

UNIVERSITÉ KASDI MERBAH OUARGLA
FACULTE DES SCIENCES APPLIQUEES
DEPARTEMENT GENIE ELECTRIQUE



Mémoire
MASTER ACADEMIQUE
Domaine : Sciences et technologies
Filière : Génie électrique
Spécialité : Electrotechnique Industrielle
Présenté par : KHERFI Ayoub
Thème :

La commande vectorielle d'un onduleur triphasé à deux niveaux

Soumis au jury composé de :

Mr	MCA Président	UKM Ouargla
Mr BOUHAFS Ali	MCB Encadreur/rapporteur	UKM Ouargla
Mr	MCA Examineur	UKM Ouargla

Année universitaire 2022/2023

RESUMÉ :

Ce mémoire vise le contrôle par modulation de largeur d'impulsion vectorielle spatiale (SVPWM) d'un moteur triphasé alimenté par un onduleur source de tension à deux niveaux, une réduction en mode commun SVPWM est étudiée.

Dans cette méthode, six nouveaux secteurs sont obtenus en faisant tourner six secteurs de SVPWM conventionnel de 30° . Dans les secteurs impairs, seuls trois vecteurs non nuls avec des indices impairs sont utilisés pour la synthèse, tandis que dans les secteurs pairs, seuls trois vecteurs non nuls avec des indices pairs ne sont utilisés pour la synthèse. Les durées d'actionnement de trois vecteurs non nuls dans chaque période de commutation dans chaque secteur sont données. La simulation et les résultats montrent que, le SVPWM conventionnel, l'amplitude SVPWM et la fréquence SVPWM est réduite. Au même temps, le courant, le couple et la vitesse du moteur sont toujours bons.

Mots-clés : modulation de largeur d'impulsion vectorielle spatiale (SVPWM); moteur triphasé ; onduleur de source de tension à deux niveaux

ABSTRACT:

This thesis aims at the control by spatial vector pulse width modulation (SVPWM) of a three-phase motor fed by a two-level voltage source inverter, a reduction in common mode SVPWM is studied.

In this method, six new sectors are obtained by rotating six sectors of conventional SVPWM by 30° . In odd sectors, only three nonzero vectors with odd indices are used for synthesis, while in even sectors, only three vectors non-zero with even indices are only used for synthesis. The actuation times of three non-zero vectors in each switching period in each sector are given. The simulation and the results show that, the conventional SVPWM, the SVPWM amplitude and the SVPWM frequency is reduced. At the same time, the motor current, torque and speed are still good.

Keywords: Spatial Vector Pulse Width Modulation (SVPWM); three-phase motor; two level voltage source inverter.

الملخص :

تهدف هذه الأطروحة إلى التحكم عن طريق تعديل عرض النبضة المتجه المكاني (SVPWM) تهدف هذه الأطروحة إلى التحكم عن طريق تعديل عرض النبضة المتجه المكاني (SVPWM) لمحرك ثلاثي الطور يتم تغذيته بواسطة عاكس مصدر جهد ثنائي المستوى، ويتم دراسة تقليل SVPWM للوضع الشائع.

في هذه الطريقة، يتم الحصول على ستة قطاعات جديدة من خلال تدوير ستة قطاعات من SVPWM التقليدي بمقدار 30 درجة في القطاعات الفردية، يتم استخدام ثلاثة متجهات غير صفيرية فقط مع مؤشرات فردية للتوليف، بينما في القطاعات الزوجية، ثلاثة متجهات فقط غير صفيرية مع مؤشرات زوجية تستخدم فقط للتوليف. يتم إعطاء أوقات تشغيل ثلاثة نواقل غير صفيرية في كل فترة تبديل في كل قطاع. تظهر المحاكاة والنتائج أنه تم تقليل SVPWM التقليدي وسعة SVPWM وتردد SVPWM في الوقت نفسه، لا يزال تيار المحرك وعزم الدوران والسرعة جيدًا.

الكلمات الرئيسية: تعديل عرض النبض المتجه المكاني (SVPWM) ؛ محرك ثلاثي الطور اثنين من مستوى الجهد مصدر العاكس

Remerciements

En premier lieu, je tiens à remercier notre DIEU, notre créateur pour nous avoir donné la force pour accomplir ce travail.

J'adresse mes vifs remerciements à mon encadreur consultant

le Mr **BOUHAS ALI** pour m'avoir diligenté tout au long de ce travail, pour sa compréhension, sa patience, sa compétence et ces remarques qui m'ont été précieuses,

Je présente mes chaleureux remerciements aux enseignants du département Département de génie électrique pour leurs aides et orientations durant ma formation.

Mes derniers remerciements et ce ne sont pas les moindres, vont à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin pour l'aboutissement de ce travail.

Dédicaces

Je dédie ce mémoire à :

Ceux qui se sont donné toutes les peines et les sacrifices,

Pour me voir réussir dans la vie :

Les deux personnes les plus chères à mon cœur,

Mon père et ma mère,

Qui m'ont apporté soutien et confort tout au long de mes études.

Mon frère « Zakaria, ibrahim, abdelrahim »

Ainsi qu'à toute la famille KHERFI

A mes Amis étudient avec moi en classe.

Tous mes amis sans exception

Et sans oublier mes enseignants qui m'ont soutenu durant toutes mes années d'études, particulier mon ami KHERFI Aissa.

SOMMAIRE

RESUMÉ.....	
REMERCIEMENTS	
DEDICACES	
Sommaire.....	
LISTE DES FIGURES	
LISTE DES TABLEAUX	
LISTES DES NOTATIONS DES ABREVIATIONS.....	
Introduction générale	1

CHAPITRE I : TYPES D'ONDULEUR ET LEURS MODELISATION

I.1. INTRODUCTION	2
I.2. TYPES D'ONDULEURS ET LEURS APPLICATIONS	2
I.2.1. L'onduleur autonome.....	2
I.2.2. L'onduleur non autonome (ou assisté).....	3
I.2.3. L'onduleur de tension	4
I.2.4. L'onduleur de courant.....	5
I.3. MODELISATION DU FONCTIONNEMENT DES ONDULEURS DE TENSION TRIPHASES	6
I.3.1. Structure de l'onduleur de tension triphasé.....	6
I.3.2. Modèle de commande de l'onduleur de tension triphasé.....	8
I.4. COMMANDE PAR SIGNAUX CARRES	10
I.4.1. Commande adjacente	10
I.4.2. Commande décalée	11
I.5. COMMANDE EN ONDE EN MARGE D'ESCALIER	11
I.6. COMMANDE PAR DECOUPAGE	12
I.7. COMMANDE PAR MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION	13
I.7.1. Principe de base de MLI	13
I.7.2. Caractéristiques de la modulation	13
I.7.3. Différente technique de modulation en MLI	14
I.8. LES DIFFERENTES POSSIBILITES DE LA GENERATION DES SIGNAUX MLI	17
I.8.1. Technique analogique	17
I.8.2. Technique digitale.....	18
I.8.3. Technique hybride	19
I.9. CONCLUSION	19

CHAPITRE II : STRATEGIES DE COMMANDE DES ONDULEURS DE TENSION TRIPHASEE

II.1. GÉNÉRALITÉS	20
II.2. ONDULEUR TRIPHASE :	21
II.2.1. Introduction :	21
II.2.2. RÉALISATION DES BRANCHES DE L'ONDULEUR	21
II.2.3. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT :	21

II.2.4. Modes de fonctionnement de l'onduleur triphasé	22
II.3. FONCTIONNEMENT DE L'ONDULEUR DE TENSION TRIPHASEE EN MLI	31
II.3.1. Critères de performance.....	31
II.4. LES TECHNIQUES COURANTES	32
II.4.1. La modulation sinus-triangulaire :.....	32
II.4.2. Résultats de simulation :.....	34
II.4.3. Résultats de simulation de la MAS (avec l'association de l'onduleur) :.....	35
II.4.4. Résultats de simulation de la MAS alimentée en tension (avec onduleur et application d'une charge)	38
II.5. MLI SINUSOÏDALE MODIFIEE :	39
II.6. MODULATION PAR HYSTERESIS (DELTA)	40
II.7. MLI VECTORIELLE :	41
II.8. CONCLUSION :	41

CHAPITRE III : TECHNIQUE DE COMMANDE VECTORIELLE

III.1. INTRODUCTION :	42
III.2. TRANSFORMATION DE CLARKE :	42
III.3. DETERMINATION DU SECTEUR DE LA TENSION :	44
III.4. DECOMPOSITION DE VECTEUR DE TENSION DE SORTIE SUR LES DEUX VECTEURS ADJACENTS :	45
III.5. DETERMINATION DE LA SEQUENCE DE COMMUTATION:	47
III.6. RESULTATS DE SIMULATION :	50
III.6.1. MLI Vectorielle (PO) :	50
III.6.2. Réglage de vitesse par la commande vectorielle direct :	51
III.6.2.1. Régulateur du courant i_{qs} :	53
III.6.2.2. Régulateur de courant i_{ds} :	54
III.6.2.3. Régulateur du flux Φ_r :	54
III.6.2.4. Réglage de la vitesse	55
III.6.2.5. Limitation du courant i_{qs}	56
III.6.2.6. Intérêts et inconvénients	57
III.6.2.7. La Technique de Commande par Contrôle Vectoriel (SVPWM) :	58
III.6.2.8. Résultats De Simulation :	59
III.7. INTERPRETATIONS :	60
III.8. CONCLUSIONS:	61
Conclusion générale:	62
Références bibliographiques	63

LISTE DES FIGURES

FIGURE I.1: SCHEMA DE PRINCIPE DE L'ONDULEUR.....	2
FIGURE I.2: ALIMENTATION SANS COUPURE.....	3
FIGURE I.3: CONVERTISSEUR DE FREQUENCE.....	3
FIGURE I.4: REPRESENTATION SCHEMATIQUE D'UN ONDULEUR DE TENSION.....	4
FIGURE I.5: ONDULEUR DE TENSION EN PONT TRIPHASE A THYRISTORS.....	5
FIGURE I.6: REPRESENTATION SCHEMATIQUE D'UN ONDULEUR DE COURANT.....	5
FIGURE I.7: ONDULEUR DE COURANT EN PONT TRIPHASE A THYRISTORS.....	6
FIGURE I.8: ONDULEUR DE TENSION TRIPHASE A UN CRENEAU PAR ALTERNANCE (DESEQUILIBRE).....	7
FIGURE I.9 : ONDULEUR DE TENSION TRIPHASE A UN CRENEAU PAR ALTERNANCE (EQUILIBRE).	7
FIGURE I.10: ONDULEUR MONOPHASE.....	10
FIGURE I.11: SIGNAUX DE COMMANDE DE TENSION DE SORTIE POUR UNE COMMANDE ADJACENTE.....	11
FIGURE I.12: COMMANDE EN ONDE EN MARGE D'ESCALIER.....	11
FIGURE I.13: SIGNAL DE LA COMMANDE PAR DECOUPAGE.....	12
FIGURE I.14: SCHEMA SYNOPTIQUE DE LA M.L.I.....	13
FIGURE I.15: TECHNIQUE D'ECHANTILLONNAGE.....	14
FIGURE I.16: TECHNIQUE D'ECHANTILLONNAGE A DEUX FRONTS.....	15
FIGURE I.17: ECHANTILLONNAGE REGULIER SYMETRIQUE.....	15
FIGURE I.18: ECHANTILLONNAGE REGULIER ASYMETRIQUE.....	16
FIGURE I.19: COMPARAISON ALEATOIRE.....	16
FIGURE I.20: COMPARAISON SYNCHRONISEE.....	17
FIGURE I.21: M.L.I UNIPOLAIRE.....	17
FIGURE I.22: M.L.I BIPOLAIRE.....	18
FIGURE I.23: TECHNIQUE DIGITALE.....	18
FIGURE I.24: TECHNIQUE HYBRIDE.....	19
FIGURE II.1: CONVERTISSEUR DE FREQUENCE A CIRCUIT INTERMEDIAIRE A TENSION CONTINUE (CONVERTISSEUR U).....	20
FIGURE II.2:SCHEMA DE PRINCIPE DE L'ONDULEUR TRIPHASE DE TENSION.....	22
FIGURE II.3: SIGNAUX DES INTERRUPTEURS (Q1...Q6).....	24
FIGURE II.4: TENSIONS SIMPLES A LA SORTIE DE L'ONDULEUR.....	25
FIGURE II.5: TENSIONS COMPOSEES A LA SORTIE DE L'ONDULEUR.....	25
FIGURE II.6: SIGNAUX DES L'INTERRUPTEURS (Q1...Q6).....	28
FIGURE II.7: TENSIONS SIMPLES A LA SORTIE DE L'ONDULEUR.....	29
FIGURE II.8: TENSIONS COMPOSEES A LA SORTIE DE L'ONDULEUR.....	29
FIGURE II.9: MLI SINUS-TRIANGULAIRE.....	33
FIGURE II.10: SCHEMA DE SIMULATION DE LA MAS ALIMENTE EN TENSION AVEC ONDULEUR	34
FIGURE II.11 : REPRESENTATION DE LA PORTEUSE ET LA MODULANTE.....	34
FIGURE II.12: REPRESENTATION DE LA TENSION A LA SORTIE DE L'ONDULEUR.....	35

FIGURE II.13: DEMARRAGE A VIDE DE LA MAS AVEC L'ASSOCIATION DE L'ONDULEUR DE TENSION A MLI AVEC (FC= 1KHz).....	36
FIGURE II.14: DEMARRAGE A VIDE DE LA MAS AVEC L'ASSOCIATION DE L'ONDULEUR DE TENSION A MLI AVEC (FC= 2KHz).....	37
FIGURE II.15: DEMARRAGE DE LA MAS AVEC L'ONDULEUR ET APPLICATION DE CHARGE.....	38
FIGURE II.16: MLI SINUSOÏDALE MODIFIEE.....	39
FIGURE II.17: MODULATION PAR HYSTERESIS	40
<hr/>	
FIGURE III.1: REPRESENTATION DES VECTEURS DE TENSION D'ETAT DE L'ONDULEUR	43
FIGURE III.2: ORGANIGRAMME DE CALCULE DE SECTEUR.....	44
FIGURE III.3: DIAGRAMME DE VECTEUR DE TENSION DANS LE PLAN AB.....	46
FIGURE III.4: ALGORITHME DE COMMUTATION POUR LA COMMANDE MLI VECTORIELLE SYMETRIQUE POUR SECTEUR1	47
FIGURE III.5: LES SEQUENCES DE COMMUTATION POSSIBLE DE MLI VECTORIELLE	48
FIGURE III.6: ORGANIGRAMME GLOBALE DE LA COMMANDE MLI VECTORIELLE.....	49
FIGURE III.7: LA TENSION SIMPLE VA ET SON SPECTRE DE L'ONDULEUR TRIPHASE A 2 NIV PAR STRATEGIE MLI VECTORIELLE.....	50
FIGURE III.8:LA VITESSE ,COURANT STATORIQUE, COURANT ROTORIQUE ET COUPL ELECTROMAGNETIQUE MAS ALIMENTEE PAR UN ONDULEUR A 2 NIV COMMANDE PAR LA STRATEGIE MLI VECTORIELLE.....	50
FIGURE III.9: SCHEMA DE PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE.....	52
FIGURE III.10: SCHEMA BLOC DE REGULATION DU COURANT I_{qs}	53
FIGURE III.11: SCHEMA BLOC DE REGULATION DU FLUX	54
FIGURE III.12: SCHEMA BLOC DE REGULATION DE LA VITESSE DE ROTATION.....	55
FIGURE III.13: SCHEMA LA COMMANDE VECTORIELLE D'UN ONDULEUR TRIPHASEE A DEUX NIVEAUX	58
FIGURE III.14: LA TENSION SIMPLE VA DE L'ONDULEUR TRIPHASE A 2 NIV PAR STRATEGIE VECTORIELLE (CONTROLE VITESSE)	59
FIGURE III.15: LA VITESSE ,COURANT STATORIQUE, COURANT ROTORIQUE ET COUPLE ELECTROMAGNETIQUE MAS ALIMENTEE PAR UN ONDULEUR A 2 NIV COMMANDE PAR LA STRATEGIE VECTORIELLE (CONTROLE VITESSE)	60

LISTE DES TABLEAUX

TABLEAU II-1: COMMANDE A 180°	23
TABLEAU II-2: COMMANDE A 120°	28
TABLEAU III-1: TRANSFORMATION DE CLARKE.....	43

LISTES DES NOTATIONS DES ABREVIATIONS

Paramètres de modélisation de la machine

[Ls], [Lr] : Représentent respectivement les matrices d'inductances statoriques et rotoriques.

[Msr] : Correspond à la matrice des inductances mutuelles stator-rotor.

Rs : Résistance statorique par phase.

Rr : 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 magnétiques 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

$V_{r\ rst}$: 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 .

$i_{r\ rst}$: 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 magnétiques au rotor

$\Phi_{r\ rst}$: 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.

SVPWM : Modulation de la largeur d'impulsion du vecteur spatial

SVM : Modulation vectorielle spatiale

PWM : Pulse Width Modulation

DC : Courant continu

IGBT : Insulated Gate Bipolar Transistor

AC : Courant alternatif

NPC : Naturel Point Clamped

MLI : Modulation à largeur d'impulsion

Hz : Hertz

VSI : Onduleur de source de tension

CSI : Inverseur de source de courant

IGCT : thyristor commuté par gâchette intégré

Introduction générale

Introduction générale

Lorsque l'on veut varier la vitesse des machines électriques, on cherche à générer des tensions statoriques à amplitude et fréquence variables. L'idéal serait de générer des tensions purement sinusoïdales. Un dispositif permettant d'obtenir un tel fonctionnement (comme un amplificateur linéaire) engendrerait un rendement assez faible. Ce dernier est essentiellement dû aux pertes par effet joule dans les semi-conducteurs en fonctionnement continu. Il est donc naturel de se tourner vers un mode d'alimentation par commutation. Ceci implique des formes d'ondes de courants et de tension qui ne sont plus sinusoïdales et des pertes par commutation dans les semi-conducteurs. Nous allons donc traiter dans ce travail, le principe de fonctionnement des circuits de commutation et les effets indésirables qu'ils entraînent sur la machine asynchrone utilisée à vitesse variable. Quelques études de cas auront lieu dans un fonctionnement « basse vitesse ». Nous disposons essentiellement de l'énergie du réseau d'alimentation alternative pour alimenter les machines électriques. La tension est donc sinusoïdale à fréquence fixe. Afin d'obtenir une alimentation à fréquence variable, nous utilisons dans la plus parts des cas une association de différents convertisseurs. La chaîne d'alimentation la plus courante peut être composée d'un transformateur d'un redresseur et d'un onduleur alimentant la machine asynchrone. Nous ne détaillerons par l'influence des imperfections du réseau ni celles du transformateur et du redresseur. Nous supposons ceux-ci inexistants.

Cette étude, comportant trois chapitres, est organisée comme suit : - Le premier chapitre présente les différents types d'onduleurs et leur constitution générale ainsi que leurs applications avec la modélisation de fonctionnement, tout en montrant leur principe pour différentes commandes (commande par signaux carrés et commande par MLI).

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 étudierons la stratégie MLI vectorielle en boucle ouverte et en boucle fermée, un bilan comparatif est élaboré pour étudier les quatre techniques MLI, en comparant entre elles avec de nombreux critères comme THD, spectre de fréquence. En fin, un réglage de vitesse sera présenté en utilisant la commande vectorielle directe de la machine asynchrone.

CHAPITRE I: TYPES D'ONDULEUR ET LEURS MODÉLISATION

I.1. Introduction

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continue – alternative, alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir l'alternatif à la sortie. L'onduleur est essentiellement utilisé pour fournir une tension ou un courant alternatif afin d'assurer l'alimentation en énergie des charges critiques (micro-ordinateur, station de télécommunication...) pendant la coupure du réseau électrique ou une alimentation permanente pour les systèmes autonomes (centrales photovoltaïques, engins aérospatiaux, ...) [1]. La représentation symbolique d'un onduleur est donnée par la figure (1.1) :

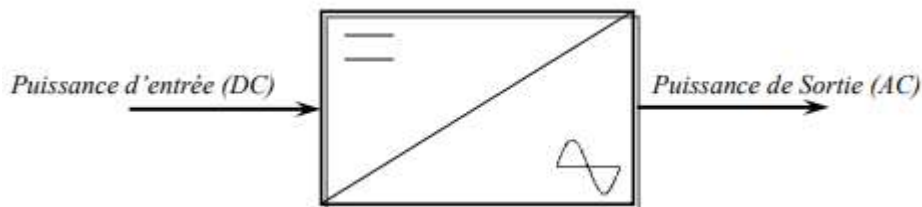


Figure I.1: Schéma de principe de l'onduleur.

I.2. TYPES D'ONDULEURS ET LEURS APPLICATIONS

Les onduleurs sont classés selon le type d'application et les performances désirées, en deux catégories : les onduleurs autonomes et les onduleurs non autonomes (ou assistés).

