- Toute machine alimentée depuis le réseau triphasé 220 V, 50 Hz impose la forme et l'amplitude de la tension d'entrée se qui est traduit par la figure (1.5) et (1.6).

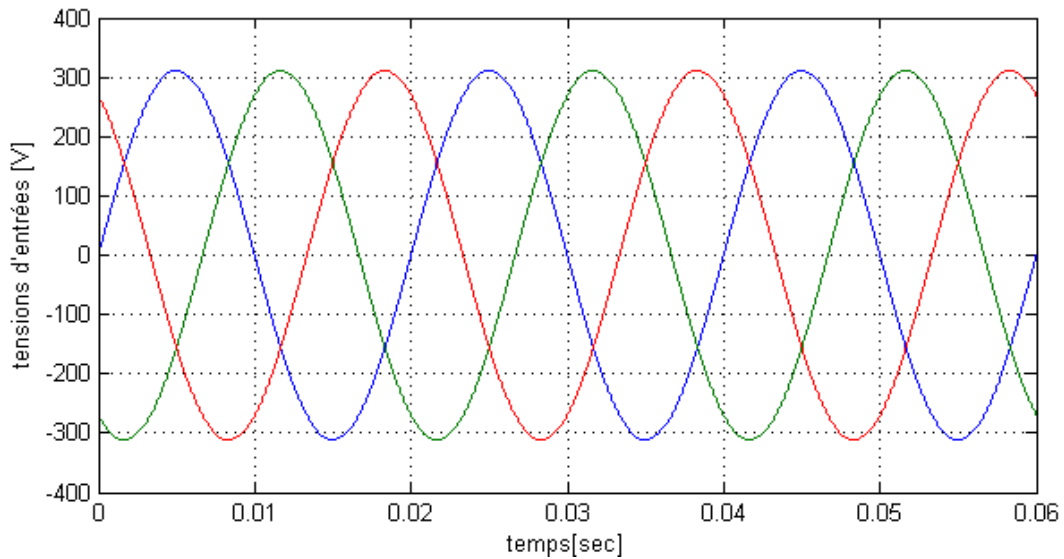


Figure (1.5) : Forme d'onde des tensions alimentant la machine asynchrone

La figure (1.7) illustre l'allure de la vitesse et le couple à vide, on remarque bien que la vitesse atteint le régime permanent $W_r = 1500$ tr/mn et le couple tend vers le couple de perte à vide.

- A $t = 1s$, on charge la machine avec un couple de charge égale à 10 N.m, ce qui entraîne un appel du courant, une diminution de la vitesse et une augmentation du couple qui tend vers le couple de charge comme est visualisé à la figure (1.8) et (1.9).

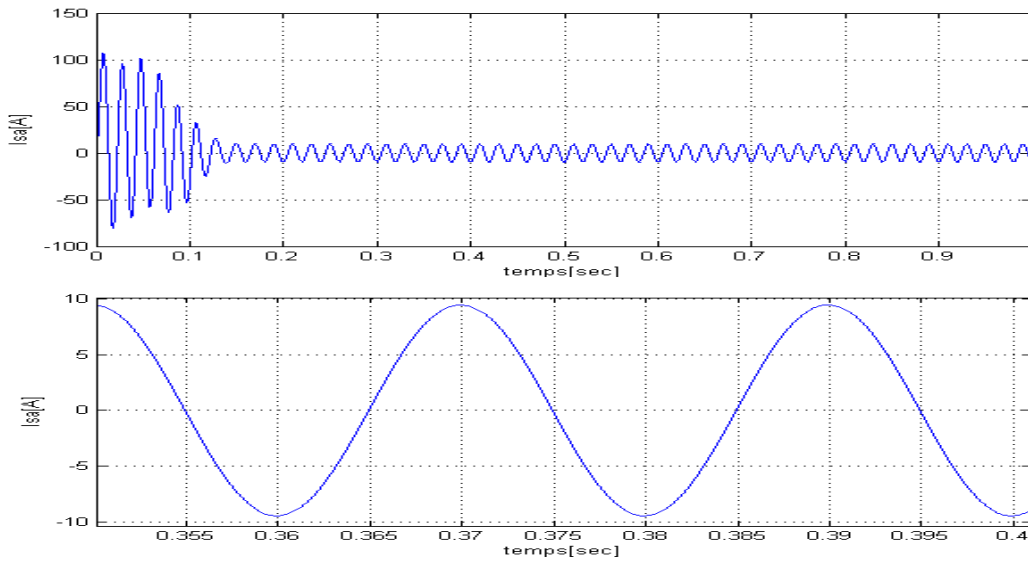


Figure (1.6) : Forme d'onde de courant de machine asynchrone à vide.

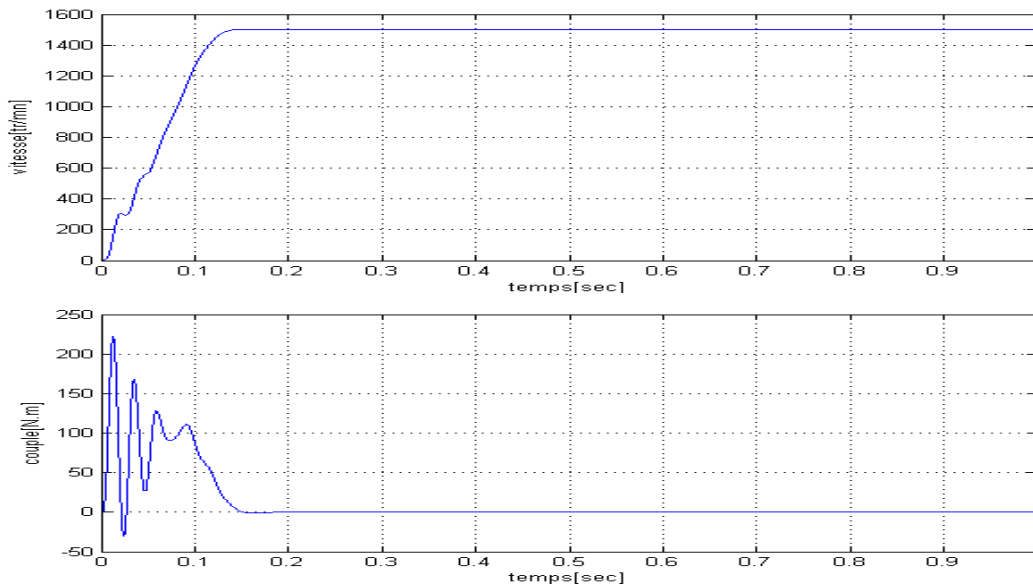


Figure (1.7) : Courbes de vitesse $W_r(t)$ et couple $C_e(t)$ à vide.

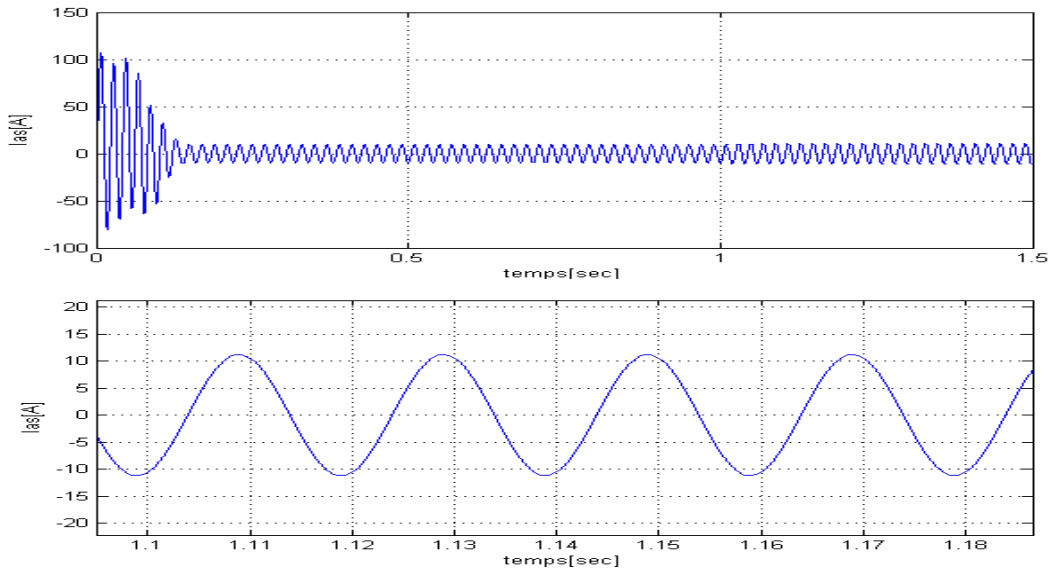


Figure (1.8) : forme d'onde de courant de machine asynchrone en charge.

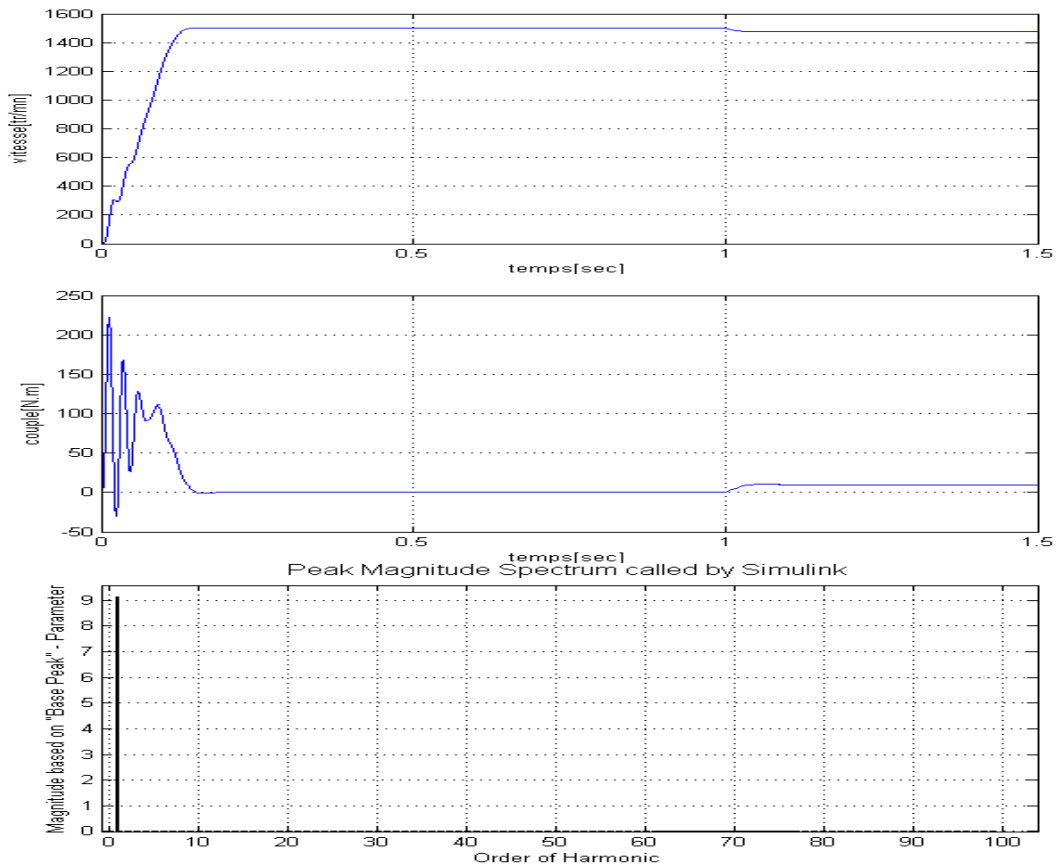


Figure (1.9) : courbes de vitesse $W_r(t)$, $C_e(t)$ et la valeur de THD en charge $C_r=10 \text{ N.m}$ à $t = 1 \text{ s}$.

1.6 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 il devient possible de passer du système triphasé vers le système biphasé de Park.

Les résultats obtenus par simulation montrent bien la validité du modèle de Park, dans le référentiel lié au stator. Ainsi, il devient possible de visualiser les différentes caractéristiques de la machine asynchrone. La machine alimentée en tension est caractérisée par un démarrage rapide, le couple électromagnétique est stabilisé à une valeur qui compense les pertes par frottement lors du fonctionnement à vide et atteint son couple nominal après l'application de la charge $C_r = 10 \text{ N.m}$.

Le modèle de Park nous a permis de connaître les différentes contraintes des grandeurs électriques qu'une machine asynchrone peut supporter pour l'associer à des onduleurs de tension triphasée, Cette étude sera traitée ultérieurement.

CHAPITRE DEUX

Stratégies de commande

2 CONVERTISSEUR DE FREQUENCE À CIRCUIT INTERMÉDIAIRE À TENSION CONTINUE (CONVERTISSEUR U).

2 -1 GÉNÉRALITÉS

Ce type de convertisseur de fréquence est également appelé convertisseur U où le symbole U rappelle le circuit intermédiaire à tension continue U. Il est constitué d'un transformateur et d'un pont redresseur à diode permettant l'obtention d'une tension continue séparée galvaniquement du réseau triphasé et dont la valeur est fixée en fonction de l'application. Du circuit intermédiaire à tension continue ainsi créé, un onduleur constitué de trois branches alimente une charge. Dans ce chapitre, nous nous limiterons à des charges de type symétriques, connectées en étoile avec le neutre flottant. Les branches de l'onduleur sont équipées de semi-conducteurs de puissance permettant la commutation de la tension du circuit intermédiaire U_e ou de son retour sur une des bornes de la charge. La Figure (2.1) illustre ce type de montage.

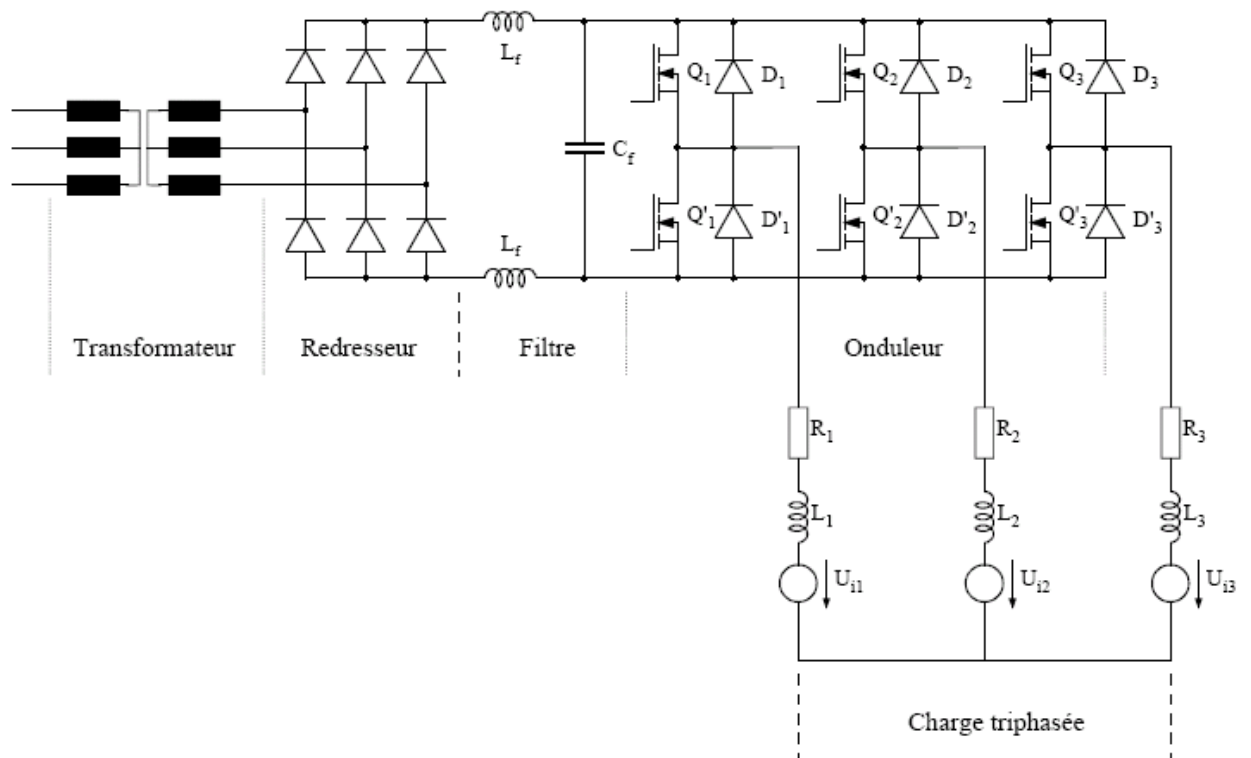


Figure (2.1) : Convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire à tension continue (convertisseur U)

Chaque branche de l'onduleur peut être enclenchée librement et fonctionne donc le plus souvent à pulsation, on parle aussi d'onduleur à pulsation. La variation de la fréquence et de l'amplitude de la tension alternative (tension aux bornes de la charge) a lieu dans l'onduleur. Dans le circuit intermédiaire, il y a un condensateur C. Il permet de lisser la tension continue U_E redressée. De plus, il sert de condensateur tampon et prend en charge les variations rapides du courant dans le circuit intermédiaire.

2-2 ONDULEUR TRIPHASE :

2-2.1 Introduction :

Les onduleurs de tension, associés aux machines à courant alternatif, sont de nos jours très largement utilisés dans les systèmes d'entraînement industriels. En premier lieu, les progrès en matière de semi-conducteur ont permis la réalisation de convertisseurs statiques de plus en plus performants. En second lieu, l'évolution des techniques numériques, notamment l'utilisation sans cesse grandissante du processeur de signaux (DSP, "Digital Signal Processing") et des systèmes à base d'architecture reconfigurable (FPGA, "Field Programmable Gate Array"), permet désormais d'exécuter en temps réel des algorithmes complexes de contrôle des convertisseurs.

Compte tenu de ces deux principales avancées technologiques, les techniques de MLI ont été l'objet de recherches intensives pendant ces dernières décennies. Un nombre important de méthodes, différentes par leur concept et leur performance ont été développées. La simplicité d'implantation restant cependant encore un critère important.

Nous nous contenterons ici de généralités sur les techniques de MLI pour un onduleur triphasé, puisque notre objectif est le contrôle de l'onduleur à six bras alimentant un moteur asynchrone.

2-2.2 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.

2-2.3 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 [10, 11,1].

Aujourd'hui, il y a plusieurs techniques de modulation qui sont appliquées aux topologies d'onduleur.

2-4.4 Modes de fonctionnement de l'onduleur triphasé

On considère le schéma de principe de l'onduleur représenté par la figure (2-2). On distingue, d'une part les tensions de branches u_{10} , u_{20} , u_{30} mesurées par rapport à la borne (-) de la tension U_E et d'autre part, les tensions de phases u_1 , u_2 , u_3 mesurées par rapport à un neutre flottant N. On suppose la charge triphasée symétrique mais d'une manière générale, étant donné que l'onduleur fonctionne de manière autonome.

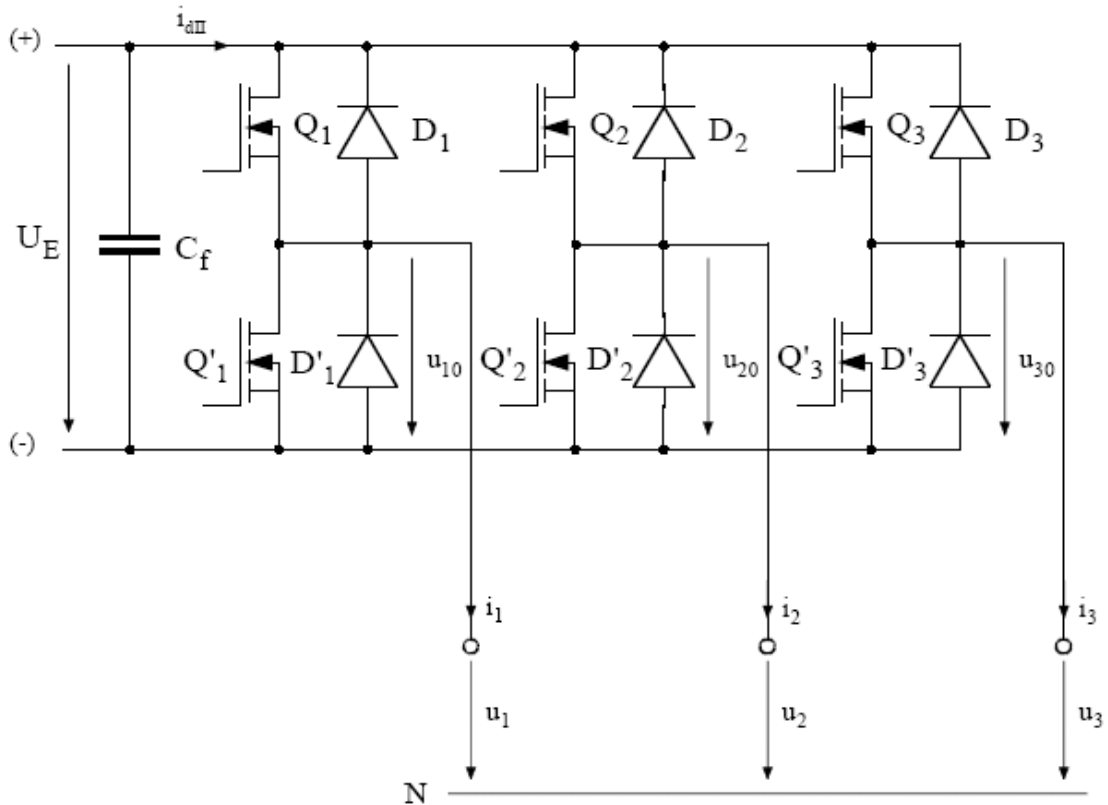


Figure (2.2) : Schéma de principe de l'onduleur triphasé de tension

Les tensions de branches u_{k0} (avec $k=1, 2$ et 3) peuvent être imposées par une commande appropriée des commutateurs électroniques (contacteurs statiques). On peut alors déterminer les tensions u_{k0} à la sortie de l'onduleur.

On :

$$\begin{aligned} -u_{10} + u_1 - u_2 + u_{20} &= 0 \\ -u_{10} + u_1 - u_3 + u_{30} &= 0 \end{aligned} \quad (2.1)$$

Dans une charge triphasée symétrique (sans composante homopolaire) avec point neutre flottant, on a :

$$\begin{aligned} u_1 + u_2 + u_3 &= 0 \\ i_1 + i_2 + i_3 &= 0 \end{aligned} \quad (2.2)$$

A l'aide des relations 2.1 et 2.2 on obtient :

$$\begin{aligned} u_1 &= 1/3.(2.u_{10}-u_{20}-u_{30}) \\ u_2 &= 1/3.(2.u_{20}-u_{10}-u_{30}) \\ u_3 &= 1/3.(2.u_{30}-u_{10}-u_{20}) \end{aligned} \quad (2.3)$$

Selon la conduction des contacteurs statiques ou des diodes dans une branche onduleur, les tensions de branches u_{k0} peuvent être égales soit à U_E ou à 0.

Si la charge présente une composante homopolaire ($u_0=1/3.(2.u_1+u_2+u_3)$), la relation 2.3 devient :

$$\begin{aligned} u_1 &= 1/3.(2.u_{10}-u_{20}-u_{30}) + u_0 \\ u_2 &= 1/3.(2.u_{20}-u_{10}-u_{30}) + u_0 \\ u_3 &= 1/3.(2.u_{30}-u_{10}-u_{20}) + u_0 \end{aligned} \quad (2.4)$$

Deux types de signaux de commande peuvent être appliquer aux transistors 180° (pleine onde) et 120° (onde de calée).

a) Commande en pleine onde (180°)

On résume le fonctionnement de l'onduleur dans le tableau suivant :

ωt	$0 \div \pi/3$	$\pi/3 \div 2\pi/3$	$2\pi/3 \div \pi$	$\pi \div 4\pi/3$	$4\pi/3 \div 5\pi/3$	$5\pi/3 \div 2\pi$
Eléments conduits	1-5-6	1-2-6	1-2-3	2-3-4	3-4-5	4-5-6
U_{an}	$U_E/3$	$2U_E/3$	$U_E/3$	$-U_E/3$	$-2U_E/3$	$-U_E/3$
U_{bn}	$-2U_E/3$	$-U_E/3$	$U_E/3$	$2U_E/3$	$U_E/3$	$-U_E/3$
U_{cn}	$U_E/3$	$-U_E/3$	$-2U_E/3$	$-U_E/3$	$U_E/3$	$2U_E/3$
U_{ab}	U_E	U_E	0	$-U_E/3$	$-U_E$	0
U_{bc}	U_E	0	U_E	$U_E/3$	0	$-U_E$
U_{ca}	0	$U_E/3$	$-U_E$	0	U_E	U_E

Tableau 2.1 : commande à 180°

On peut présenter les valeurs du tableau 2.1 sur le graphe suivant :

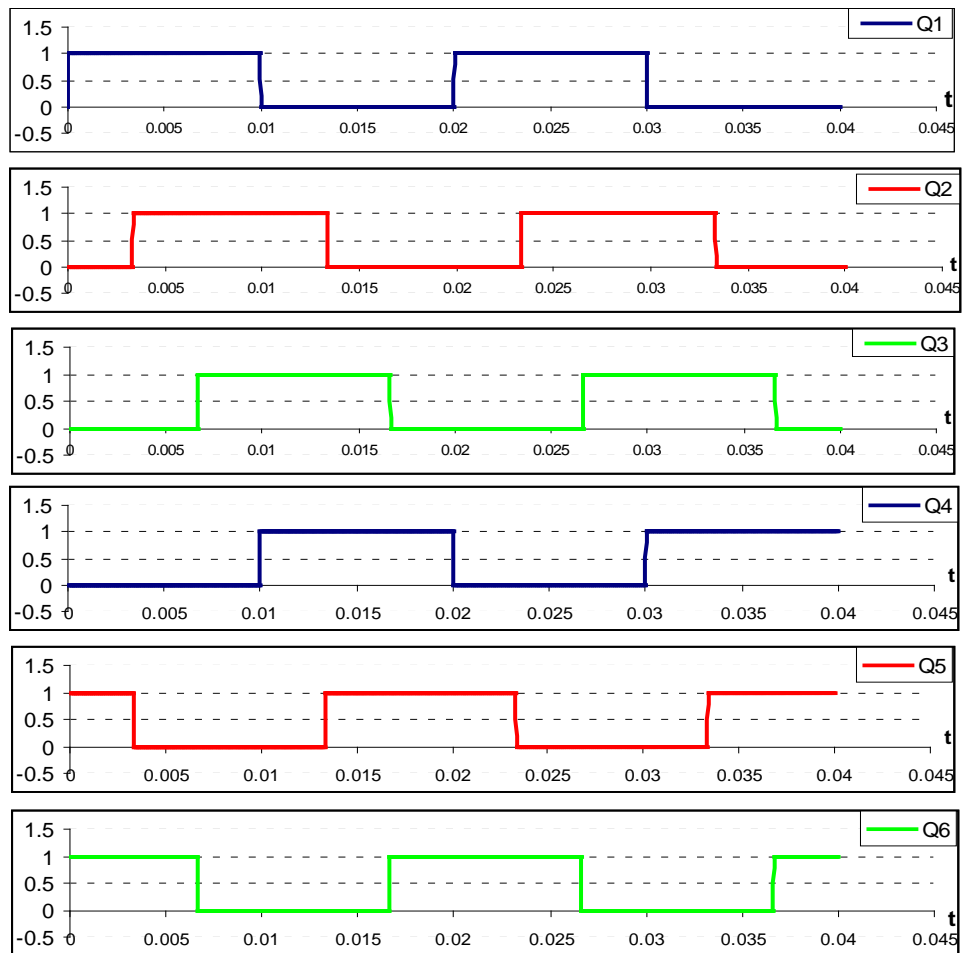


Figure (2.3) : Signaux des interrupteurs (Q1...Q6)

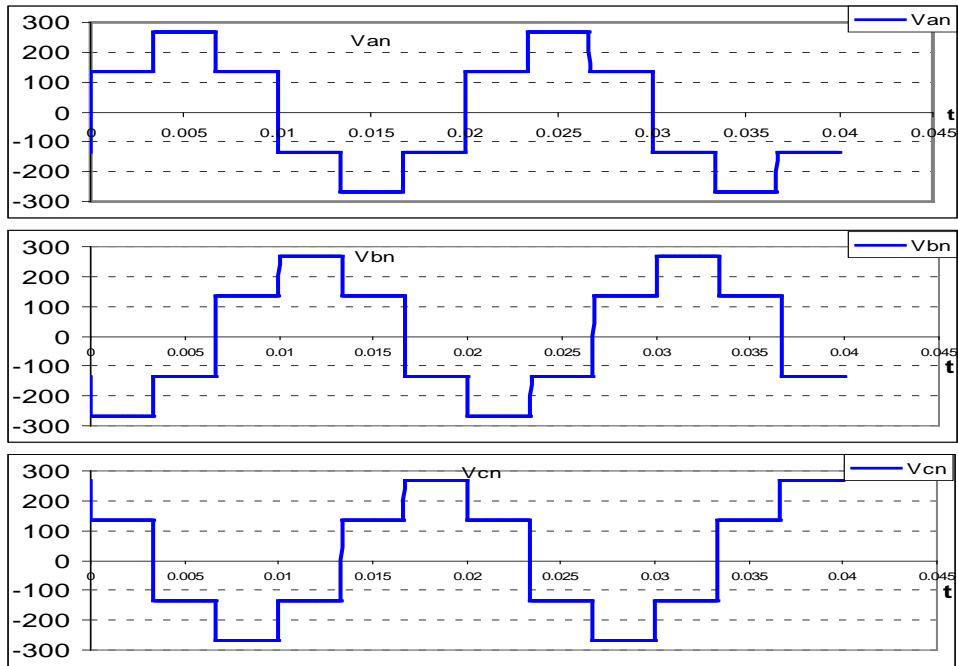


Figure (2.4) : Tensions simples à la sortie de l'onduleur

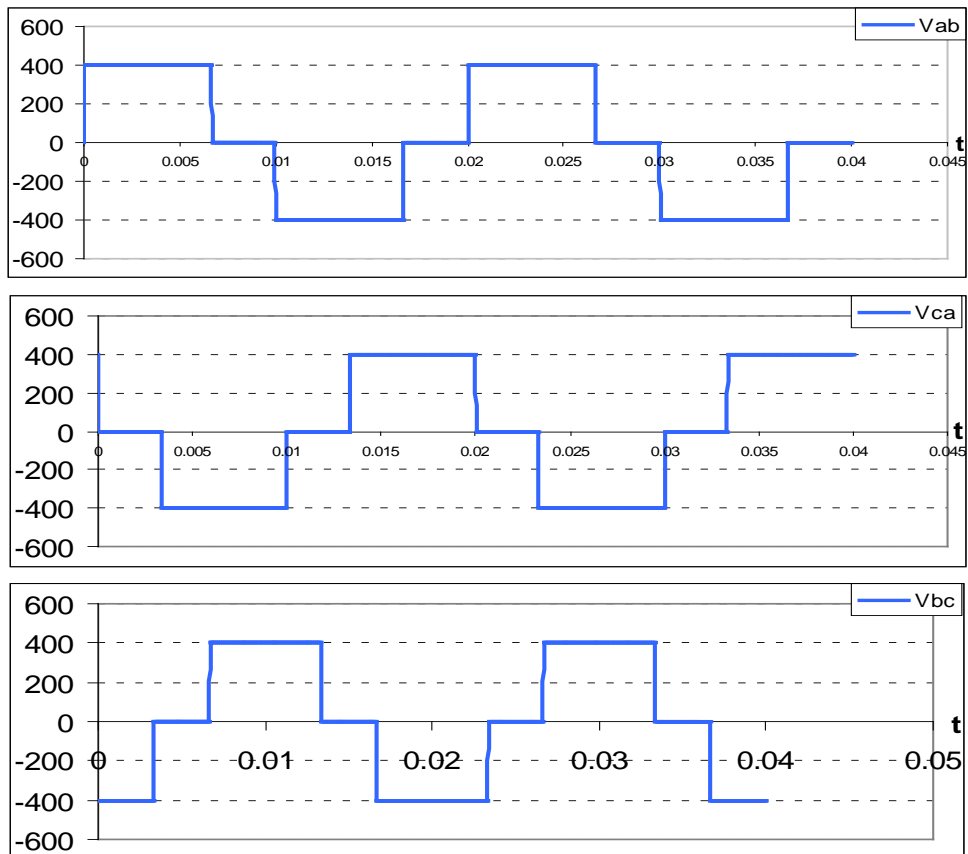


Figure (2.5) : Tensions composées à la sortie de l'onduleur

La tension efficace de charge est déterminée selon les expressions suivantes :

$$U_{effch} = \left[\frac{1 \times 2}{T} \int_0^{\pi} U_{an}^2 \cdot d\omega t \right]^{1/2} = U_E \cdot \frac{\sqrt{2}}{3} \quad (2.5)$$

$$U_{eff.ch.comp} = \left[\frac{1 \times 2}{T} \int_0^{2\pi/3} U_{an}^2 \cdot d\omega t \right]^{1/2} = U_E \cdot \frac{\sqrt{2}}{3} \quad (2.6)$$

Pour obtenir la tension composée de sortie instantanée, il est nécessaire d'appliquer la transformation de Fourier :

$$U_{ab}(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cdot \cos(n\omega t) + b_n \cdot \sin(n\omega t) \quad (2.7)$$

Puisque, il y a une symétrie dans l'allure de la tension de sortie, les coefficients de Fourier $\frac{a_0}{2}$ et a_n sont nuls.