I.2.1. L'onduleur autonome

Un onduleur autonome est un système de commutation à transistors ou à thyristors, dont les instants de commutation sont imposés par des circuits externes, [2]. La fréquence et la forme d'onde de la tension de sortie sont imposées à la charge, c'est-à-dire elles sont propres à l'onduleur. L'onduleur autonome peut être :

- ✓ A fréquence fixe : utilisé comme source de secours ou alimentation sans coupure, Il est alimenté le plus souvent à partir d'une batterie d'accumulateurs (cas de PC, salles d'informatique...) comme il est montré sur la figure (I.2), [2]:

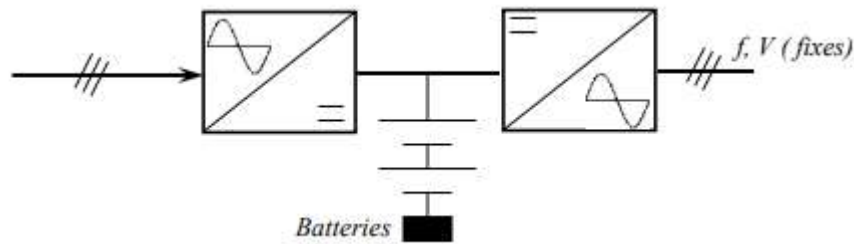


Figure I.2: Alimentation sans coupure.

Il est utilisé aussi pour l'alimentation des charges inductives (fours à induction, ...) mais dans ce cas tous les onduleurs sont monophasés.

- ✓ A fréquence variable : dans ce cas il est utilisé pour la variation de vitesse des moteurs asynchrones triphasés, figure (I.3) :

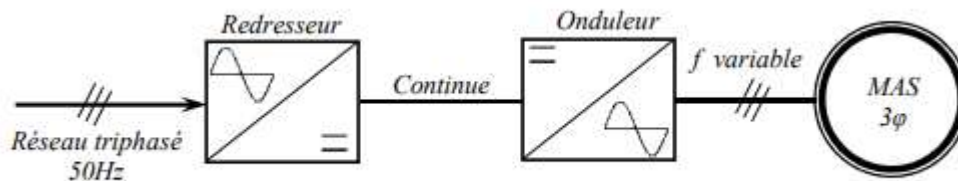


Figure I.3: Convertisseur de fréquence.

I.2.2. L'onduleur non autonome (ou assisté)

Un onduleur non autonome ou assisté est un système de commutation à thyristors, dont les instants de commutation sont imposés par la charge, [2]. Dans ce cas, la fréquence et la forme d'onde de la tension de sortie sont imposées par le réseau alternatif sur lequel débite l'onduleur. Ce type d'onduleur est utilisé pour :

- Le transport d'énergie en courant continu, on peut transporter de grandes puissances à très haute tension (de l'ordre du million de volts) par lignes aériennes sur des distances élevées (500-1000 Km) pour lesquelles, les lignes à courant alternatif posent des problèmes délicats (stabilité, pertes...). De plus, le transport sur des plus faibles distances par câbles souterrains dont la capacité très élevée, limite leur emploi en courant alternatif, [3].
- Le freinage par récupération : pendant le freinage de la machine à courant continu qui peut fonctionner en génératrice, l'énergie fournie dans ce cas peut être récupérée et transférée au réseau alternatif par un onduleur assisté (domaine de la traction électrique), [4].

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

I.2.3. L'onduleur de tension

C'est un onduleur qui est alimenté par une source de tension continue, d'impédance interne négligeable. Sa tension n'est pas affectée par la variation du courant qui la traverse, la source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie, figure (I.4) :

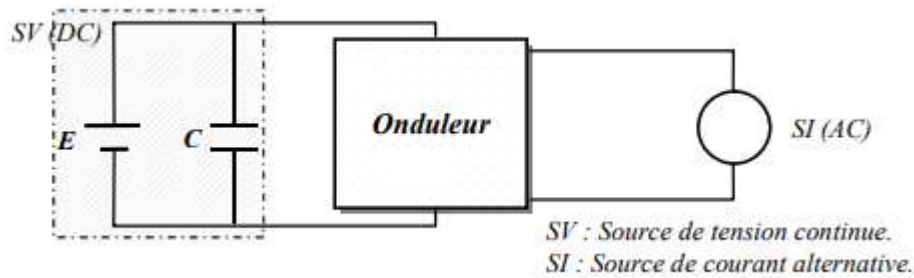


Figure I.4: Représentation schématique d'un onduleur de tension.

L'onduleur de tension est autonome si la fréquence de la tension de sortie est indépendante du réseau alternatif, il est non autonome (assisté) si la fréquence est imposée par le réseau alternatif. Selon le choix des interrupteurs commandés, les onduleurs présentent des avantages les uns par rapport aux autres. C'est pourquoi un onduleur de tension à transistors présente des avantages par rapport à celui à thyristors :

- Facilité de commande (le transistor est commandé à l'ouverture et à la fermeture),
- Élimination du circuit de commutation forcée,
- Faibles pertes de commutation,
- Possibilité de fonctionnement à des fréquences plus élevées.

Circuit de puissance d'un onduleur de tension : prenons comme exemple d'un onduleur de tension, le montage d'un pont triphasé à thyristors, figure (I.5) :

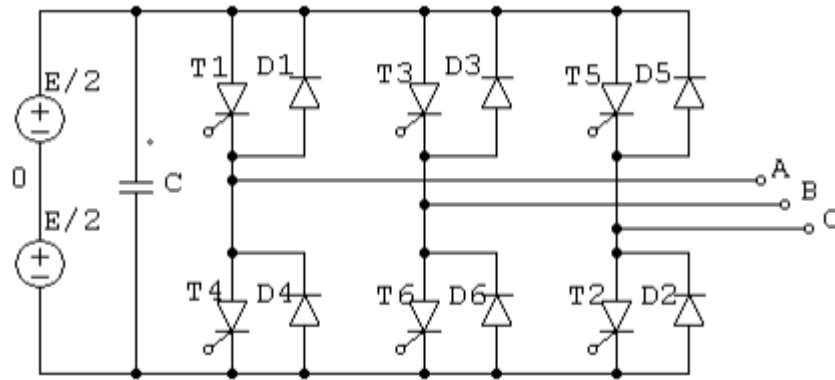


Figure I.5: Onduleur de tension en pont triphasé à thyristors.

Les diodes en tête-bêche sur les interrupteurs commandés du circuit de puissance jouent un rôle fondamental dans le fonctionnement de l'onduleur en assurant essentiellement trois fonctions :

- Faciliter l'extinction des interrupteurs commandés en les polarisant en inverse lorsqu'il s'agit de thyristors,
- Autoriser la démagnétisation de la self de la charge inductive au moment de l'ouverture des interrupteurs,
- Assurer le redressement des courants débits par la charge (cas de la machine asynchrone) lorsqu'elle fonctionne en génératrice.

I.2.4. L'onduleur de courant

Un onduleur de courant (souvent appelé commutateur de courant) est alimenté par une source de courant continu (Figure (I.6)), d'impédance interne si grande pour que le courant qui la traverse ne peut être affecté par les variations de la tension à ses bornes. La source continue impose le courant à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie.

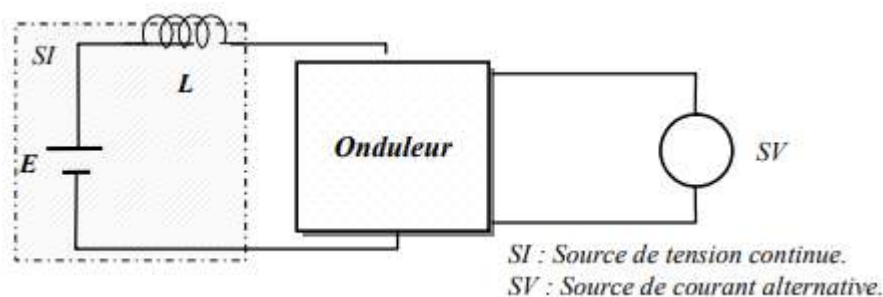


Figure I.6: Représentation schématique d'un onduleur de courant.

Circuit de puissance d'un onduleur de courant : prenons comme exemple d'un onduleur de courant, le montage d'un pont triphasé à thyristors, figure (I.7) :

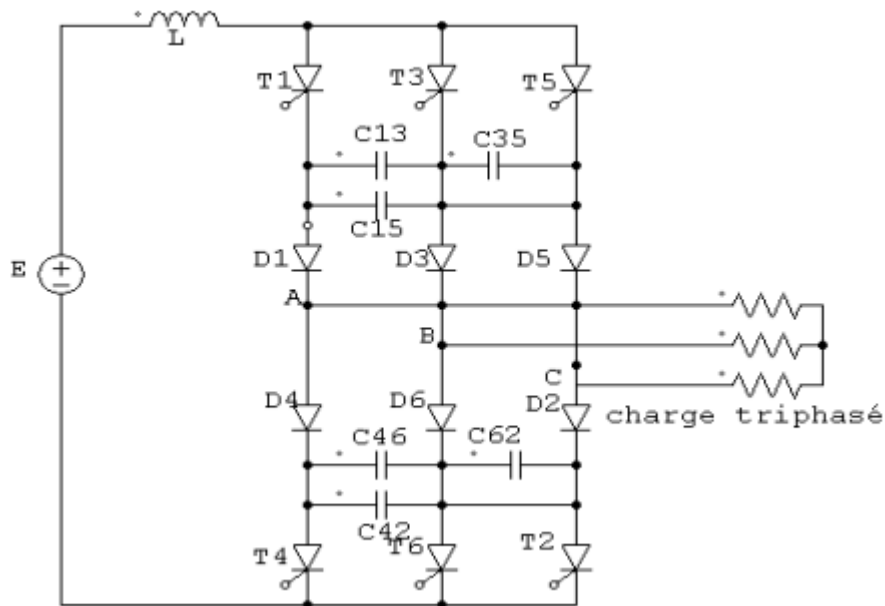


Figure I.7: Onduleur de courant en pont triphasé à thyristors.

Les diodes en série servent à isoler les condensateurs de la tension de la charge. L'inductance « L » empêche les brusques variations du courant (mise en court-circuit de la sortie n'est pas destructive). Si T3 est amorcé, le condensateur C13 = C bloque T1, de même si T4 est amorcé, le condensateur C42 = C bloque T2 et ainsi de suite.

I.3. MODELISATION DU FONCTIONNEMENT DES ONDULEURS DE TENSION TRIPHASES

I.3.1. Structure de l'onduleur de tension triphasé

On peut réaliser un onduleur triphasé en groupant trois onduleurs monophasés de l'un ou de l'autre, il suffit de décaler d'un tiers de période les commandes des trois phases. La figure (I.8) représente un onduleur de tension triphasé à deux niveaux formés de trois demi ponts monophasés et utilisant un diviseur capacitif commun.

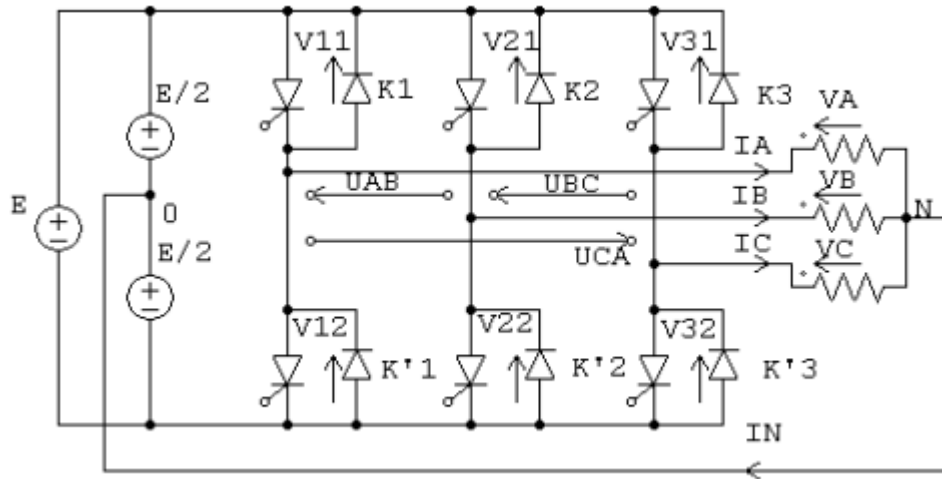


Figure I.8: Onduleur de tension triphasé à un créneau par alternance (déséquilibré).

Chacune des tensions de sortie est égale tantôt à $(+U/2)$, tantôt à $(-U/2)$. Les interrupteurs fonctionnent comme en monophasé la seule différence est que le courant arrivant au point milieu du diviseur est I_N telle que $I_N = I_A + I_B + I_C$.

La présence de neutre relié à la source est indispensable si le récepteur est déséquilibré tout particulièrement s'il comporte des charges monophasées montées entre phase et neutre. Si le récepteur triphasé est équilibré (moteur triphasé par exemple), on peut supprimer la liaison entre le point neutre 'N' de la charge et le point milieu 'O' du diviseur capacitif, en supprimant celle-ci on obtient alors l'onduleur de tension en pont triphasé proprement dit représenté sur la figure (I.9).

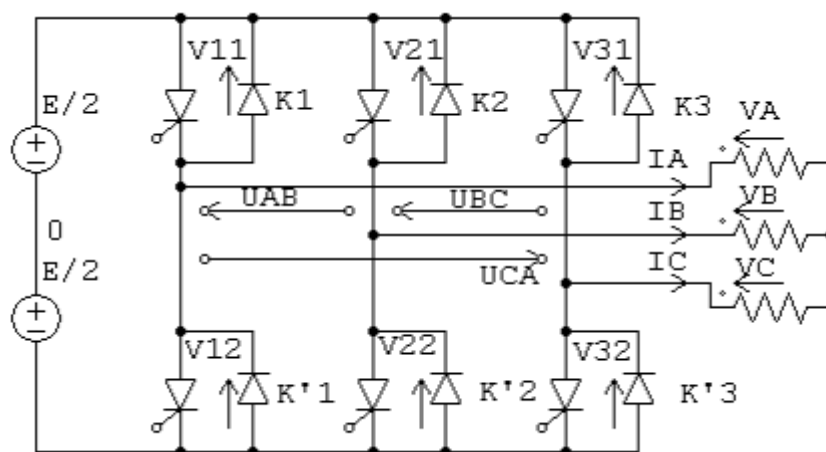


Figure I.9 : Onduleur de tension triphasé à un créneau par alternance (équilibré).

I.3.2. Modèle de commande de l'onduleur de tension triphasé

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

$$\begin{aligned} V_A - V_O &= \frac{E}{2} \Rightarrow K_1 \text{ fermé}, -\frac{E}{2} \Rightarrow K_1 \text{ ouvert} \\ V_B - V_O &= \frac{E}{2} \Rightarrow K_2 \text{ fermé}, -\frac{E}{2} \Rightarrow K_2 \text{ ouvert} \\ V_C - V_O &= \frac{E}{2} \Rightarrow K_3 \text{ fermé}, -\frac{E}{2} \Rightarrow K_3 \text{ ouvert} \end{aligned} \quad (\text{I.1})$$

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

$$\begin{aligned} V_A - V_B &= (V_A - V_O) - (V_B - V_O) = E \text{ Si } K_1 \text{ fermé et } K_2 \text{ ouvert.} \\ V_A - V_B &= (V_A - V_O) - (V_B - V_O) = 0 \text{ Si } K_1 \text{ et } K_2 \text{ fermés} \\ V_A - V_B &= (V_A - V_O) - (V_B - V_O) = -E \text{ Si } K_1 \text{ ouvert et } K_2 \text{ fermé.} \\ V_A - V_B &= (V_A - V_O) - (V_B - V_O) = 0 \text{ Si } K_1 \text{ et } K_2 \text{ ouverts.} \end{aligned} \quad (\text{I.2})$$

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

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

Donc on peut écrire :

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

Et

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

On obtient finalement :

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

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

On aura alors ;

$$[V_{AC}] = [T] \cdot [V_{DC}] \quad (\text{I.4})$$

Avec :

$$\begin{aligned} [V_{AC}] &= [V_A \quad V_B \quad V_C]^T : \text{Tension alternatif équilibrée ;} \\ [V_{DC}] &= [V_{AO} \quad V_{BO} \quad V_{CO}]^T : \text{Tension continue.} \end{aligned}$$

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

$$[T] = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

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

I.4. COMMANDE PAR SIGNAUX CARRÉS

I.4.1. Commande adjacente

Cette commande à générer deux signaux carrés de rapport cyclique égale (0.5) pour la commande alternée des deux interrupteurs simultanément k1.k4 et k2.k3 figure (I.10).

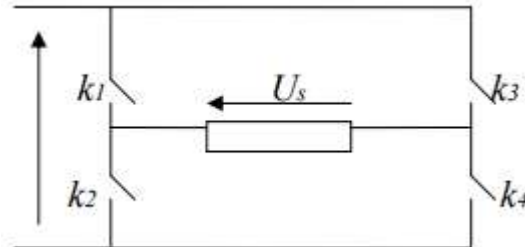


Figure I.10: Onduleur monophasé.

La forme de la tension de sortie de cette technique pour les deux types de charge est donnée par la figure (I.11). Pour une charge résistive, la tension de sortie est donnée par le système suivant :

$$U_s(\theta) = \begin{cases} U & \text{si } 0 \leq \theta \leq \pi \\ -U & \text{si } \pi \leq \theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (\text{I.6})$$

Avec $\theta = \omega t$.

Puisque la tension de sortie est antisymétrique, donc on peut la décomposer en série de Fourier en terme de $\sin(n\theta)$

$$U_s(\theta) = \frac{\alpha_0}{2} + [\alpha_n \cos(n\theta_0) + b_n \sin(n\theta_i)] \quad (\text{I.7})$$

Cette technique ne permet pas d'agir sur la valeur efficace et l'amplitude de terme fondamental de la tension de sortie. La présence des harmoniques d'ordre inférieur influe sur la tension de sortie, ce qui nécessite un filtrage de ces harmoniques (inconvenient majeur).

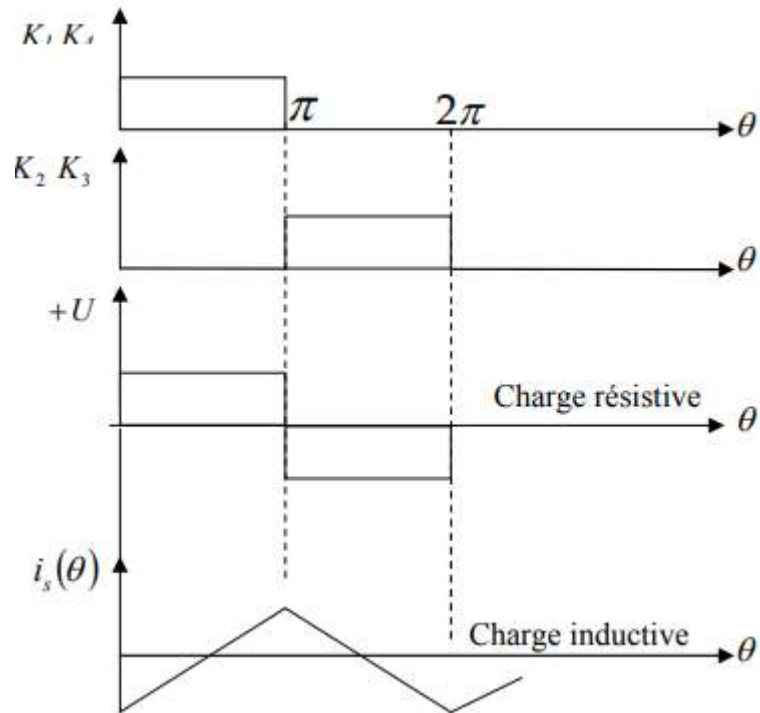


Figure I.11: Signaux de commande de tension de sortie pour une commande adjacente.

I.4.2. Commande décalée

Le but de cette commande est de fermer ou d'ouvrir les interrupteurs (k_1, k_4) et (k_2, k_3), simultanément mais avec un certain temps de décalage T_d . Donc elle permet d'agir sur la valeur efficace et sur l'amplitude fondamentale de la tension de sortie. Cette technique présente des pertes importantes à cause de l'existence de circuit de filtrage.

I.5. COMMANDE EN ONDE EN MARGE D'ESCALIER

L'idée de base est de synthétiser une onde sinusoïdale à l'aide un 'échelon en effectuant des combinaisons séries des sources continues identiques. On obtient donc une onde synthétise analogue à celle de la figure (I.12.a) pour obtenir la courbe présentée par la figure (I.12.b), il nécessite d'utiliser quatre commutateurs montés en pont.

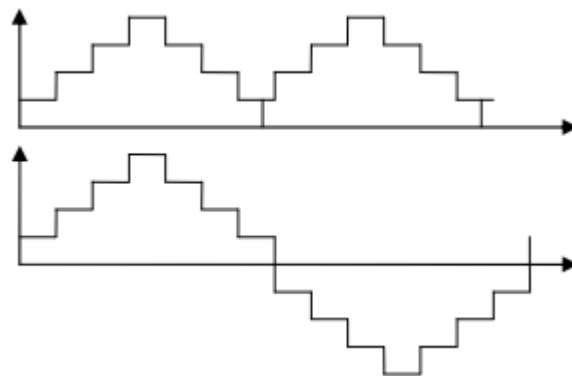


Figure I.12: Commande en onde en marge d'escalier

I.6. COMMANDE PAR DECOUPAGE

Le problème du filtrage des harmoniques est crucial, surtout pour ceux de faibles fréquences, ces sont donc ces derniers qu'il faut éliminer et ceci au niveau de la génération de signal et son après en effet ce problème est résolu en découpant le signal carré convenablement par une décomposition en série de Fourier, figure (I.13). La tension de sortie pour (n) impaire est donnée par:

$$\text{Avec } U_s(\theta) = \sum_{i=0}^n (-1)^{(n-1)/2} V_n \sqrt{2} \sin(\theta) \quad (\text{I.8})$$

$$V_n = 2\sqrt{2} \frac{U_s}{n\pi} \left[\cos\left(\frac{nk\pi}{2}\right) - \sin\left(\frac{nk\pi}{2}\right) \right] \quad (\text{I.9})$$

Ce type de découpage ne permet pas de supprimer simultanément les composantes de fréquence 3 f et 5 f. Le résidu d'harmonique est donnée par :

$$\Omega_n = [(\alpha - \bar{\alpha}) - \frac{8}{\pi^2} \left(\cos\left(\frac{n\alpha}{2}\right) - \cos\left(\frac{n\bar{\alpha}}{2}\right) \right) \cdot \frac{1}{\alpha - \bar{\alpha}}]^{\frac{1}{2}} \quad (\text{I.10})$$

Cette technique apporte une amélioration à la qualité de l'énergie produite par l'onduleur par une diminution du taux d'harmonique de l'onde de sortie, la tension de sortie peut être contrôlée en jouant sur le rapport cyclique des impulsions de commande. L'inconvénient de cette technique réside dans l'augmentation de la fréquence de commutation qui conduit à des pertes de commutation importantes si les comportant ne sont pas choisis en conséquence.

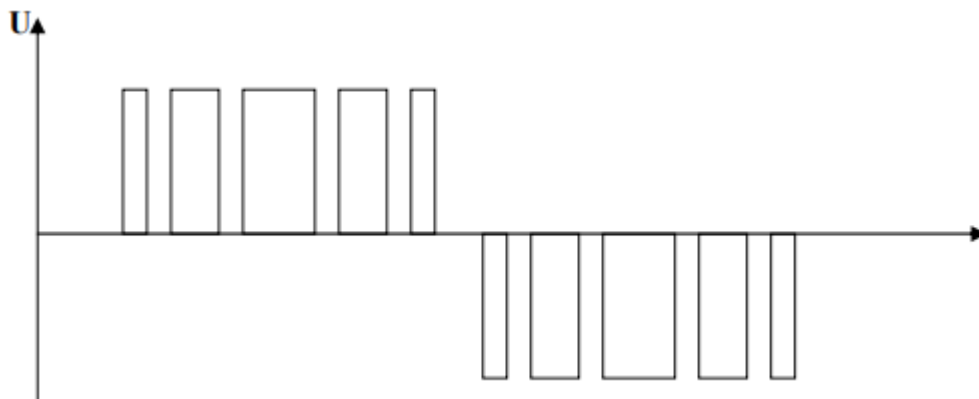


Figure I.13: Signal de la commande par découpage

I.7. COMMANDE PAR MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION

La modulation de largeur d'impulsion (en anglo-saxon pulse width modulation) consiste à adapter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie et à former chaque alternance d'une tension de sortie d'une succession de créneaux de largeurs convenables. Cette technique peut être considérée comme une extension du principe de la commande par découpage ou la durée des impulsions n'est plus régulière mais choisie de façon à supprimer le maximum d'harmoniques de rangs faibles difficiles à filtrer.

I.7.1. Principe de base de MLI

Le principe de base de la modulation de largeur d'impulsion est sur le découpage d'une pleine onde rectangulaire. Ainsi la tension de sortie de l'onduleur est formée par une succession de créneaux d'amplitude égale à la tension d'alimentation (continue) et de largeur variable. La technique la plus répandue pour la reproduction d'un signal MLI est de comparer un signal triangulaire appelé porteuse de haute fréquence à un signal de référence appelé modulatrice et qui constitue l'énergie du signal recueilli à la sortie de l'onduleur, figure (I.14).

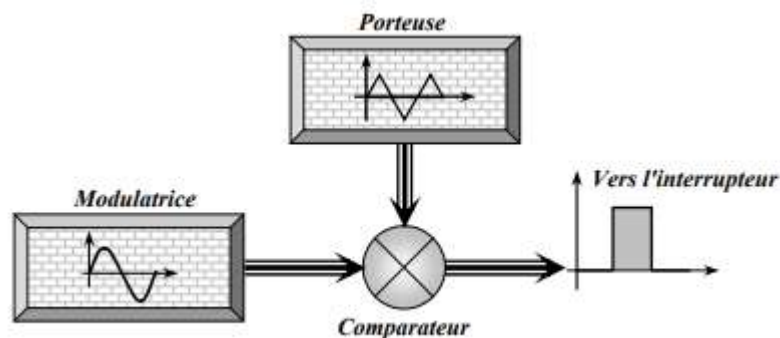


Figure I.14: Schéma synoptique de la MLI

I.7.2. Caractéristiques de la modulation

La technique de la MLI se caractérise par deux grandeurs :

- **Le coefficient de réglage** : qui est défini comme étant le rapport de l'amplitude de l'onde modulante à celle de l'onde porteuse. Il permet de déterminer l'amplitude du fondamental de l'onde de modulation de largeur d'impulsion :

$$M_R = \frac{V_m}{V_p} \quad (\text{I.11})$$

- L'indice de modulation : Il est défini comme étant le rapport de la fréquence de l'onde porteuse à celle de l'onde modulante :

$$M_1 = \frac{f_p}{f_m} \quad (\text{I.12})$$

I.7.3. Différente technique de modulation en MLI

Le principe de base pour la comparaison des deux ondes est un amplificateur fonctionnant en comparateur, le chargement d'état du comparateur est obtenu après chaque intersection des deux ondes, d'où à la sortie on obtient un créneau d'impulsion de largeur variables pour cela on distingue deux procédés pour l'obtention des ondes modulés :

- Fonctionnement en boucle ouverte ;
- Fonctionnement en boucle fermée.

a. Modulation en boucle ouverte

Le fonctionnement en boucle ouverte est caractérisé par deux types de modulation : Modulation naturelle et la modulation régulière (uniforme).

b. Modulation d'échantillonnage naturelle

L'échantillonnage naturel est un processus de sélection naturel des points échantillonnés. Le temps d'échantillonnage coïncide avec le temps d'apparances des largeurs d'impulsions modulés. L'échantillonnage naturel comporte : L'échantillonnage naturel à un seul front, figure (I.15) et l'échantillonnage naturel à deux fronts, figure (I.16).

Dans le premier cas l'impulsion modulée est échantillonnée par un seul côté, tandis que dans le deuxième cas, l'impulsion modulée par les deux côtés. L'influence du nombre l'impulsion concernant L'échantillonnage à doubles fronts, est l'amélioration du spectre d'harmonique.

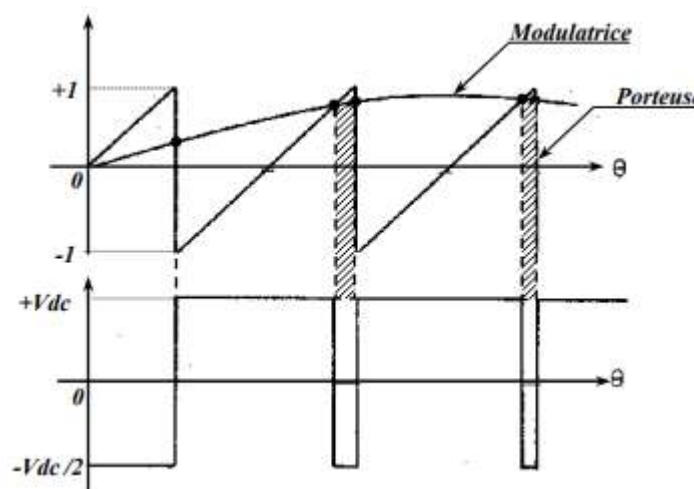


Figure I.15: Technique d'échantillonnage

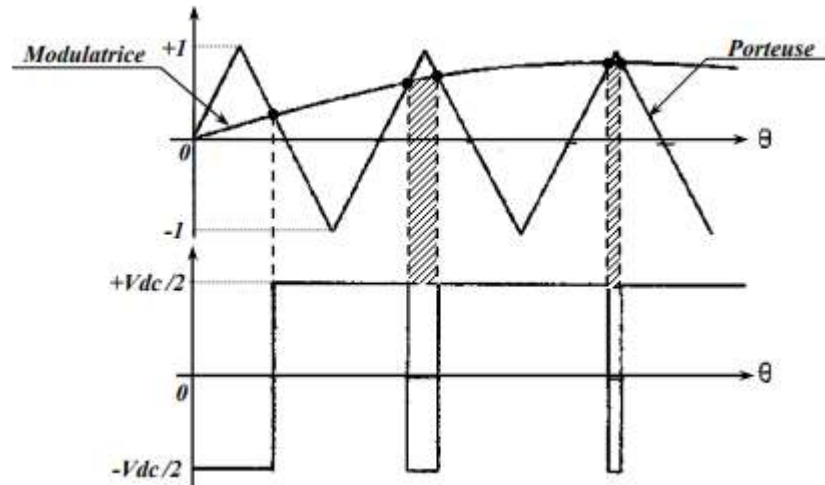


Figure I.16: Technique d'échantillonnage à deux fronts

c. Modulation d'échantillonnage régulier

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

- Echantillonnage régulier symétrique

Dans ce cas, les fronts de commutation sont déterminés par l'intersection de l'onde porteuse avec l'onde modulatrice, figure (I.17).

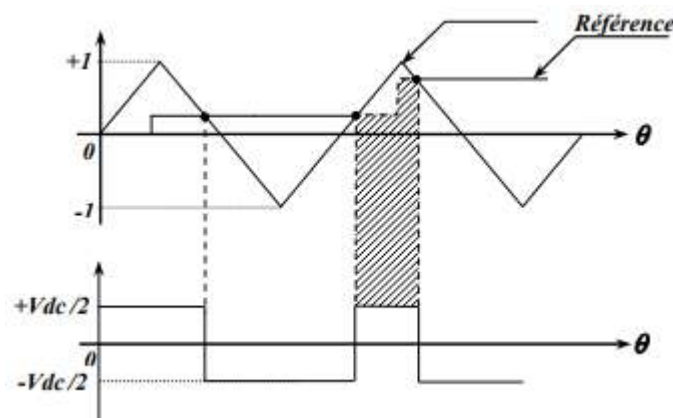


Figure I.17: Echantillonnage régulier symétrique

- Echantillonnage régulier asymétrique

La technique d'échantillonnage régulier asymétrique au même principe que la technique d'échantillonnage régulier symétrique sauf que l'onde en marge d'escalier est échantillonnée deux fois par cycle de l'onde porteuse, figure (I.18).

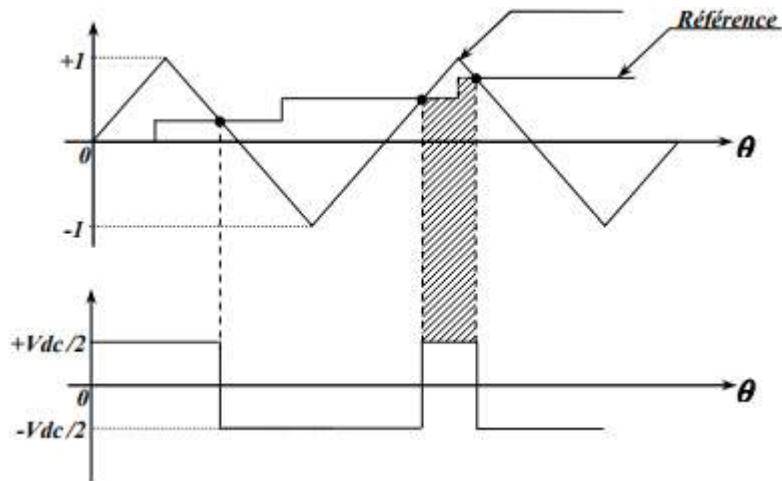


Figure I.18: Echantillonnage régulier asymétrique

d. Modulation en boucle fermée

On a deux types modulation :

- Modulation aléatoire, figure (I.19).
- Modulation synchronisée, figure (I.20).

Dans le premier cas, elle consiste à commander les interrupteurs avec le signal résultant à la sortie du détecteur de seuil, tandis que le deuxième cas elle à le même principe que le premier mais les interrupteurs sont commandés par un signal de sortie d'une bascule de type (D) commandé par une horloge et montée en cascade avec le comparateur assurant ainsi une meilleure cohérence des basculements de commande des interrupteurs

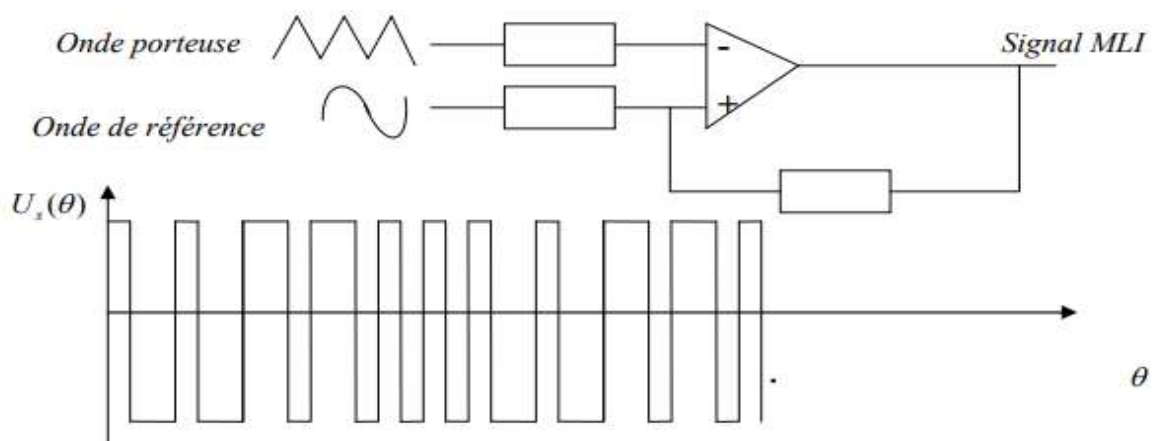


Figure I.19: Comparaison aléatoire

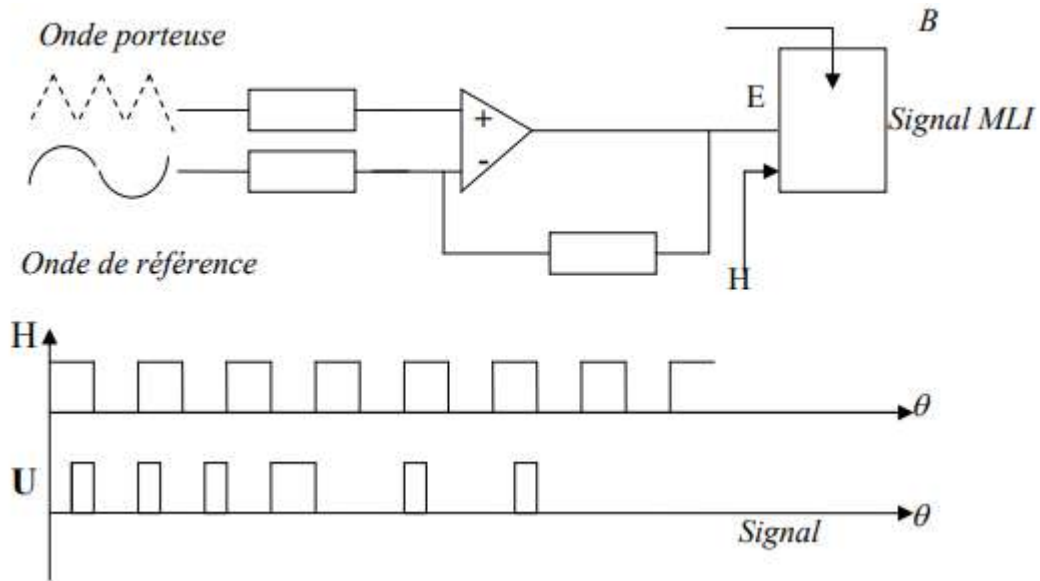


Figure I.20: Comparaison synchronisée

I.8. LES DIFFERENTES POSSIBILITES DE LA GENERATION DES SIGNAUX MLI

Pour obtenir des signaux MLI il existe trois techniques sont :

- Technique analogique
- Technique digitale
- Technique hybride

I.8.1. Technique analogique

Parmi ces techniques, on trouve la M.L.I. bipolaire et unipolaire, figure (I.21) et (I.22), et qui consiste à comparer un signal triangulaire "onde porteuse", avec un signal sinusoïdal "onde modulatrice". Par exemple dans un onduleur triphasé le circuit exige trois modulations qui forment le système triphasé équilibré avec amplitude et fréquence variable.

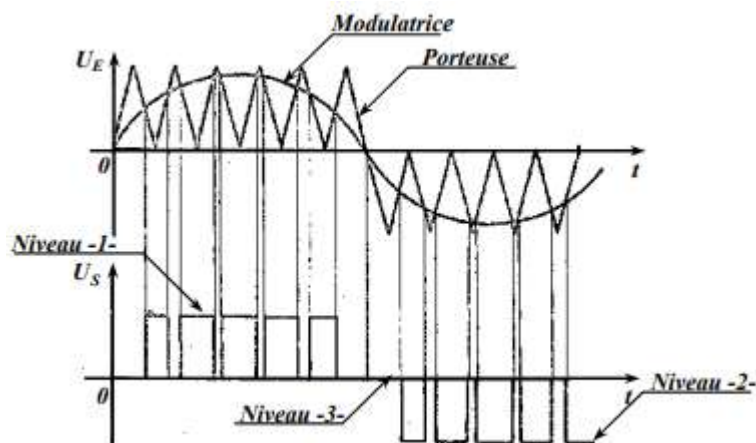


Figure I.21: M.L.I unipolaire

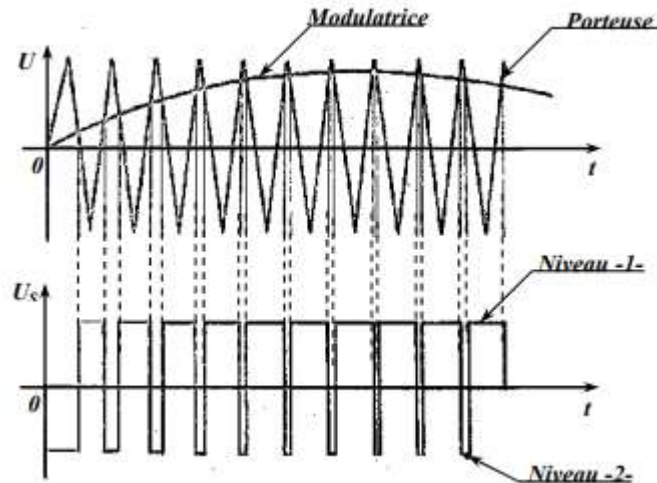


Figure I.22: M.L.I bipolaire

I.8.2. Technique digitale

Dés l'arrivée des microprocesseurs, l'implantation des circuits d'onde M.L.I a reçu une considérable attention, une façon de classer les exemples existants des circuits M.L.I digitaux et déterminer leur proportionnalité HARDWARE et SOFTWARE. Parmi les réalisations qui ont un HARDWARE relativement complet est l'implantation à base du circuit intégré. Dans ce dernier la modulation est réalisée à l'aide des comparateurs pour les hacheurs, de trois comparateurs et un décodeur pour les onduleurs. D'autres implantations à base de microprocesseurs sont proposées dans lesquels la solution est en faveur du SOFTWARE, à l'aide de ce dernier on élabore des programmes pour la génération des signaux de commande et aussi le contrôle, figure (I.23).

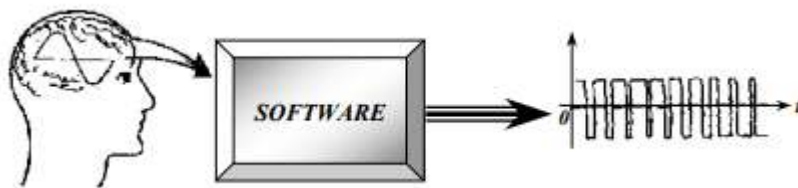


Figure I.23: Technique digitale

I.8.3. Technique hybride

Ces techniques sont basées sur l'emploi des combinaisons de circuits analogiques et digitaux, durant la période de transition de la technique analogique à la technique digitale. Le principe de cette technique est de comparer deux signaux dont l'un est triangulaire par exemple généré par un ordinateur, et l'autre sinusoïdale (cas d'un onduleur) par un circuit analogique, figure (I.24). [5]

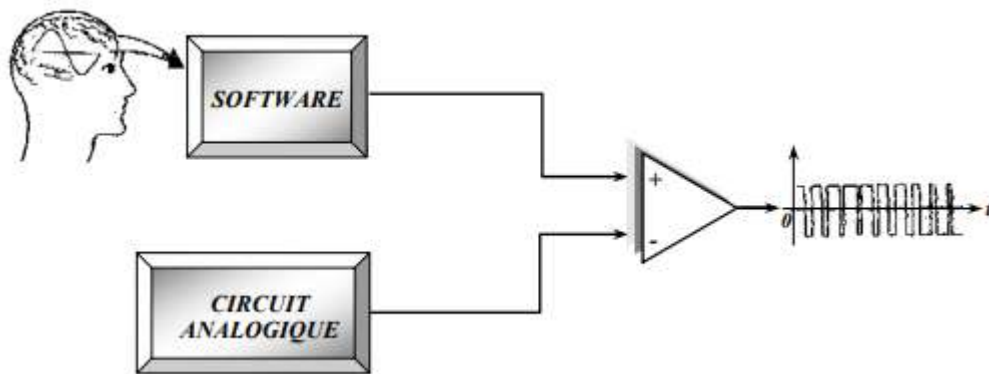


Figure I.24: Technique hybride.