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T U(t) \cdot \sin(n\omega t) \cdot dt \quad (2.8)$$

Pour une tension composée U_{ab} , on aura :

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T U_E(t) \cdot \sin(n\omega t + \frac{\pi}{6}) \cdot dt \quad (2.9)$$

$$b_n = \frac{4 \cdot U_E}{n \cdot \pi} \cdot \cos(n \cdot \frac{\pi}{6}) \quad (2.10)$$

$$U_{ab}(t) = \sum_{n=1,5,7,11,\dots}^{\infty} \frac{4 \cdot U_E}{n \cdot \pi} \cdot \cos(n \cdot \frac{\pi}{6}) \cdot \sin n \cdot (\omega t + \frac{\pi}{6}) \quad (2.11)$$

La relation (2.7) représente la tension composée instantanée de sortie d'un onduleur triphasé commandé en 180°. Cette expression contient beaucoup d'harmoniques, cela influe sur la charge et l'efficacité de l'onduleur. Il est nécessaire de réduire ces harmoniques afin d'obtenir des tensions et des courants à la sortie de l'onduleur proche d'une onde sinusoïdale. Notre but dans ce travail est d'éliminer toutes les harmoniques et laisser uniquement la fondamentale.

$$U_{ab}(t) = \frac{4 \cdot U_E}{\pi} \cdot \cos(\frac{\pi}{6}) \cdot \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) \quad (2.12)$$

Pour trouver la tension efficace de charge en utilisant les relations (2.1) et (2.2), on aura :

$$U_{eff.ch.comp.f_1} = \frac{4 \cdot U_E}{\sqrt{2} \cdot \pi} \cdot \cos \frac{\pi}{6} \quad (2.13)$$

$$U_{eff.ch.comp.f_1} = \frac{4 \cdot U_E}{\sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \pi} \cdot \cos \frac{\pi}{6} \quad (2.14)$$

$$U_{bc}(t) = \sum_{n=1,5,7,11,\dots}^{\infty} \frac{4.U_E}{n.\pi} . \cos\left(n.\frac{\pi}{6}\right) . \sin n.\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (2.15)$$

$$U_{ca}(t) = \sum_{n=1,5,7,11,\dots}^{\infty} \frac{4.U_E}{n.\pi} . \cos\left(n.\frac{\pi}{6}\right) . \sin n.\left(\omega t - \frac{7.\pi}{6}\right) \quad (2.16)$$

b) Commande en ondes décalées (120°)

Le transistor conduit pendant 120°, donc il est moins utilisé par rapport au cas précédent (180°) dans les conditions de charge. On résume le fonctionnement de l'onduleur dans le tableau suivant :

ωt	$0 \div \pi/3$	$\pi/3 \div 2\pi/3$	$2\pi/3 \div \pi$	$\pi \div 4\pi/3$	$4\pi/3 \div 5\pi/3$	$5\pi/3 \div 2\pi$
Éléments conduits	1-6	1-2	2-3	3-4	4-5	5-6
U_{an}	$U_E/2$	$U_E/2$	0	$-U_E/2$	$-U_E/2$	0
U_{bn}	$-U_E/2$	0	$U_E/2$	$U_E/2$	0	$-U_E/2$
U_{cn}	0	$-U_E/2$	$-U_E/2$	0	$U_E/2$	$U_E/2$
U_{ab}	U_E	$U_E/2$	$-U_E/2$	$-U_E$	$-U_E/2$	$U_E/2$
U_{bc}	$-U_E/2$	$U_E/2$	U_E	$U_E/2$	$-U_E/2$	$-U_E$
U_{ca}	$-U_E/2$	$-U_E$	$-U_E/2$	$U_E/2$	U_E	$U_E/2$

Tableau 2.2 : commande à 120°

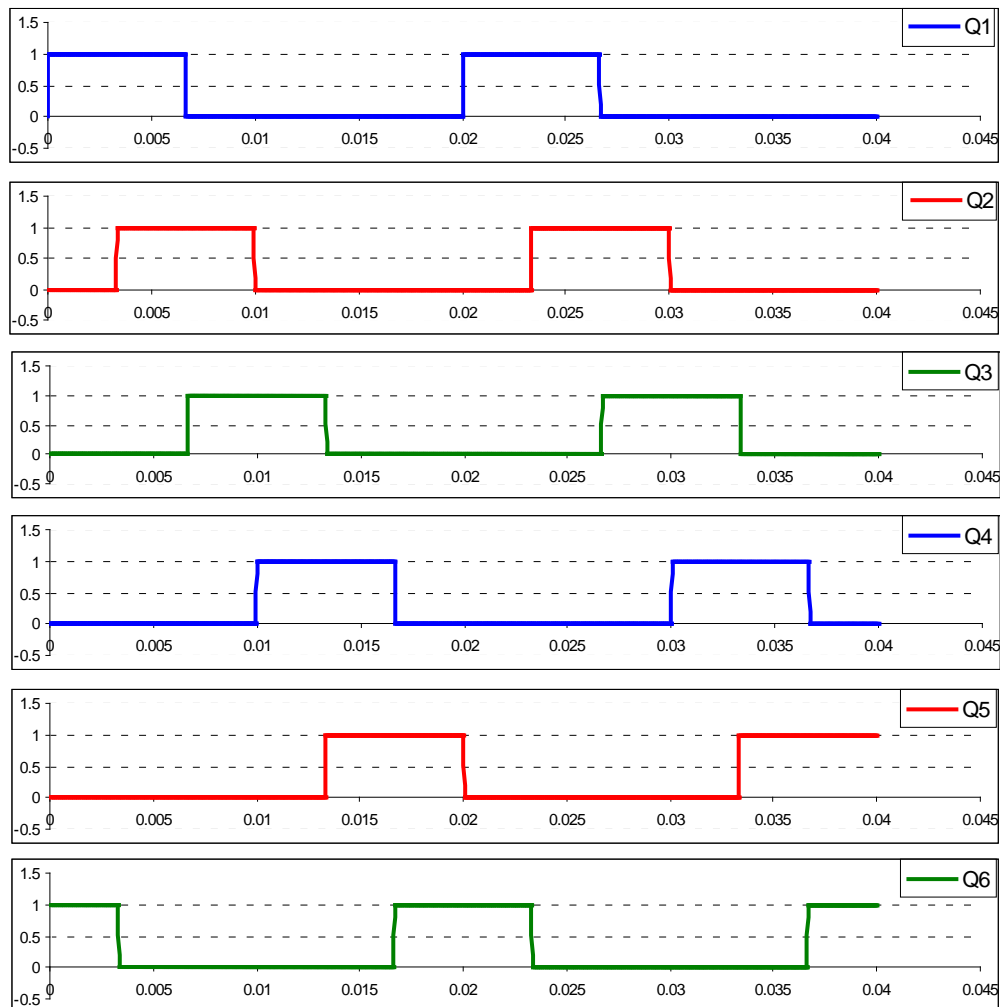


Figure (2.6): Signaux des l'interrupteurs (Q1...Q6)

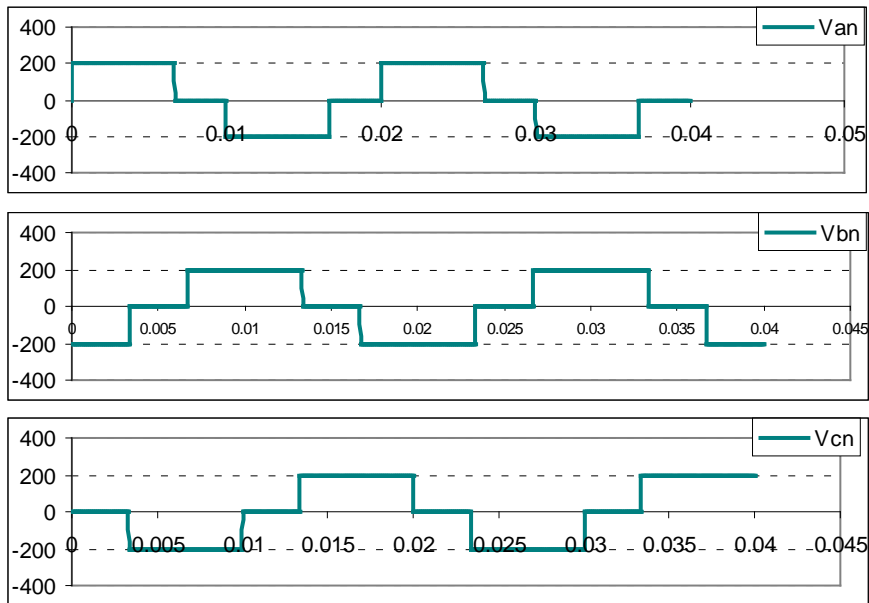


Figure (2.7) : Tensions simples à la sortie de l'onduleur

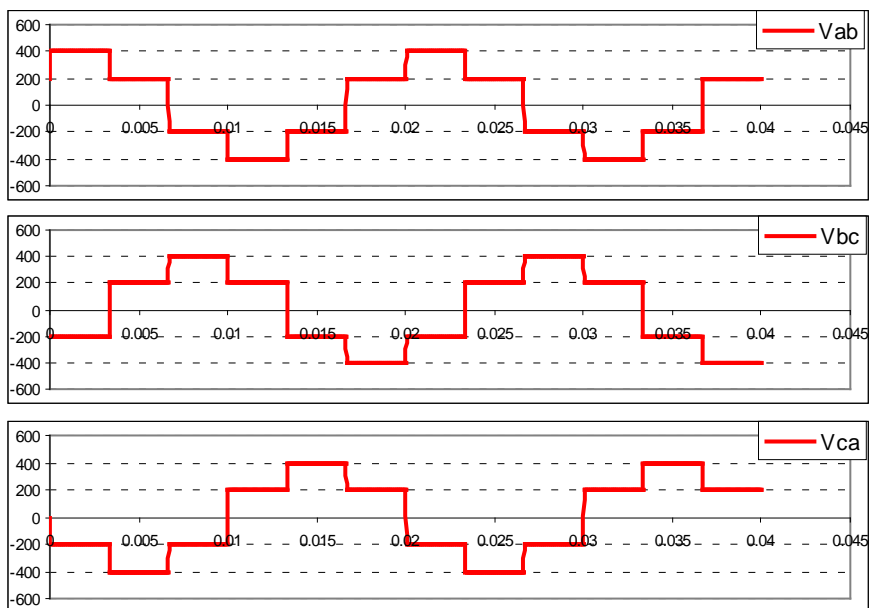


Figure (2.8) : Tensions composées à la sortie de l'onduleur

Les tensions simples aux bornes de la charge (à la sortie de l'onduleur) sont :

$$U_{an}(t) = \sum_{n=1,5,7,11,\dots}^{\infty} \frac{2.U_E}{n.\pi} \cdot \cos\left(n.\frac{\pi}{6}\right) \cdot \sin n.\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \quad (2.17)$$

$$U_{bn}(t) = \sum_{n=1,5,7,11,\dots}^{\infty} \frac{2.U_E}{n.\pi} \cdot \cos\left(n.\frac{\pi}{6}\right) \cdot \sin n.\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (2.18)$$

$$U_{cn}(t) = \sum_{n=1,5,7,11,\dots}^{\infty} \frac{2.U_E}{n.\pi} \cdot \cos\left(n.\frac{\pi}{6}\right) \cdot \sin n.\left(\omega t - \frac{7.\pi}{6}\right) \quad (2.19)$$

Le courant pour une charge résistive inductive est donné par :

$$i_a = \frac{U_{an}(t)}{Z} + \sum_{n=1,5,7,11,\dots}^{\infty} \frac{2.U_E}{n.\pi.Z} \cdot \cos\left(n.\frac{\pi}{6}\right) \sin n.\left(\omega t - \varphi_n\right) \quad (2.20)$$

Avec :

$$Z = \sqrt{R^2 + (n.L.\omega)^2} \quad ; \quad \varphi_n = \arctg\left(\frac{n.\omega.L}{R}\right) \quad (2.21)$$

2-3 Fonctionnement de l'onduleur de tension triphasée en MLI

La modulation de largeur d'impulsions (MLI) consiste à générer par alternance de la tension alternative, une tension composée de plusieurs créneaux de largeur variable. Elle permet ainsi, d'obtenir un fondamentale de tension variable en amplitude et en fréquence, par conséquent, il est possible d'envisager la commande des machines à courant alternatifs par les grandeurs statoriques (V_s, f_s).

Le choix d'une technique dépend du type de machine à commander, de la gamme de puissance, des semi-conducteurs utilisés pour l'onduleur et de la simplicité d'implantation de l'algorithme.

Ce sont finalement des critères de coût et de performance qui vont déterminer ce choix. Les critères de performances permettent d'évaluer et de comparer les qualités des différentes techniques de MLI.

2-3.1 Critères de performance

Index de modulation (coefficient de réglage en tension). Un onduleur de tension fonctionnant en pleine onde permet d'obtenir des tensions simples aux bornes de la charge triphasée, ayant un fondamental dont la valeur maximale vaut $V_{1-PO} = E/2$, E étant la tension continue à l'entrée de l'onduleur. L'index de modulation correspond à la valeur normalisée du fondamental V_1 de la tension réalisée par une séquence de MLI :

$$r = \frac{V_1}{V_{1-PO}} \quad (2.22)$$

Nous avons toujours $r \leq 1$ pour un fonctionnement en MLI, et par définition $r = 1$ pour un fonctionnement en pleine onde.

La valeur maximale de l'index de modulation, notée m_{MAX} , peut varier sur une plage d'environ 25%, suivant la technique de MLI utilisée. L'index de modulation m_{MAX} d'une MLI est un critère important puisqu'il montre la capacité d'une méthode à utiliser au maximum la tension du bus-continu. Pour une tension continue E donnée, m_{MAX} caractérise la puissance de l'onduleur à MLI.

La MLI génère les tensions très riches en harmoniques. Une grande partie de ces harmoniques (essentiellement ceux de haut rang) est filtrée par les inductances et l'inertie de la machine. Les distorsions restantes de courant et du couple électromagnétique peuvent être évaluées à l'aide de critères.

Harmonique de courant. Les harmoniques de courant sont à l'origine de pertes joules qui représentent une grande partie des pertes de la machine. La valeur efficace des harmoniques de courant est donnée par :

$$I_{hRMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_T [i(t) - i_1(t)]^2 . dt} \quad (2.23)$$

$i(t)$ étant le courant de phase, et $i_1(t)$ son fondamental.

I_{hRMS} ne permet cependant pas d'évaluer les performances d'une MLI puisqu'elle dépend aussi des impédances de la machine. Pour éliminer cette dépendance, on introduit le facteur de

distorsion harmonique d , qui correspond à $I_{h\text{ RMS}}$ normalisée par sa valeur pour un fonctionnement en pleine onde ($I_{h\text{ RMS_PO}}$) avec la même machine :

$$d = \frac{I_{h\text{ RMS}}}{I_{h\text{ RMS_PO}}} \quad (2.24)$$

Le facteur de distorsion d permet ainsi de caractériser la qualité d'une séquence de MLI en terme de minimisation de distorsion harmonique de courant, indépendamment de la charge connectée à l'onduleur.

Les pertes joules dans la charge sont proportionnelles au carré du facteur de distorsion, aussi pouvons nous utiliser le facteur de perte d^2 comme critère de comparaison.

Harmonique de couple. L'ondulation du couple électromagnétique d'une machine créée par une séquence de MLI peut être caractérisée par :

$$\Delta Ce = (Ce_{MAX} - Ce_{MOY}) / Ce_{NOM} \quad (2.25)$$

Où Ce_{MAX} , Ce_{MOY} et Ce_{NOM} désigne respectivement le couple maximal, le couple moyen et le couple nominal.

Pertes à la commutation. Elles dépendent de la tension E du bus continu, du courant dans la charge, et de la fréquence de commutation f_c . C'est pour cela qu'en forte puissance, le nombre de commutation par période du fondamental est obligatoirement faible.

2-4 Les techniques courantes

Dans cette partie, nous présenterons seulement les techniques de MLI dites en boucle ouverte, qui ne nécessitent en entrée que la référence des tensions désirées, par opposition aux techniques dites en boucle fermée qui au contraire utilisent des informations provenant de capteurs de courant (contrôle par hystérésis ou de vitesse).

2-4.1 La modulation sinus-triangulaire :

Elle consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs, générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance). Au niveau électronique, son principe repose sur la comparaison de la modulante avec la porteuse (tension à haute fréquence de commutation). La valeur du rapport de fréquences entre la porteuse triangulaire (ou en dent de scie) et la modulante procède d'un compromis entre une bonne neutralisation des harmoniques et un bon rendement de l'onduleur [13, 15].

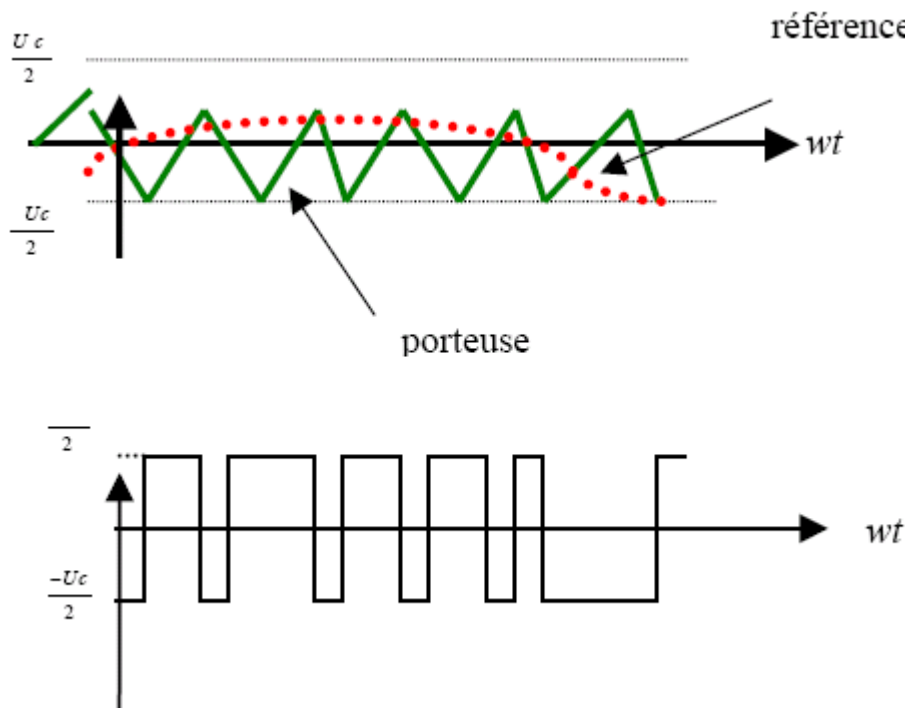


Figure (2.8) : MLI sinus-triangulaire

Les techniques de modulation sont nombreuses, les plus utilisées sont : la naturelle, la régulière, l'optimisée (élimination des harmoniques non désirées), la vectorielle et la modulation à bande d'hystérésis.

L'objectif de la MLI, c'est la minimisation ou la réduction des oscillations sur la vitesse, le couple et les courants. Cela permettra de réduire la pollution du réseau en harmoniques, avec minimisation des pertes dans le système par conséquent augmenter le rendement.

Dans ce travail, on va utiliser la MLI naturelle en se basant sur la comparaison entre deux signaux figure (2.10) :

- Le premier c'est le signal de référence qui représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur, ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.
- Le second qui est appelé signal de la porteuse définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence (HF) par rapport au signal de référence.

On va choisir deux valeurs pour f_{porteuse} 1KHZ et 2KHZ c'est-à-dire $10 f_s$ et $20f_s$.

La figure (2.9) illustre le schéma de simulation en SIMULINK sous MATLAB permettant la représentation du moteur associé à l'onduleur de tension.

On peut régler la tension de sortie de l'onduleur en agissant sur l'indice d'amplitude V_{mod} :

$$V_{\text{mod}} = V_m / V_p \tag{2.26}$$

V_p : valeur de crête de la porteuse.

V_m : valeur maximale de la tension de référence.

La valeur maximale de la tension fondamentale (à la sortie de l'onduleur) vaut exactement :

$$V_{1\text{max}} = (E/2) \cdot V_{\text{mod}} \tag{2.27}$$

E : la tension continue à l'entrée de l'onduleur.

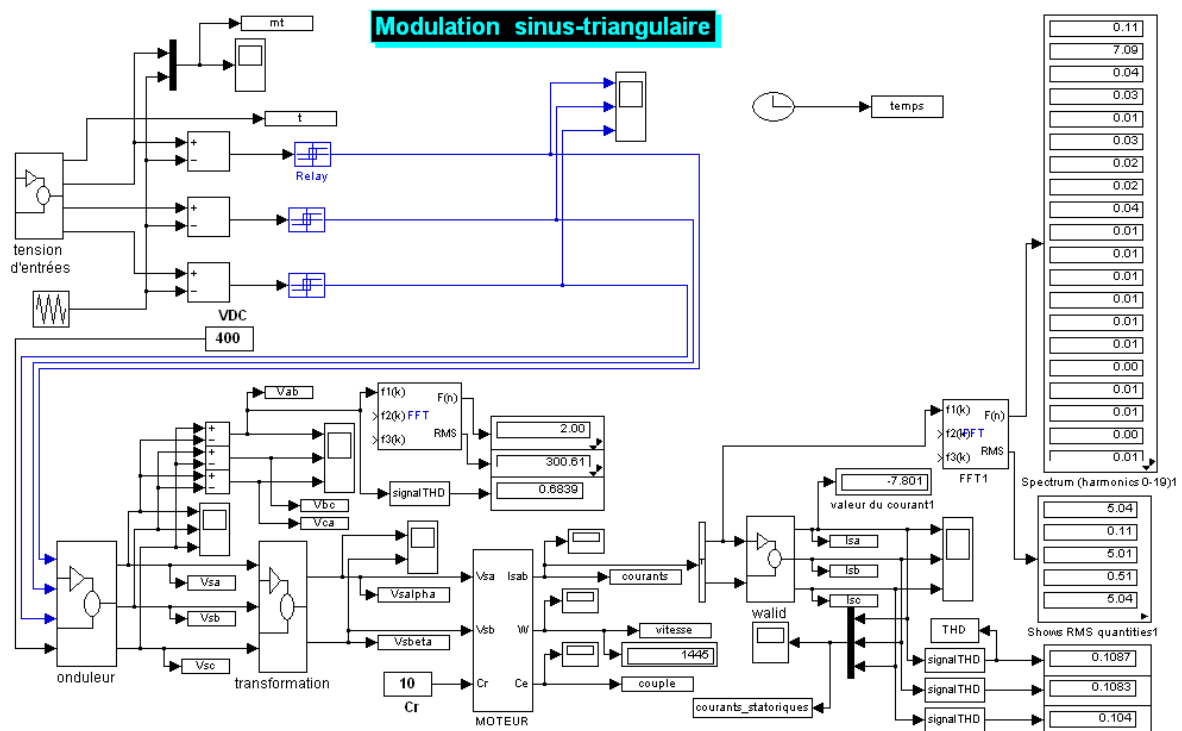


Figure (2.9) : Schéma de simulation de la MAS alimenté en tension avec onduleur

2-4.2 Résultats de simulation :

Les résultats de simulation de l'association machine-onduleur sont représentés par les figures suivantes :

Représentation de la porteuse, la modulante et la tension à la sortie de l'onduleur

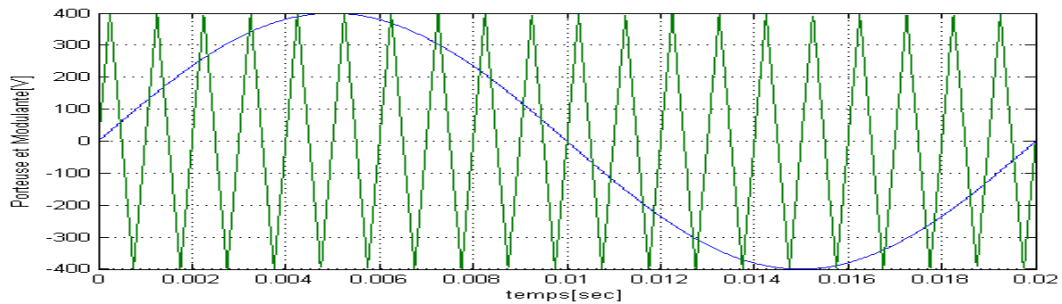


Figure (2.10) : Représentation de la porteuse et la modulante

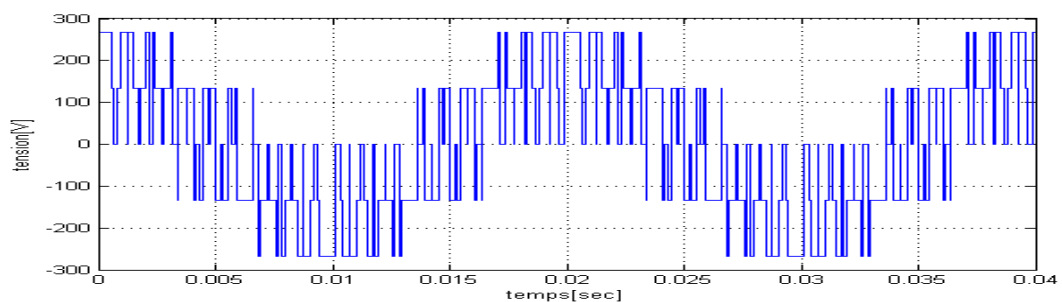


Figure (2.11) : Représentation de la tension à la sortie de l'onduleur

La figure (2.10) représente l'intersection entre la référence et la porteuse dont la fréquence est de 1 KHz, tandis que la figure (2.11) symbolise la tension d'une phase à la sortie de l'onduleur.

2-4.3 Résultats de simulation de la MAS (avec l'association de l'onduleur) :

Les résultats suivants sont obtenus à une fréquence de porteuse de $f_c = 1$ KHz pour la section **a** et de $f_c = 2$ KHz pour la section **b**.

a)

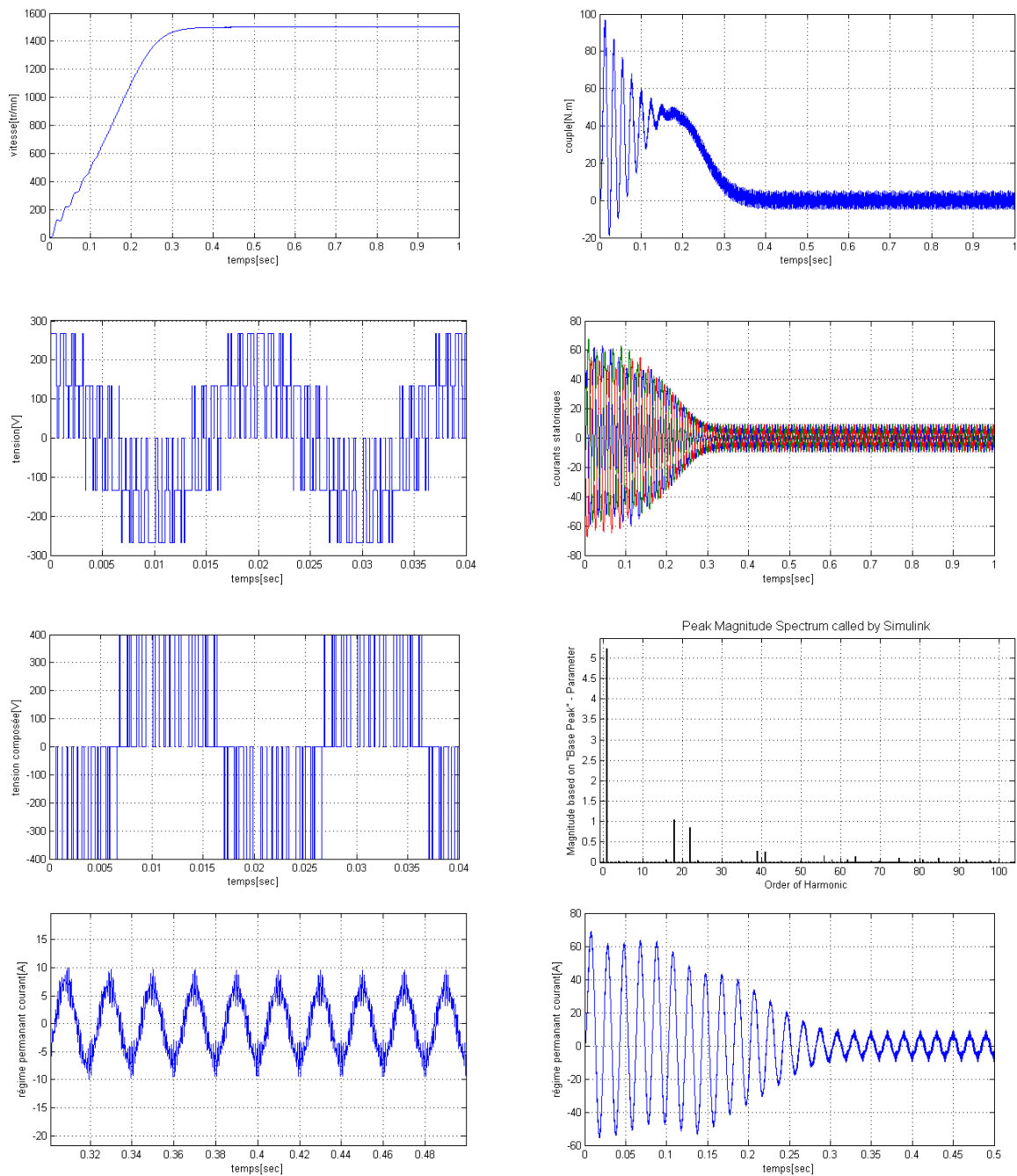


Figure (2.12) : Démarrage à vide de la MAS avec l'association de l'onduleur de tension à MLI avec ($f_c = 1\text{KHz}$)

Fréquence de commutation ($f_c = 20 f_s = 1\text{KHz}$ et $V_m = 1$)

- Courant de démarrage vaut 69A et sa valeur nominale atteinte (10A), après un temps de réponse de (0.3s), on relève beaucoup d'harmoniques.
THD=0.2763 soit THD=27.63%
- Le couple atteindra sa valeur finale après un temps de réponse de (0.3s), mais on relève beaucoup d'ondulations

- Même remarque pour la vitesse, elle atteint sa valeur nominale (1500 tr/mn) après un temps de réponse de (0.3s), mais on constate un nombre important d'ondulation.

b)

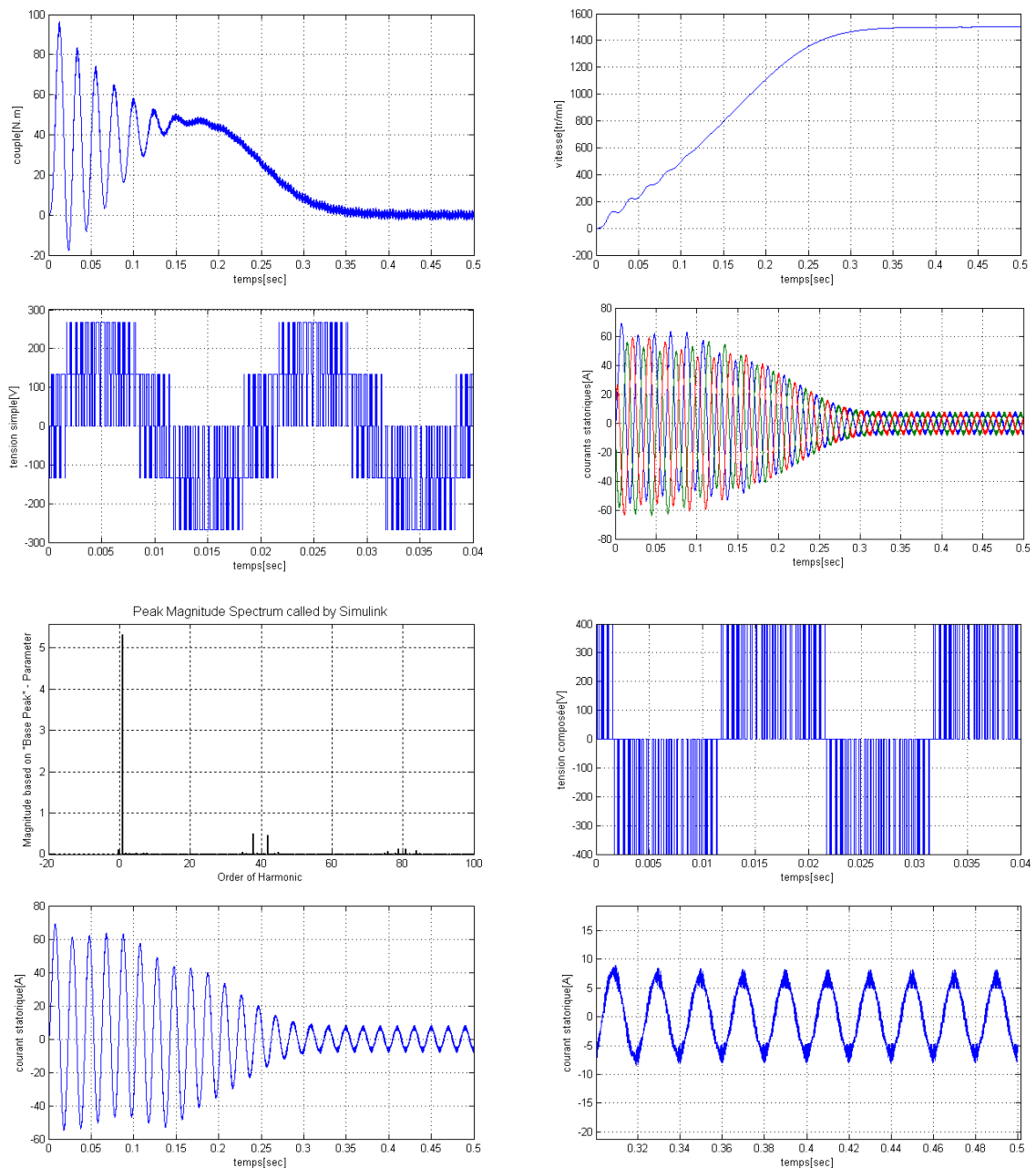


Figure (2.13) : Démarrage à vide de la MAS avec l'association de l'onduleur de tension a MLI avec ($f_c = 2\text{KHz}$)

Fréquence de commutation ($f_c = 40 f_s = 2\text{KHz}$ et $V_m = 1$)

L'augmentation de la fréquence de commutation implique une réduction des ondulations au niveau de vitesse, couple et des courants statoriques.

THD=0.1422 soit THD= 14.22%

2-4.4 Résultats de simulation de la MAS alimentée en tension (avec onduleur et application d'une charge)

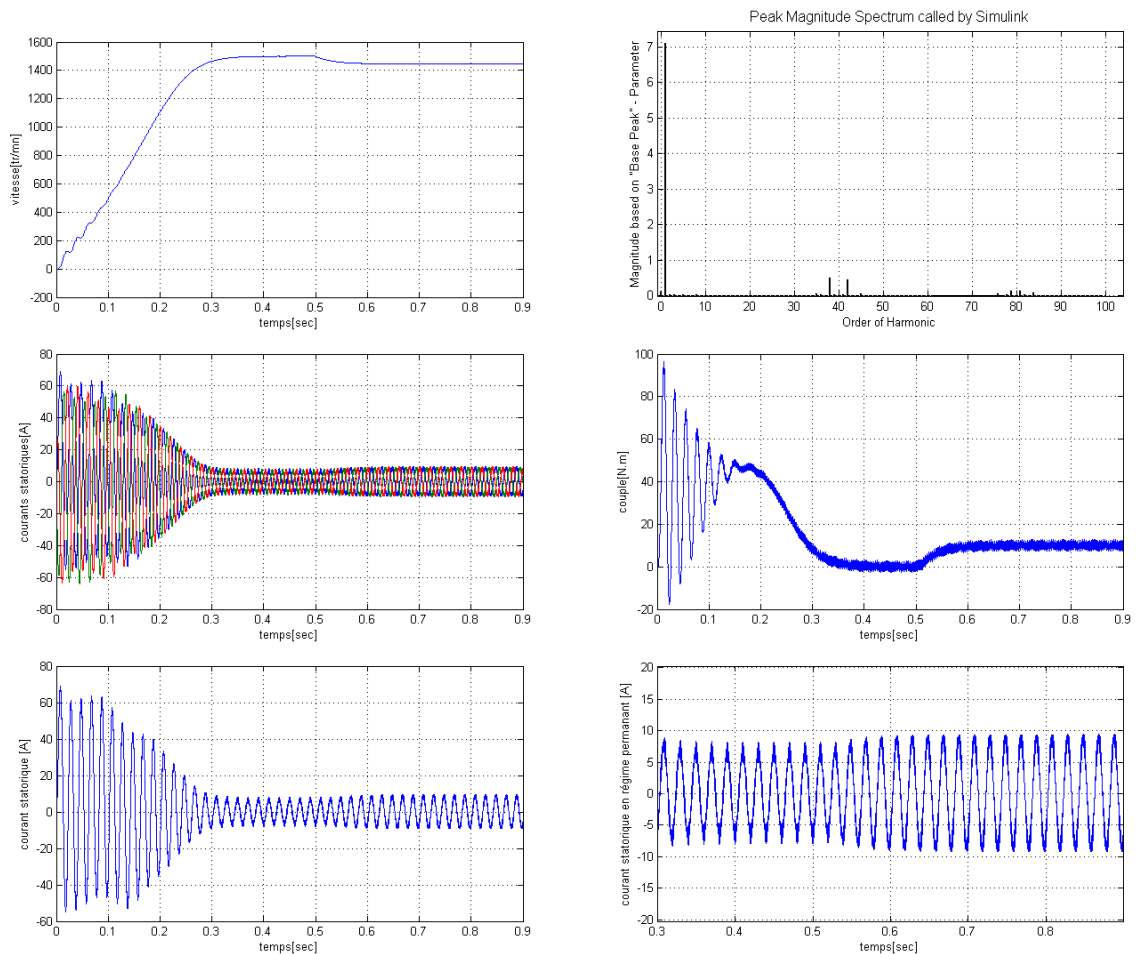


Figure (2.14) : Démarrage de la MAS avec l'onduleur et application de charge ($f_c = 2\text{KHz}$)

Fréquence de commutation ($f_c = 2\text{KHz}$) et un couple résistant $C_r = 10\text{N.m}$.

Pour la figure (2.14). On a appliqué une charge à $t = 0.5\text{s}$ avec une fréquence de commutation de 2KHz , cette dernière provoque une diminution de vitesse et une augmentation dans le courant statorique, on obtient un couple qui temps vers sa valeur finale de 10N.m avec des ondulation à cause de la pollution harmonique.

2-5 MLI sinusoïdale modifiée :

La Figure (2.15) : Montre que la largeur des impulsions qui sont proches du pic de l'onde sinusoïdale ne change pas d'une manière significative avec la variation de l'indice de modulation. Cela est dû aux caractéristiques de l'onde sinusoïdale, et la technique de la MLI sinusoïdale peut être modifiée de façon que l'onde de la porteuse est appliquée pendant les intervalles $0^\circ - 60^\circ$ et $120^\circ - 180^\circ$ par moitié de cycle. Ce type de modulation est appelé MLI sinusoïdale modifiée. La composante fondamentale est augmentée et ses caractéristiques harmoniques sont améliorées. Cette méthode réduit considérablement les pertes dues à l'ouverture et à la fermeture des semi-conducteurs parce que le nombre de ces ouvertures et fermetures diminue.

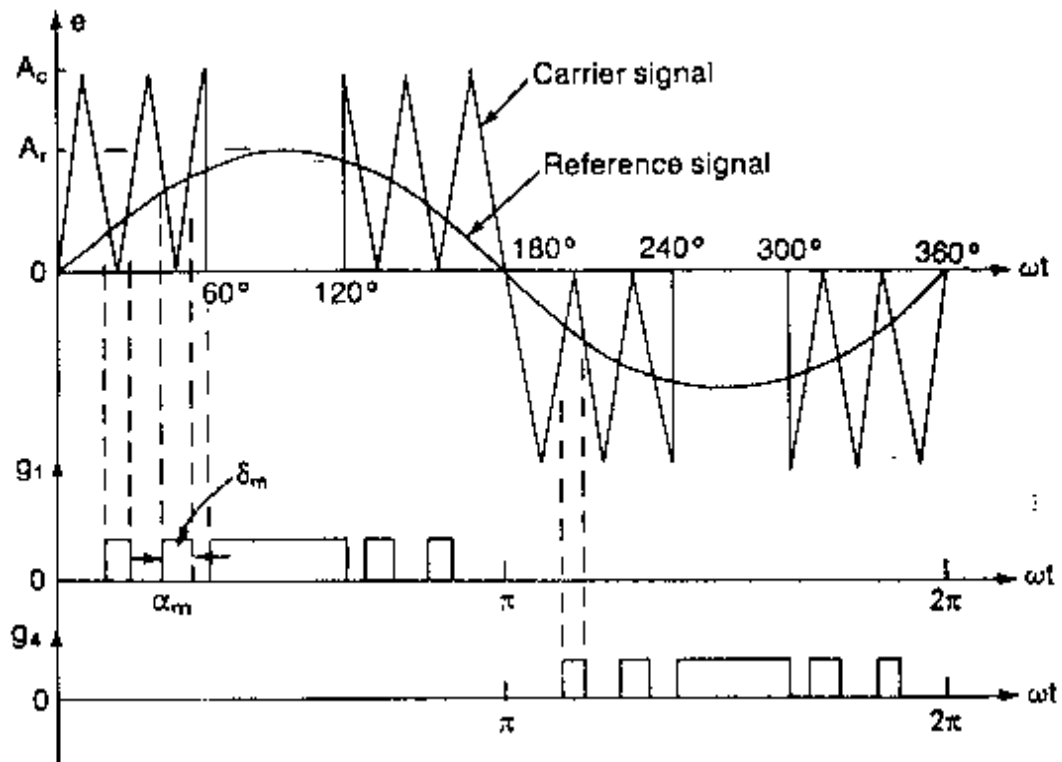


Figure (2.15) : MLI sinusoïdale modifiée

2-6 Modulation par hystérésis (delta)

La commande par hystérésis appelé aussi commande en tout ou rien, est une commande non linéaire qui utilise l'erreur existante entre le courant de référence et le courant produit par l'onduleur, cette erreur est comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis. Le principe de cette méthode est expliqué à l'aide de la Figure (2.16).

Dés que l'erreur atteint la bande inférieure ou supérieure, un ordre de commande est envoyé de manière à ce que cette erreur reste à l'intérieur de cette bande. Cette méthode est simple mais les commutations à l'intérieur de la bande d'hystérésis évoluent librement. On ne peut pas maîtriser correctement le spectre haute fréquence dû aux fréquences de commutations.

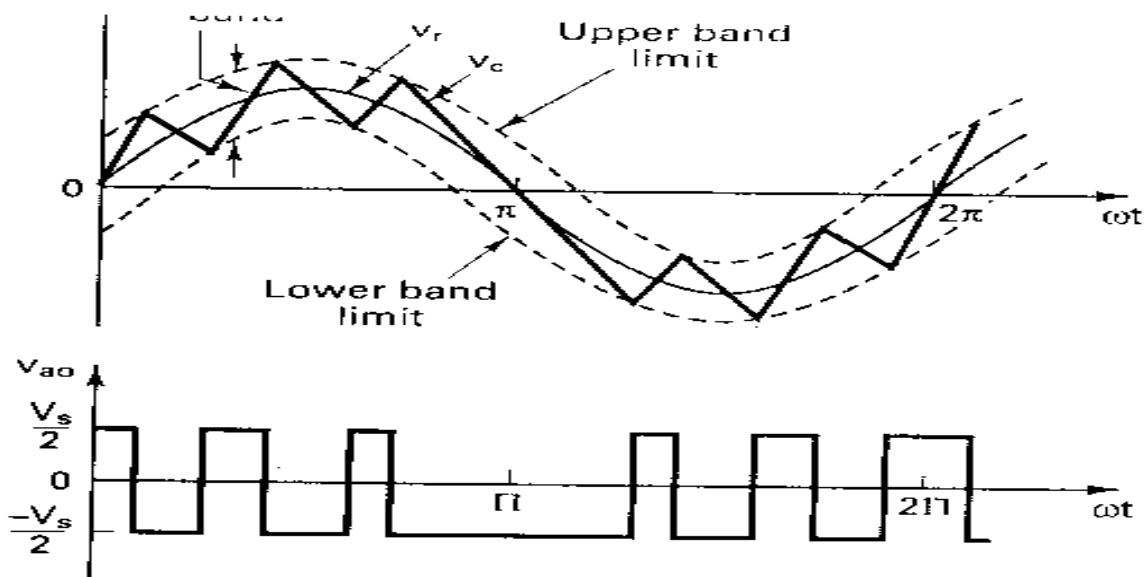


Figure (2.16) : Modulation par hystérésis

2-7 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 étudié au chapitre suivant.

2.8 Conclusion

Dans ce deuxième chapitre, nous avons examiné les différents types de commande de l'onduleur de tension, commande en pleine onde (180°) et la commande en ondes décalées (120°), nous avons ensuite examiner l'emploi des différentes techniques de la modulation de largeur d'impulsion : La modulation sinus-triangulaire, MLI sinusoïdale modifiée, Modulation par hystérésis (delta) pour commander un onduleur de tension afin de minimiser le taux des harmoniques.

Dans le chapitre suivant, on va développer la théorie de la MLI vectorielle car elle est la technique la plus récente et elle a des avantages par rapport aux techniques précédentes.

CHAPITRE TROIS

MLI vectorielle

3.1 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 moindre coût 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 couple.

3.2 Onduleur de tension triphasé

L'onduleur de tension à MLI est 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 figure (3.1) [13] [14] [15].

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 continu, donc Un onduleur de tension peut assumer seulement huit topologies distinctes. Ces topologies sont montrées sur figure (3.2). 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.

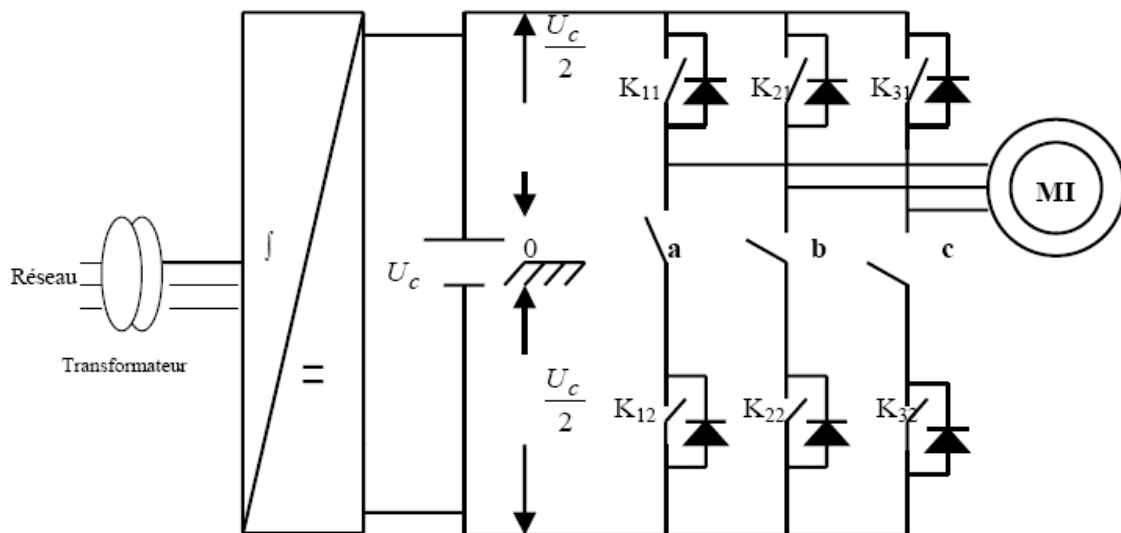


Figure (3.1) : Schéma de principe de l'onduleur triphasé de tension

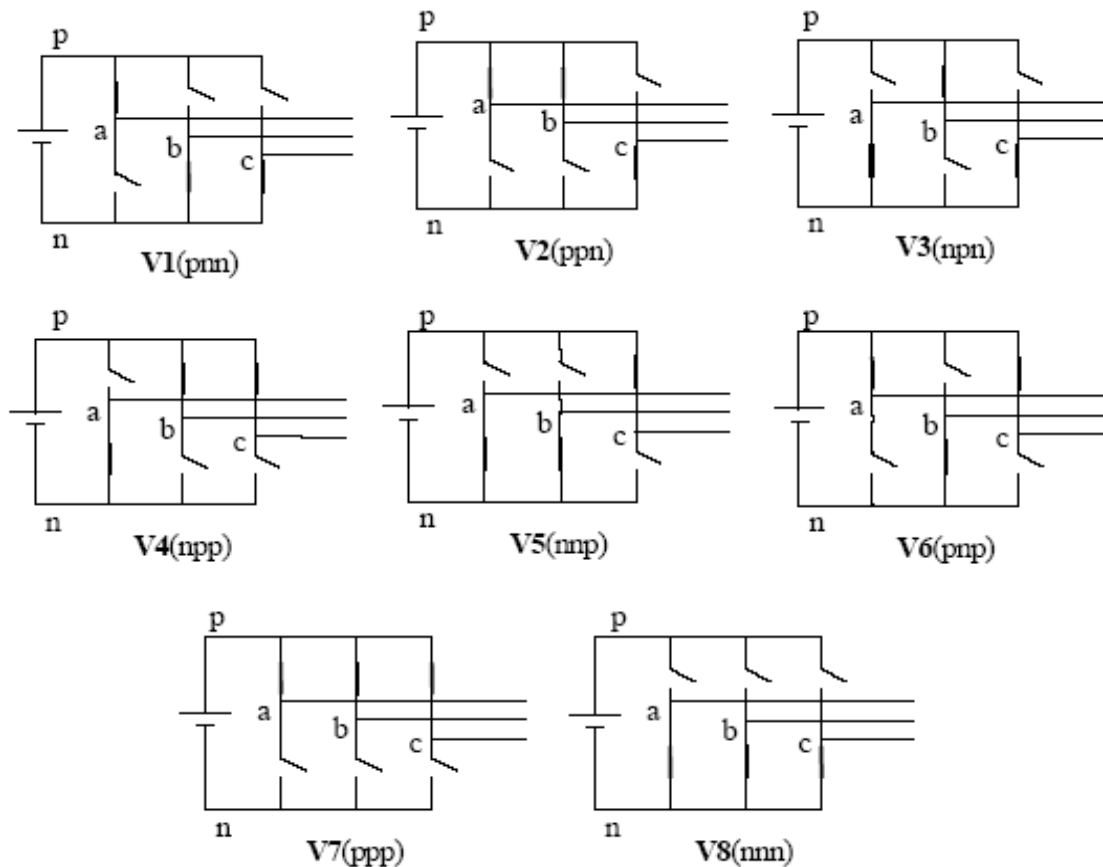


Figure (3.2) : Différentes configurations de l'onduleur en fonction de l'état des interrupteurs.

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

Il est pratiquement vrai que les :

- Transistors MOSFET (transistor à effet champ), ces composants sont très rapides mais de puissance relativement faible.
- Transistors bipolaires, moins rapides que les MOSFET mais 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 commandables à l'ouverture mais la fermeture dépend du circuit extérieur [16]

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

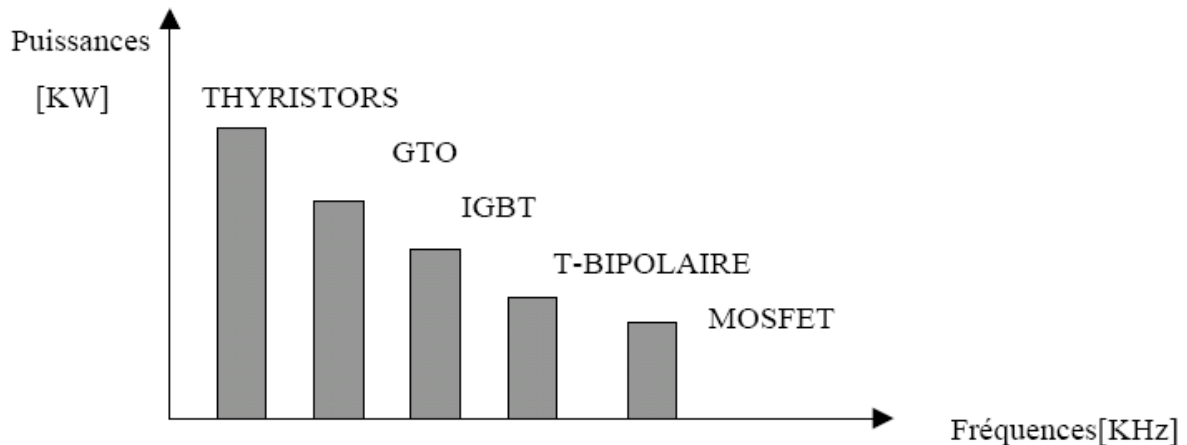


Figure (3.3) : Représentation de puissance des composants en fonction de fréquence de commutation

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 tension de phases u_1, u_2 et u_3 en fonction des signaux de commande S_i :

$$U_{ina, b, c} = S_i U_c - U_c/2. \quad (3.1)$$

Les trois tensions composées, u_{ab}, u_{bc} et u_{ca} sont définies par les relations suivantes en tenant compte du point fictif « 0 » [16] [17].

$$\begin{cases} u_{ab} = u_{a0} + u_{0b} = u_{a0} - u_{b0} \\ u_{bc} = u_{b0} + u_{0c} = u_{b0} - u_{c0} \\ u_{ca} = u_{c0} + u_{0a} = u_{c0} - u_{a0} \end{cases} \quad (3.2)$$

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

$$\begin{cases} u_{a0} = u_{an} + u_{n0} \\ u_{b0} = u_{bn} + u_{n0} \\ u_{c0} = u_{cn} + u_{n0} \end{cases} \quad (3.3)$$

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

$$u_{an} + u_{bn} + u_{cn} = 0 \quad (3.4)$$

La substitution de (3.2) dans (3.1) nous donne :

$$u_{n0} = \frac{1}{3}(u_{a0} + u_{b0} + u_{c0}) \quad (3.5)$$

En remplace (3.4) dans (3.2) on obtient :

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{2}{3}u_{a0} - \frac{1}{3}u_{b0} - \frac{1}{3}u_{c0} \\ u_{bn} = -\frac{1}{3}u_{a0} + \frac{2}{3}u_{b0} - \frac{1}{3}u_{c0} \\ u_{cn} = -\frac{1}{3}u_{a0} - \frac{1}{3}u_{b0} + \frac{2}{3}u_{c0} \end{cases} \quad (3.6)$$

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 comme le montre la figure (3.5). L'utilisation de l'expression (2.1) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Avec u_{a0}, u_{b0}, u_{c0} les tension 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 :

$$T = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

3.3 Vecteur spatiale de tension

La modulation du vecteur spatial (SVM) pour les trois-bras de l'onduleur de tension triphasé est basée sur la représentation des trois quantités de phase dans le plan biphasé (α, β). Cela est illustré dans la Figure (3.4). Considérons la topologie 1 de la figure (3.2), les tensions dans ce secteur sont U_{ab}, U_{bc} et U_{ca} sont donnés comme suit :

$$\begin{aligned} U_{ab} &= U_c \\ U_{bc} &= 0 \\ U_{ca} &= -U_c \end{aligned} \quad (3.9)$$

Ceci peut être représenté dans le plan biphasé (α, β) comme montré dans figure (3.4 (b)), où les tensions U_{ab} , U_{bc} et U_{ca} sont représentées par trois vecteurs de tension décalés de 120° dans l'espace. Le vecteur efficace de tension produit par cette topologie est représenté comme $V1$ (pnn) dans figure (3.4 (b)). Ici la notation 'pnn' se rapporte aux trois bras **a**, **b**, **c** étant relié à la borne positive de la source continue (p) ou à la borne négative (n). Ainsi le 'pnn' correspond à la phase a connectée à la borne positive de la source et les phases b et c connectées à la borne négative.

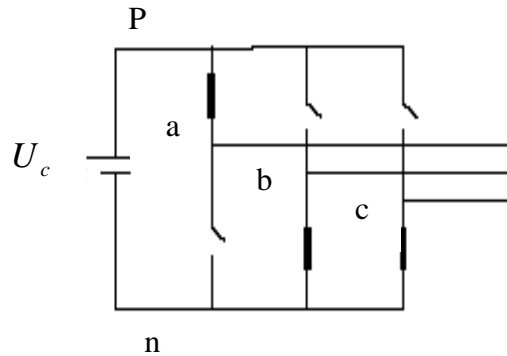


Figure (3.4 (a)) : La topologie n°1 de l'onduleur de tension

$$\begin{aligned}
 U_{ab} &= U_c \\
 U_{bc} &= 0 \\
 U_{ca} &= -U_c
 \end{aligned}$$

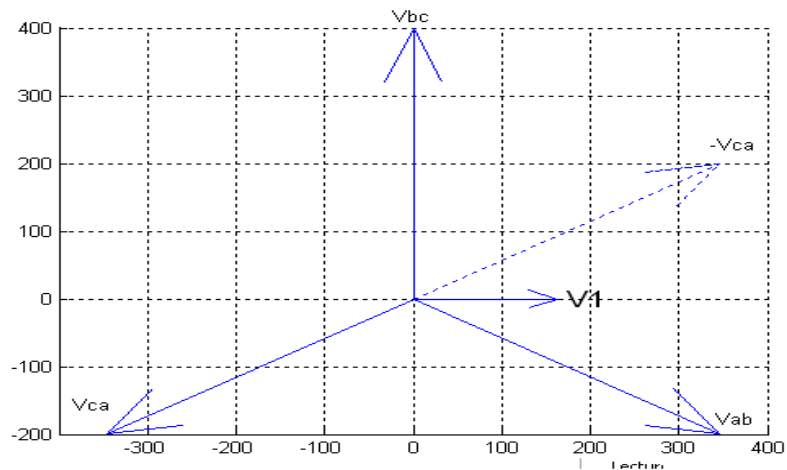


Figure (3.4 (b)) : Représentation de la topologie 1 dans le plan (α, β)

Procédant de la même manière les six vecteurs de tension non nuls ($V1-V6$) peut être montrées dans les positions illustrées par la Figure (3.5). Les têtes de ces vecteurs forment un hexagone régulier (ligne pointillée). Nous définissons la surface entre deux vecteurs adjacents dans l'hexagone par un secteur. Ainsi il y a six secteurs numérotés de 1 à 6.

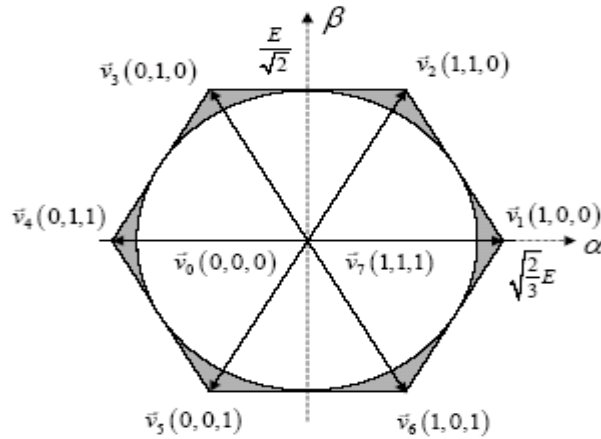


Figure (3.5) : Vecteurs tension d'état de l'onduleur

Les deux dernières topologies de figure (3.2) qui sont répétées dans la figure (3.6 (a)) produisent des tensions de sortie nulles :

$$\begin{aligned}
 U_{ab} &= 0 \\
 U_{bc} &= 0 \\
 U_{ca} &= 0
 \end{aligned}
 \tag{3.10}$$

Ceux-ci sont représentés comme vecteurs ayant une amplitude nulle et appelés vecteurs à état d'allumage nul ou vecteur de tension nul. Ils prennent la position à l'origine dans le plan biphasé (α, β) comme montré sur la Figure (3.6). Les vecteurs $V_0 - V_7$ s'appellent les vecteurs d'état de commutation nuls.