I.9. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différents types des onduleurs et leurs applications ainsi que la modélisation du fonctionnement de ce dernier. Les critères de choix des interrupteurs commandés pour un onduleur se fait selon la puissance à commander, la fréquence de fonctionnement et la possibilité de commande. Nous avons utilisé deux techniques de commande, une commande par signaux carrés, et une commande MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) Le chapitre suivant est réservé à l'application de différent stratégies de commande: la MLI sinus-triangle et MLI sinus-dents de scie.

CHAPITRE II: STRATÉGIES DE COMMANDE DES ONDULEURS DE TENSION TRIPHASÉE

II.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 (II.1) illustre ce type de montage. [6]

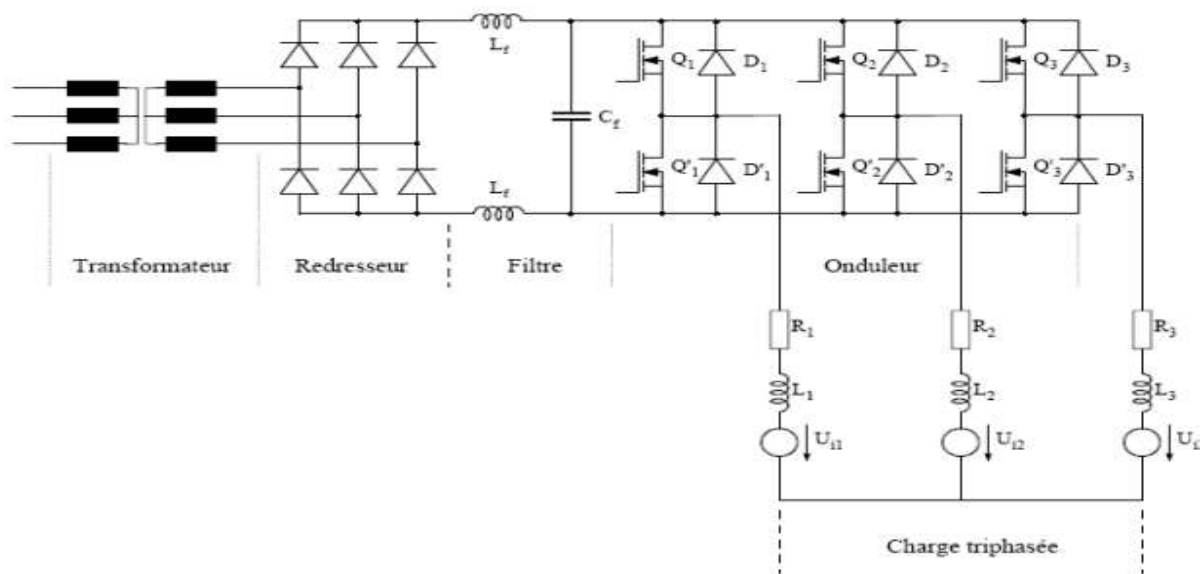


Figure II.1: Convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire à tension continue (convertisseur U)

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.

II.2. ONDULEUR TRIPHASE :

II.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

II.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.

II.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 [7, 8,9].

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

II.2.4. Modes de fonctionnement de l'onduleur triphasé

On considère le schéma de principe de l'onduleur représenté par la figure (II-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.

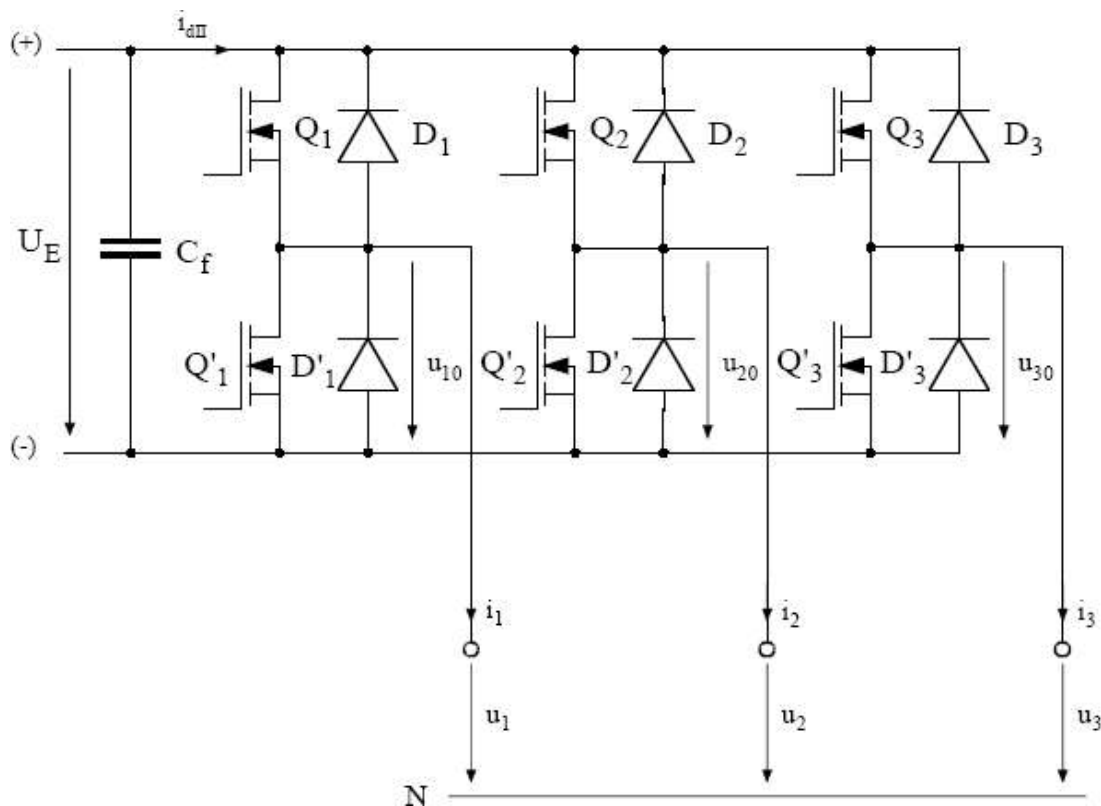


Figure II.2: Schéma de principe de l'onduleur triphasé de tension

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 :

$$\begin{aligned} -u_{10} &= u_1 - u_2 + u_{20} = 0 \\ -u_{10} &= u_1 - u_3 + u_{30} = 0 \end{aligned} \quad (\text{II.1})$$

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

$$\begin{aligned} u_1 + u_2 + u_3 &= 0 \\ i_1 + i_2 + i_3 &= 0 \end{aligned} \tag{II.2}$$

A l'aide des relations II.1 et II.2 on obtient :

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

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 ($U_0=1/3 \cdot (2 \cdot U_1+U_2+U_3)$), la relation II.3 devient :

$$\begin{aligned} u_1 &= 1/3 \cdot (2 \cdot u_{10} - u_{20} - u_{30}) + u_0 \\ u_2 &= 1/3 \cdot (2 \cdot u_{20} - u_{10} - u_{30}) + u_0 \\ u_3 &= 1/3 \cdot (2 \cdot u_{30} - u_{10} - u_{20}) + u_0 \end{aligned} \tag{II.4}$$

Deux types de signaux de commande peuvent être appliqué 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 :

Tableau II-1: commande à 180°

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

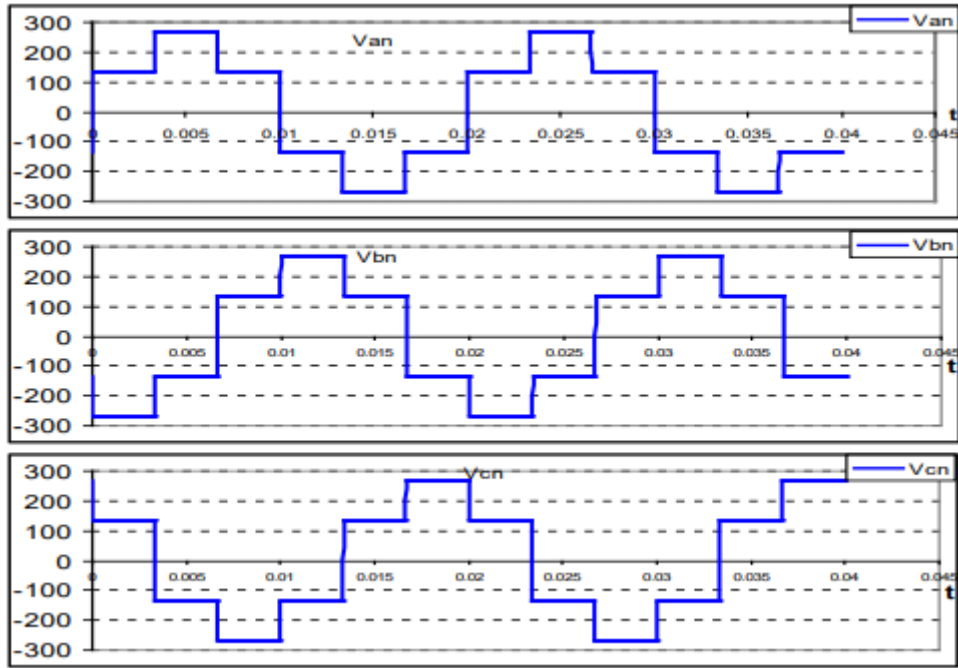


Figure II.4: Tensions simples à la sortie de l'onduleur

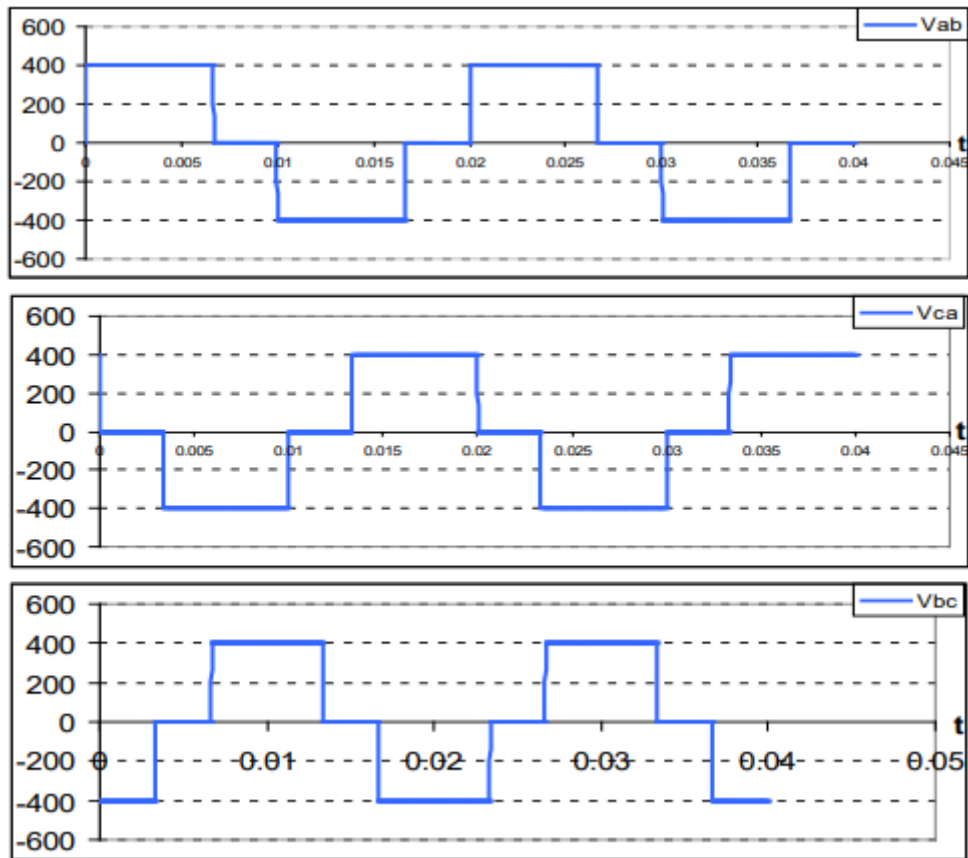


Figure II.5: Tensions composées à la sortie de l'onduleur

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

$$U_{eff.ch} = \left[\frac{1 \times 2}{T} \int_0^{\pi} U_{an}^2 . d\omega t \right]^{1/2} = U_E . \frac{\sqrt{2}}{3} \quad (\text{II.5})$$

$$U_{eff.ch.comp} = \left[\frac{1 \times 2}{T} \int_0^{2\pi/3} U_{an}^2 . d\omega t \right]^{1/2} = U_E . \frac{\sqrt{2}}{3} \quad (\text{II.6})$$

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

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T U(t) . \sin(n\omega t) . dt \quad (\text{II.7})$$

Puisque, il y a une symétrie dans l'allure de la tension de sortie, les coefficients de Fourier $\frac{\alpha_0}{2}$ et α_n an sont nuls.

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T U(t) . \sin(n\omega t) . dt \quad (\text{II.8})$$

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

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T U_E(t) . \sin(n\omega t + \frac{\pi}{6}) . dt \quad (\text{II.9})$$

$$b_n = \frac{4U_E}{n.\pi} . \cos(n . \frac{\pi}{6}) \quad (\text{II.10})$$

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

La relation (II.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 est des courants à la sortie de l'onduleur proche d'une onde sinusoïdale. Notre but dans ce travail est d'éliminer toute les harmoniques et laisser uniquement la fondamentale.

$$U_{ab}(t) = \frac{4U_E}{\pi} . \cos(\frac{\pi}{6}) . \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) \quad (\text{II.12})$$

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

$$U_{\text{eff.ch.comp.}f_1} = \frac{4.U_E}{\sqrt{2}.\pi} \cdot \cos \frac{\pi}{6} \quad (\text{II.13})$$

$$U_{\text{eff.ch.comp.}f_1} = \frac{4.U_E}{\sqrt{2}.\sqrt{3}\pi} \cdot \cos \frac{\pi}{6} \quad (\text{II.14})$$

$$U_{bc}(t) = \sum_{n=1,5,7,11,\dots}^{\infty} \frac{4.U_E}{n.\pi} \cdot \cos\left(n.\frac{\pi}{6}\right) \cdot \sin n.\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (\text{II.15})$$

$$U_{ca}(t) = \sum_{n=1,5,7,11,\dots}^{\infty} \frac{4.U_E}{n.\pi} \cdot \cos\left(n.\frac{\pi}{6}\right) \cdot \sin n.\left(\omega t - \frac{7.\pi}{6}\right) \quad (\text{II.16})$$

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 :

Tableau II-2: commande à 120°

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	1-6	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	$U_E/2$

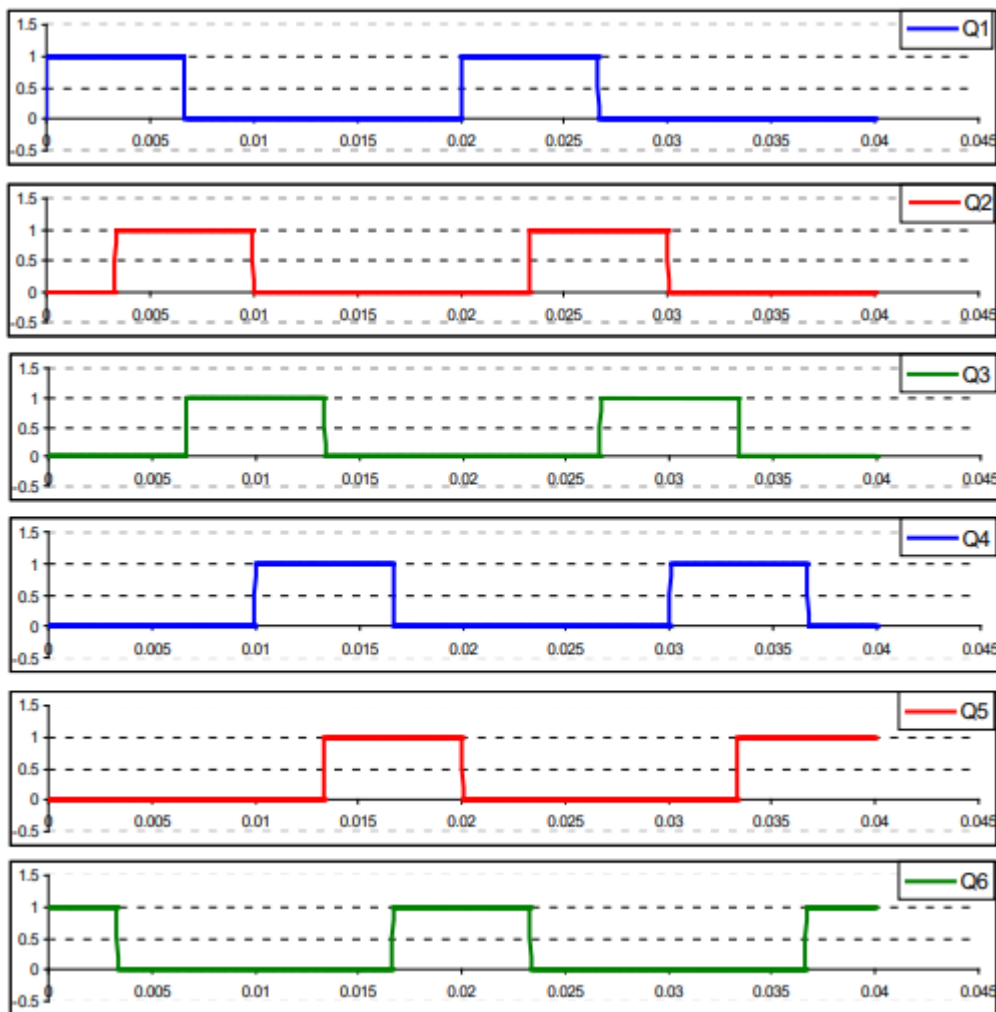


Figure II.6: Signaux des interrupteurs (Q1...Q6)

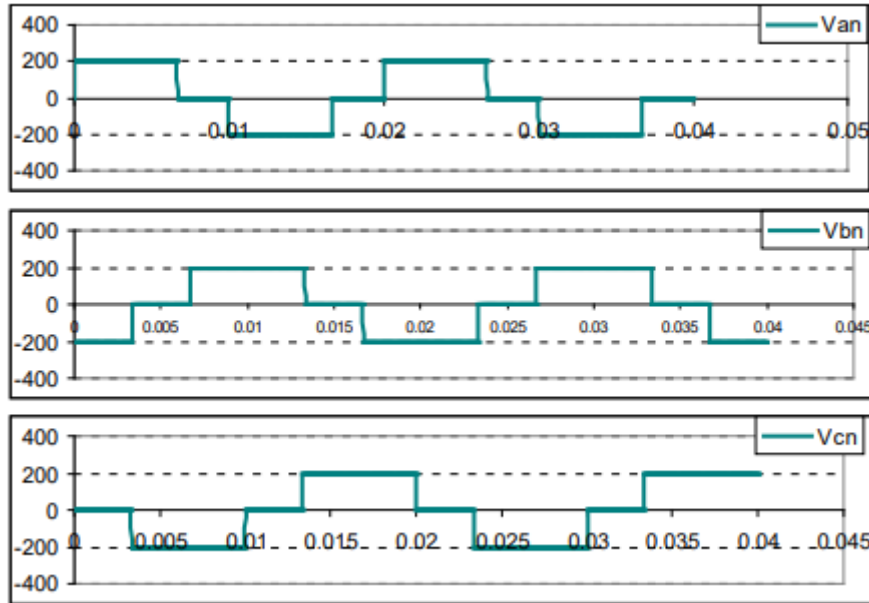


Figure II.7: Tensions simples à la sortie de l'onduleur

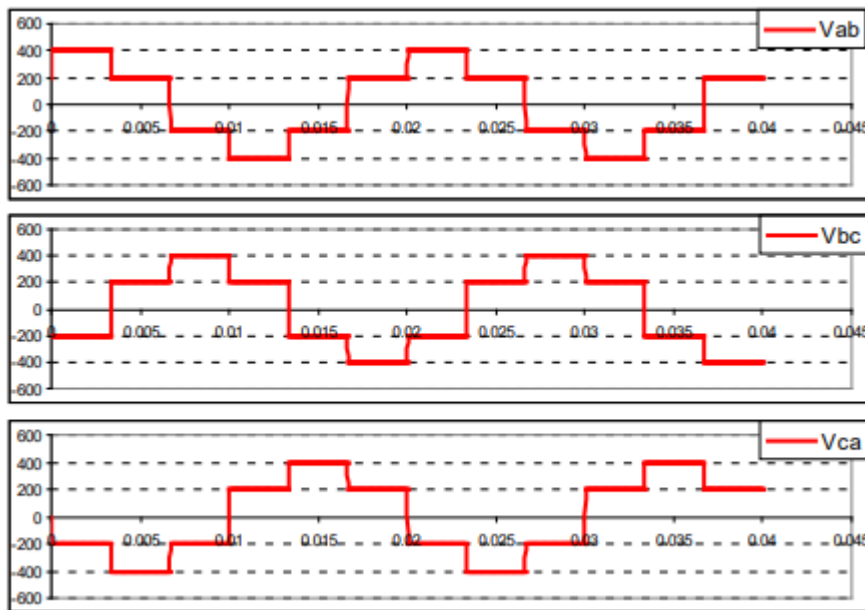


Figure II.8: Tensions composées à la sortie de l'onduleur

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

$$U_{an}(t) = \sum_{n=1,5,7,11,\dots}^{\infty} \frac{2U_E}{n\pi} \cdot \cos(n \cdot \frac{\pi}{6}) \cdot \sin n \cdot (\omega t + \frac{\pi}{6}) \quad (\text{II.17})$$

$$U_{bn}(t) = \sum_{n=1,5,7,11,\dots}^{\infty} \frac{2U_E}{n\pi} \cdot \cos(n \cdot \frac{\pi}{6}) \cdot \sin n \cdot (\omega t - \frac{\pi}{2}) \quad (\text{II.18})$$

$$U_{cn}(t) = \sum_{n=1,5,7,11,\dots}^{\infty} \frac{2U_E}{n\pi} \cdot \cos(n \cdot \frac{\pi}{6}) \cdot \sin n \cdot (\omega t - \frac{7\pi}{6}) \quad (\text{II.19})$$

Le courant pour une charge résistive inductive est donné par :

$$i_a = \frac{U_{an}(t)}{Z} + \sum_{n=1,5,7,11,\dots}^{\infty} \frac{2U_E}{n\pi \cdot Z} \cdot \cos(n \cdot \frac{\pi}{6}) \sin n \cdot (\omega t - \varphi_n) \quad (\text{II.20})$$

Avec :

$$Z = \sqrt{R^2 + (n \cdot L \cdot \omega)^2} \quad ; \quad \varphi_n = \arctg\left(\frac{n \cdot \omega \cdot L}{R}\right) \quad (\text{II.21})$$

II.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 (VS, fS).