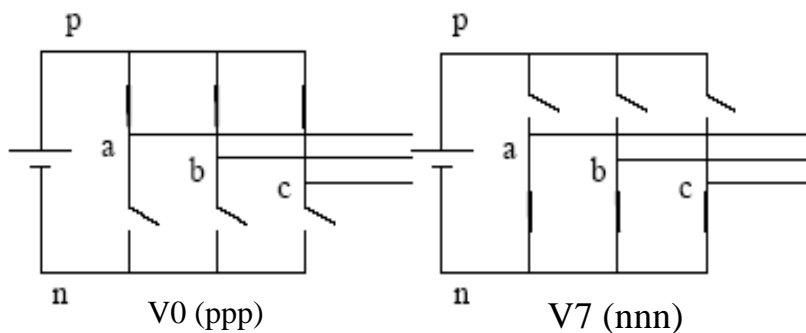


Figure (3-6(a)) : Les topologies des vecteurs nuls de tension de sortie de l'onduleur

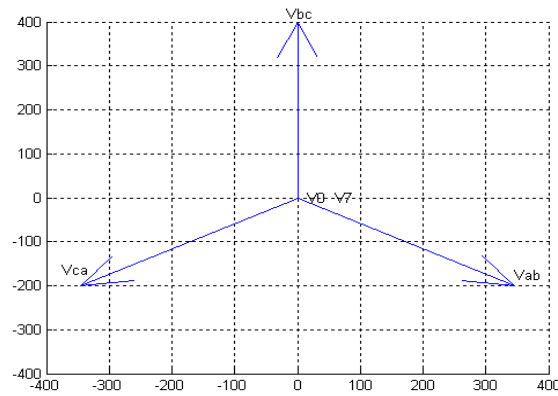


Figure (3.6 (b)) : Représentation des vecteurs de tension nulle dans le plan (α, β)

3.4 Modulation du vecteur spaciale (SVM)

Les trois tensions désirées de phase à la sortie de l'onduleur ont pu être représentées par un vecteur équivalent V_{ref} tournant dans la direction inverse des aiguilles d'une horloge figure (3.7). L'amplitude de ce vecteur est liée à l'amplitude de la tension de sortie figure (3.8) et le temps que prend le vecteur pour accomplir une révolution est identique à la période du fondamentale de la tension de sortie.

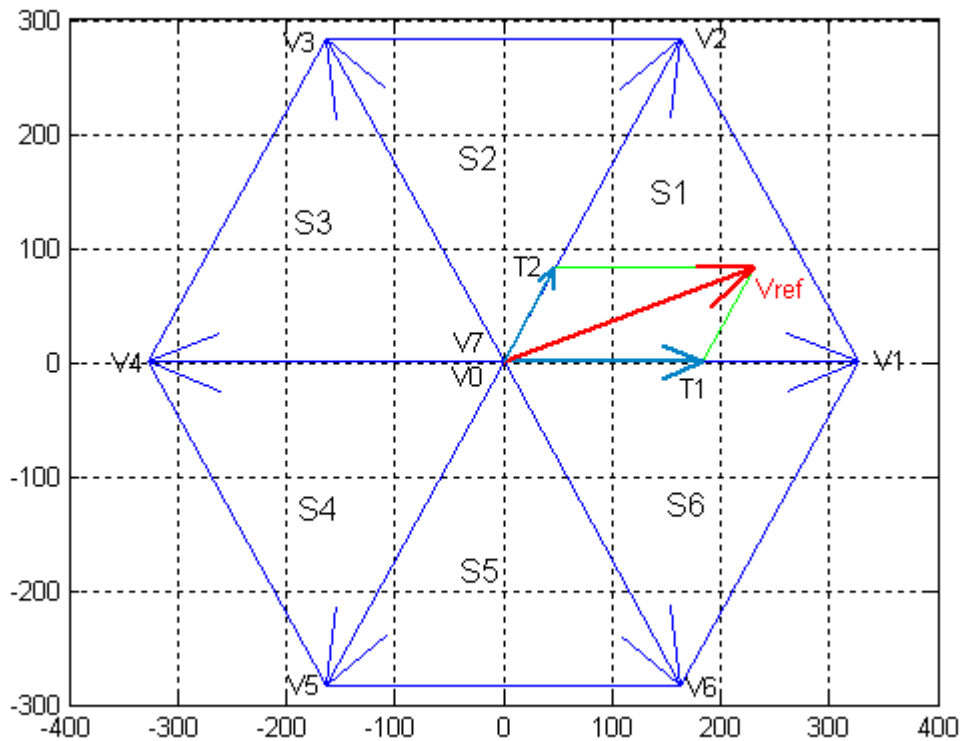


Figure (3.7) : Les vecteurs de tension de sortie dans le plan (α, β)

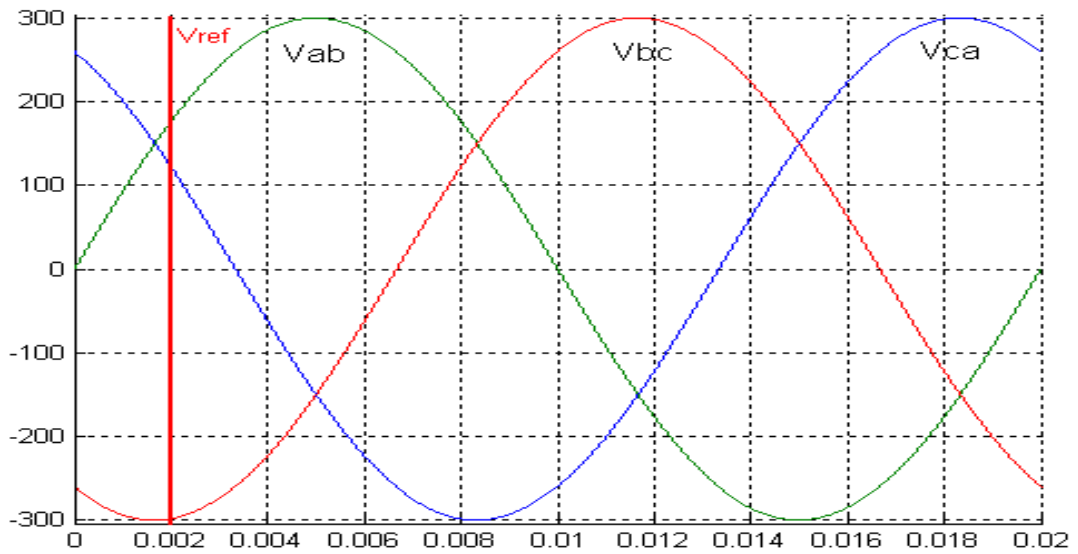


Figure (3.8) : Les tensions composées et le vecteur de référence dans le domaine temporel

Considérons la situation quand le vecteur de la tension de sortie composée désirée V est dans le secteur 1 comme montré sur la Figure (3-9). Ce vecteur peut être synthétisé par le (MLI) des deux vecteurs adjacents V_1 (pnn) et de V_2 (ppn), le rapport cyclique de chacun étant T_1 et T_2 respectivement, et le vecteur zéro V_0 (nnn) et V_7 (ppp) du rapport cyclique T_0 .

$$T_1 V_1 + T_2 V_2 = V \tag{3.11}$$

$$T_1 + T_2 + T_0 = 1 \tag{3.12}$$

Où $0 < r < 0,866$ est l'indice de réglage. Cela correspond à un maximum de la tension composée qui est de 15% plus grande que la MLI sinusoïdale conventionnelle.

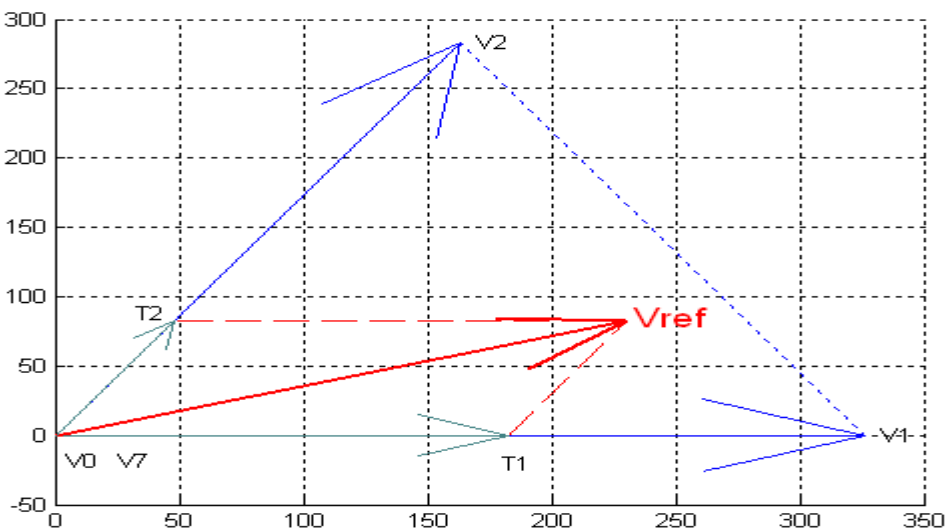


Figure (3.9) : production du vecteur de tension dans le secteur n°1

Tous les schémas de la MLI vectorielle et la plupart des autres algorithmes de MLI utilisation (3.11), (3.12) pour la synthèse de la tension de sortie. Les algorithmes de modulations qui emploient SSV's non adjacent ont donné une THD (le taux d'harmoniques) élevée. Les rapports cycliques T_1 , T_2 et T_0 sont uniquement déterminés à partir des Figures (3.9) et (1,3), (1,4), la seule différence entre les schémas de MLI qui emploient des vecteurs adjacents est le choix du vecteur(s) nul et de l'ordre dans lesquels les vecteurs sont appliqués dans le cycle de commutation.

3.5 Schéma de modulation vectorielle

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

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

Il existe quatre types d'algorithme de modulation vectorielle :

- 1) Séquence bien alignée (the right aligned sequence : SVM1).
- 2) Séquence symétrique (the symmetric sequence : SVM2).
- 3) Séquence alternative du vecteur zéro : SVM3).
- 4) Séquence non commutée du courant le plus élevé (the highest current not switched sequence : SVM4).

Tous les schémas de modulation vectorielle présentés ici assument l'exécution numérique et, par conséquent, le prélèvement régulier, c'est-à-dire tous les rapports cycliques pré-calculés au début du cycle de commutation, basé sur la valeur du vecteur de référence de la tension au même instant.

3.5.1 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 pour les arrêter séquentiellement de sorte que le vecteur zéro soit divisé entre V_0 (000) et V_7 (111) également. Cet arrangement de commutation est montré sur la figure (3.9) pendant deux périodes de commutation successive. Les signaux dans la figure (3.10) 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.

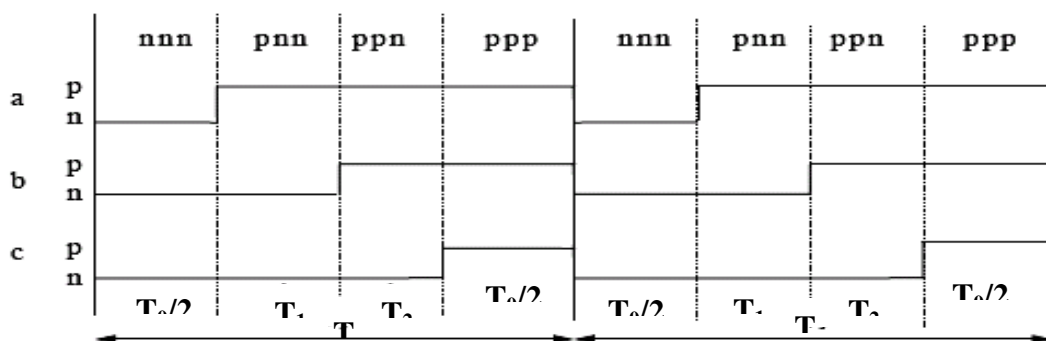


Figure (3.10) : Signaux de gâchette à SVM1

3.5.2 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 sont semblables.

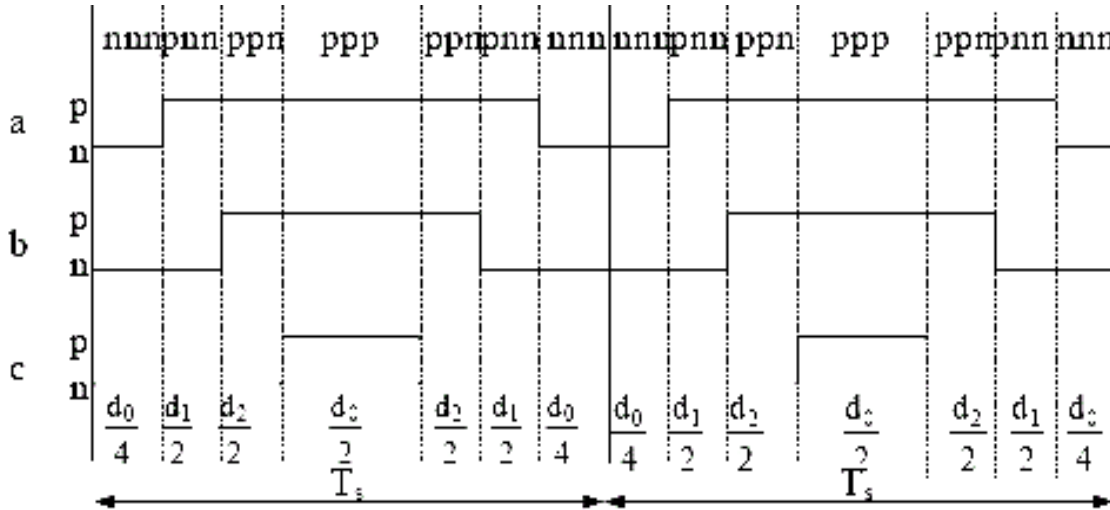


Figure (3.11) : Signaux des gâchettes dans SVM2

3.5.3 Modulation vectorielle à séquence alternative du vecteur

Zéro (SVM3)

Dans ce schéma, les vecteur zéro V_0 (000) et V_7 (111) sont employés alternativement dans les cycles adjacents de sorte que la fréquence de commutation soit divisée en deux, comme illustré sur la figure 3.11.

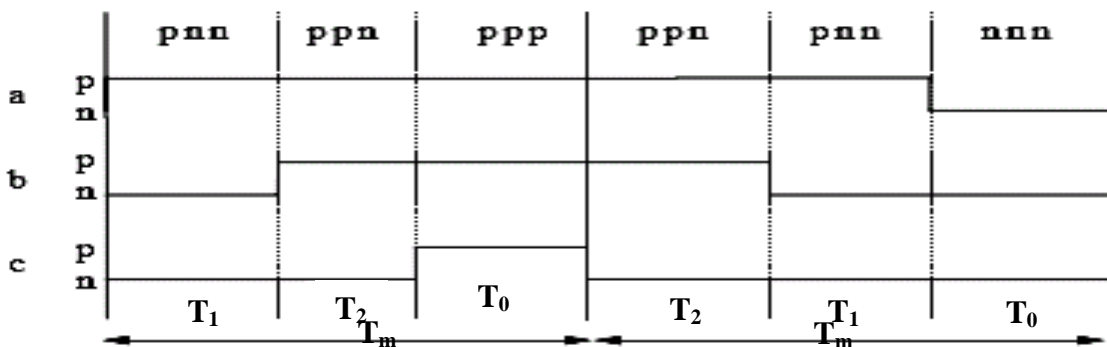


Figure (3.12) : Signaux des gâchettes dans SVM3

3.5.4 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 approximative proportionnelles à l'amplitude du courant étant commuté et par conséquent il 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 V_0 (000) ou V_7 (111) dans un secteur donné, avec un des bras ne doit pas être commuté, comme montré sur la figure (3.12).

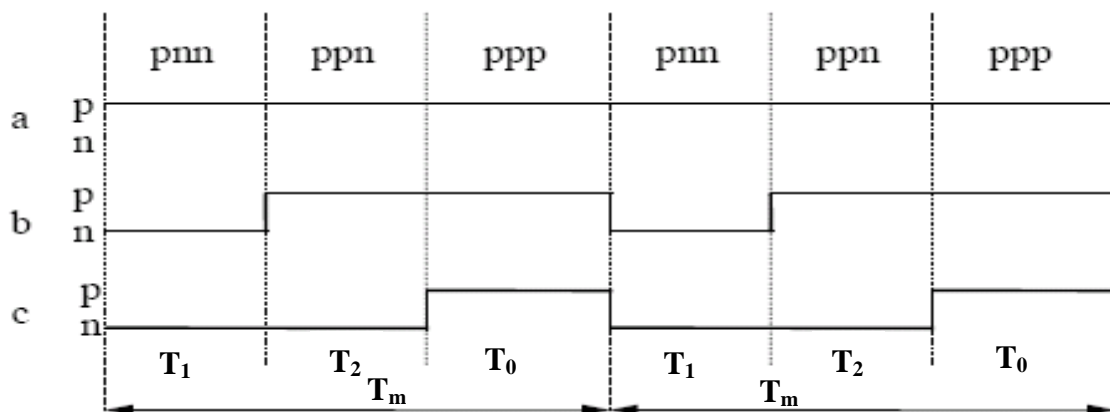


Figure (3.13) : Signaux des gâchettes dans SVM4

3.6 Modulation vectorielle

3.6.1 Principe

Cette modulation est utilisée dans les commandes modernes des machines asynchrone pour obtenir des formes d'ondes arbitraires non nécessairement sinusoïdale elle sera étudié 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 a la valeur de la tension de référence a 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 est appelée MLI vectorielle.

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 Figure (3.14) [18] [19].

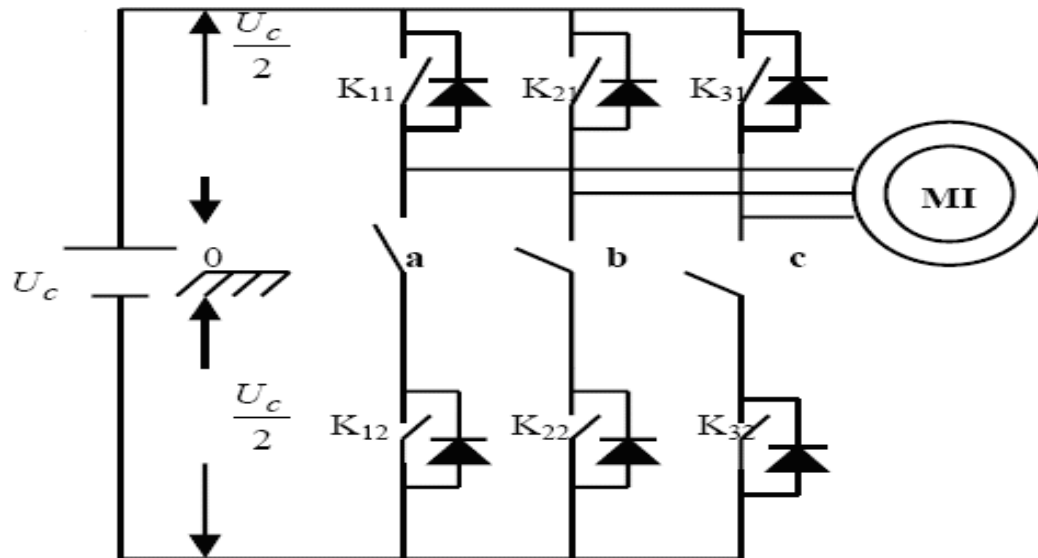


Figure (3.14) : Onduleur triphasé associé avec un moteur asynchrone

Si la charge est équilibrée :

$$u_{an} + u_{bn} + u_{cn} = 0 \quad (3.13)$$

d'où :

$$\begin{aligned} u_{an} &= \frac{1}{3}(U_{an} - U_{ca}) \\ u_{bn} &= \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \\ u_{cn} &= \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) \end{aligned} \quad (3.14)$$

Et donc :

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{2}{3}u_{a0} - \frac{1}{3}U_{b0} - \frac{1}{3}u_{c0} \\ u_{bn} = -\frac{1}{3}u_{a0} + \frac{2}{3}u_{b0} - \frac{1}{3}u_{c0} \\ u_{cn} = -\frac{1}{3}u_{a0} - \frac{1}{3}u_{b0} + \frac{2}{3}u_{c0} \end{cases} \quad (3.15)$$

3.6.2 Transformation de clarck

La transformation de Clarck consiste à substituer aux trois variables réelles u_{an}, u_{bn}, u_{cn} leur composante $U_{\alpha}, U_{\beta}, U_0$, ces composante sont données par :

$$\begin{pmatrix} U_{s\alpha} \\ U_{s\beta} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{pmatrix} \quad (3.16)$$

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 3.1 indique pour chacun de ses états les valeurs des tension U_{an}, U_{bn}, U_{cn} de leur composantes de Clark $U_{s\alpha}, U_{s\beta}$ et indice des vecteurs V représentatif de cet état.

Tableau 3.1 : Calcul des vecteurs de tensions

K ₁₁	K ₁₂	K ₁₃	U _{a0}	U _{b0}	U _{c0}	U _{an}	U _{bn}	U _{cn}	U _{sα}	U _{sβ}	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° [20] [21] [22].

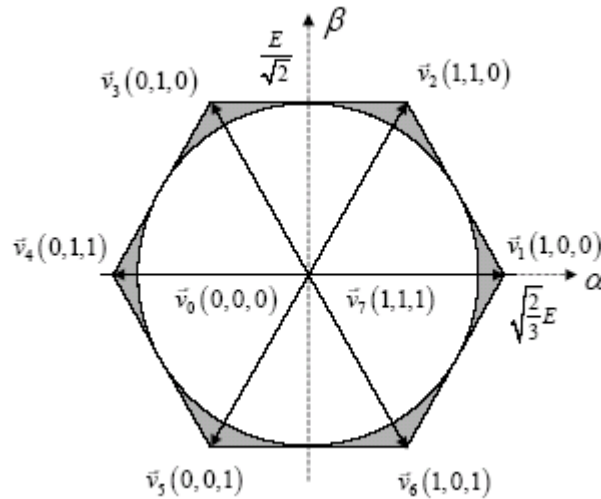


Figure (3.15) : Représentation des vecteurs de tension d'état de l'onduleur

Sur la Figure (3.15) nous avons indiqué à l'extrémité de chaque vecteur l'état correspondant des interrupteurs k_{11} k_{12} k_{13}

3.6.3 Le vecteur de tension désirée

On peut également définir un vecteur V dont les coordonnées sont les composants de Clark $U_{s\alpha}$, $U_{s\beta}$ du système triphasé de tension U_{an} , U_{bn} , U_{cn} que l'on veut obtenir en sortie [23].

Si

$$u_{an} = r \left(\frac{U_c}{2} \right) \sin(\omega t)$$

$$u_{bn} = r \left(\frac{U_c}{2} \right) \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$u_{cn} = r \left(\frac{U_c}{2} \right) \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{4}\right)$$

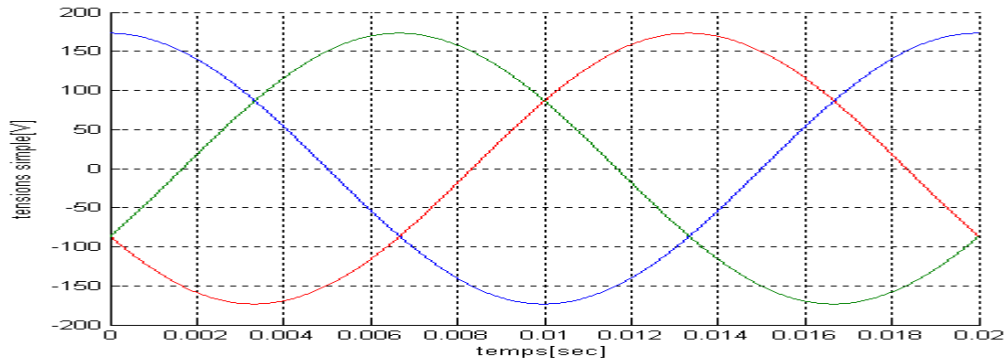


Figure (3.16) : Tensions simples de référence

La transformation donne:

$$U_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(U_{an} - \frac{1}{2} U_{bn} - \frac{1}{2} U_{cn} \right)$$

$$U_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} U_{bn} - \frac{\sqrt{3}}{2} U_{cn} \right)$$

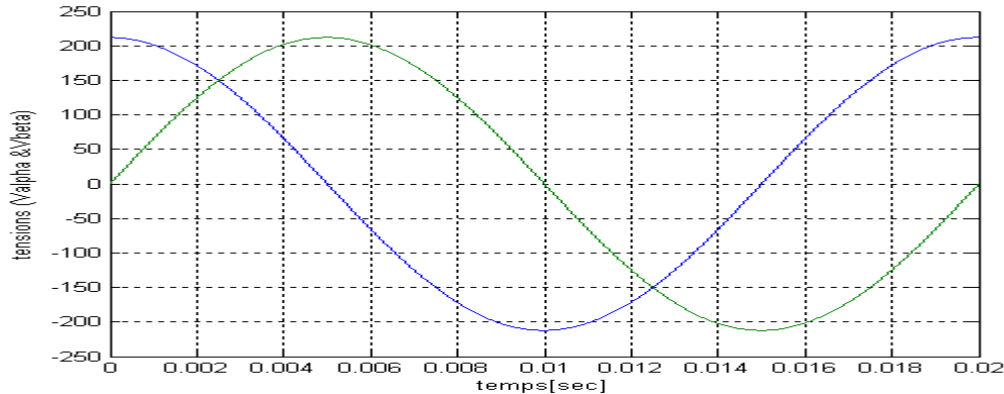


Figure (3.17): Tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$

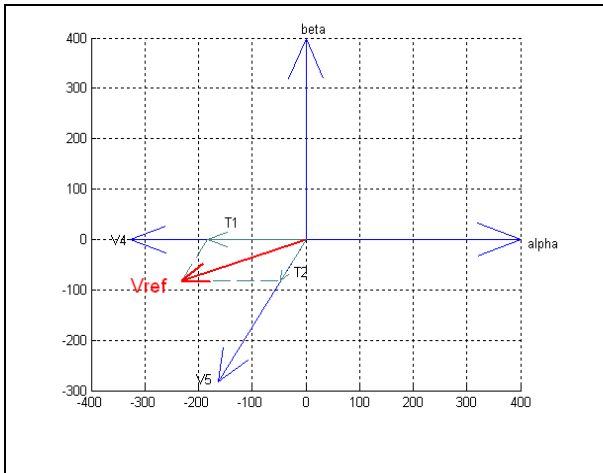
Le vecteur est d'amplitude constante $r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_c}{2}$; tournant dans le sens antihoraire avec une vitesse angulaire égale à la pulsation ω des tensions désirées, à l'instant $t = 0$, il est dirigé suivant l'axe α .

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

On résumé les six secteur dans ce tableau :

Tableau 3.2 : 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> $V_{ref} = \frac{\sqrt{3}}{2} r (\sin(\pi - \omega t) V3 + \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) V4)$ $T1 = \frac{\sqrt{3}}{2} r \sin(\pi - \omega t)$ $T2 = \frac{\sqrt{3}}{2} r \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3})$

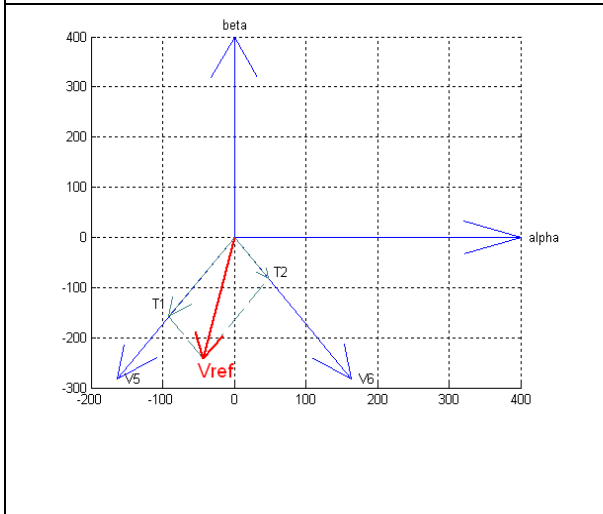


Secteur 4

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

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

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

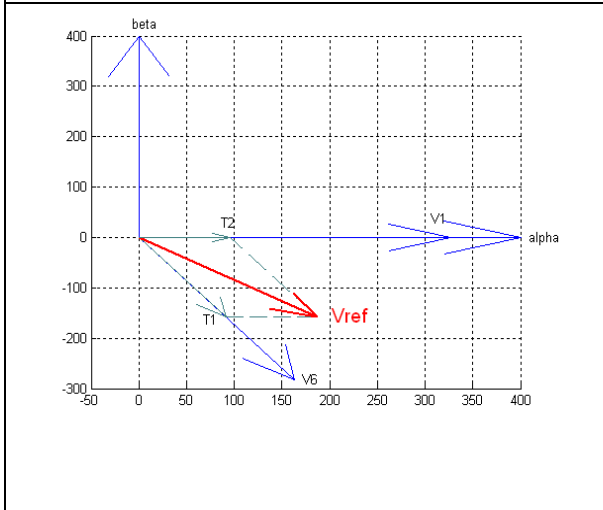


Secteur 5

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

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

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



Secteur 6

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

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

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

Calcul des temps de commutation

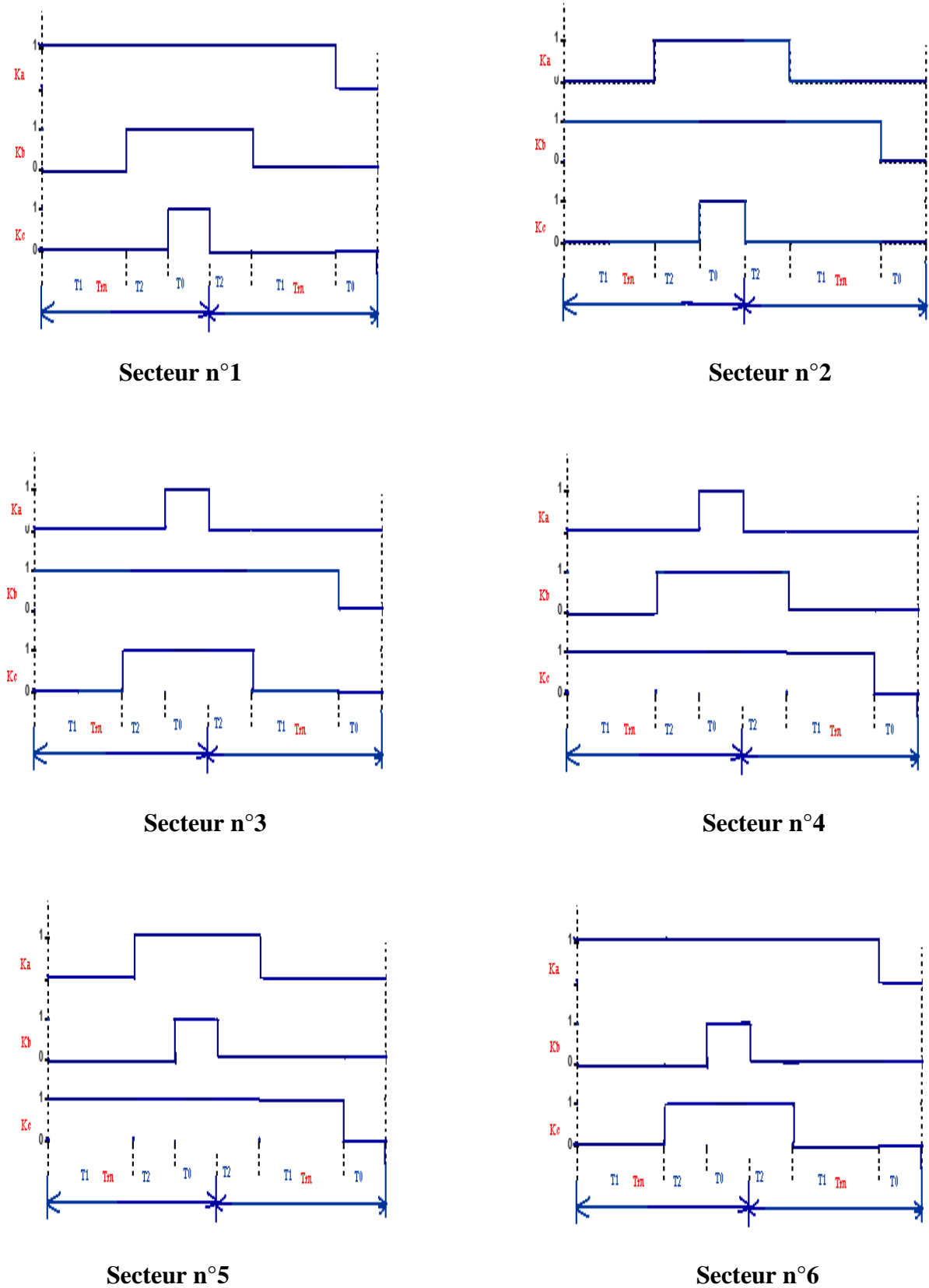


Figure (3.18) : Les temps de commutation pour chaque semi-conducteur dans chaque secteur.

3.7 Conclusion

Dans ce troisième chapitre, nous avons décrit la théorie de la modulation à largeur d'impulsion vectorielle, ainsi que les différents algorithmes pour l'arrangement des rapports cycliques pendant la période de modulation.

Le chapitre suivant sera consacré au développement de l'algorithme de modulation de la séquence alternante de vecteur nul (SVM3) et à la simulation, dans le but de faire une étude comparative entre cet algorithme et l'algorithme de la modulation à séquence symétrique.



4.1 Introduction

Dans ce chapitre on va développer la théorie de MLI vectorielle en utilisant le troisième algorithme de la modulation vectorielle (modulation vectorielle à séquence alternative du vecteur zéro : SVM3). Les signaux générés par le bloc MLI vectorielle (modèle programmé sous Matlab-Simulink) sont utilisés pour commander un onduleur à base des IGBT' 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 Présentation de l'environnement MATLAB/SIMULINK™

MATLAB est un logiciel destiné principalement au calcul scientifique, à la modélisation et à la simulation.

Le noyau de calcul est associé à l'environnement SIMULINK, permettant une modélisation basée sur des schémas-blocs.

Des bibliothèques spécialisées sont disponibles (les "Toolboxes") pour la plupart des domaines scientifiques nécessitant des moyens de calcul importants : automatique, traitement de signal, mathématiques appliquées, télécommunications, etc.

Des modules temps réel, développés autour des produits dSPACE (Real Time Interface, TRACE, COCKPIT) sont également proposés et rendent l'environnement de travail particulièrement attractif : l'utilisateur dispose en effet de tous les outils nécessaires à l'élaboration d'une application sur procédé réel, de la simulation à la supervision.

Les simulation proposées sous MATLAB version 6.5.

4.3 Modélisation sous MATLAB/SIMULINK

4.3.1 Introduction aux S-Functions

L'élaboration d'un algorithme sous MATLAB/SIMULINK est basée sur une description arborescente par schémas-blocs.

- Graphiquement. C'est la méthode la plus courante et la plus facile à utiliser figure (4.1).

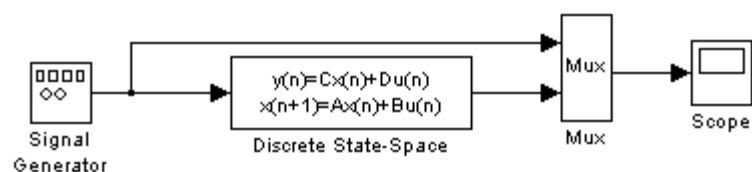


Figure (4.1) : Représentation graphique sous SIMULINK.

- par une S-fonction (fonction système) écrite en langage MATLAB standard. L'avantage de ce type de description est la simplicité. Par contre, la simulation est plus lente et, surtout, une S-fonction de ce type n'est pas compilable par le module temps réel (Real Time Workshop RTW).

- par une S-function écrite en langage C. celle-ci doit être compilée avant utilisation (fonction cmex). Elle a pour principales caractéristiques une écriture plus complexe, une simulation rapide et une compatibilité avec RTW.

La figure (4.2) illustre le lien entre un bloc S-function, sa boîte de dialogue et le fichier source définissant la fonction réalisée par le bloc.

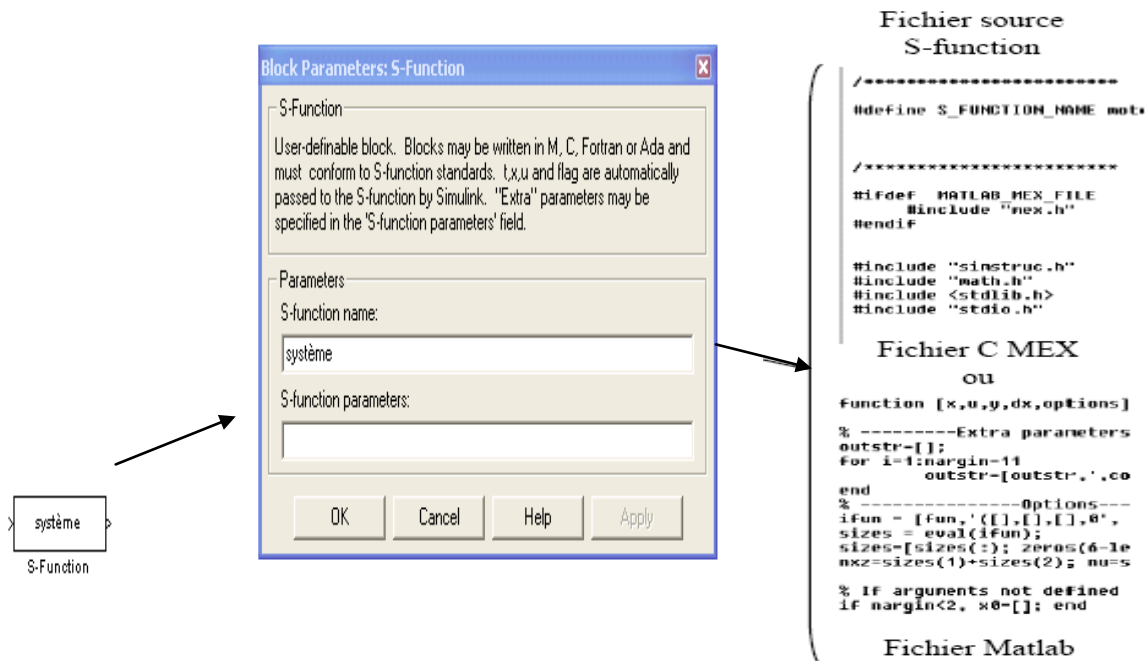


Figure (4.2) : Lien entre S-function et fichier source

L'utilisation de S-function est incontournable pour la description de processus complexes, difficilement représentables graphiquement ou encore pour les système modélisés sous forme de jeu d'équation. Pour la modélisation du moteur asynchrone, nous utiliserons donc des S-fonctions écrites en MATLAB.

4.4 Structure des principaux blocs de simulation

A partir de l'étude théorique de la structure de la commande à MLI vectorielle du chapitre 3, nous pouvons élaborer les différents blocs nécessaires à une simulation du procédé. Le schéma d'ensemble est donné par la figure (4.14).

4.4.1 Bloc de tensions d'entrées

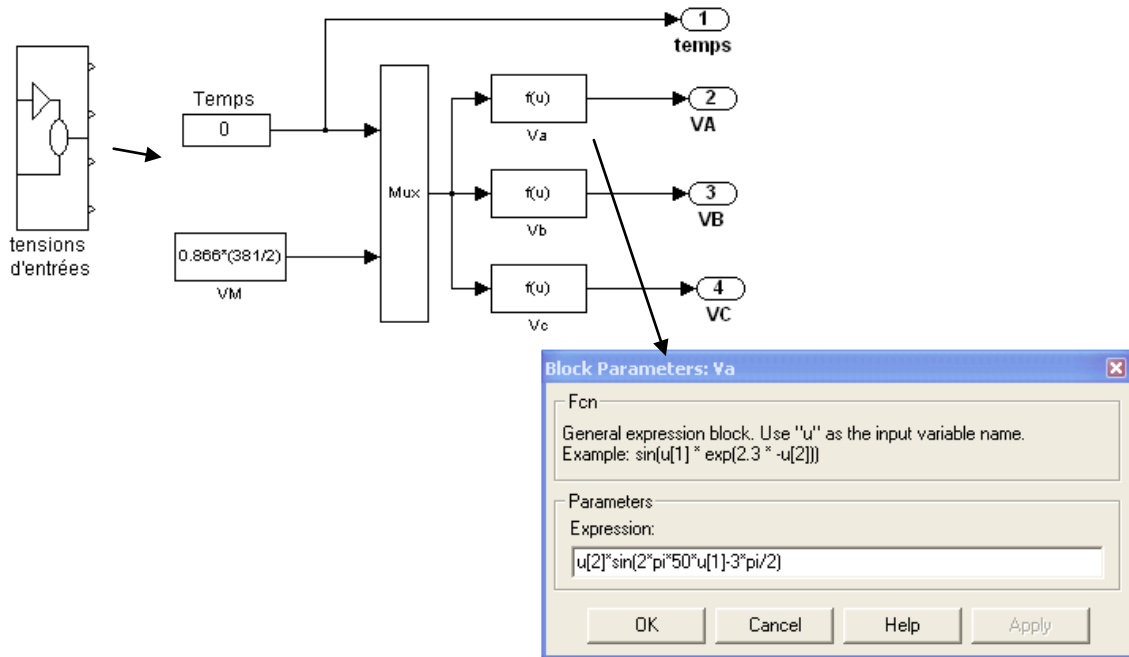


Figure (4.3) : Bloc tensions de références

4.4.2 Bloc transformation triphasé > biphasé

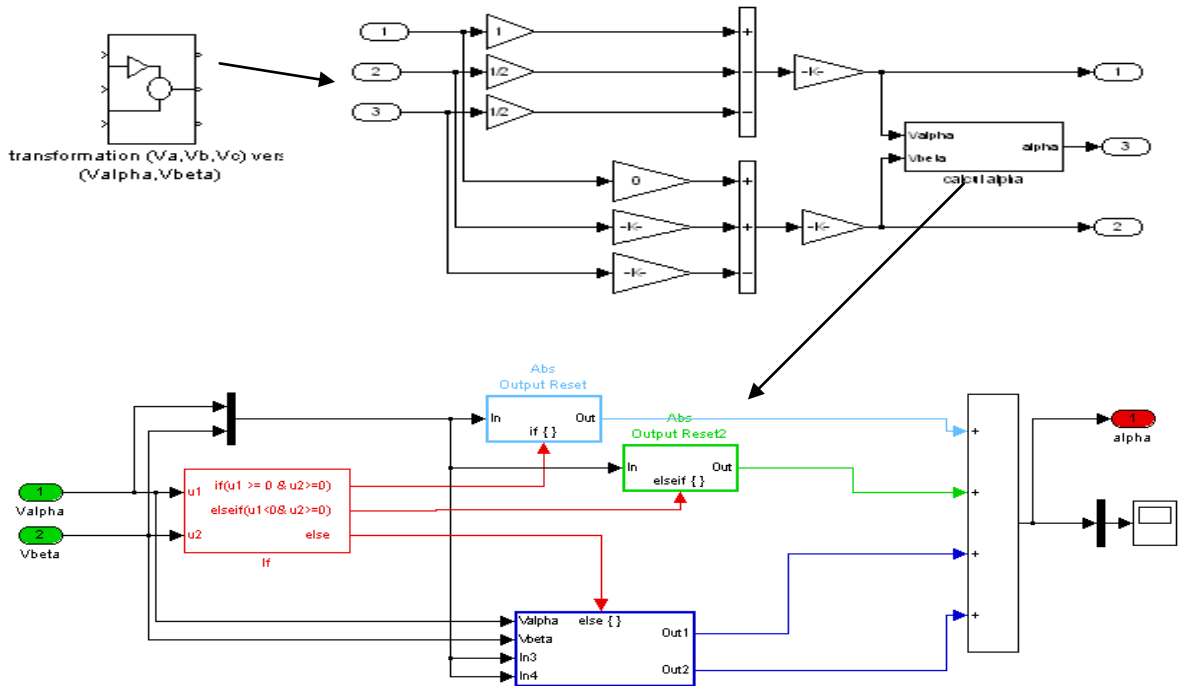


Figure (4.4) : Bloc transformation $(V_a, V_b, V_c) \rightarrow (V_{\alpha}, V_{\beta})$ et calcul alpha

4.4.3 Bloc de détermination du secteur

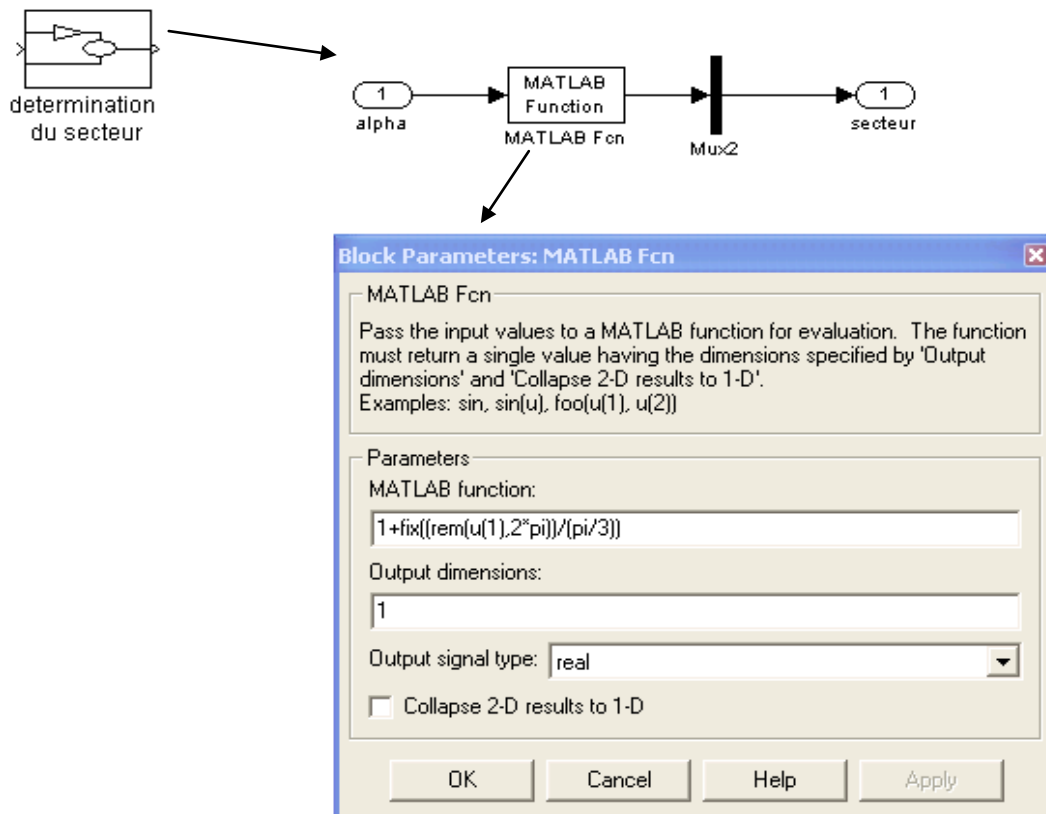


Figure (4.5) : Bloc de détermination du secteur

4.4.4 Bloc de calcul des temps de commutation

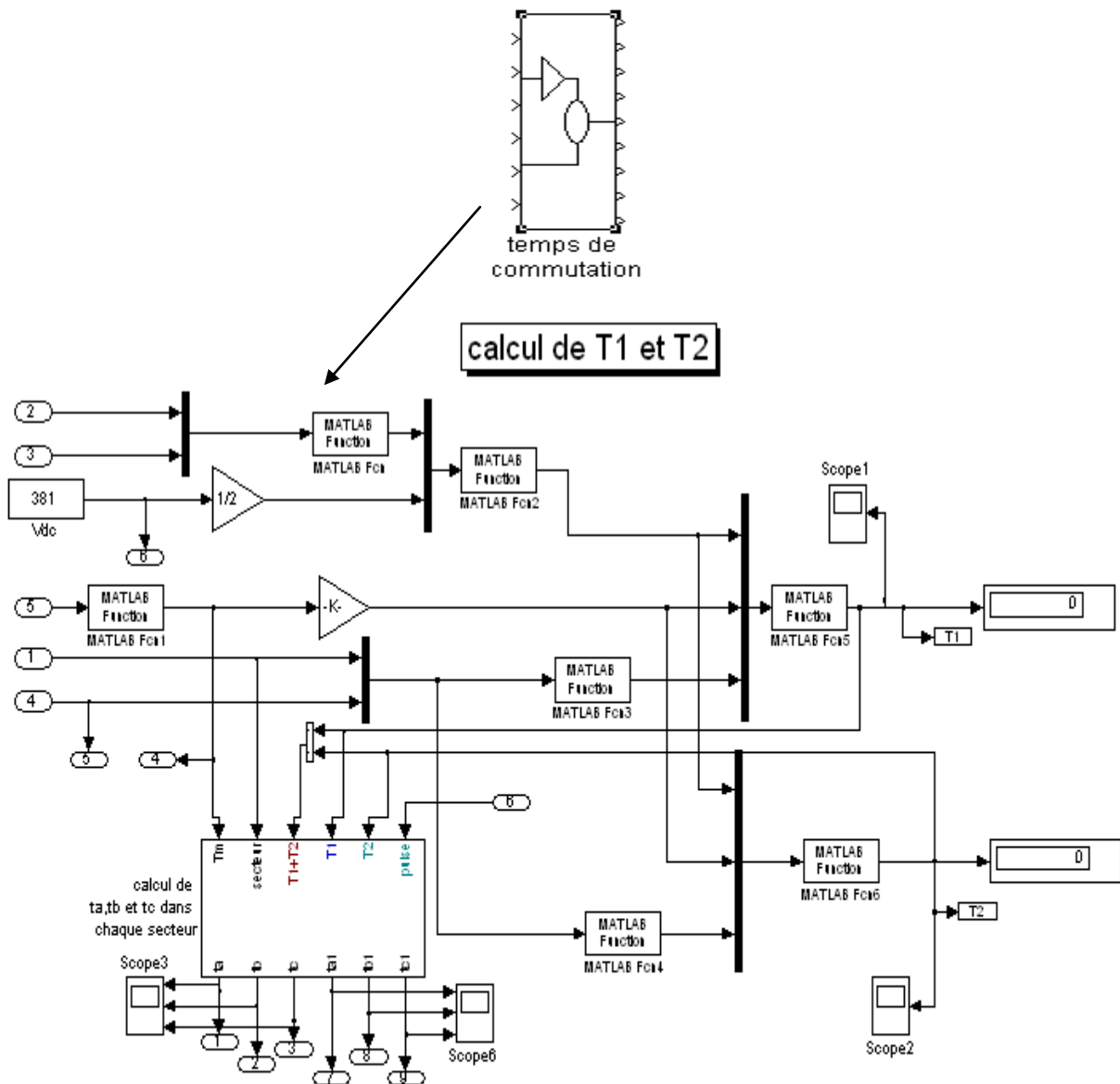


Figure (4.6) : Bloc de calcul du temps de commutation T_1 , T_2 et T_0

4.4.5 Bloc des calculs des temps de commutations t_a , t_b et t_c dans chaque secteur

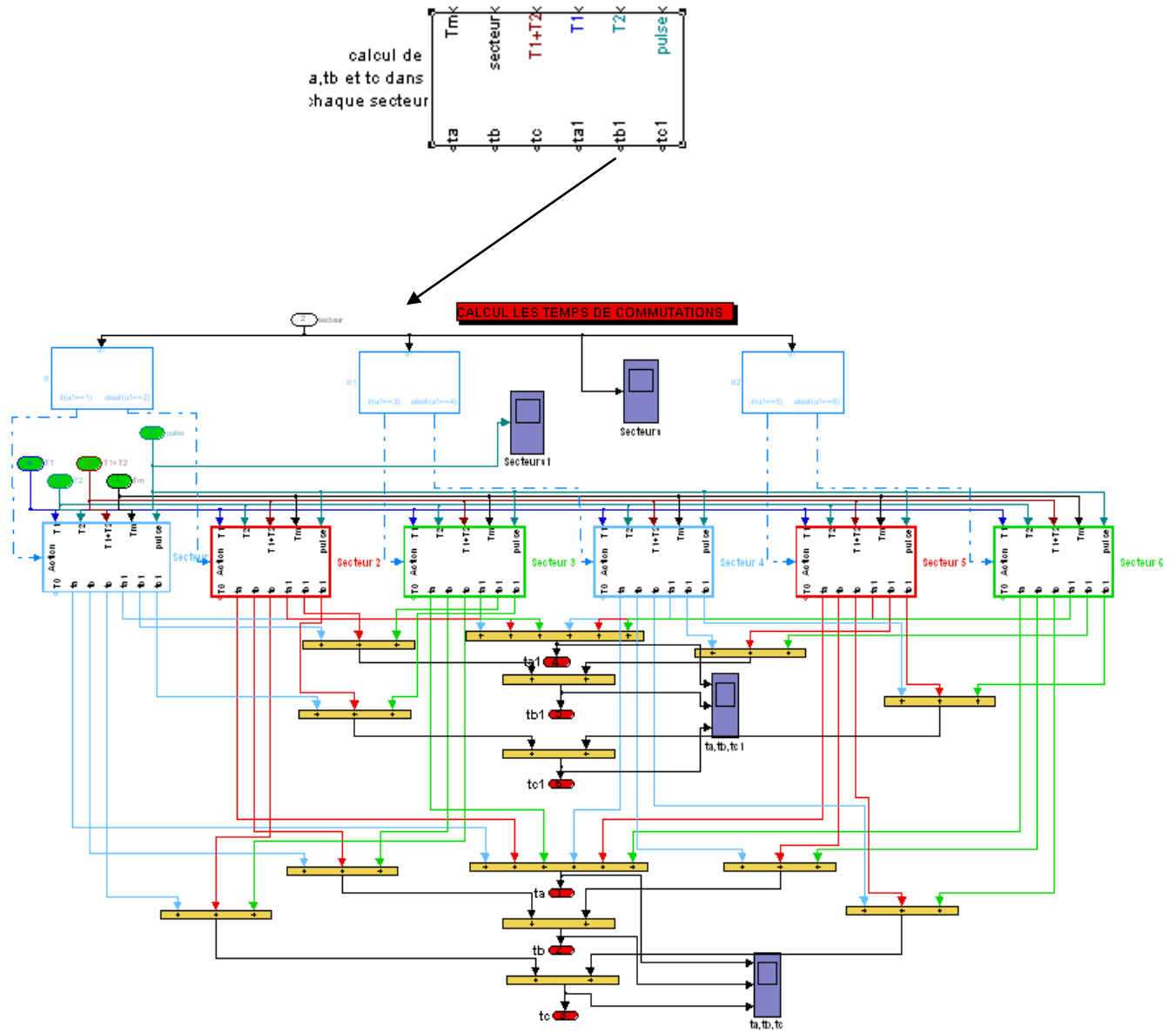


Figure (4.7) : Bloc des calculs des temps de commutations t_a , t_b et t_c dans chaque secteur

4.4.6 Bloc des signaux de commande de l'onduleur

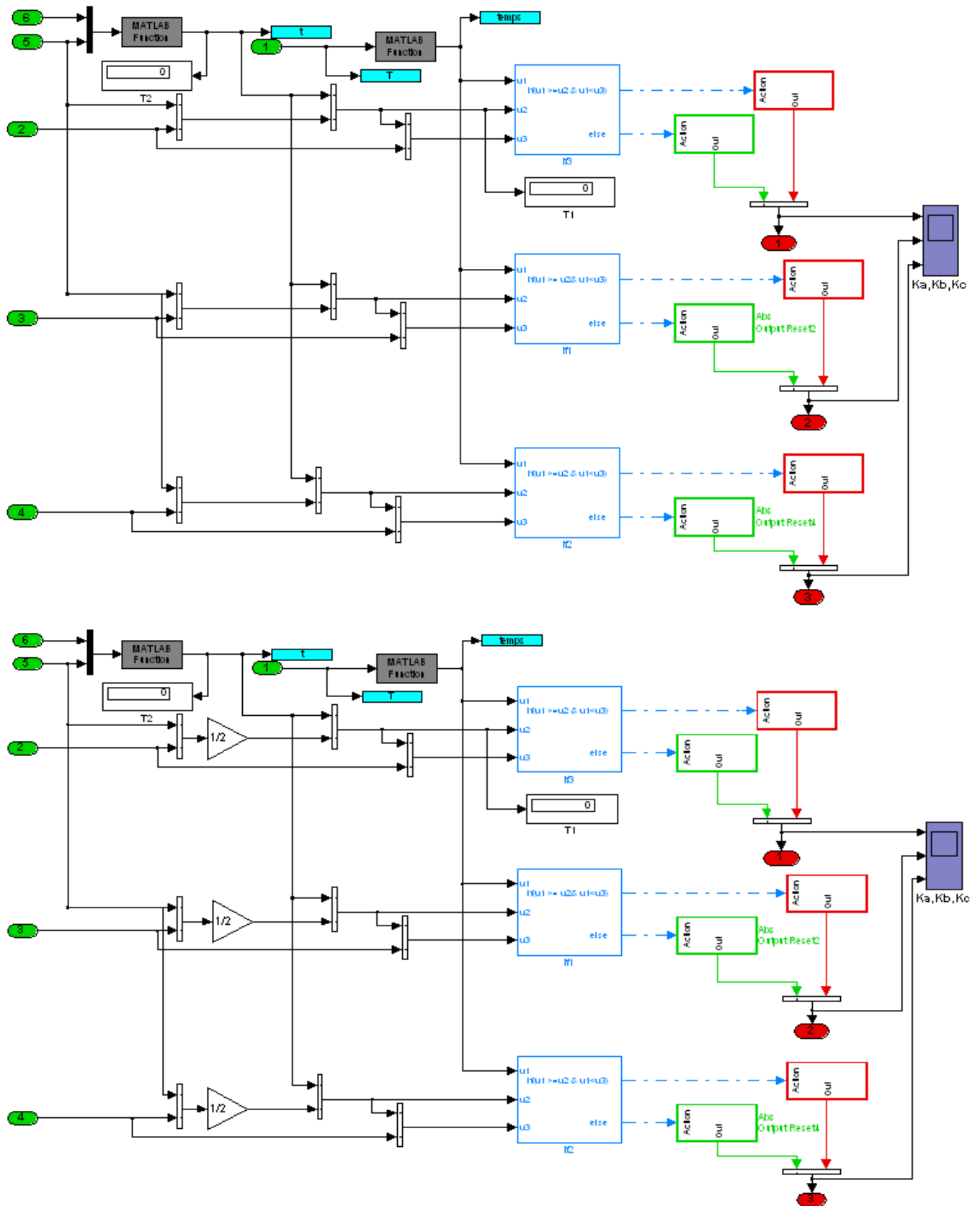


Figure (4.8) : Bloc des Signaux de commande de l'onduleur

4.5 Développement de la théorie de la MLI vectorielle

Pour la simulation, on a utilisé les tensions de références suivantes :

$$V_{abr} = 400 \cdot \sqrt{3}/2 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t - 3\pi/2)$$

$$V_{bcr} = 400 \cdot \sqrt{3}/2 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t - 13\pi/6)$$

$$V_{car} = 400 \cdot \sqrt{3}/2 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t - 5\pi/6)$$

f: c'est la fréquence e [Hz] ; (f=50)

La simulation est effectuée pour deux paramètres essentiels :

- L'indice de modulation m qui est le rapport entre la fréquence de modulation et la fréquence de référence.
- L'indice de réglage r qui est le rapport entre l'amplitude du vecteur de référence et l'amplitude du vecteur d'état de commutation.

Le calcul de l'indice de modulation est montré dans la section 5 du chapitre3

L'indice de modulation varie suivant les multiples de 6, c-à-d, il prend les valeurs 6, 12, 18, 24, 30, ...

4.5.1 Variation de la phase

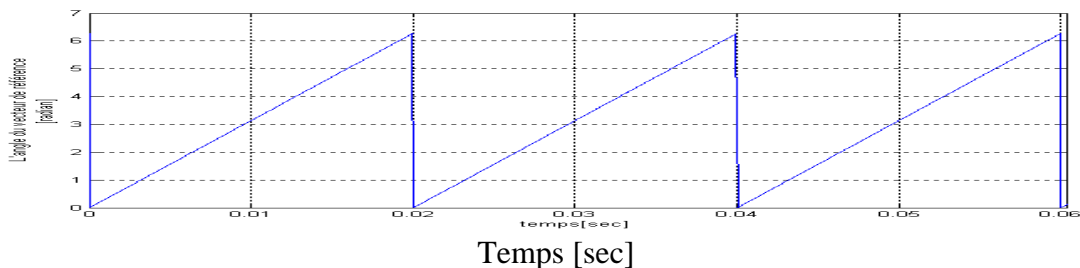


Figure (4.9) : Variation de la phase de la tension de référence
(angle de rotation du vecteur de référence)

Pour une période simple $T=0.02$ sec, la phase de la référence (angle de rotation du vecteur de référence) augmente continuellement avec le temps.