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.

II.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 :

$$r = \frac{V_1}{V_{1_po}} \quad (\text{II.22})$$

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 :

$$I_{hRMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_T [i(t) - i_1(t)]^2 . dt} \quad (\text{II.23})$$

$i(t)$ étant le courant de phase, et $i_1(t)$ son fondamental. I_h RMS 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 RMS normalisée par sa valeur pour un fonctionnement en pleine onde ($I_{h\text{RMS_PO}}$) avec la même machine :

$$d = \frac{I_{h\text{RMS}}}{I_{h\text{RMS_PO}}} \quad (\text{II.24})$$

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 :

$$\Delta C_e = (C_{e\text{MAX}} - C_{e\text{MOY}}) / C_{e\text{NOM}} \quad (\text{II.25})$$

Où $C_{e\text{MAX}}$, $C_{e\text{MOY}}$, et $C_{e\text{NOM}}$ 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.

II.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).

II.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 [10, 11].

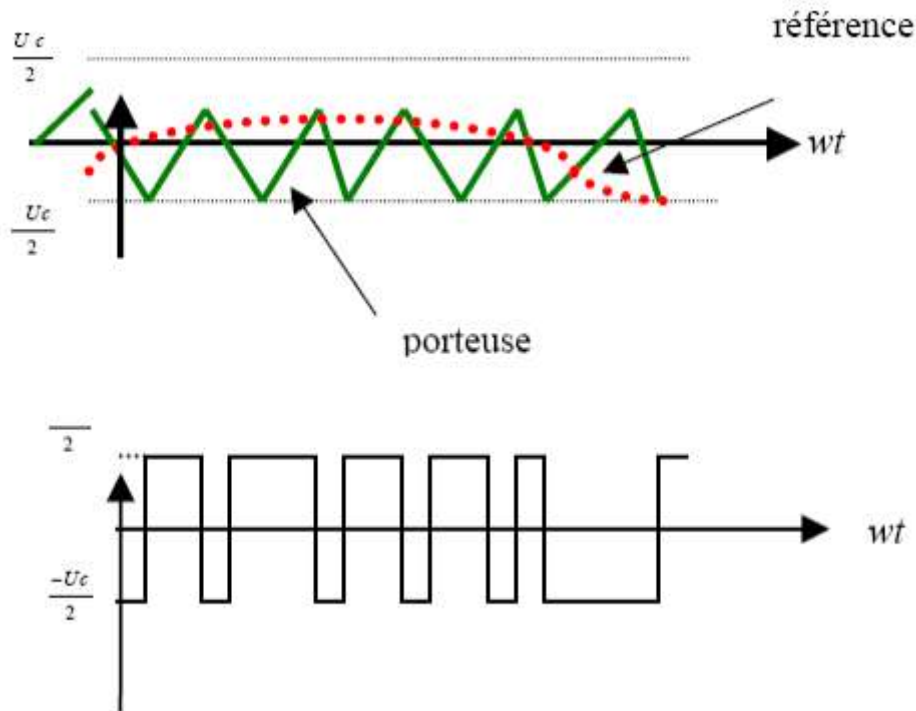


Figure II.9: MLI sinus-triangulaire

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 (II.11) :

- 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 (II.10) 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} :

$$V_{\text{mod}} = V_m/V_p \quad (\text{II.26})$$

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 :

$$V_{1MAX} = (E/2) \cdot V_{mod} \tag{II.27}$$

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

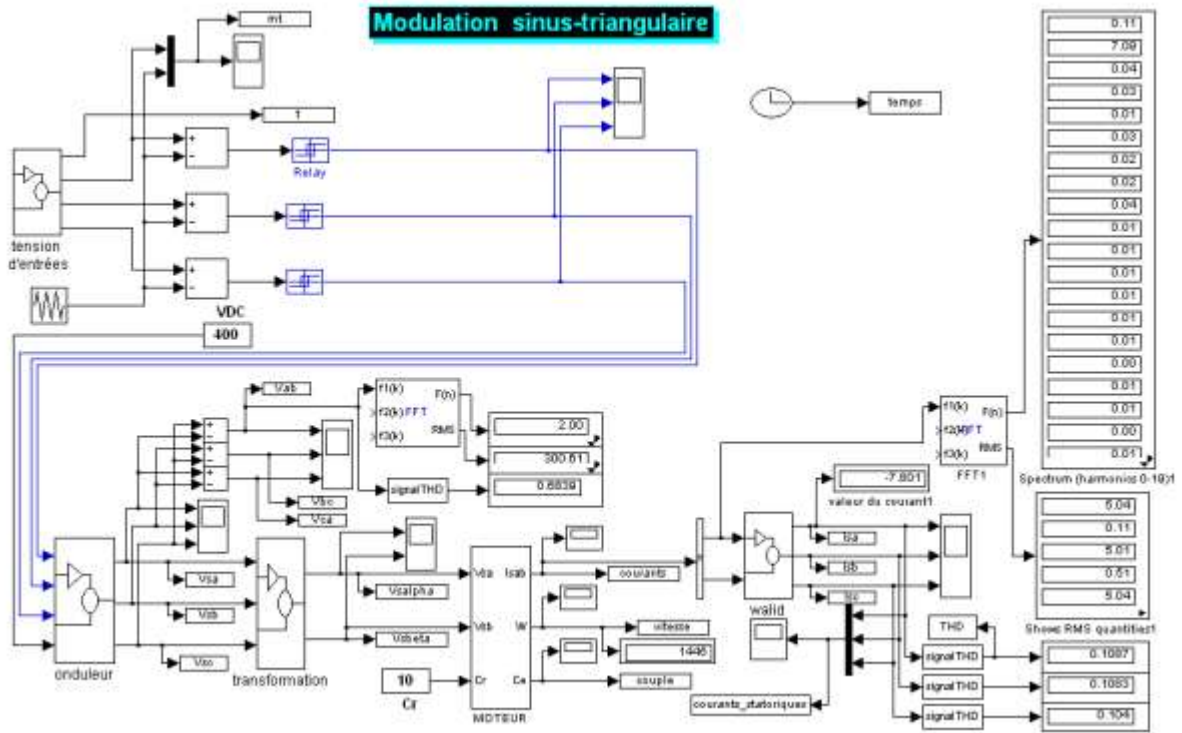


Figure II.10: Schéma de simulation de la MAS alimenté en tension avec onduleur

II.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

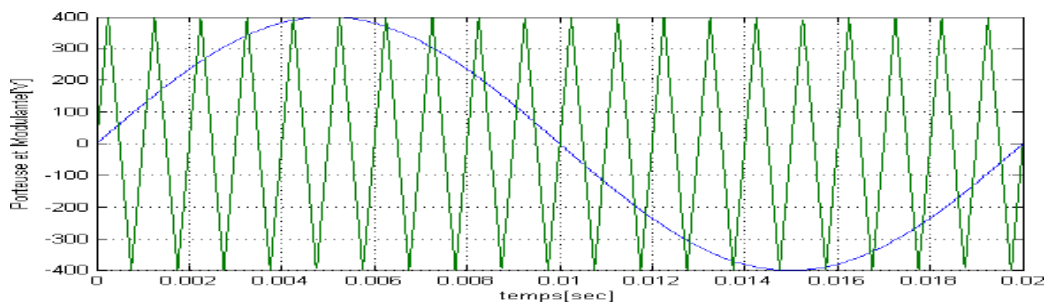


Figure II.11 : Représentation de la porteuse et la modulante

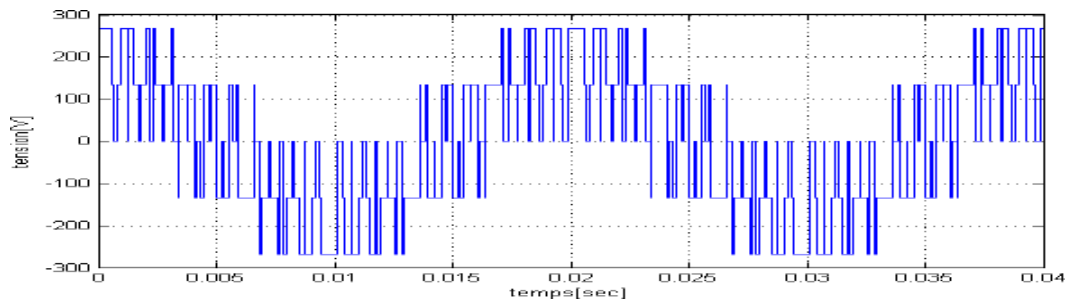


Figure II.12: Représentation de la tension à la sortie de l'onduleur

La figure (II.11) représente l'intersection entre la référence et la porteuse dont la fréquence est de 1 KHz, tandis que la figure (II.12) symbolise la tension d'une phase à la sortie de l'onduleur.

II.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)

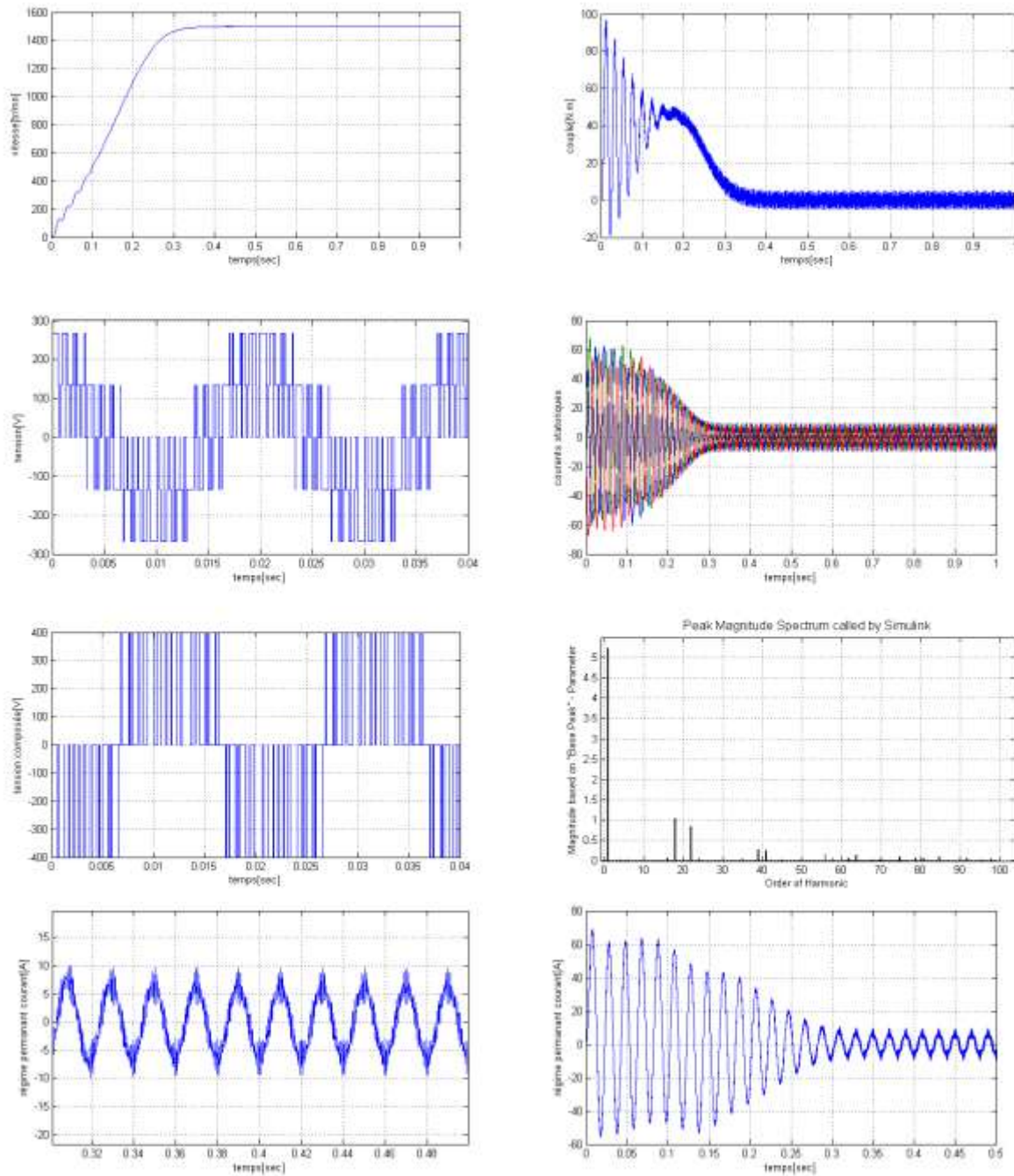


Figure II.13: Démarrage à vide de la MAS avec l'association de l'onduleur de tension à MLI avec ($f_c= 1\text{KHz}$)

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)

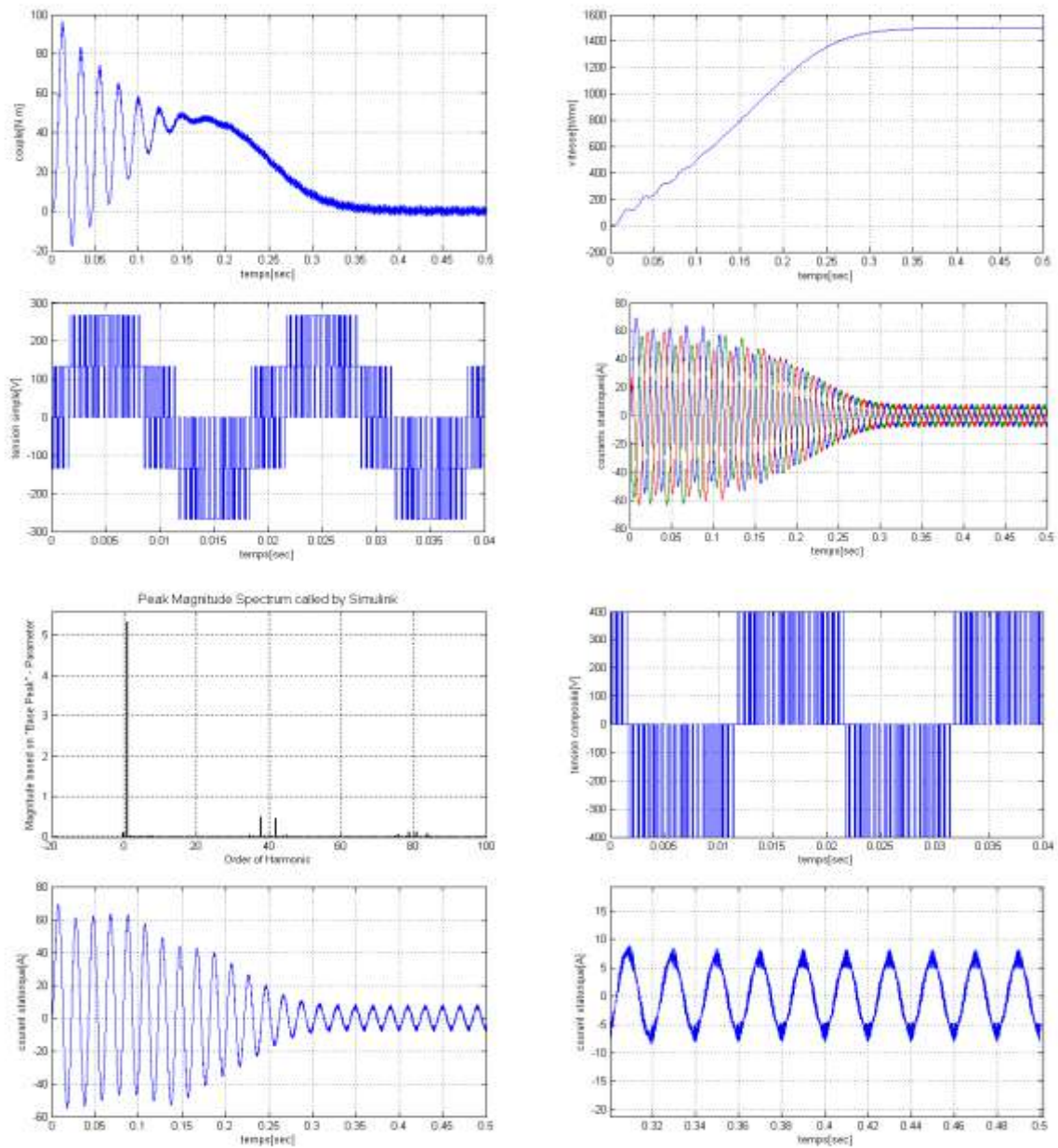


Figure II.14: Démarrage à vide de la MAS avec l'association de l'onduleur de tension à MLI avec ($f_c = 2\text{KHz}$)

Fréquence de commutation ($f_c = 40 \text{ fs} = 2\text{KHz}$ 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. $\text{THD}=0.1422$ soit $\text{THD}= 14.22\%$

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

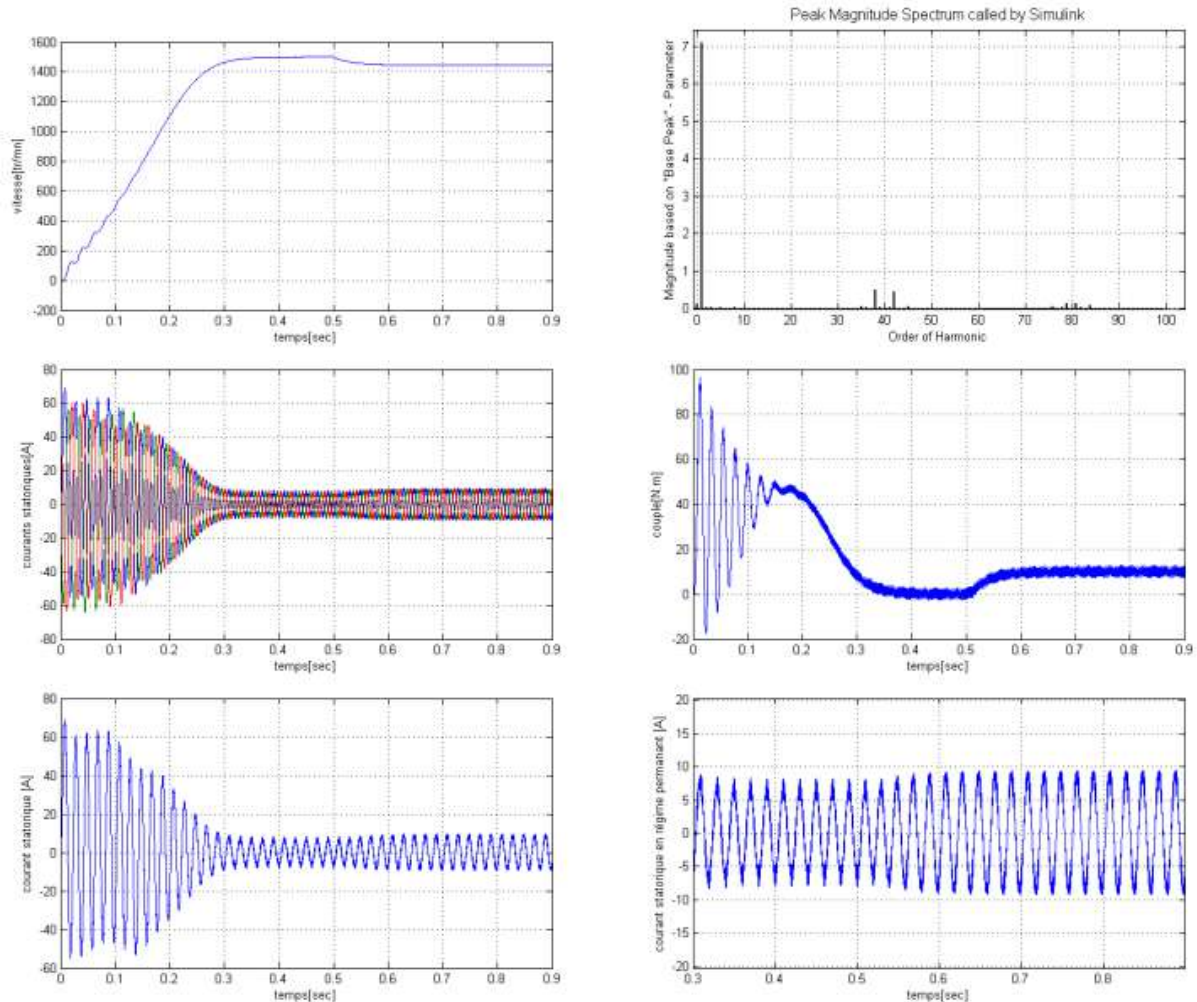


Figure II.15: Démarrage de la MAS avec l'onduleur et application de charge

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

Pour la figure (II.15). 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 10 N.m avec des ondulations à cause de la pollution harmonique.

II.5. MLI sinusoïdale modifiée :

La Figure (II.16) : 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.

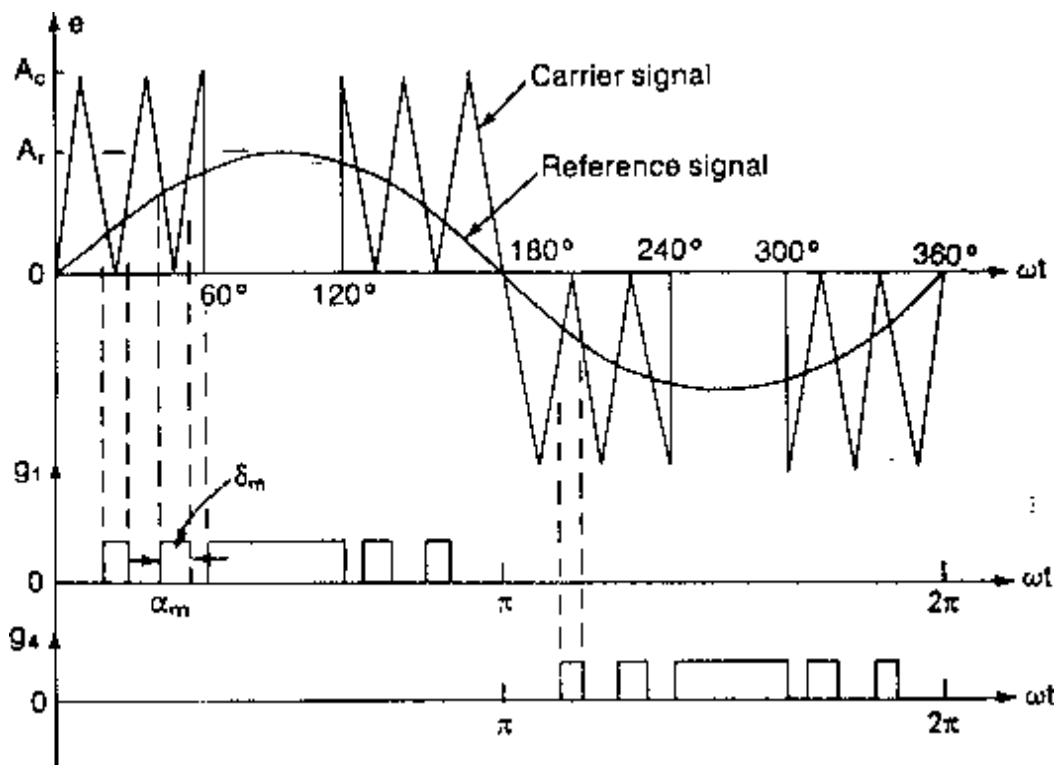


Figure II.16: MLI sinusoïdale modifiée

II.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 (II.17).

Dès 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.

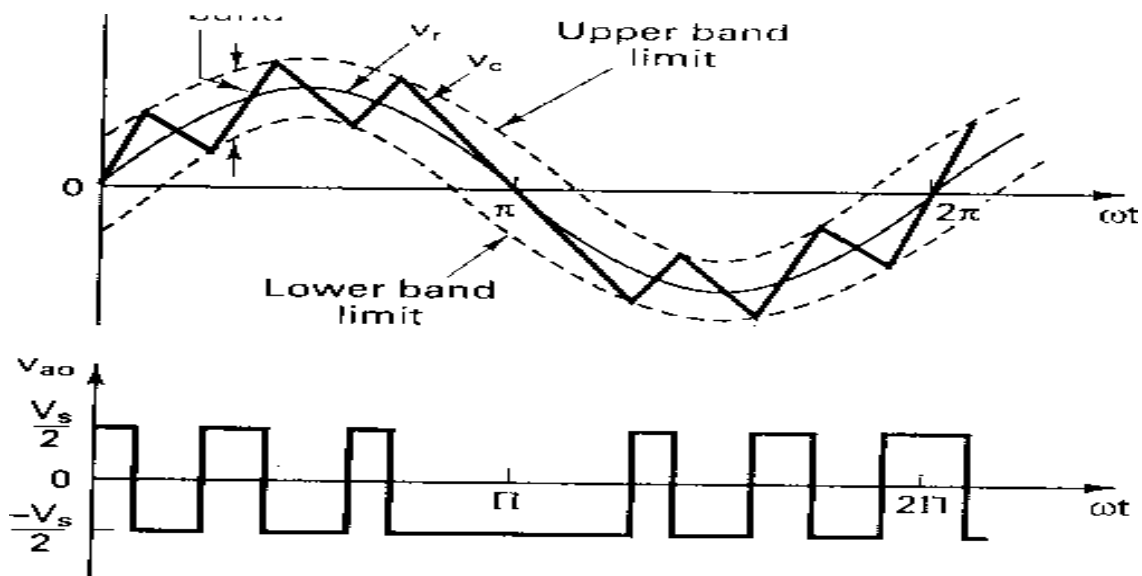


Figure II.17: Modulation par hystérésis

II.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.

II.8. Conclusion :

Dans ce deuxième chapitre, nous avons examiné les différents types de commande de l'onduleur de tension, commande en plaine 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 III : TECHNIQUE DE COMMANDE VECTORIELLE

III.1. Introduction :

La technique de modulation vectorielle est une variante de la commande par modulation de largeur d'impulsion qui se base sur la représentation vectorielle des tensions dans le plan complexe. Elle est devenue très populaire au cours de ces dernières années, en particulier pour des applications d'entraînement machine asynchrone

La transformation des signaux triphasés vers le repère biphasé $\alpha\beta$ simplifie la commande de la tension et du courant dans les convertisseurs triphasés. La modulation MLI vectorielle est basé sur la représentation de signaux de tension triphasés dans le repère $\alpha\beta$ stationnaire en tant que vecteurs, conformément aux états de commutation du convertisseur. Il existe huit états valides qui correspondent aux valeurs définies des tensions de sortie [12].

Le modèle de l'onduleur dans le plan complexe est utilisé, au lieu du modèle en coordonnées triphasé. Ainsi, il est nécessaire de générer un vecteur de tension spatiale qui correspond aux tensions de ligne requises. Afin de produire trois tensions sinusoïdales pendant un cycle, six vecteurs non nuls (états de commutation) sont utilisés consécutivement pendant chaque période d'échantillonnage. La fréquence d'échantillonnage peut être considérée comme la fréquence du signal de la porteuse dans la technique MLI sinus-triangle.

Dans le plan $\alpha\beta$, on peut identifier six vecteurs V1-V6 correspondant à la position du vecteur de tension aux limites où les états des commutateurs K1-K3, K'1-K'3 changent. En conséquence, six secteurs délimités par les vecteurs V1-V6 sont formés sur le plan $\alpha\beta$. Les extrémités des vecteurs peuvent être reliées par des lignes droites formant un hexagone. Le centre de l'hexagone, qui combine les points de départ des vecteurs, correspond aux vecteurs zéro V7 et V0. [12]. La génération des signales de commande de la technique MLI vectorielle passe par quatre étapes :

1. Transformation de tension triphasé au tension biphasé
2. Détermination le secteur de vecteur de tension
3. Décomposition de vecteur de tension de sortie sur les deux vecteurs adjacents
4. Détermination de la séquence de commutation

III.2. Transformation de Clarke :

La transformation de Clark consiste à substituer aux trois variables réelles u_{an} , U_{bn} , U_{cn} leur composante U_α , U_β , U_0 , ces composantes sont données par :

La composante U_0 est identiquement nulle puisque les tensions réelles U_{an} , U_{bn} , U_{cn} ne contiennent pas de composante homopolaire,

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 (1) indique pour chacun de ses états les valeurs des tension U_{an} , U_{bn} , U_{cn} de leur composante de Clark $U_{s\alpha}$, $U_{s\beta}$ et indice des vecteurs V représentatif de cet état :

Tableau III-1: Transformation de Clarke

K_1	K_2	K_3	V'_A	V'_B	V'_c	V'_α	V'_β	V'^{-}
0	0	0	0	0	0	0	0	V'_0
1	0	0	$\frac{2U}{3}$	$-\frac{U}{3}$	$-\frac{U}{3}$	$\frac{\sqrt{2}}{3}U$	0	V'_1
1	1	0	$\frac{U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$-\frac{2U}{3}$	$\frac{U}{\sqrt{6}}$	$\frac{U}{\sqrt{2}}$	V'_2
0	1	0	$-\frac{U}{3}$	$\frac{2U}{3}$	$-\frac{U}{3}$	$-\frac{U}{\sqrt{6}}$	$\frac{U}{\sqrt{2}}$	V'_3
0	1	1	$\frac{2U}{3}$	$\frac{2U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$-\frac{\sqrt{2}}{3}$	0	V'_4
0	0	1	$-\frac{U}{3}$	$-\frac{U}{3}$	$\frac{2U}{3}$	$-\frac{U}{\sqrt{6}}$	$-\frac{U}{\sqrt{2}}$	V'_5
1	0	1	$\frac{U}{3}$	$-\frac{\sqrt{2}}{3}U$	$\frac{U}{3}$	$\frac{U}{\sqrt{6}}$	$-\frac{U}{\sqrt{2}}$	V'_6
1	1	1	0	0	0	0	0	V'_7

Deux de ses huit vecteurs sont identiquement nuls, les six autres ont le même module, égale à $\sqrt{2/3}u_c$. Les extrémités de ces six vecteurs définissent les sommets d'un hexagone régulier, puisque deux vecteurs successifs font entre eux un angle de 60° [13] [14] [15]

Sur la Figure III. 1 nous avons indiqué à l'extrémité de chaque vecteur l'état correspondant des interrupteurs,

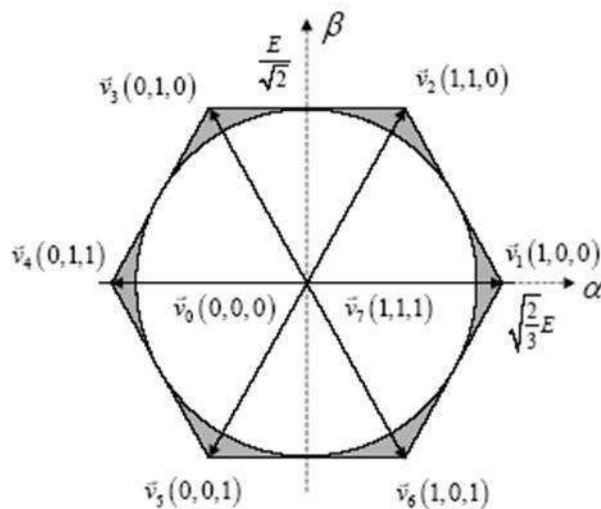


Figure III.1: Représentation des vecteurs de tension d'état de l'onduleur

III.3. Détermination du secteur de la tension :

Pour calculer les projections appropriées, nous devons déterminer les vecteurs de base V1-V6. Pour cela, nous devons déterminer quel secteur S appartient au vecteur actuel V_s . En utilisant la forme complexe pour représenter le vecteur de tension on peut écrire :

$$(III.1) \quad \begin{cases} V_{s\alpha} = \text{Re}(V_s) \\ V_{s\beta} = \text{Im}(V_s) \end{cases}$$

En indiquant l'argument et l'amplitude du vecteur V_s comme :

$$(III.2) \quad \begin{aligned} \theta &= \text{Arg}(V_s) \\ |V_s| &= \sqrt{V_{s\alpha}^2 + V_{s\beta}^2} \end{aligned}$$

On peut utiliser l'algorithme représenté par un Organigramme suivant pour déterminer le secteur :

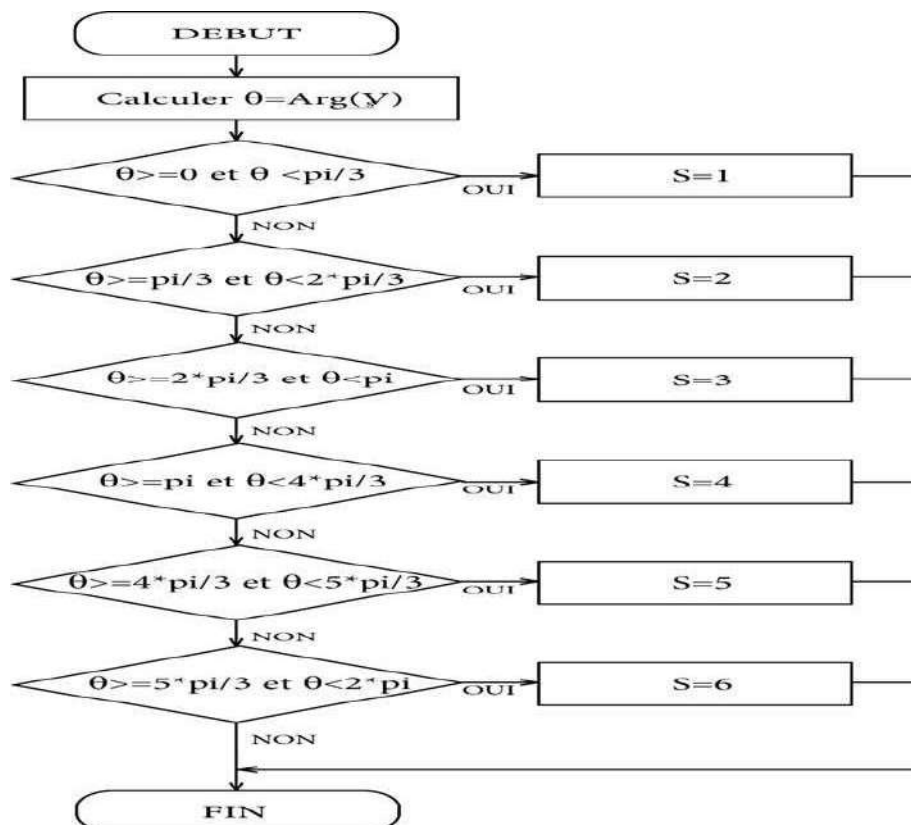


Figure III.2: Organigramme de calcul de secteur

III.4. Décomposition de vecteur de tension de sortie sur les deux vecteurs adjacents :

Pour produire les tensions requises, la tension de référence V_s est calculée en moyenne dans chacun des six secteurs. Pour le secteur k , cela se fait en alternant les vecteurs actifs les plus proches (V_k et V_{k+1}) et un vecteur zéro (V_7 ou V_0). L'expression des vecteurs V_1 - V_6 est de la forme suivante :

$$V_k \sqrt{\frac{2}{3}} E \cdot e^{j \frac{(k-1)\pi}{3}} \quad (\text{III.3})$$

Pour : $1 \leq k \leq 6$

Les vecteurs de tension sont additionnés, mais le temps d'utilisation pour chaque vecteur doit être pris en compte. La valeur relative du temps utilisé λ_k pour V_k peut être considérée comme le rapport cyclique. En conséquence, le temps de l'utilisation du vecteur V_k est défini comme $t_k = \lambda_k \cdot T_s$, où $T_s = 1/f_s$ est la période d'échantillonnage du signal porteur. Comme seulement trois états sont utilisés dans chaque période d'échantillonnage, nous pouvons écrire l'expression suivante :

$$t_k + t_{k+1} + t_7 + t_0 = T_s$$

Où t_k et t_{k+1} sont les temps pendant lesquels les vecteurs V_k et V_{k+1} sont utilisés et t_7 et t_0 sont les temps d'utilisation pour les vecteurs zéro V_7 et V_0 . La tension de référence V_s est la somme des valeurs moyennes des vecteurs actifs les plus proches et le vecteur zéro V_z pendant la période d'échantillonnage dans chaque secteur:

$$V_s = \lambda_k V_k + \lambda_{k+1} V_{k+1} + \lambda_z V_z$$

La référence V_s tourne à la fréquence angulaire (ω_r) de la tension de sortie dans le repère stationnaire $\alpha\beta$. Pour une tension de phase équilibrée, le module et la phase de ce vecteur sont complètement déterminés par ses composants $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$. Dans ce cas, les temps t_1 et t_2 dans le premier secteur peuvent être calculés à partir des relations trigonométriques pour les vecteurs $V_{s\alpha}$, $V_{s\beta}$ et $\lambda_1 V_1$, $\lambda_2 V_2$.

Les vecteurs du secteur 1 sont représentés dans la Figure II-7b, ce qui nous permet de calculer t_1 et t_2 en prenant en compte l'angle de phase θ du vecteur V_s , puisque la fréquence de modulation f_s est considérablement supérieure à la fréquence de tension f_r , on peut considérer les paramètres du vecteur V_s comme constants sur la période T_s , selon la **Figure III. 3** :

$$V_{s\alpha} = \lambda_2 V_2 \sin 60^\circ = V_s \sin \theta$$

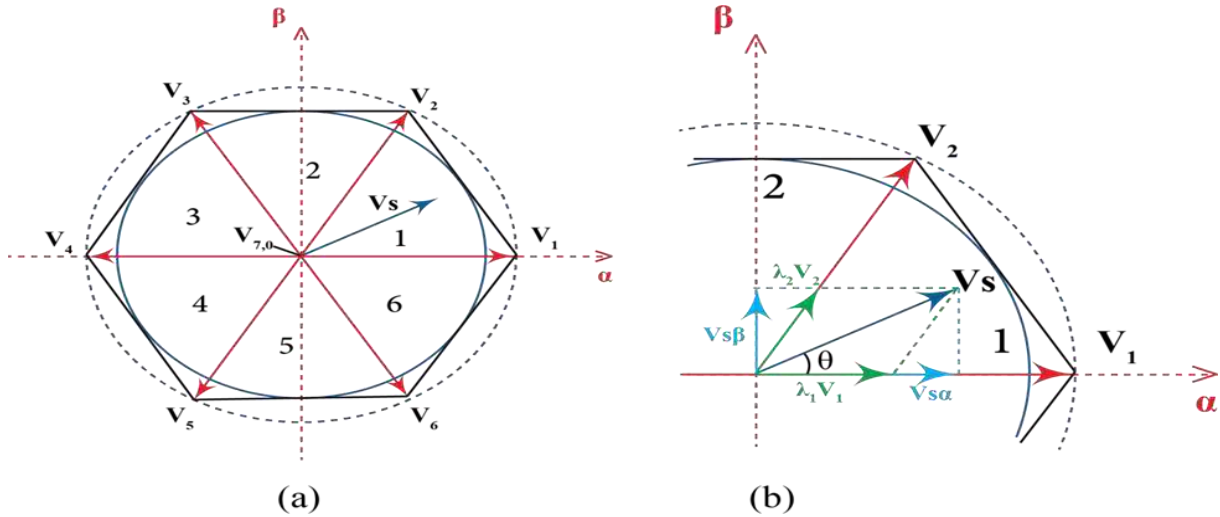


Figure III.3: Diagramme de vecteur de tension dans le plan $\alpha\beta$

Sachant que :

$$M_\alpha = \frac{2 V_s}{\sqrt{3} V_2} \quad (\text{III.4})$$

Et $t_2 = \lambda_2 T_s$

On peut déduire t_2 à partir d'Équation :

$$t_2 = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{M_\alpha}{\sin 60} T_s \sin \theta = M_\alpha T_s \sin \theta \quad (\text{III.5})$$

Par la même méthode on peut écrire l'expression de t_1 :

$$t_1 = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{M_\alpha}{\sin 60} T_s \sin(60 - \theta) = M_\alpha T_s \sin(60 - \theta) \quad (\text{III.6})$$

En substituant l'expression de $V_{s\alpha}$:

$$V_{s\alpha} = \lambda_1 V_1 + \lambda_2 V_2 \cos 60^\circ = V_s \cos \theta$$

Donc :

$$M_\alpha \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta = \lambda_1 + \lambda_2 \cos 60 = V_s \cos \theta \quad (\text{III.7})$$

Finalement en utilisant l'équation

$$t_7 + t_0 = T_s - t_1 - t_2$$

La tension de référence V_s est la somme des valeurs moyennes des vecteurs V_1 et V_2 et le vecteur V_0 et V_7 pendant la période d'échantillonnage dans chaque secteur :

$$V_s = \lambda_1 V_1 + \lambda_2 V_2 + \lambda_0 V_0 + \lambda_7 V_7$$

L'amplitude du vecteur V_s est commandé en variant le taux de modulation M_a . La modulation du vectorielle nous permet de générer les tensions de sortie de l'onduleur en appliquant la transformation inversé $\alpha\beta - abc$.