4.5.2 Détermination du secteur

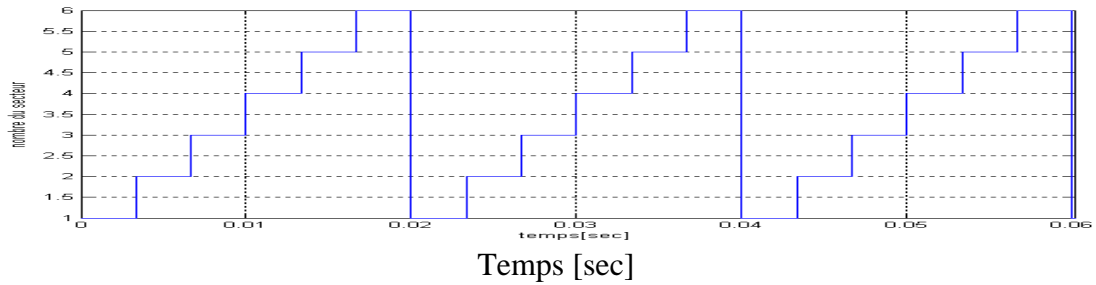


Figure (4.10) : Détermination du secteur suivant la variation de l'angle de rotation

Dans une seule période ($T=0.02$), l'onduleur passe par six (06) état de commutations, c'est pour cette raison l'allure du secteur en fonction du temps prend cette forme figure (4.10).

Le temps de chaque secteur correspond à la période de modulation T_m égale ($0.02/6$ sec).

Lorsque l'angle de rotation varie de 0° à 360° , le temps du secteur varie de T_m (0.003333 sec) au temps de période T , c'est-à-dire :

1^{er} secteur : ($0 \div T_m$) sec- la phase θ : ($0^\circ \div 60^\circ$) ;

2^{er} secteur : ($T_m \div 2.T_m$) sec- la phase θ : ($60^\circ \div 120^\circ$) ;

3^{er} secteur : ($2.T_m \div 3.T_m$) sec- la phase θ : ($120^\circ \div 180^\circ$) ;

4^{er} secteur : ($3.T_m \div 4.T_m$) sec- la phase θ : ($180^\circ \div 240^\circ$) ;

5^{er} secteur : ($4.T_m \div 5.T_m$) sec- la phase θ : ($240^\circ \div 300^\circ$) ;

6^{er} secteur : ($5.T_m \div T_m$) sec- la phase θ : ($300^\circ \div 360^\circ$) ;

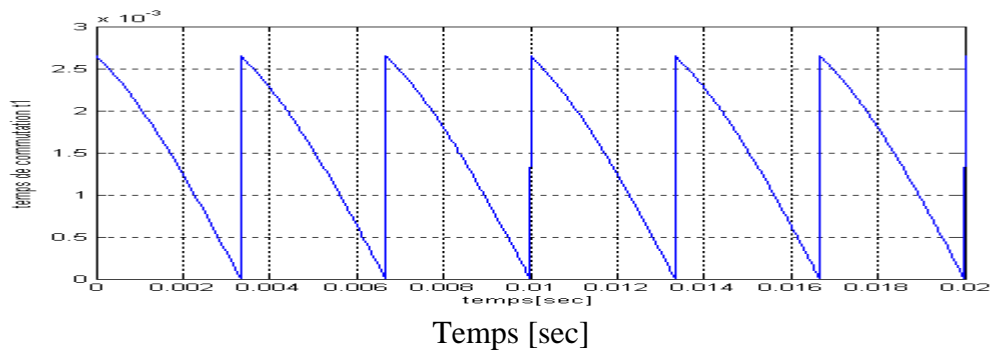
4.5.3 Rapports cycliques de chaque bras de l'onduleur

Nous avons l'algorithme de modulation vectorielle (SVM3)

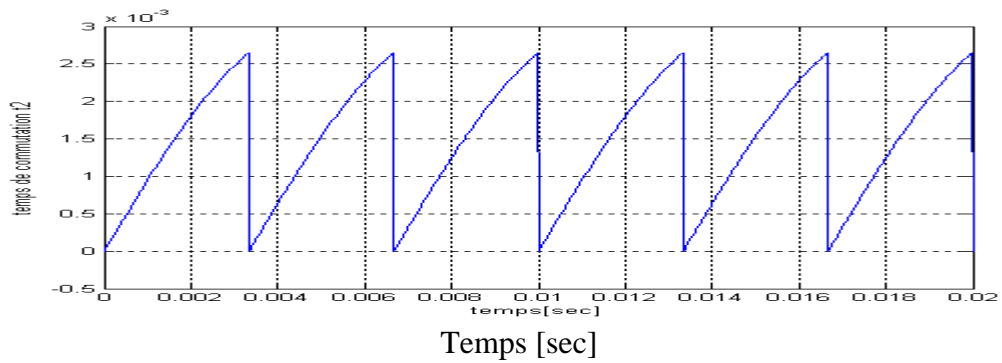
Tableau 4.1 : Rapports cycliques pour SVM3

Angle de rotation	Rapports cycliques Tm1	Rapport cycliques Tm2
$0 < \theta < \pi/3$ 1 ^{er} secteur	$K_a = T_1 + T_2 + T_0$ $K_b = T_2 + T_0$ $K_c = T_0$	$K_a = T_1 + T_2$ $K_b = T_2$ $K_c = 0$
$\pi/3 < \theta < 2.\pi/3$ 2 ^{er} secteur	$K_a = T_1 + T_0$ $K_b = T_1 + T_2 + T_0$ $K_c = T_0$	$K_a = T_1$ $K_b = T_1 + T_2$ $K_c = 0$
$2.\pi/3 < \theta < \pi$ 3 ^{er} secteur	$K_a = T_0$ $K_b = T_1 + T_2 + T_0$ $K_c = T_2 + T_0$	$K_a = 0$ $K_b = T_1 + T_2$ $K_c = T_2$
$\pi < \theta < 4.\pi/3$ 4 ^{er} secteur	$K_a = T_0$ $K_b = T_1 + T_0$ $K_c = T_1 + T_2 + T_0$	$K_a = 0$ $K_b = T_1$ $K_c = T_1 + T_2$
$4.\pi/3 < \theta < 5.\pi/3$ 5 ^{er} secteur	$K_a = T_2 + T_0$ $K_b = T_0$ $K_c = T_1 + T_2 + T_0$	$K_a = T_2$ $K_b = 0$ $K_c = T_1 + T_2$
$5.\pi/3 < \theta < 2.\pi$ 6 ^{er} secteur	$K_a = T_1 + T_2 + T_0$ $K_b = T_0$ $K_c = T_1 + T_0$	$K_a = T_1 + T_2$ $K_b = 0$ $K_c = T_1$

Le temps de commutation T1



Le temps de commutation T2



Le temps de commutation T0

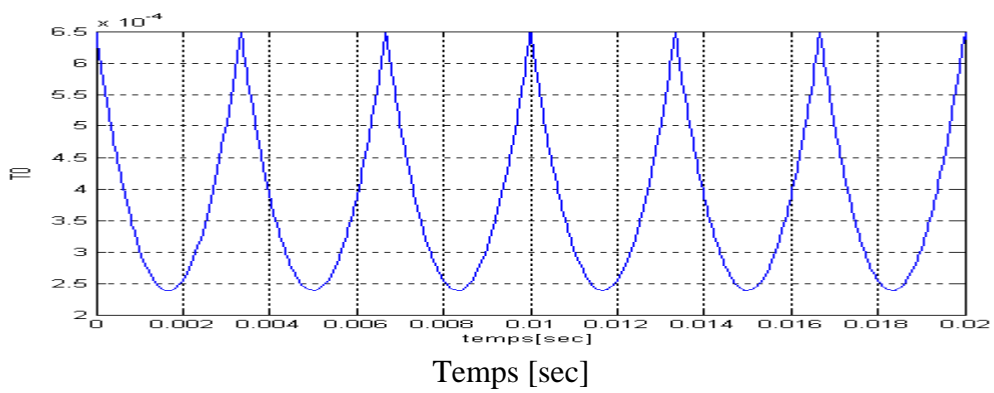
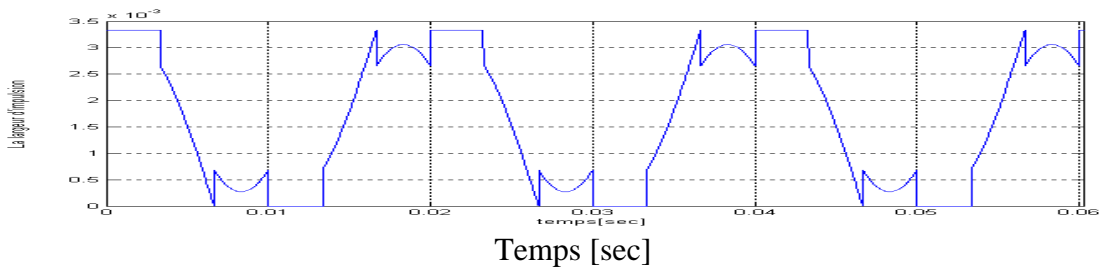


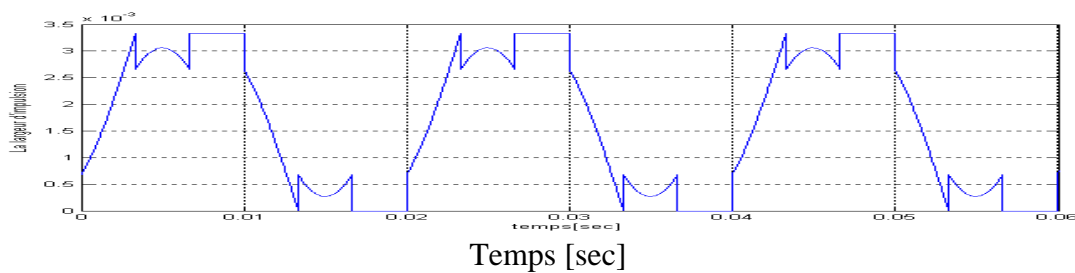
Figure (4.11) : Temps de commutation T1, T2 et T0
($r = 86.6\%$; $m=6$)

4.5.4 Les variations des rapports cycliques des trois interrupteurs superieurs

-la largeur d'impulsion de l'interrupteur superieur de la branche A de l'onduleur



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



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

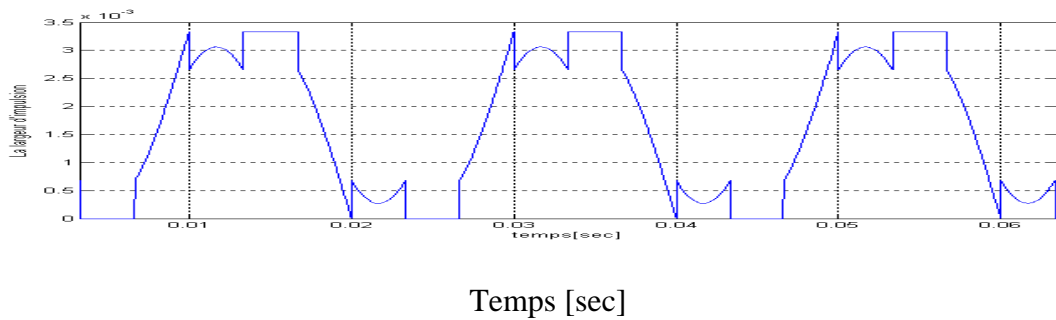
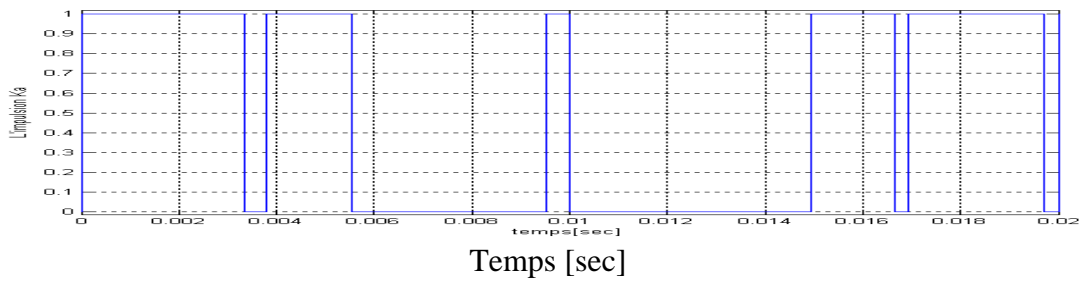


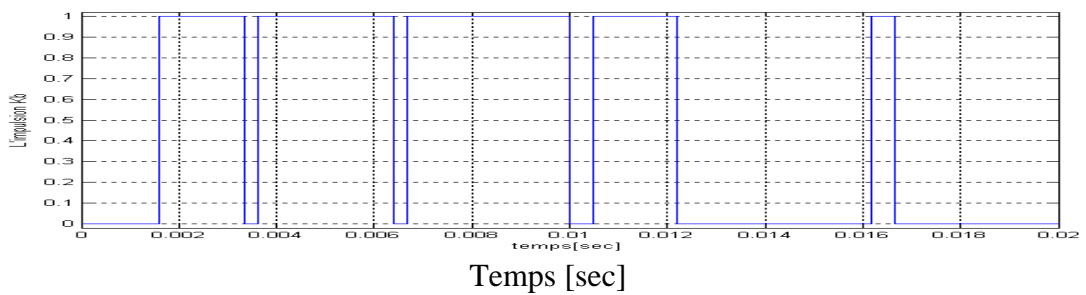
Figure (4.12) : Rapports cycliques (K) des trois bras de l'onduleur
($r=86.6\%$; $m=6$)

4.5.5 Temps de commutation de chaque composant

- L'impulsion Ka



- L'impulsion Kb



- L'impulsion Kc

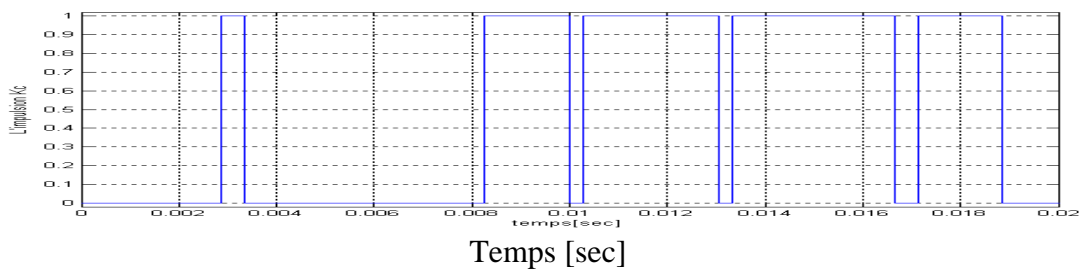


Figure (4.13) : Signaux de gâchette de la partie supérieure de l'onduleur (r=86.6% ; m=6)

4.6 Application du bloc MLI vectorielle

Ici, nous avons appliqué notre bloc de MLI vectorielle pour commander un onduleur construit à base de IGBT's alimentant un moteur asynchrone à cage d'écureuil.

La moteur a les caractéristiques suivantes :

- Tension nominale $V_{nom} = 400V$.
- Puissance apparente $S = 6.2 KVA$;
- La vitesse nominale $N = 1500 \text{ tr/min}$;
- Facteur de puissance $\cos\phi = 0.81$;
- Fréquence $f = 50 \text{ Hz}$;
- Résistance du stator $R_s = 1.2 \Omega$;
- Résistance du rotor $R_r = 1.8 \Omega$;
- Moment d'inertie $j = 0.07 \text{ kg.m}^2$;
- Nombre de paire de pôles $p = 2$.
- Inductance rotorique $L_r = 0.1568$.
- Inductance statorique $L_s = L_r$.
- Inductance mutuelle $M = 0.15$

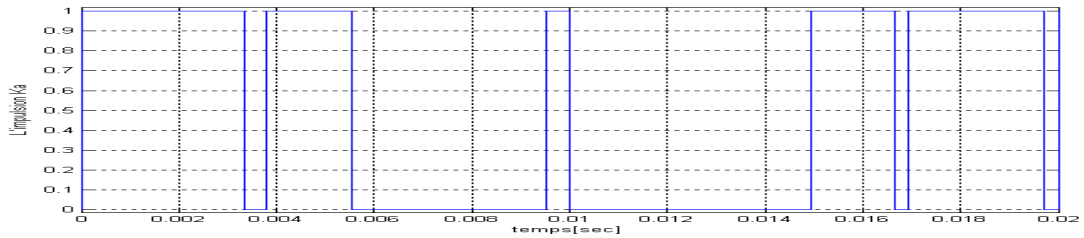
4.7 Résultats de simulation

4.7.1 Premier essai de simulation

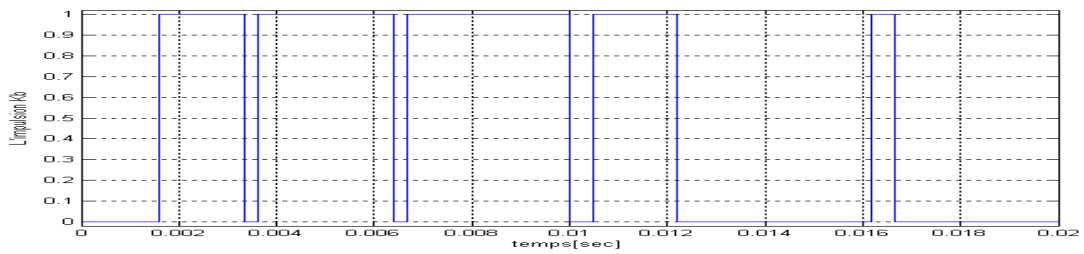
$m = 6$ $r = 86.6\%$

a) Les signaux des impulsions des trois interrupteurs supérieurs de l'onduleur

L'impulsion Ka



L'impulsion Kb



L'impulsion Kc

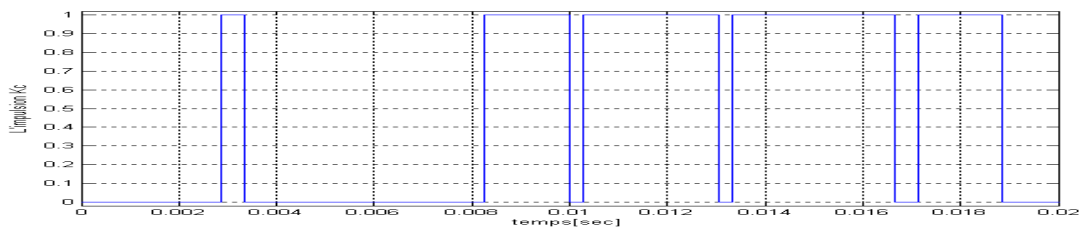
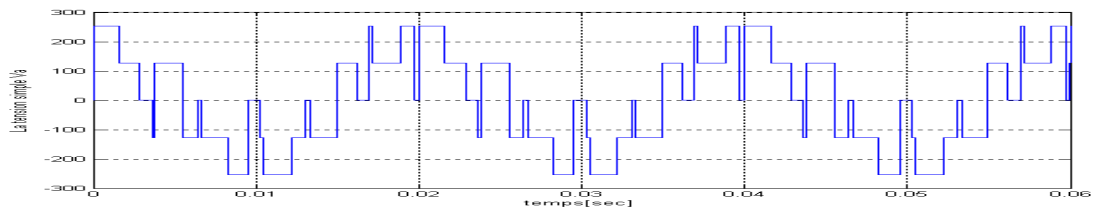


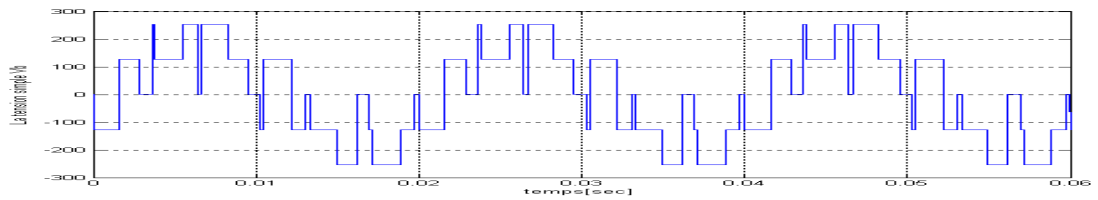
Figure (4.15) : Signaux de gâchette de la partie supérieure de l'onduleur

b) les tensions simples Va, Vb et Vc à la sortie de l'onduleur

Tension Va



Tension Vb



Tension Vc

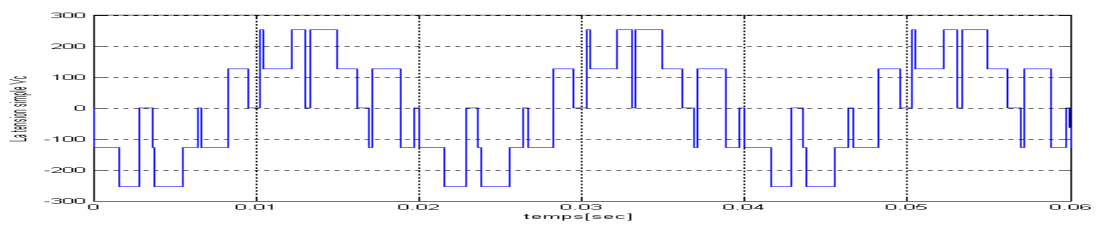
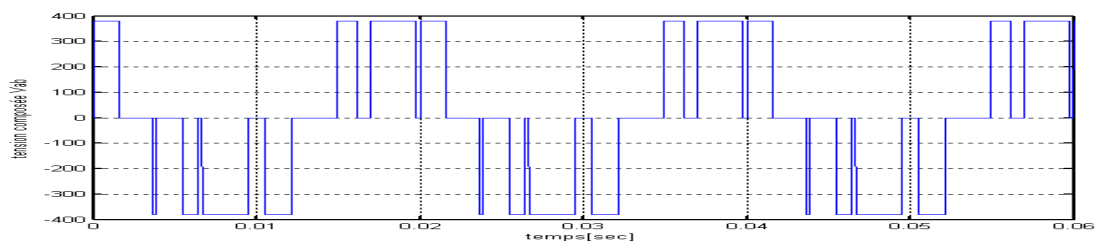


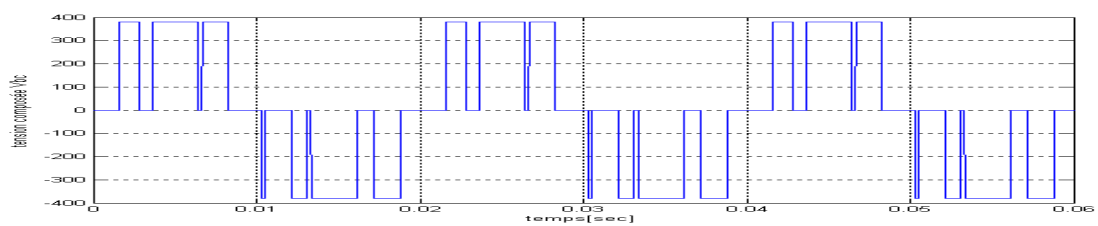
Figure (4.16) : Tensions simples à la sortie de l'onduleur

c) les tensions composées Vab, Vbc et Vca à la sortie de l'onduleur

Tension Vab



Tension Vbc



Tension Vca

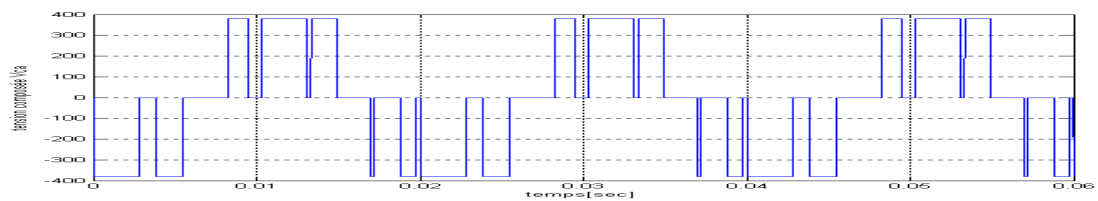
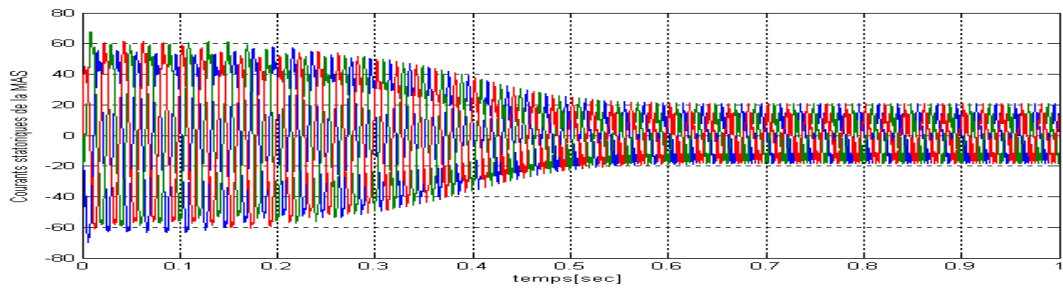


Figure (4.17) : Tensions composées à la sortie de l'onduleur

d) les courants statoriques des trois phases



e) les courants statoriques des trois phrases en régime permanent

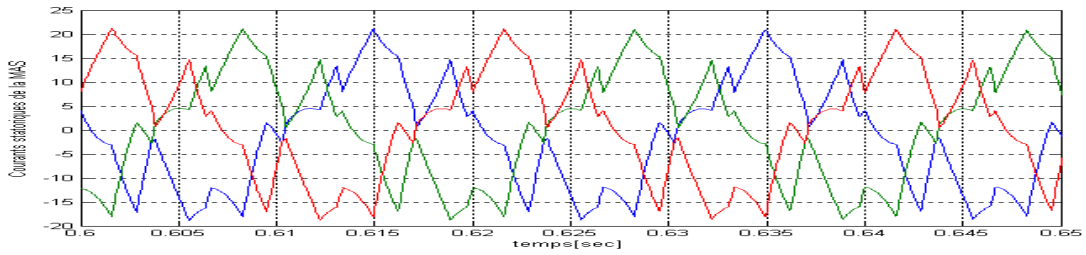
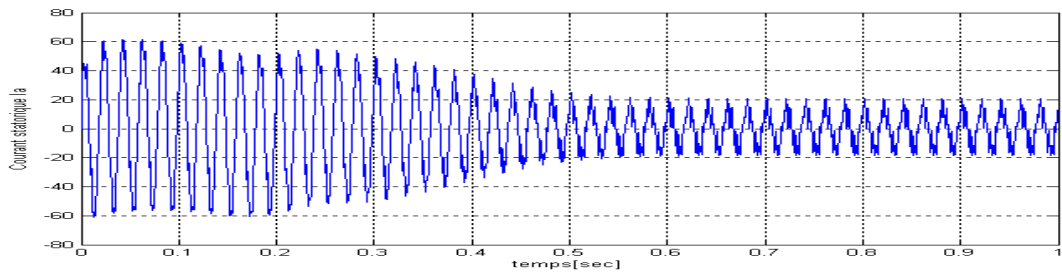


Figure (4.18) : Les trois courants statoriques

f) le courant statorique de la phase A



g) courant statorique de la phase A en régime permanent

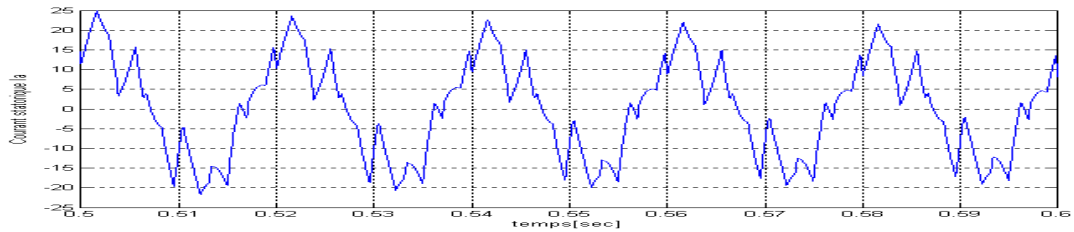


Figure (4.19) : Courant statorique Ia de la phase A

h) analyse spectrale du courant

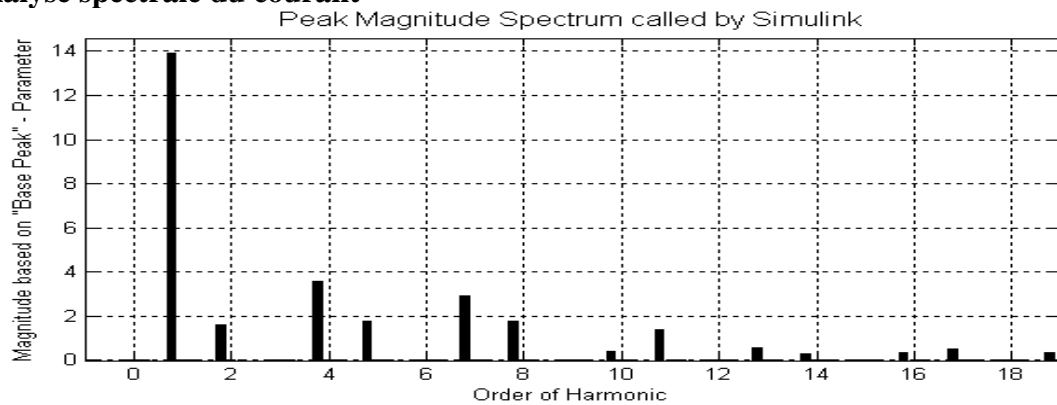


Figure (4.20) : Spectre d'harmonique des courants

i) La distorsion totale des harmoniques

THD=0.42 \Rightarrow THD= 42% pour la courant Ia de la phase A

THD=0.4205 \Rightarrow THD= 42,05% pour Ib courant Ia de la phase B

THD=0.4199 \Rightarrow THD= 41,99% pour Ic courant Ia de la phase C

La distorsion moyen du courant est THD=0.4201 \Rightarrow THD=42.01%

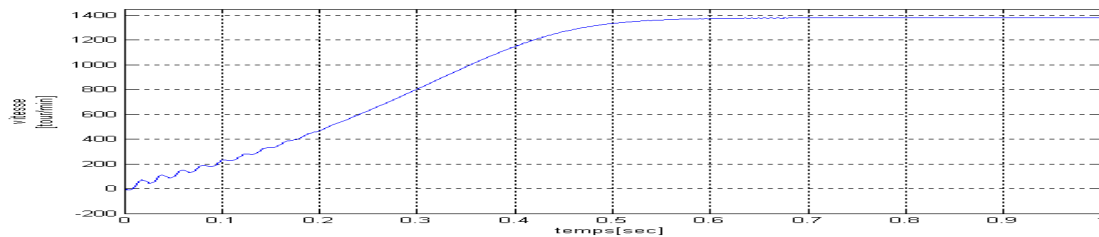
j) la vitesse du rotor

Figure (4.21) : Vitesse du rotor ($\omega_n=1384$ tr/mn)

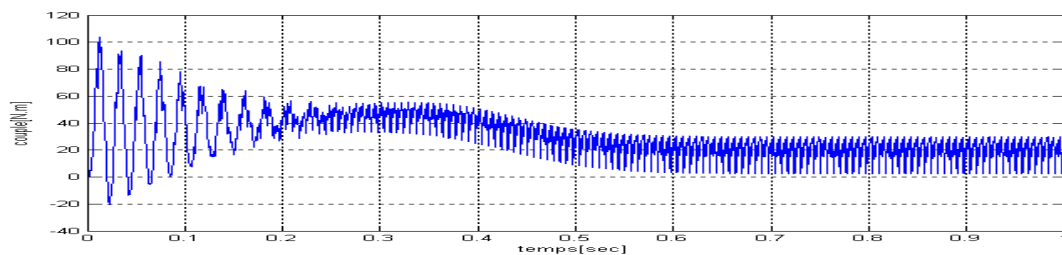
k) le couple électromagnétique

Figure (4.22) : Couple électromagnétique ($C_s=20$ N.m)

Interprétation des résultats :

D'après la première essai de simulation, nous avons constaté que :

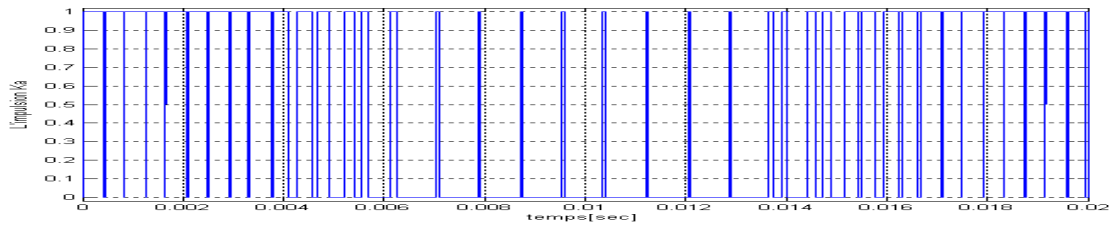
- Courant de démarrage vaut (60A) et sa valeur nominale atteinte (20A), après un temps de réponse de (0.5sec), et on relève beaucoup d'harmonique THD= 0.4201 soit THD= 42.01%.
- Le couple atteindra sa valeur finale après un temps de réponse de (0.5sec), mais on relève beaucoup d'ondulation.
- L'analyse spectrale du courant nous a visualisé plusieurs harmoniques.