III.5. Détermination de la séquence de commutation:

Il existe de nombreuses variantes des algorithmes MLI vectorielle, dans lesquels différentes séquences de vecteurs et différents vecteurs zéro peuvent être utilisés dans une période d'échantillonnage. Souvent, la méthode de position symétrique des vecteurs actif et nul dans la période de modulation T_s est représentée sur la **Figure III. 4** :

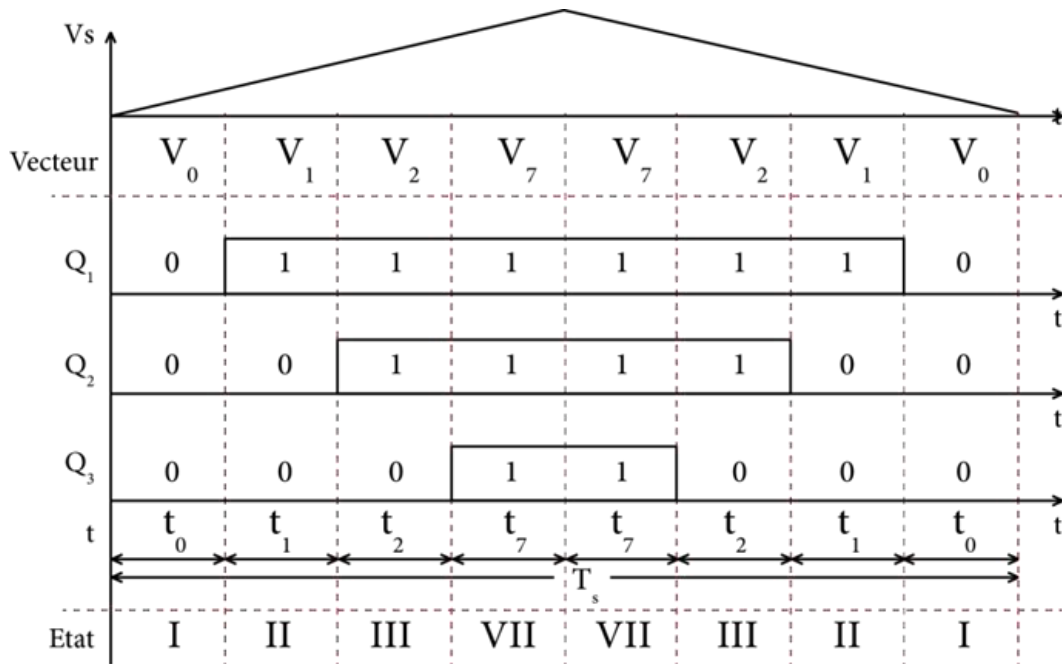


Figure III.4: Algorithme de commutation pour la commande MLI vectorielle symétrique pour secteur I

Au cours de la première demi-période, on utilise la séquence $V_z - V_k - V_{k+1} - V_z$, tandis que dans la deuxième demi-période, on a la séquence inverse $V_z - V_{k+1} - V_k - V_z$. Le vecteur nul V_z est alternativement choisi entre V_7 et V_0 . Dans ce cas, nous pouvons écrire l'expression suivante pour le premier secteur (avec une modification appropriée pour d'autres secteurs) :

$$\frac{T_s}{2} = t_1 + t_2 + t_7 + t_0$$

En utilisant Figure et Equation pour calculer les instants d'ouverture et fermeture des interrupteurs K1, K2 et K3 pour la section 1

$$\begin{cases} t_{k1on} = t_0 \\ t_{k1off} = t_0 + 2(t_1 + t_2 + t_7) \end{cases} \\ \begin{cases} t_{k2on} = t_0 + t_1 \\ t_{k2off} = t_0 + t_1 + 2(t_2 + t_7) \end{cases} \\ \begin{cases} t_{k3on} = t_0 + t_1 + t_2 \\ t_{k3off} = t_0 + t_1 + t_2 + 2t_7 \end{cases} \quad \text{(III.8)}$$

Un autre algorithme utilise un seul vecteur nul (V_7 ou V_0) dans chaque période de modulation. Toute méthode devrait fournir une réduction de la fréquence de commutation et des harmoniques indésirables. Certains algorithmes de commutation permettent de réduire la fréquence de commutation

f_s de 33%, sans détérioration de l'efficacité de la modulation. En outre, les pertes de commutation peuvent être réduites de 30%, selon le facteur de puissance de la charge.

Les séquences qui peuvent être appliquées sur une période donnée sont limitées. En effet, pour le MLI vectorielle symétrique, il existe seulement six séquences différentes (ignorant les différences dans la durée de chaque phase) correspondant aux six secteurs représentés sur la Figure III. 5:

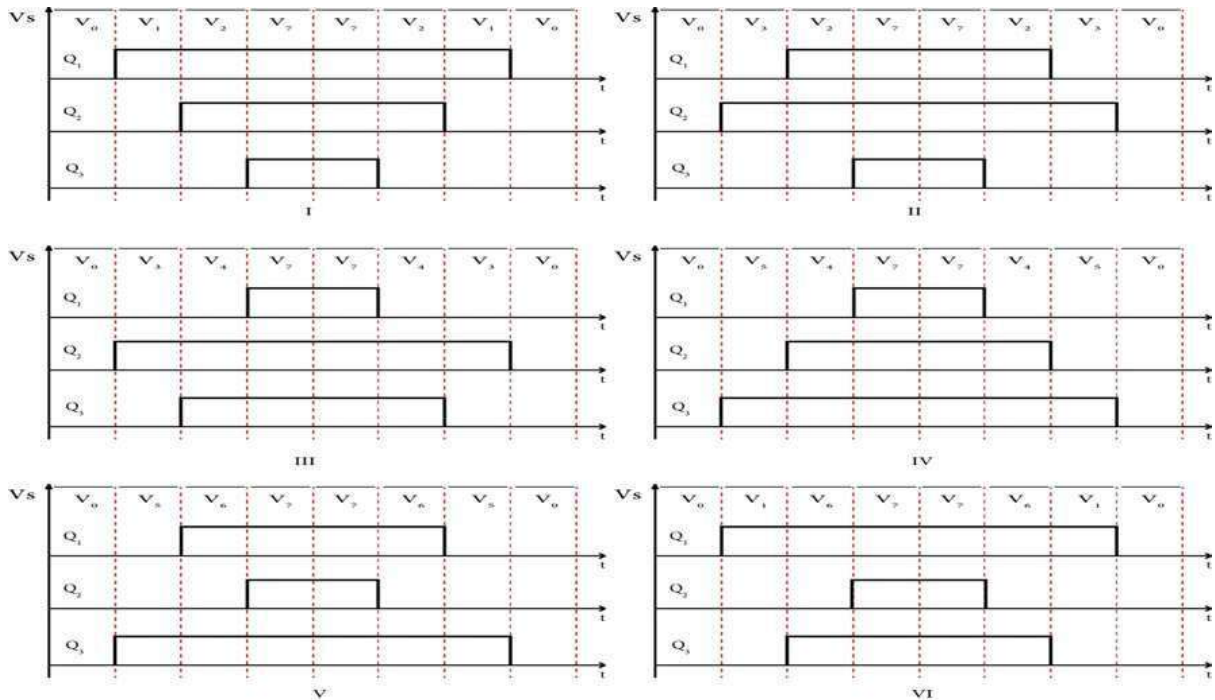


Figure III.5: Les séquences de commutation possible de MLI vectorielle

Il faut noter que la tension de sortie est limitée par la valeur maximale du taux de modulation. Dans la Figure III. 5 la région délimitée par un cercle inscrit d'hexagone ($M_a \leq 1$) correspond à la dépendance fonctionnelle linéaire entre la tension de sortie et M_a . La valeur maximale du vecteur de tension est donnée par :

$$V_s = \frac{E}{\sqrt{3}} \quad (\text{III.9})$$

Dans le cas de la sur-modulation dans la région délimitée par un cercle circonscrit ($M_a \geq 1$), nous pouvons augmenter M_a . Dans ce cas, les temps d'application des vecteurs nuls (t_7 ou t_0) sont égaux à zéro (Seules les vecteurs non nuls sont utilisés)

Une augmentation supplémentaire de M_a conduit à une distorsion des formes d'onde de tension de sortie qui entraîne des tensions non modulées carrées.

Figure III. 6 représente l'organigramme global de la commande MLI vectorielle de l'onduleur triphasé de tension :

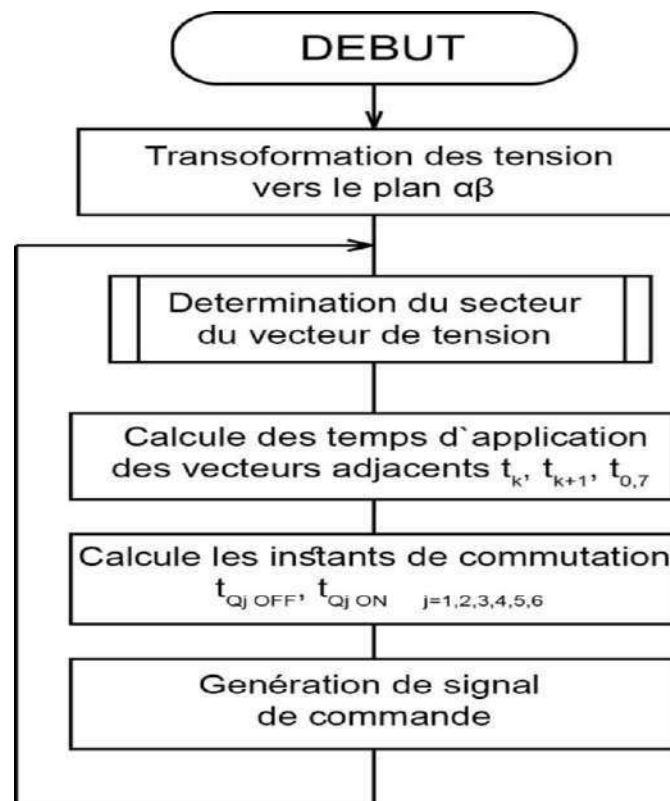


Figure III.6: Organigramme globale de la commande MLI vectorielle

III.6. Résultats De Simulation :

III.6.1. MLI Vectorielle (PO) :

Les résultats de simulation présentent la conduite de la MAS alimentée par le convertisseur de la **Figure III.13**. Après un démarrage à vide, la machine est chargée par couple nominal à l'instant $t = 0.5$ s.

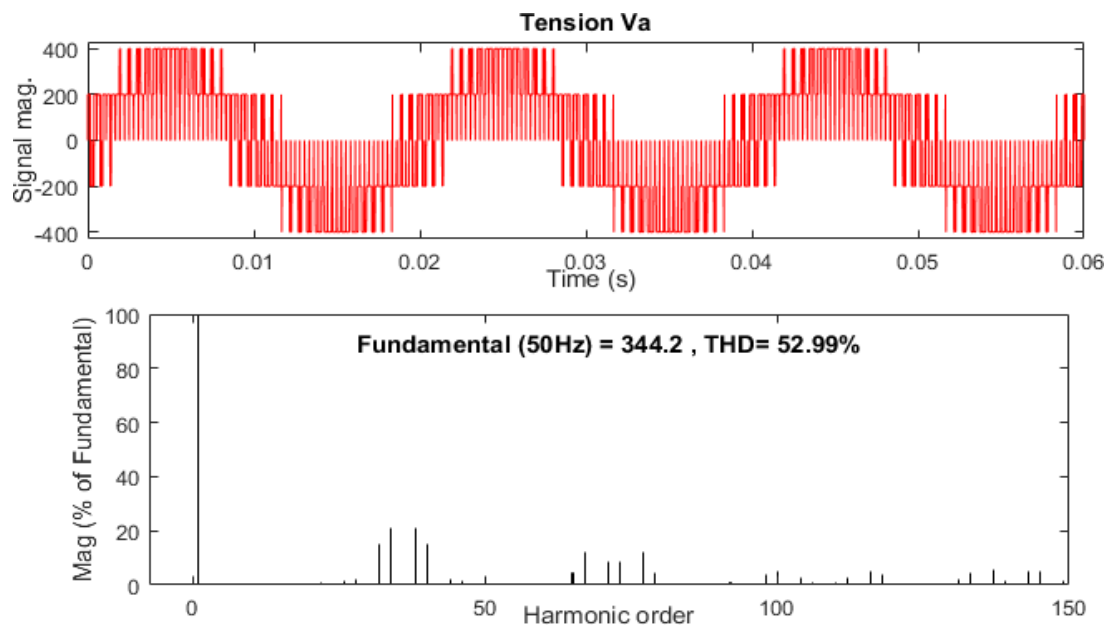


Figure III.7: La Tension simple V_a et son spectre de l'onduleur triphasé à 2 niv par stratégie MLI Vectorielle

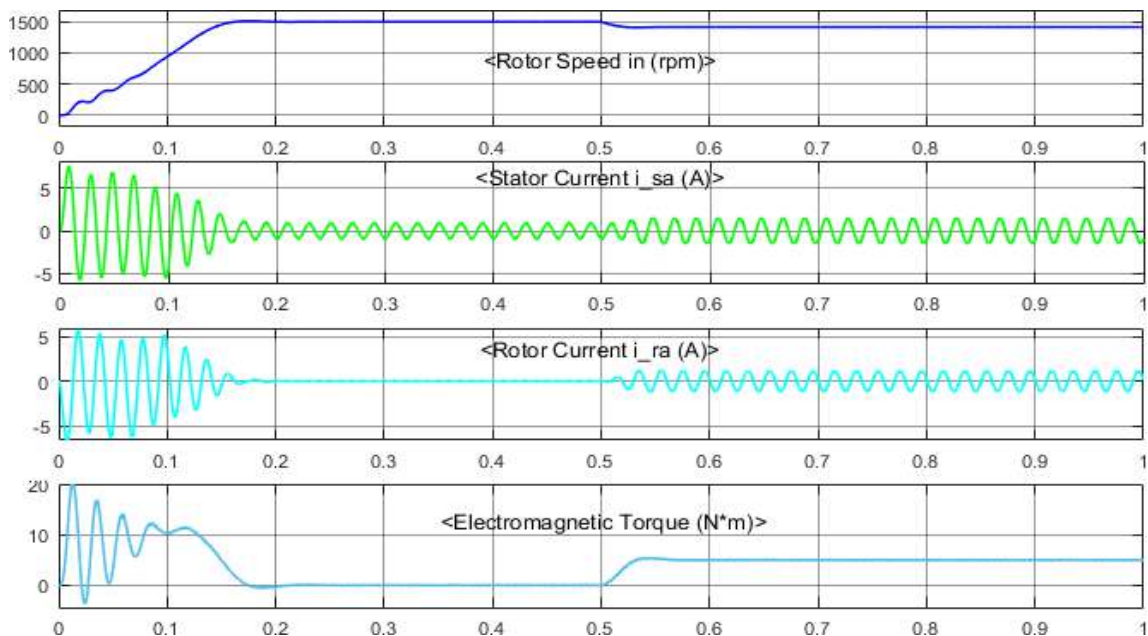


Figure III.8: la vitesse ,courant statorique, courant rotorique et coupl électromagnétique MAS alimentée par un onduleur à 2 niv commandé par la stratégie MLI Vectorielle

III.6.2. Réglage de vitesse par la commande vectorielle direct :

Afin de déterminer la position et l'amplitude du flux rotorique. L'idée est de mesurer le flux dans la machine à l'aide d'un bobinage supplémentaire ou avec un capteur à effet Hall. Ceci fragilise le moteur et nécessite une confection spéciale de la machine. Le moteur perd son principal avantage qui est sa robustesse [17].

Devant la complexité qui passe par l'installation d'un capteur pour mesurer le flux rotorique. Hasse a proposé une méthode basée sur le modèle dynamique du flux, qui nécessite des grandeurs facilement mesurables telles que les courants, la tension statorique et la vitesse de rotation [17].

Par conséquent, pour déterminer la position et le module de flux, on utilise souvent le modèle de la machine :

$$\begin{aligned}\frac{d\Phi_r}{dt} &= \frac{M_{sr}R_r}{L_r}i_{ds} - \frac{R_r}{L_r}\Phi_r \\ \frac{d\theta_s}{dt} &= \omega + \frac{M_{sr}R_r}{L_r}\Phi_r i_{qs}\end{aligned}\quad (\text{III.10})$$

Le module du flux rotorique et du couple électromagnétique seront contrôlés par contre-réaction alors que la pulsation de glissement est directement calculée par l'expression III. 10, à l'aide des grandeurs mesurées ou estimées.

Pour une alimentation en tension (onduleur de tension triphasé à deux niveaux à structure NPC) les tensions statoriques sont obtenues à partir du système III. 11

$$\begin{aligned}V_{ds} &= R_s i_{ds} + \sigma L_s s i_{ds} + \frac{M_{sr}}{L_r} s \Phi_r - \sigma L_s \omega_s i_{qs} \\ V_{qs} &= R_s i_{qs} + \sigma L_s s i_{qs} + \frac{M_{sr}}{L_r} \omega_s \Phi_r + \sigma L_s \omega_s i_{ds}\end{aligned}\quad (\text{III.11})$$

Afin d'éviter le couplage entre les deux équations, nous utilisons une méthode de compensation statique. Cette méthode consiste à faire la régulation des courants en négligeant les termes de couplage. Ces derniers sont rajoutés à la sortie de correcteur de courant pour obtenir les tensions de référence nécessaires pour le réglage [17]. Les termes supplémentaires sont déterminés de sorte que les tensions restantes soient en relation du premier ordre avec les courants correspondants.

Les tensions à la sortie des régulateurs sont données par :

$$\begin{aligned}V_{ds}^r &= R_s i_{ds} + \sigma L_s s i_{ds} \\ V_{qs}^r &= R_s i_{qs} + \sigma L_s s i_{qs}\end{aligned}\quad (\text{III.12})$$

Les tensions de couplage sont données par :

$$V_{ds}^c = -\sigma L_s \omega_s i_{qs}$$

$$V_{qs}^c = \frac{M_{sr}}{L_r} \omega_s \Phi_r + \sigma L_s \omega_s i_{ds}$$
(III.13)

D'où les tensions de référence nécessaires pour le réglage sont :

$$V_{ds}^* = V_{ds}^c + V_{ds}^r$$

$$V_{qs}^* = V_{qs}^c + V_{qs}^r$$
(III.14)

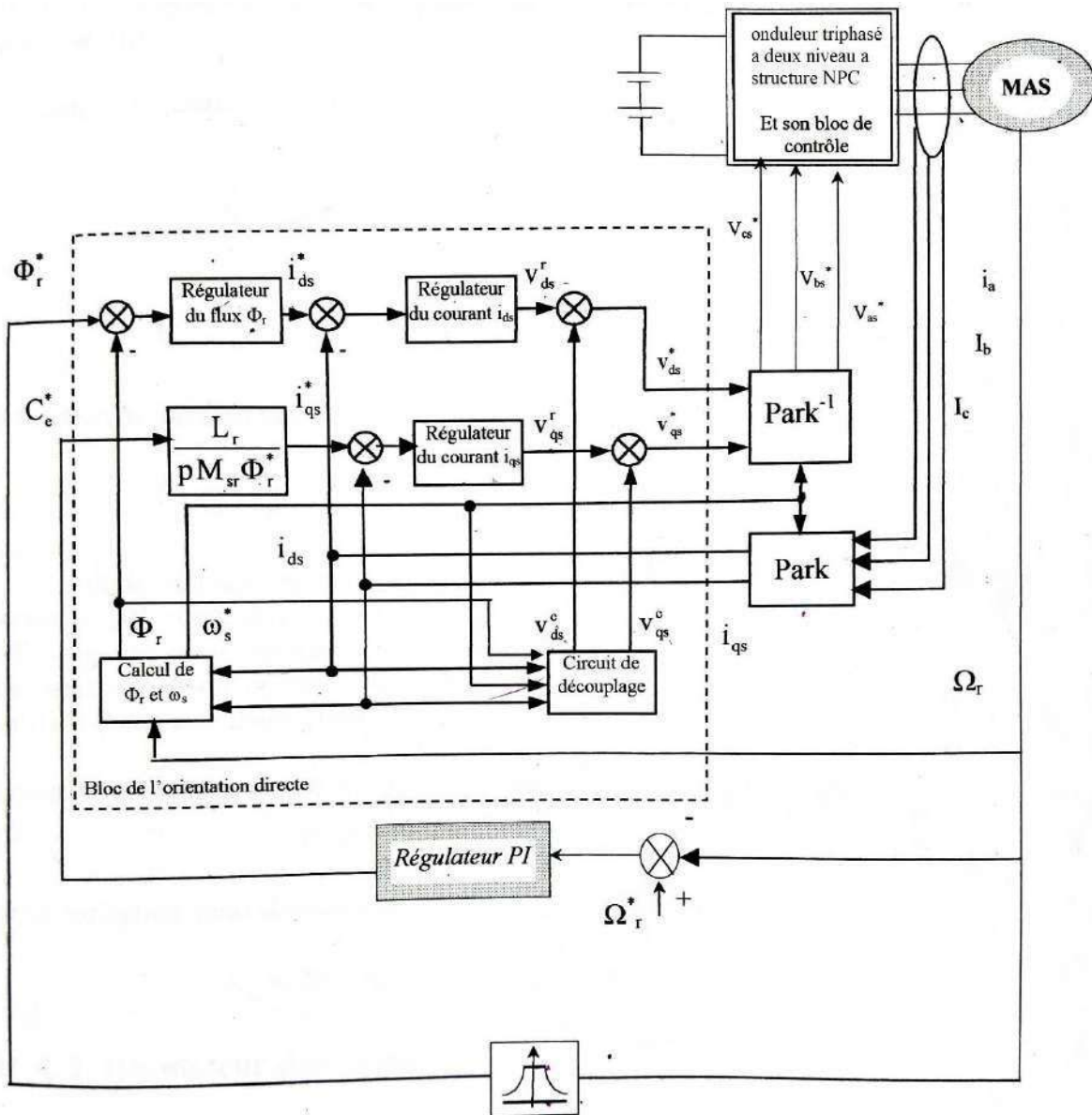


Figure III.9: Schéma de principe de la commande vectorielle directe

La calcul des régulateurs est effectué à l'aide du principe d'imposition des pôles

III.6.2.1. Régulateur du courant i_{qs} :

Le régulateur du courant en quadrature fournit la tension V_{qs}^r nécessaire pour maintenir le couple a sa valeur de référence.