4.7.2 Huitième essai de simulation

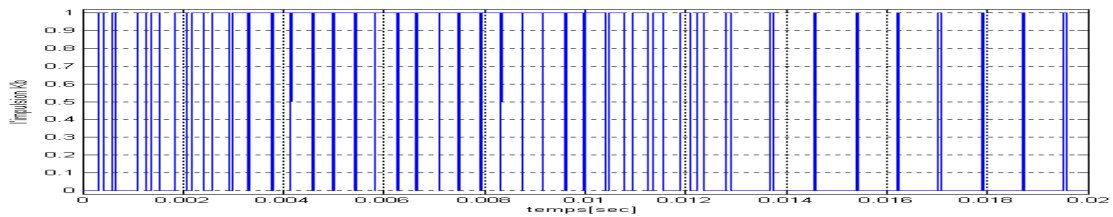
$m=48$, $r=86.6\%$

a) Les signaux des impulsions des trois interrupteurs supérieurs de l'onduleur

L'impulsion Ka



L'impulsion Kb



L'impulsion Kc

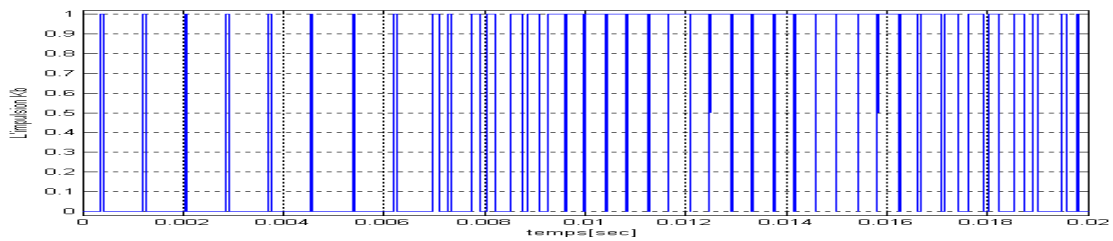
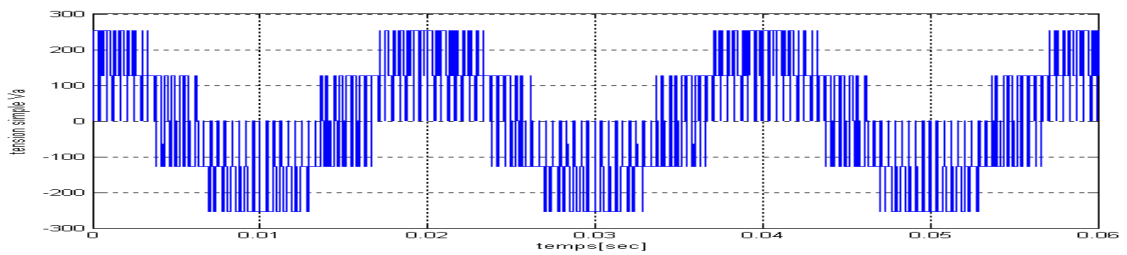


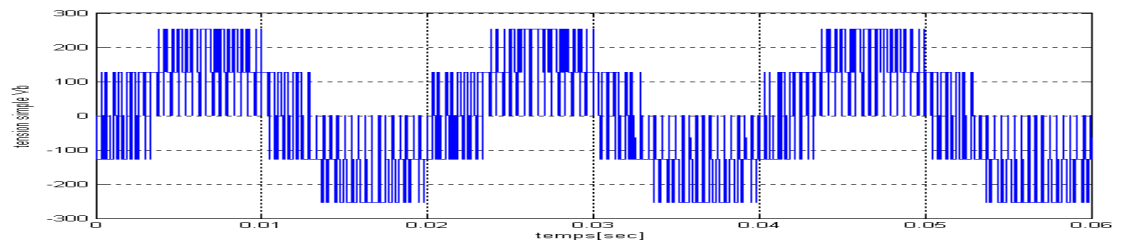
Figure (4.23) : Signaux de gâchette de la partie supérieure de l'onduleur ($m=48$)

b) les tensions simples Va, Vb et Vc à la sortie de l'onduleur

Tension Va



Tension Vb



Tension Vc

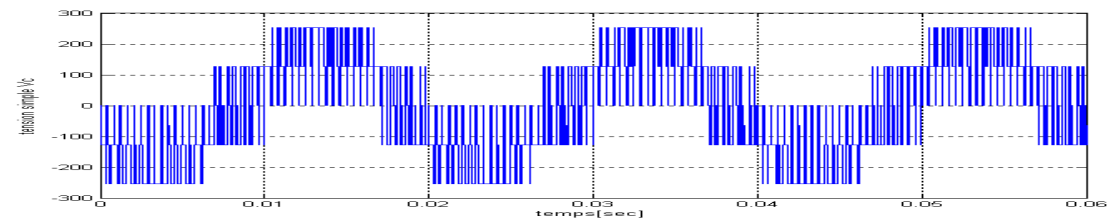
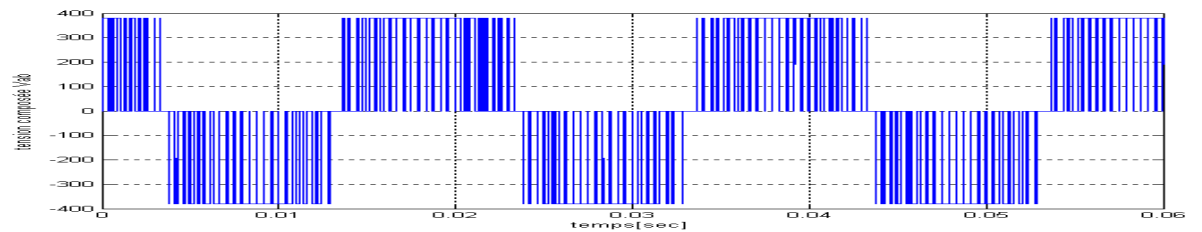


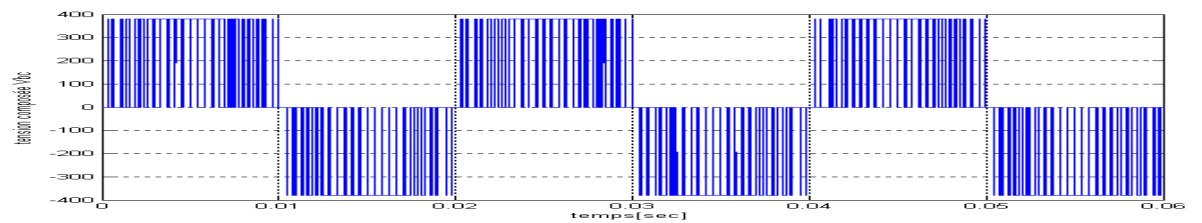
Figure (4.24) : Tensions simples à la sortie de l'onduleur (m=48)

c) les tensions composées Vab, Vbc et Vca à la sortie de l'onduleur

Tension Vab



Tension Vbc



Tension Vca

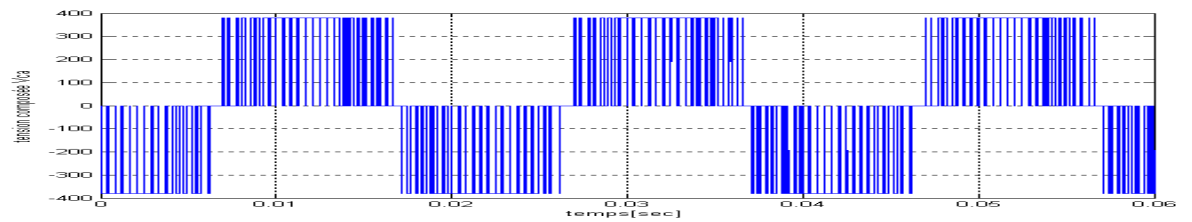


Figure (4.25) : Tensions composées à la sortie de l'onduleur (m = 48)

d) les courants statoriques des trois phrases

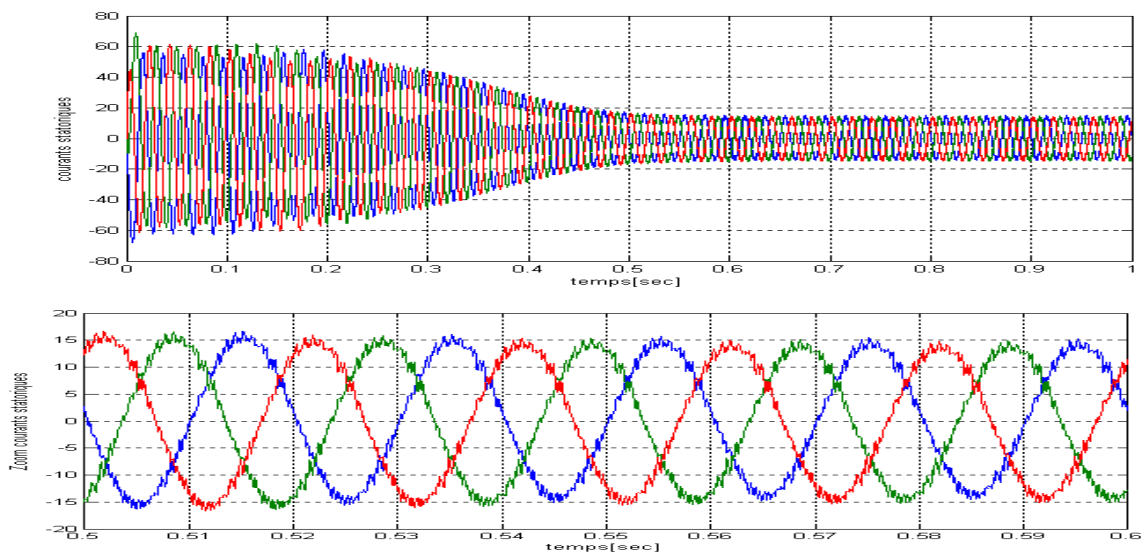
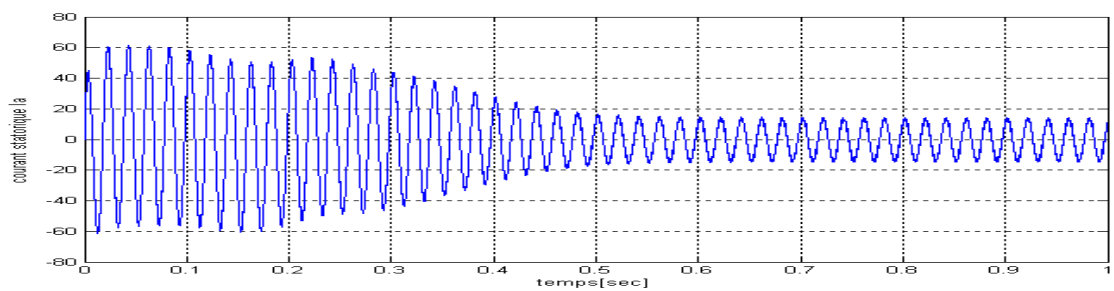


Figure (4.26) : Les trois courants statoriques ($m = 48$).

e) le courant statorique I_a de la phase A



f) courant statorique I_a de la phase A en régime permanent

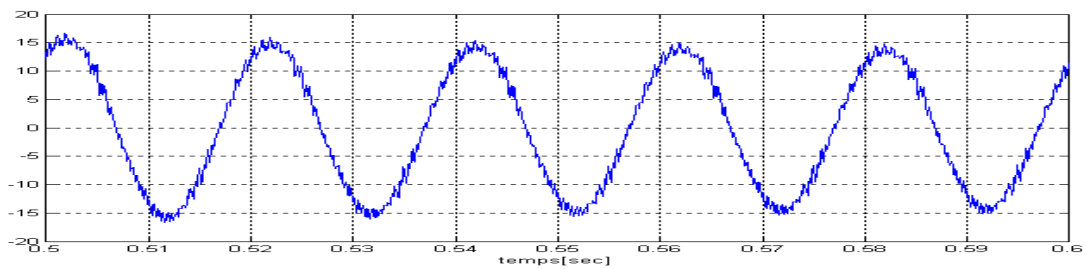


Figure (4.27) : Courant statorique I_a de la phase A ($m = 48$)

g) analyse spectrale du courant

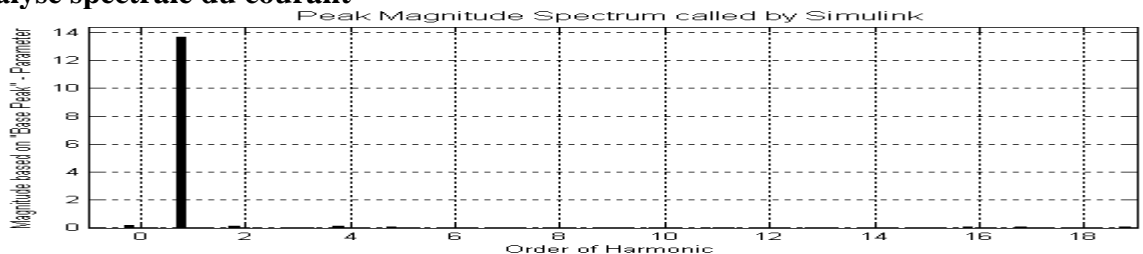


Figure (4.28) : Spectre d'harmonique des courants ($m = 48$)

h) La distorsion totale des harmoniques

THD=0.0837 \Rightarrow THD= 8,37% pour la courant I_a de la phase A

THD=0.0728 \Rightarrow THD= 7,28% pour I_b courant I_a de la phase B

THD=0.07452 \Rightarrow THD= 7,452% pour I_c courant I_a de la phase C

THD moyen du courant est THD=0.077 \Rightarrow THD=7,7%

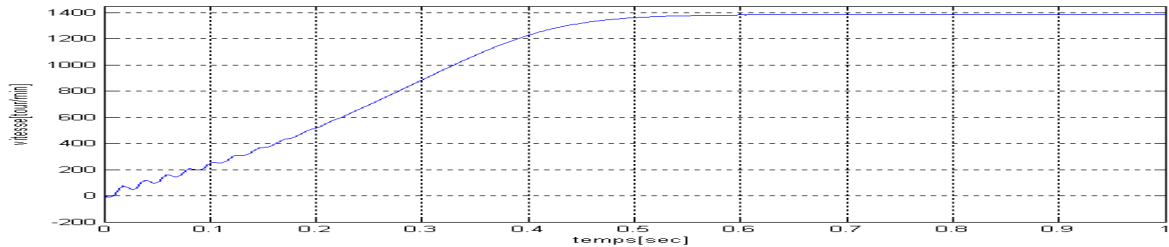
i) la vitesse du rotor

Figure (4.29) : vitesse du rotor ($\omega_n=1384$ tr/mn) ($m = 48$)

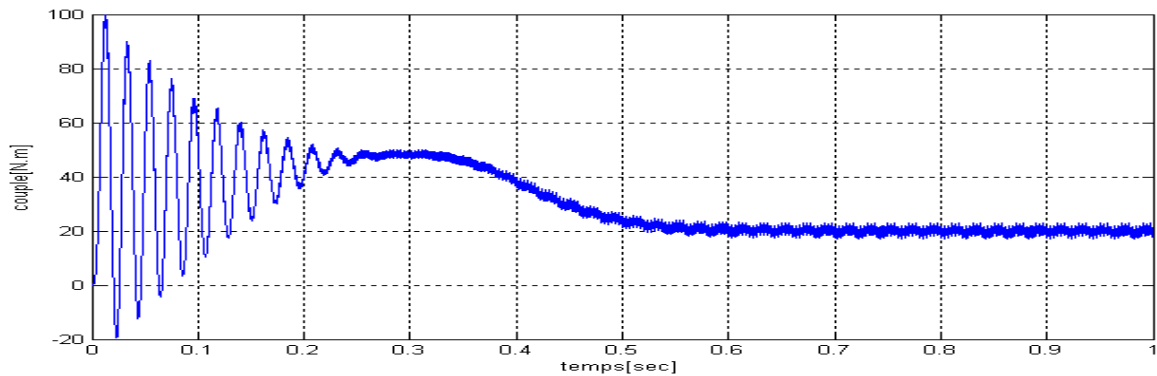
j) le couple électromagnétique

Figure (4.30) : couple électromagnétique ($C_s=20$ N.m) ($m = 48$)

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).

Après la disparition du régime transitoire, le régime permanent est atteint et il reste la courant correspondant au comportement inductif du moteur en charge.

Evolution du couple instantané du moteur

Le couple monte jusqu'à plus de 100 N.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 1384 tr/mn puisque le moteur possède 2 paires de pôles.

4.8 Interprétation des résultats

- après ces essais de simulation, nous observons que la meilleure valeur de THD (la distorsion harmonique totale) est 7.7% correspond à l'indice de modulation $m=48$ et l'indice de réglage $r=86.6\%$.
- pour les faibles valeurs de m , l'allure du courant n'est pas parfaitement sinusoïdale, mais avec l'augmentation de m on commence à avoir un signal proche du signal sinusoïdal.
- on résume les essais de simulation dans le tableau suivant :

Tableau (4.2) : Essais de simulation (SVM3)

r	m	THD en % (courant)	Temps de réponse (sec)
86.6% Valeur optimale correspondent à la valeur maximale de l'amplitude du vecteur de tension de référence	6	42.01	0.5 C'est le temps de stabilisation du moteur électrique
	12	33.59	
	18	19.87	
	24	14.22	
	30	11.04	
	36	9.28	
	42	8.79	
	48	7.7	

- pour valider les résultats obtenus par la commande vectorielle à séquence alternative du vecteur zéro (SVM3), nous allons les comparer aux résultats obtenus par la MLI vectorielle à séquence symétrique (SVM2) en effectuant des essais avec les mêmes valeurs de r et m .

Nous avons le bloc de simulation de la MLI vectorielle à séquence symétrique (SVM2) dans la figure suivante :

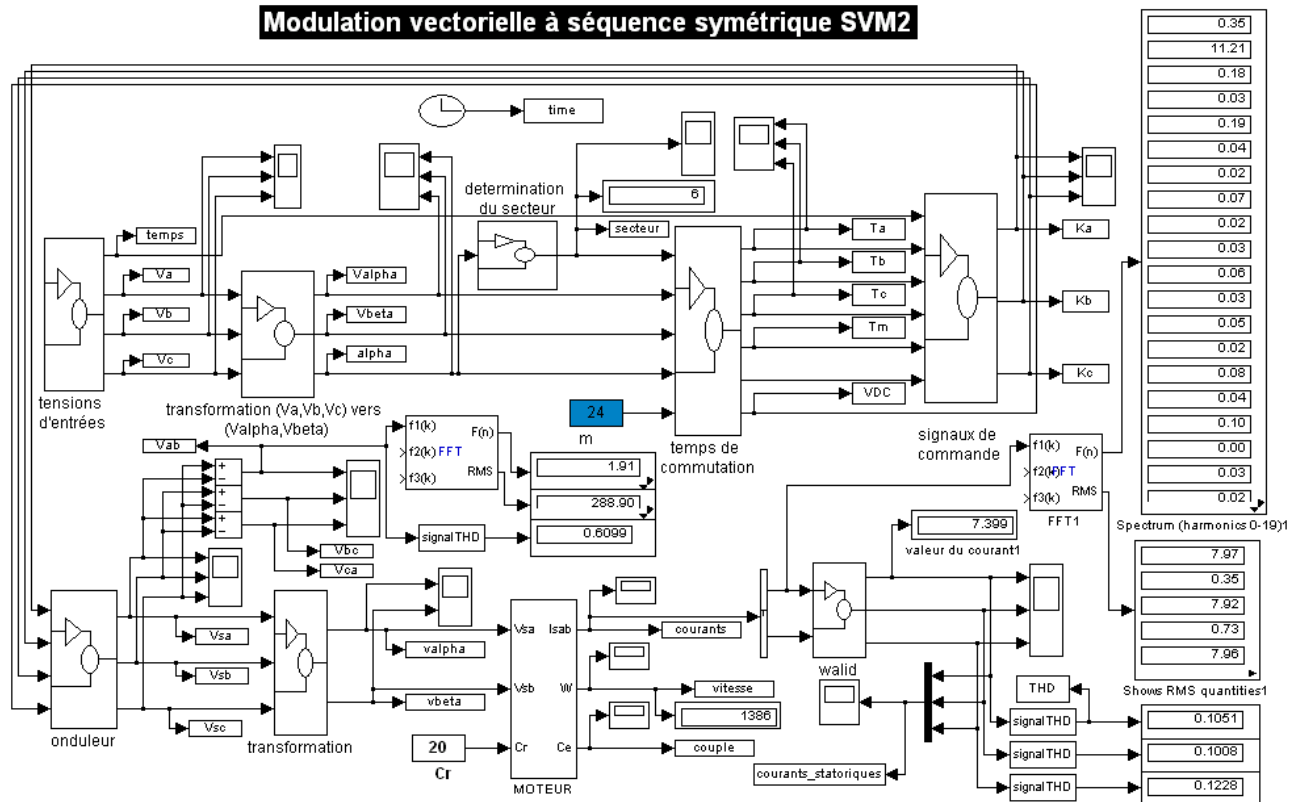


Figure (4.31) : Schéma de bloc de simulation d'un moteur asynchrone à cage alimenté par Un onduleur commandé par MLI vectorielle à séquence symétrique (SVM2).

4.9 Rapports cycliques de chaque bras de l'onduleur (SVM2)

Nous avons l'algorithme de modulation vectorielle (SVM2)

Tableau (4.3) : Rapports cycliques pour SVM2

Angle de rotation	Commutateur supérieur (K_a , K_b et K_c)	Commutateur inférieur ($K_{a'}$, $K_{b'}$ et $K_{c'}$)
$0 < \theta < \pi/3$ 1 ^{er} secteur	$K_a = T_1 + T_2 + T_0/2$ $K_b = T_2 + T_0/2$ $K_c = T_0/2$	$K_{a'} = T_0/2$ $K_{b'} = T_1 + T_0/2$ $K_{c'} = T_1 + T_2 + T_0/2$
$\pi/3 < \theta < 2\pi/3$ 2 ^{er} secteur	$K_a = T_1 + T_0/2$ $K_b = T_1 + T_2 + T_0/2$ $K_c = T_0/2$	$K_{a'} = T_2 + T_0/2$ $K_{b'} = T_0/2$ $K_{c'} = T_1 + T_2 + T_0/2$
$2\pi/3 < \theta < \pi$ 3 ^{er} secteur	$K_a = T_0/2$ $K_b = T_1 + T_2 + T_0/2$ $K_c = T_2 + T_0/2$	$K_{a'} = T_1 + T_2 + T_0/2$ $K_{b'} = T_0/2$ $K_{c'} = T_1 + T_0/2$
$\pi < \theta < 4\pi/3$ 4 ^{er} secteur	$K_a = T_0/2$ $K_b = T_1 + T_0/2$ $K_c = T_1 + T_2 + T_0/2$	$K_{a'} = T_1 + T_2 + T_0/2$ $K_{b'} = T_2 + T_0/2$ $K_{c'} = T_0/2$
$4\pi/3 < \theta < 5\pi/3$ 5 ^{er} secteur	$K_a = T_2 + T_0/2$ $K_b = T_0/2$ $K_c = T_1 + T_2 + T_0/2$	$K_{a'} = T_1 + T_0/2$ $K_{b'} = T_1 + T_2 + T_0/2$ $K_{c'} = T_0/2$
$5\pi/3 < \theta < 2\pi$ 6 ^{er} secteur	$K_a = T_1 + T_2 + T_0/2$ $K_b = T_0/2$ $K_c = T_1 + T_0/2$	$K_{a'} = T_0/2$ $K_{b'} = T_1 + T_2 + T_0/2$ $K_{c'} = T_2 + T_0/2$

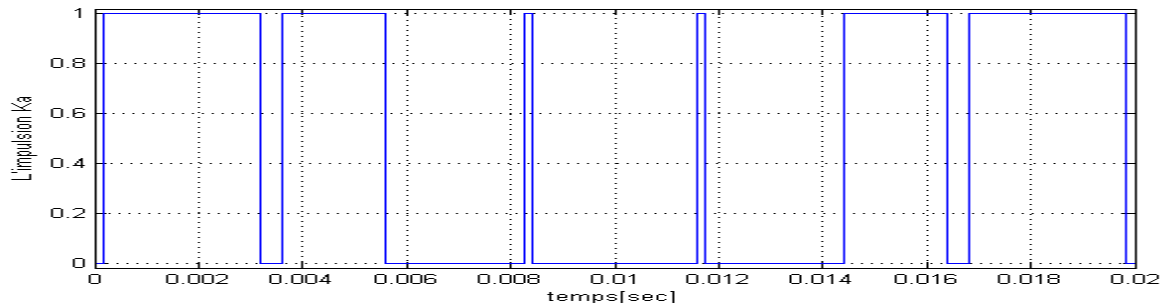
4.10 Résultats de simulation

4.10.1 Premier essai de simulation

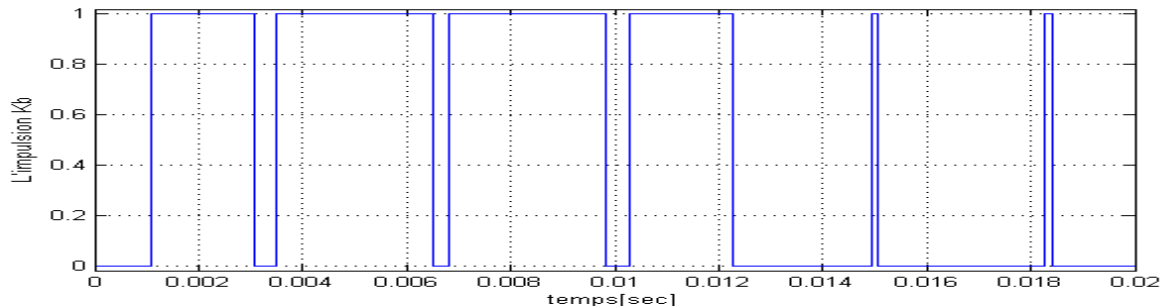
$m=6$ $R=86.6\%$

a- Les signaux des impulsions K_a , K_b et K_c des trois interrupteurs supérieurs de l'onduleur

Impulsion K_a



Impulsion K_b



Impulsion K_c

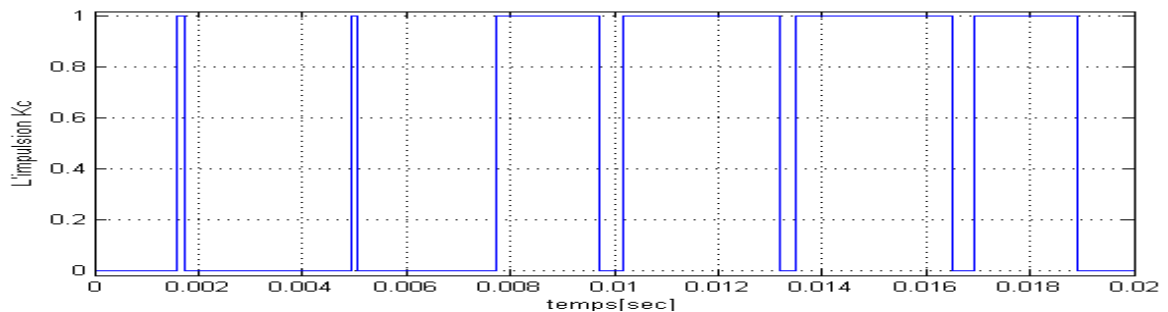


Figure (4.32) : Signaux de gâchette de la partie supérieure de l'onduleur (SVM2)

b- La tension simple V_a à la sortie de l'onduleur

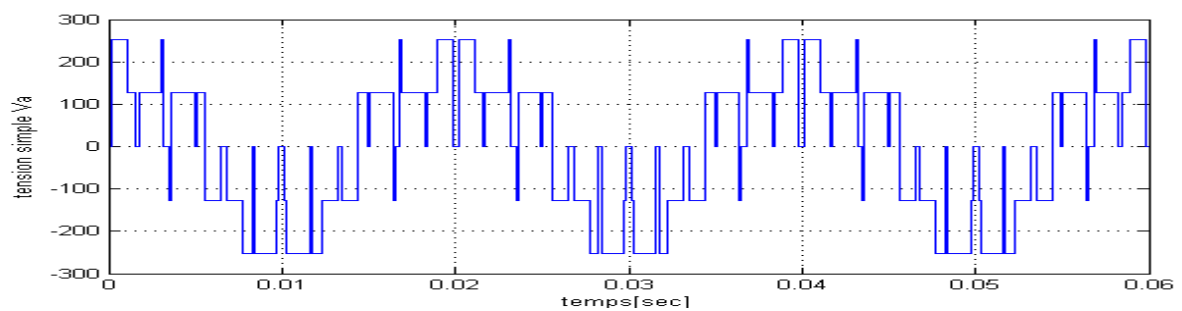


Figure (4.33) : Tension simple à la sortie de l'onduleur

c- Les courants statoriques des trois phases

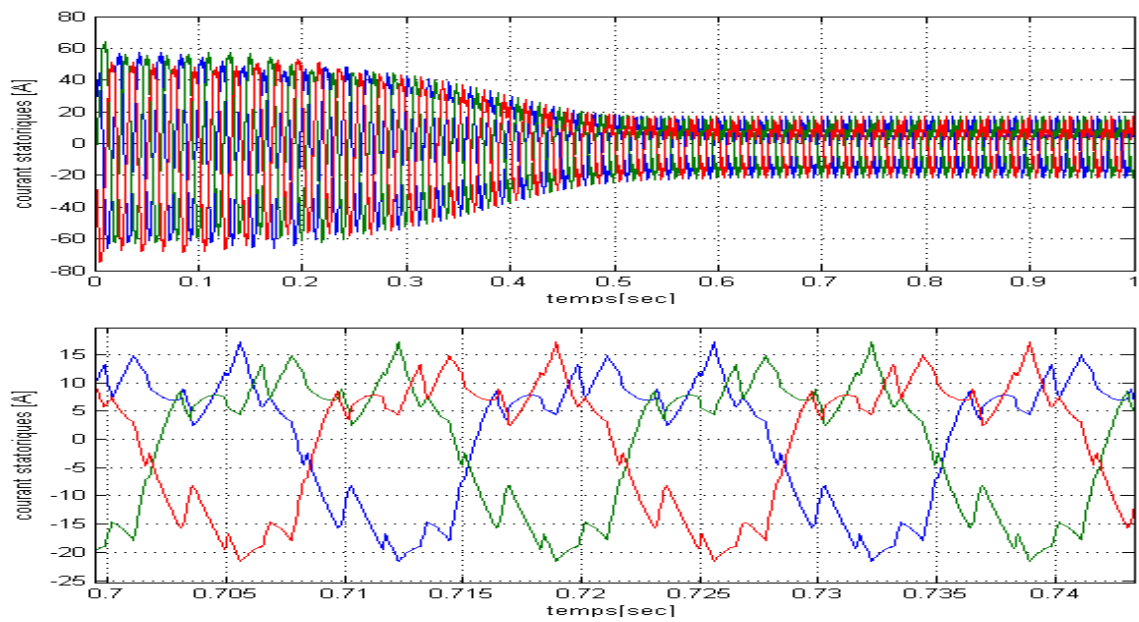
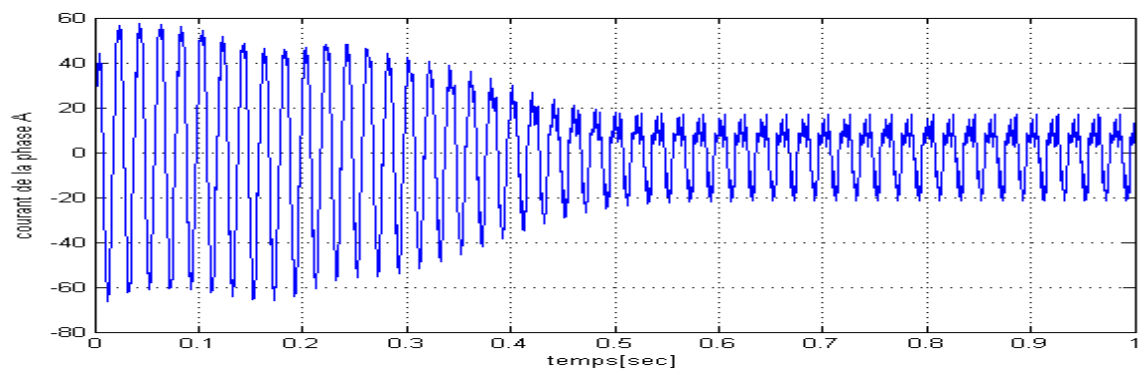


Figure (4.34) : Les trois courants statoriques

d- Le courant statorique de la phase A



e- Le courant statorique Ia de la phase A en régime permanent

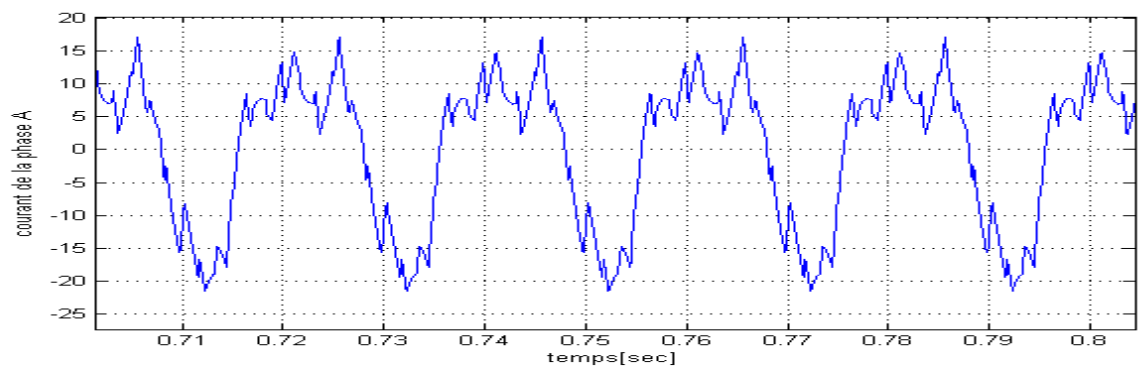


Figure (4.35) : Courant statorique de la phase A

f- Analyse spectrale du courant

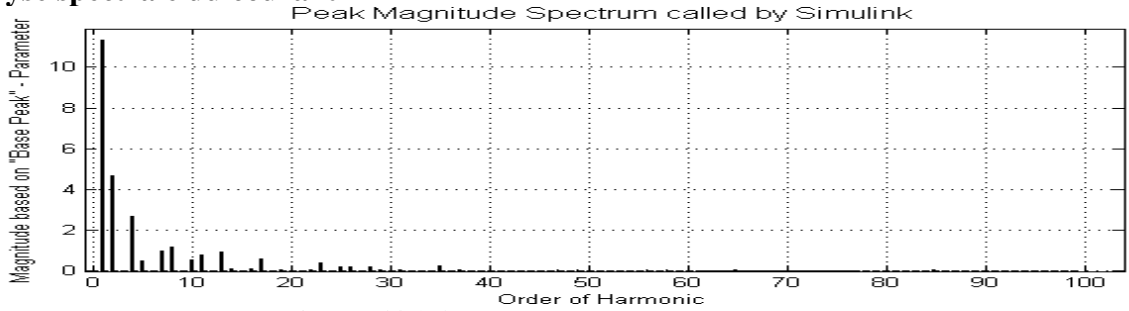


Figure (4.36) : Spectre d’harmonique des courants

g- La distorsion totale des harmoniques

THD=0.5195 \Rightarrow THD= 51,95% pour la courant Ia de la phase A

THD=0.5194 \Rightarrow THD= 51,94% pour lb courant Ia de la phase B

THD=0.5179 \Rightarrow THD= 51,79% pour lc courant Ia de la phase C

THD moyen du courant est THD=0.5189 \Rightarrow THD=51,89%

h- La variation de couple du moteur asynchrone

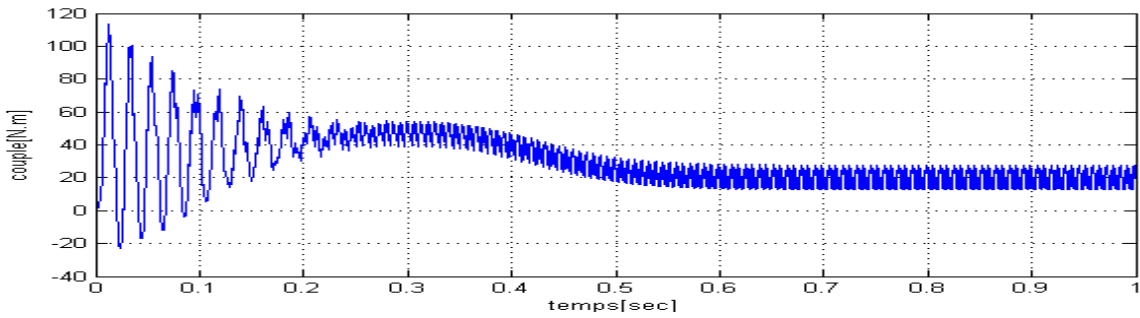


Figure (4.37) : Couple électromagnétique ($C_r=20N.m$)

j- La variation de la vitesse du moteur asynchrone

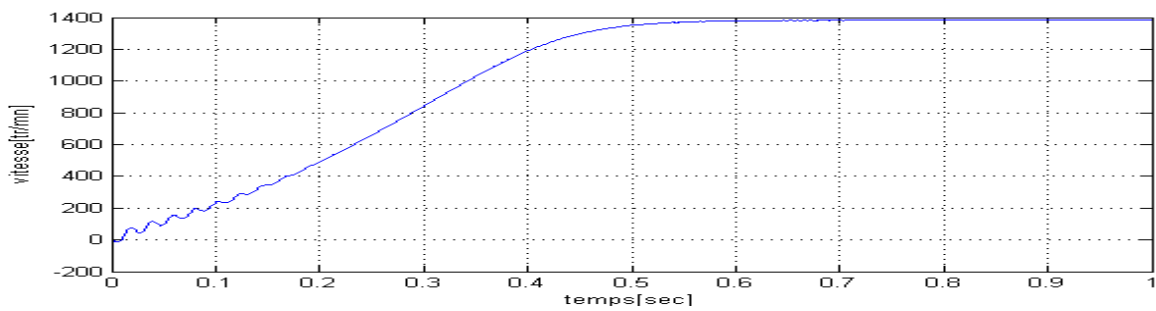


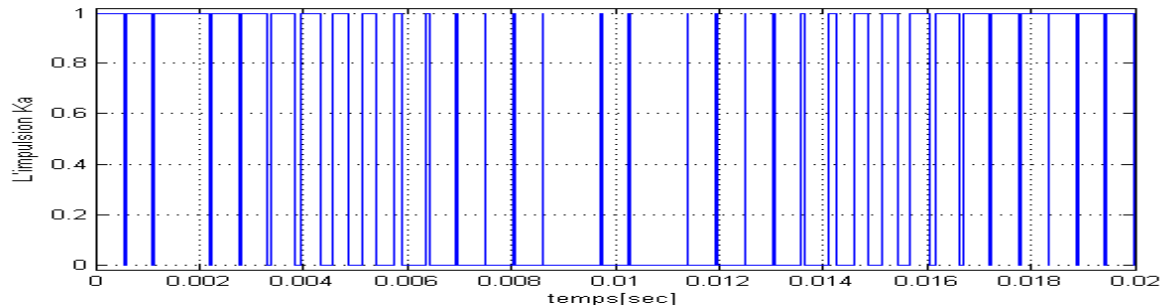
Figure (4.38) : Vitesse du rotor ($\omega_n=1384$ tr/mn)

4.10.2 sixièmes essais de simulation

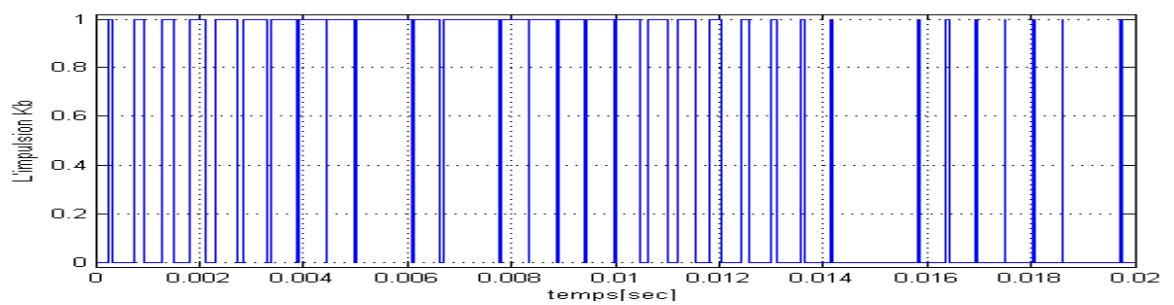
$r=0.866$; $m=36$

a- Les signaux des impulsions K_a , k_b et K_c des trois interrupteurs supérieurs de l'onduleur

Impulsion K_a



Impulsion K_b



Impulsion K_c

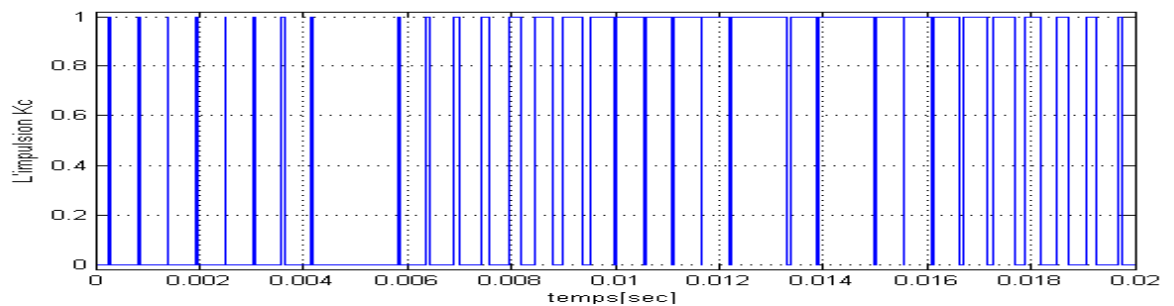


Figure (4.39) : Signaux de gâchette de la partie supérieure de l'onduleur

b- Le tension simple V_a à la sortie de l'onduleur

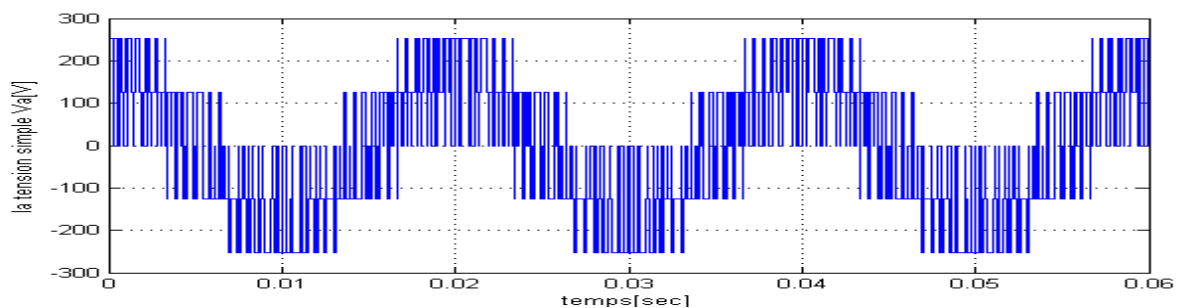


Figure (4.40) : Tension simple à la sortie de l'onduleur

c- Les courants statoriques des trois phases

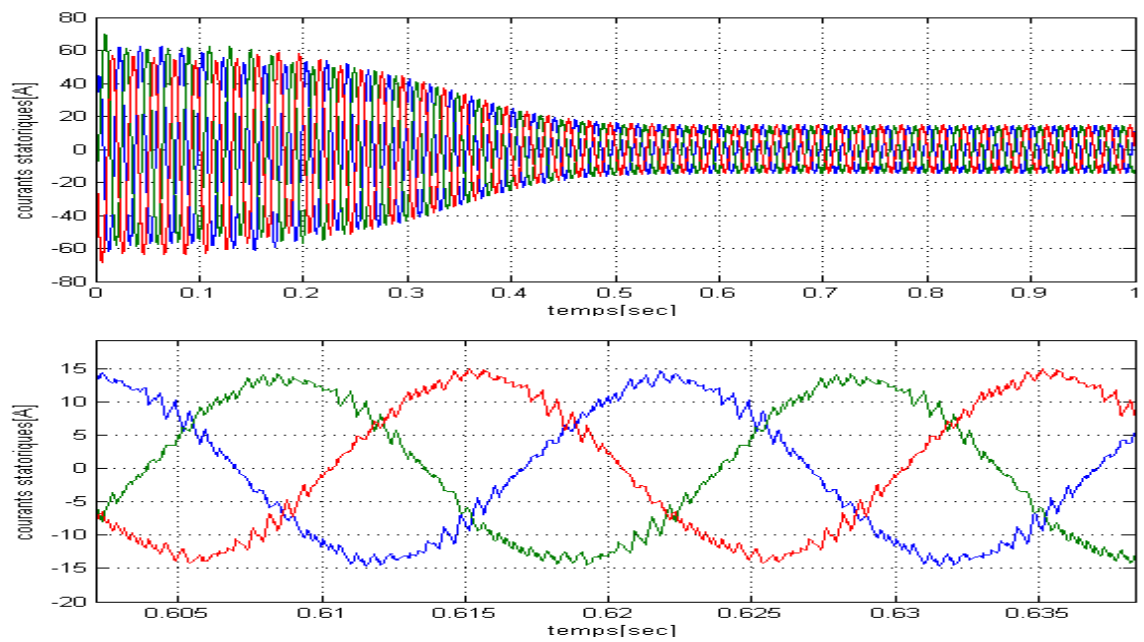
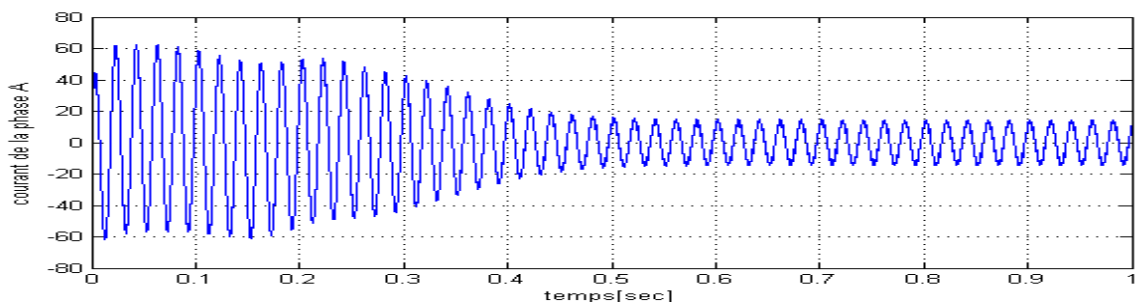


Figure (4.41) : Les trois courants statoriques

d- Le courant statorique Ia de la phase A



e- Le courant statorique Ia de la phase A en régime permanent

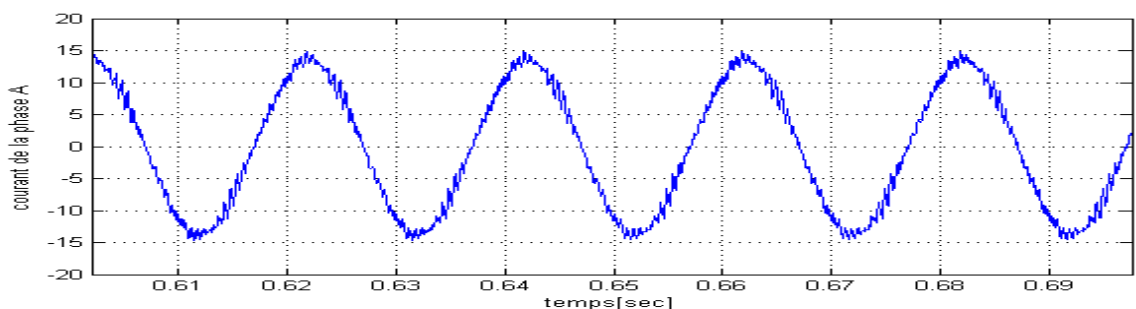


Figure (4.42) : Courant statorique de la phase A

f- Analyse spectrale du courant

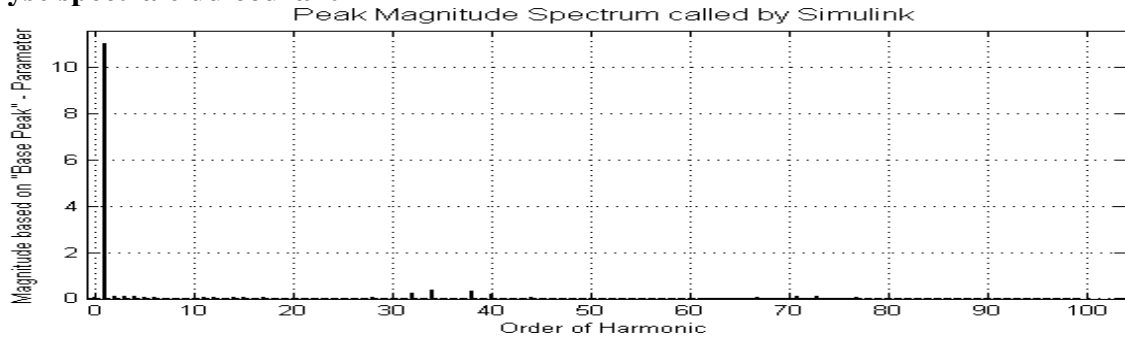


Figure (4.43) : Spectre d'harmonique des courants

g- La distorsion totale des harmoniques

THD=0.0722 \Rightarrow THD= 07,22% pour la courant Ia de la phase A

THD=0.0806 \Rightarrow THD= 08,06% pour Ib courant Ia de la phase B

THD=0.0796 \Rightarrow THD= 07,96% pour Ic courant Ia de la phase C

THD moyen du courant est THD=0.0774 \Rightarrow THD=07,74%

h- La variation de couple du moteur asynchrone

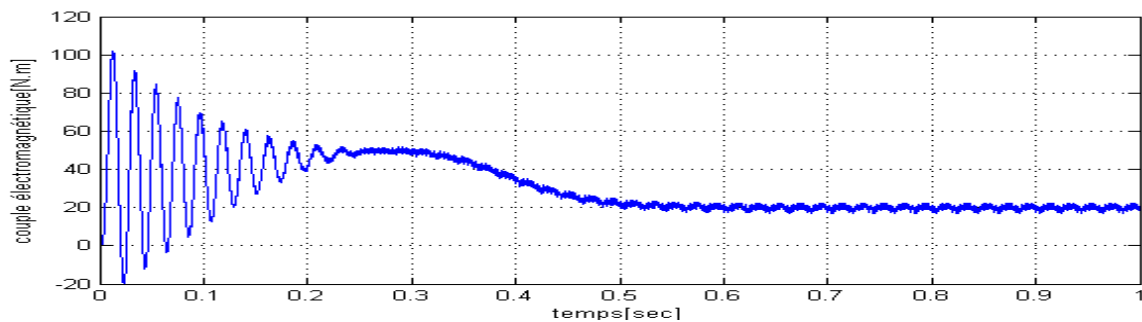


Figure (4.44) : Couple électromagnétique ($C_1=20\text{N.m}$)

j- La variation de la vitesse du moteur asynchrone

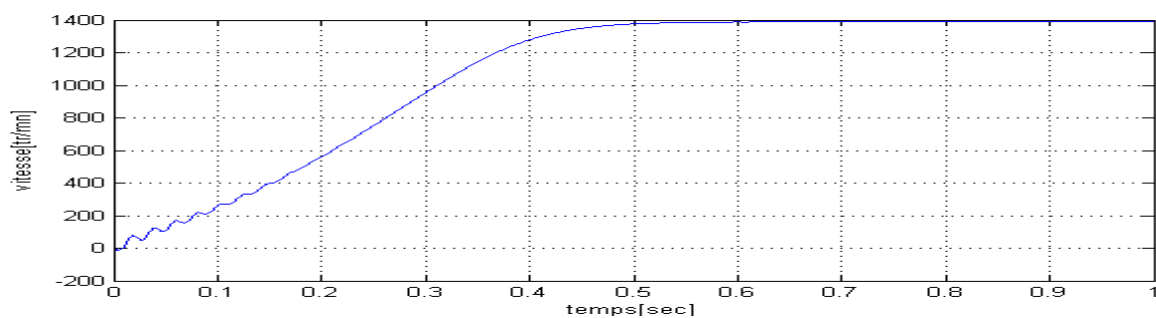


Figure (4.45) : Vitesse du rotor ($\omega_n=1384\text{ tr/mn}$)

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

Tableau 4.4 : Résultats du THD pour les deux algorithmes

m	THD (SVM3) %	THD (SVM2) %
6	42.01	51.89
12	33.59	19.08
18	19.87	18.74
24	14.22	10.91
30	11.04	08.52
36	09.28	07.74
42	08.79	16.93
48	07.7	22.79

Interprétation des résultats

Avec une valeur fixe de coefficient de réglage $r=86.6\%$ et la variation de l'indice de modulation m on obtient :

Le meilleur résultat obtenu avec $m = 36$, ou le signal du courant contient moins d'harmonique, et la valeur de distorsion des harmoniques est $THD = 7.74\%$.

L'augmentation de m ne conduit pas à la diminution des THD. La distorsion totale d'harmonique variée d'une manière aléatoire en fonction de l'indice de modulation.

4.11 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait une simulation du deux algorithmes et on obtient :

Pour l'algorithme SVM3 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 SVM2 l'augmentation de l'indice de modulation 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.



CONCLUSIONS GENERALES

CONCLUSIONS GENERALES ET PERSPECTIVES

Les onduleurs de tension sont très utilisés dans l'industrie et touchent des domaines d'application les plus variés, dans le plus connu et sans doute, celui de la variation de vitesse des moteurs à courant alternatif.

Ce présent travail est une contribution à l'analyse des différentes commandes d'un onduleur de tension à deux niveaux alimentant un moteur asynchrone.

Avant d'aborder cette étude, nous avons commencé par présenter le modèle de la machine à courant alternatif. La modélisation de la machine asynchrone est basée sur la transformation de Park, ce qui permet de simplifier les équations de la machine asynchrone. Les résultats obtenus montre bien la validité du modèle de Park pour la détermination des différentes caractéristiques de la machine.

Le développement rapide des convertisseurs statiques et grâce au progrès récent effectué au niveau de la technique des composants de puissance à semi-conducteur et le développement des algorithmes de commande de l'onduleur nous ont permis de définir dans ce travail la technique de modulation de largeur d'impulsion vectorielle comme étant la meilleure technique de modulation pour réduire les harmoniques du courant à la sortie de l'onduleur.

Le système utilisé est composé d'un bloc de modulation vectorielle à base d'un algorithme de séquence alternative du vecteur zéro (SVM3) qui génère les signaux de gâchette de chaque IGBT de l'onduleur.

Cet onduleur alimente un moteur asynchrone à cage d'écureuil.

Les résultats obtenus après plusieurs essais de la simulation sous MATLAB/Simulink sont comparés avec des résultats obtenus avec le même système commandé en modulation vectorielle à base d'un algorithme de séquence symétrique (SVM2).

Les deux résultats nous montrent en général l'efficacité de l'algorithme de commande de MLI vectorielle par rapport à la commande de MLI classiques.

La meilleure valeur de la distorsion totale d'harmonique du courant à la sortie de l'onduleur est à 7.7% avec un indice de modulation $m=48$ et un indice de réglage $r=86.6\%$ pour le premier algorithme (SVM3) et à 7.74% avec les mêmes indices pour le deuxième algorithme (SVM2).

Ce travail nous a permis d'élargir nos connaissances dans le domaine d'électronique de puissance, tel que l'association machine-convertisseur et la maîtrise de l'outil de programmation sous MATLAB/Simulink.

Concernant les futurs travaux, il est recommandé de considérer les aspects suivants :

- Utilisation des quatre algorithmes de la MLI vectorielle pour commander un onduleur et faire la comparaison pour choisir le meilleur algorithme qui donne le minimum d'harmoniques au niveau de la tension ou le courant.
- Implantation du meilleur algorithme de commande dans un microcontrôleur.

Références

- [1] L Baghli. « Modélisation et Commande Des Machines Asynchrone », Cours De Commande IUFM De Lorraine UHP, 03/04.
- [2] M Kadjoudj, « Contribution à La Commande D'une MAS », Thèse De Doctorat D'état, Université De Batna 2003.
- [3] F Barret, « Régime Transitoire Des Machines Tournantes Electriques » Collection Des Etudes De Recherches Edition Eyrolles, Paris 1982.
- [4] R Abdessemed, M Kadjoudj, « Modélisation Des Machine Electriques », Presses De L'université De Batna 1997.
- [5] M Filoppich, « Digital Control of a Three Phases Induction Motor », Engineering Thesis, University Of Queensland, October 2002.
- [6] G Guy, C Guy, « Actionneurs Electriques, Principes Modèles Commande », Edition Eyrolles, 2000.
- [7] G Guy, C Guy, « Actionneurs Electriques, Principes Modèles Commande », collection Electrotechnique, Edition Eyrolles 1997.
- [8] Philippe Barret, « Régimes Transitoires Des Machines Tournantes Electriques », Edition Eyrolles, 1987.
- [9] O Bouakaz, H Bourekouche, « Association Machine Onduleur De Tension Et Réglage Par Mode Glissant », Mémoire D'ingénieur D'état ,Batna 1998.
- [10] Keith Bastiani. « Opération and commande multilevel inverters ». University of Missouri- Rolla, December 2003, Revised June 2005.
- [11] www.wikipédia.fr/electronique/electronique de puissance/onduleurs.htm.
- [12] Josep Pou i Félix. « Modulation and Control of three phase PWM multilevel converters ». Technical University of Catalonia, Terrassa, Catalonia, Spain, 11 Novembre 2002.
- [13] Philippe Missirliu. « Stratégies de commande des onduleurs ». Lycée Newton- Entrea Clichy, 2003.
- [14] D Hadiouch, H Razik, A Rezzoug, « Simulation of Space Vector PWM Control of Double-Star Induction Motors », CIEP IEE 2000, Octobre 15-09 2000, Acapulco, Mexico.
- [15] N Schibli, A Schaller, A Rufer, “ Online Vector Modulation And Control For Three Phases Multilevel Converter”, NORPIE98; Nordic Workshop On Power Electronics, Helsinki, Finland.
- [16] Y Cheng, M L Crow, “A Diode Clamped Multilevel For The Statcom/Bess”, IEEE Transactions On Power Electronics, 2002.
- [18] S Bernet, “Recent Developments Of High Power Converters For Industry And Traction Applications”? IEEE Trans, Power Electronics, Novembre 2000.
- [19] F Zheng Peng, JS Lai, “A Multilevel Voltage Source Inverter With Inverter With Separate DC Sources For Static Var Generation”, IEEE Trans, On Industry Applications N° 5,1996.
- [20] Abdemelek Bendaikha, « Commande par MLI vectorielle d'un onduleur alimentant un moteur à cage ». Université Badji Mohtar- ANNABA, Département Eléctromécanique, 2007.
- [21] Ramdane Ahmed, Réduction des harmoniques et calcul des pertes à la sortie de l'onduleur de tension commandé par MLI vectorielle.2007.
- [22] S Lee, D Kang, Y Lee, D Hyun, « The Carrier-Based PWM Methode For Voltage Balance Of Flying Capacitor Multilevel Inverter », In Conf.Rec. IEEE PESC Meeting 2001.