La fonction de transfert $\frac{i_{qs}}{V_{qs}^r}$ est donne par :

$$\frac{i_{qs}}{V_{qs}^r} = \frac{1/(\sigma L_s)}{s + \rho_s} \tag{III.15}$$

Avec : $\rho_s = R_s/(\sigma L_s)$

La boucle de régulation du courant est représentée par la Figure III. 10

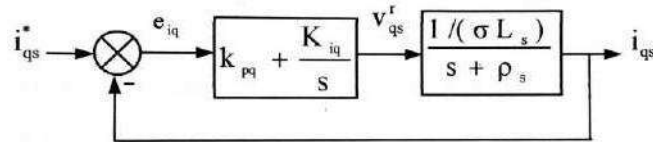


Figure III.10: schéma bloc de régulation du courant i_{qs}

La fonction de transfert en boucle fermée est donne comme suit :

$$\frac{i_{qs}}{i_{qs}^*} = \frac{(K_{iq} + sK_{pq})/(\sigma L_s)}{s^2 + s\left(\rho_s + \frac{K_{pq}}{\sigma L_s}\right) + \frac{K_{iq}}{\sigma L_s}} \tag{III.16}$$

Le dimensionnement du correcteur est fait à l'aide du principe d'imposition des pôles.

Comme le polynôme caractéristique est du deuxième ordre, nous imposons deux pôles a partie réelle négative pour assurer la stabilité en boucle fermée. Afin d'avoir une réponse avec amortissement relatif optimale, le pôles sont choisis complexes conjuguées avec partie réelle égale a la partie imaginaire [18].

En imposant les pole $S_{1,2} = -\pm \rho \pm j\rho$, le polynôme caractéristique s'écrit comme suit :

$$P(s) = s^2 + 2\rho s + 2\rho^2 \tag{III.17}$$

III.6.2.2. Régulateur de courant i_{ds} :

Le régulateur du courant direct fournit la tension V_{ds}^r nécessaire pour maintenir le flux a sa valeur de référence.

La fonction de transfert $\frac{i_{ds}}{V_{ds}^r}$ est donnée par :

$$\frac{i_{ds}}{V_{ds}^r} = \frac{1/\rho L_s}{s + \rho_s} \quad \text{(III.18)}$$

Les mêmes calculs effectués pour le régulateur du courant i_{qs} sont appliqués à cette régulation. Les paramètres du régulateur sont donc les mêmes. Ils sont donnés par :

$$K_{id} = 2\rho^2 L_s \sigma \qquad K_{pd} = (2\rho - \rho_s) \sigma L_s$$

III.6.2.3. Régulateur du flux Φ_r :

La boucle externe est consacrée pour la régulation du flux rotorique (la grandeur ayant la dynamique la plus lente). Pour avoir un bon fonctionnement de la machine, le flux est maintenu constant à sa valeur nominale. D'après l'équation III. 19 nous avons :

$$\text{(III.19)} \qquad \frac{\Phi_r}{i_{ds}} = \frac{M_{sr} R_r / L_r}{\rho_r + s}$$

$$\text{Avec : } \rho_r = R_r / L_r$$

Comme la dynamique du courant est plus rapide que la dynamique du flux, le courant i_{ds} est supposé déjà atteint sa valeur de référence : $i_{ds} \left(\frac{id_s}{i_{ds}^*} = 1 \right)$

D'où le schéma bloc de régulation du flux rotorique :

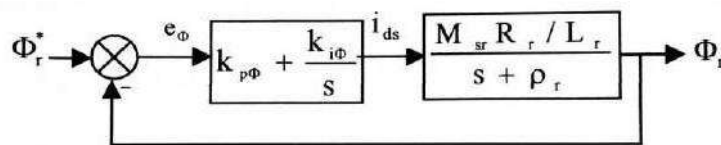


Figure III.11: schéma bloc de régulation du flux

La fonction de Transfert en boucle fermée est

$$\frac{\Phi_r}{\Phi_r^*} = \frac{(K_{i\Phi} + sK_{p\Phi}) M_{sr} R_r / L_r}{s^2 + s \left(\rho_r \frac{M_{sr} R_r}{L_r} \right) + \frac{K_{i\Phi} M_{sr} R_r}{L_r}} \quad \text{(III.20)}$$

De la même manière, pour dimensionner le correcteur, nous faisons appel au principe d'imposition des pôles.

En imposant deux pôles ($s_{1,2} = -\rho \pm j\rho$), les paramètres du régulateur seront :

$$K_{i\Phi} = 2\rho^2 L_r / (M_{sr} R_r)$$

$$K_{p\Phi} = (2\rho - \rho_r) L_r / (M_{sr} R_r)$$

III.6.2.4. Réglage de la vitesse

La boucle la plus externe est la boucle de régulation de la vitesse ou de la position (la grandeur ayant une dynamique la plus lente). Pour cette raison, les pôles imposés pour la boucle externe sont plus proches à l'origine du plan des racines par rapport aux pôles de la boucle interne.

D'après l'équation mécanique, nous avons:

$$\frac{\omega}{C_e} = \frac{\rho/j}{s + \rho_m} \tag{III.21}$$

Avec: $\rho_m = f / j$

D'où le schéma bloc de la boucle de régulation de la vitesse $G\Omega_r$

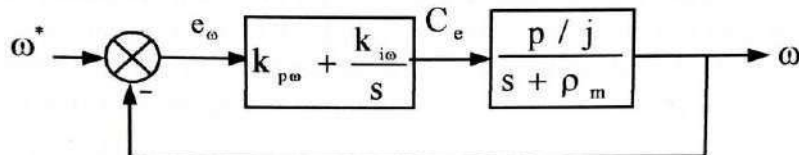


Figure III.12: Schéma bloc de régulation de la vitesse de rotation.

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\omega}{\omega_e^*} = \frac{(K_{i\omega} + sK_{p\omega}) p / j}{s^2 + s \left(\rho_m + K_{p\omega} \frac{p}{j} \right) + K_{i\omega} \frac{p}{j}} \tag{III.22}$$

Par imposition des pôles en boucle fermée, nous obtenons les paramètres du correcteur

$$K_{i\omega} = 2\rho^2 j / p \qquad K_{p\omega} = (2\rho - \rho_m) j / p$$

III.6.2.5. Limitation du courant i_{qs}

Afin de protéger les semi-conducteurs constituant l'onduleur, il faut atténuer tout dépassement possible du courant i_{qs} . La limitation du courant peut être indirecte en agissant sur les pôles imposés, mais cette méthode rend le système plus lent. La limitation directe repose sur un simple dispositif d'écrêtage défini comme suit :

$$i_{qs1}^* = \begin{cases} i_{qs}^* & \text{si } |i_{qs}^*| \leq i_{qs.max} \\ i_{qs.max} \cdot \text{signe}(i_{qs}^*) & \text{si } |i_{qs}^*| \geq i_{qs.max} \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

Cette limitation provoque un effet d'emballlement de l'action intégrale (effet windup). Ainsi l'état du régulateur doit être corrigé à l'aide d'un système d'anti-windup afin d'éviter un dépassement de la commande dû au fait que le régulateur continue à sommer une erreur qui ne correspond pas à la commande nécessaire [18].

L'état du régulateur doit être corrigé comme suit :

$$e_{\omega 1} = e_{\omega} - \frac{1}{K_{\omega} (T_{\omega} + h)} (i_{qs}^* - i_{qs1}^*) \frac{pM_{sr} \Phi_r^*}{L_r} \quad (\text{III.24})$$

Remarque: Le flux est maintenu constant à sa valeur nominale (Φ_{rN}) lors du fonctionnement à une vitesse inférieure à la vitesse de rotation nominale de la machine ($\Omega_N = \omega_N/p$). Cependant, le flux doit être diminué lorsque la vitesse dépasse sa valeur nominale afin de limiter la tension d'alimentation de la machine [19]. Pour ce fait, nous définissons le flux de référence comme suit :

$$\Phi_r^* = \begin{cases} \Phi_{rN} & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_N \\ \frac{\Omega_N}{\Omega} \Phi_{rN} & \text{si } |\Omega| \geq \Omega_N \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

III.6.2.6. Intérêts et inconvénients

Le principal intérêt de la méthode directe est de rester simple de mise en œuvre. En effet, elle permet de découpler totalement le couple et le flux de la machine asynchrone avec une loi de commande qui nécessite peu de calculs. De plus, un seul paramètre est réellement important: la constante de temps rotorique T_r . Les autres paramètres σ , L_s n'interviennent que dans l'estimation du couple et lors du calcul du courant i_{qs} de référence l'éventuelle mauvaise connaissance de ces paramètres sera compensée par le correcteur de vitesse ou de position.

Une estimation du flux est réalisée, cela engendrait un couplage entre le couple et le flux dépendant du niveau de bruit contenu dans l'estimation. Mais cette estimation du flux permet de palier le principal inconvénient de la méthode indirecte, à savoir la dépendance vis-à-vis de la bonne imposition des courants statoriques. En effet, si en raison de la saturation de l'onduleur $i_{qs}^* \neq i_{qs}$ et $i_{ds}^* \neq i_{ds}$, l'orientation du champ n'est pas perdue: l'estimateur de flux connaît l'état réel * a machine par la mesure des courants statoriques et de la position (ou de la vitesse).

Le principal inconvénient de cette méthode est de réaliser une estimation en boucle ouverte du flux sans aucune correction. Le flux estimé ne sera identique à celui qui existe réellement dans la machine que si le modèle de comportement de la machine utilisé pour réaliser l'estimateur est conforme à la réalité. Or cette estimation est basée sur la connaissance de la constante de temps rotorique, qui peut connaître de fortes variations au cours du temps

III.6.2.7. La Technique de Commande par Contrôle Vectoriel (SVPWM) :

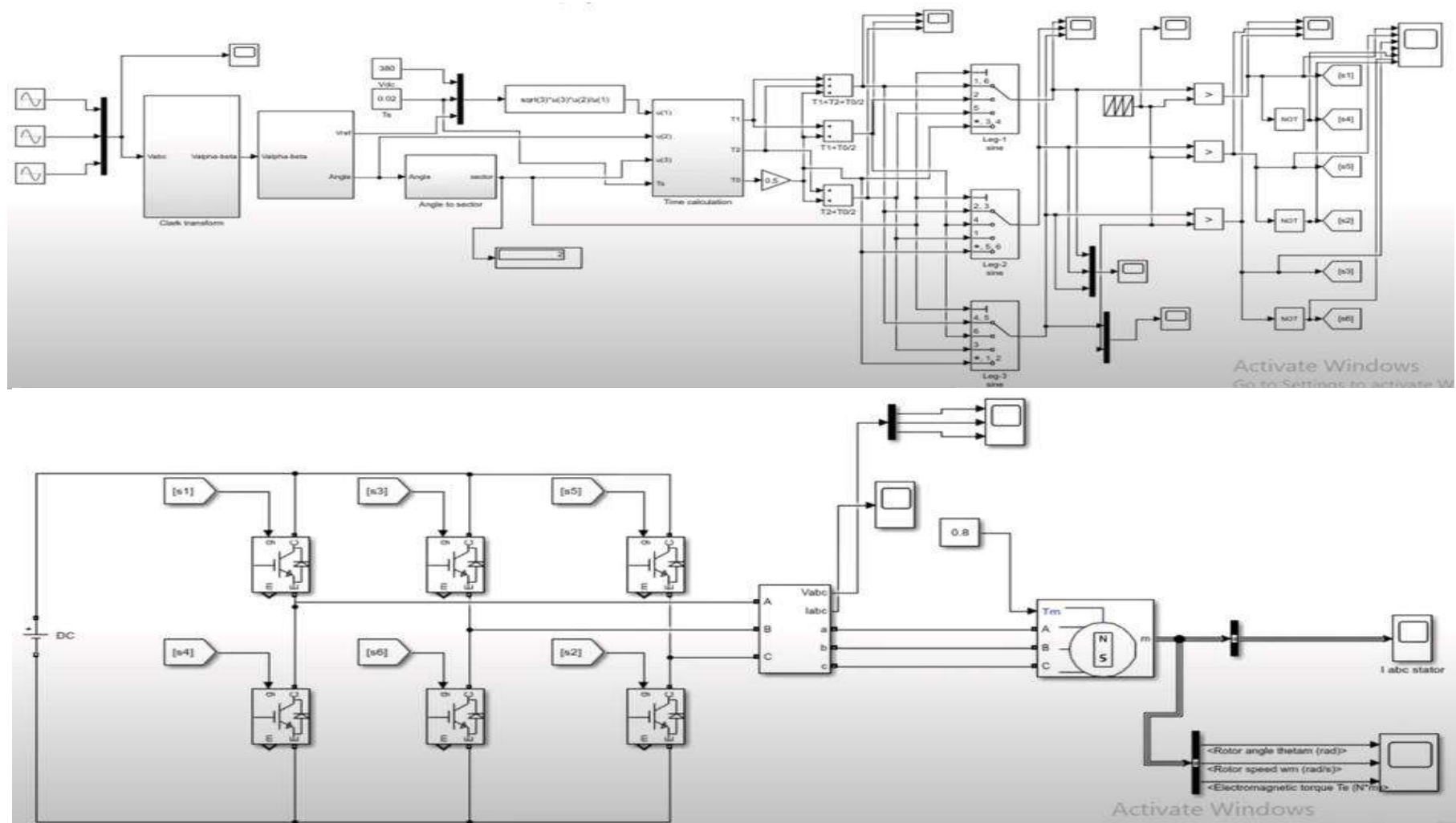


Figure III.13: schéma La commande vectorielle d'un onduleur triphasée à deux niveaux

III.6.2.8. Résultats De Simulation :

Les résultats de simulation présentent la conduite de la MAS alimentée par le convertisseur de la **Figure III.13**. Après un démarrage à vide on vitesse $V1=80\text{wm}$, et $V2=160\text{wm}$ l'instant $t=1.5$ la machine est chargée par couple nominal à l'instant $t = 1.8$ s.

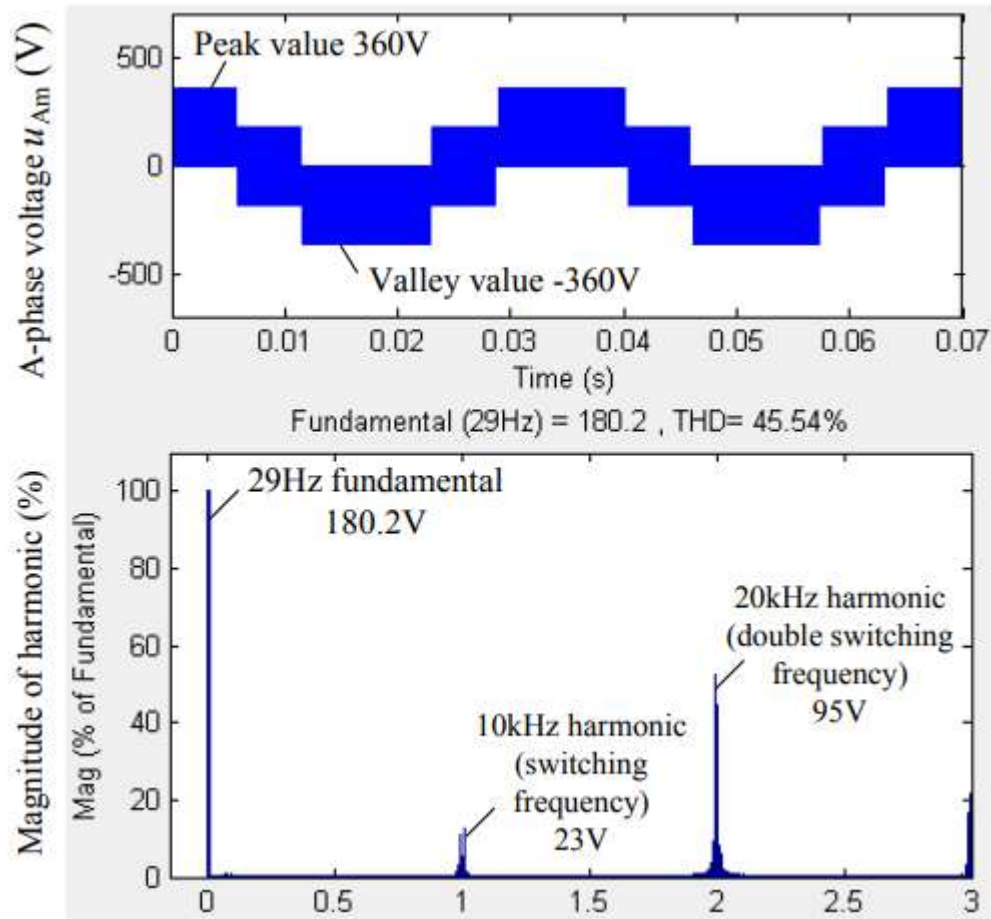


Figure III.14: La Tension simple V_a de l'onduleur triphasé a 2 niv par stratégie Vectorielle (contrôle vitesse)

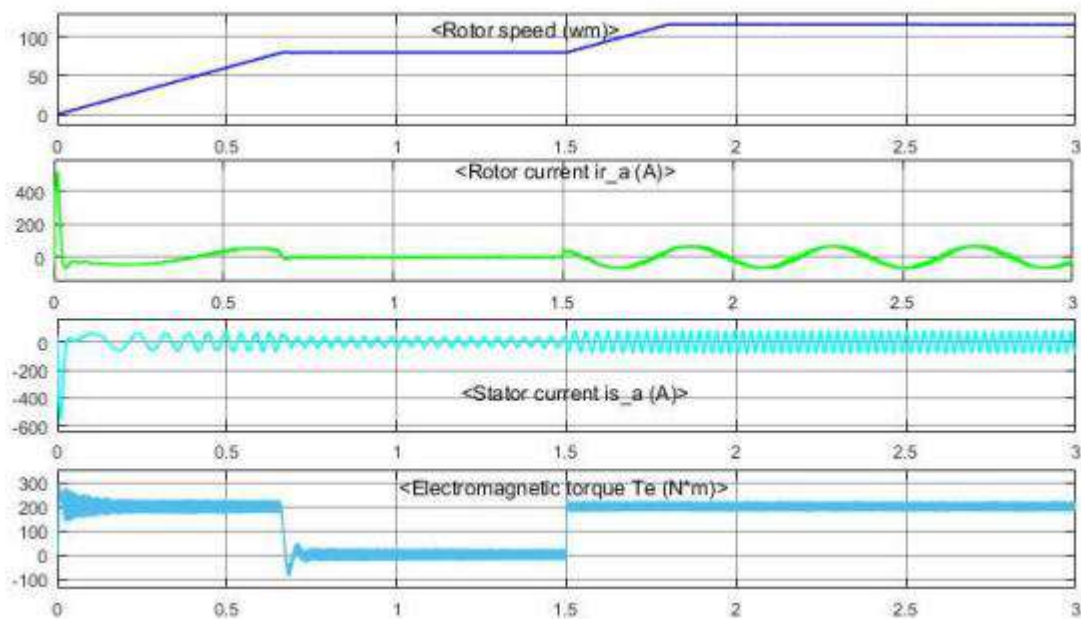


Figure III.15: la vitesse ,courant statorique, courant rotorique et couple électromagnétique MAS alimentée par un onduleur a 2 niv commande par la stratégie Vectorielle (contrôle vitesse)

III.7. Interprétations :

En analysant les résultats de simulation on remarque :

- ✓ Pour un indice de modulation « m » pair, les harmoniques de rang pair et impair apparaissent dans la tension de phase « Va ».
- ✓ Pour un indice de modulation « m » impair seul les harmoniques d'ordre impair qui apparaissent dans le spectre d'harmoniques de la tension Va.
- ✓ Les amplitudes des harmoniques décroissent quand la fréquence centrale croit et quand ils s'éloignent de celle-ci.
- ✓ Le coefficient du réglage « r » permet un réglage linéaire de la tension Va et améliore son amplitude
- ✓ L'augmentation du coefficient de réglage permet d'augmenter le nombre des harmoniques dans une famille et en même temps de diminuer l'amplitude de ces derniers.
- ✓ La MLI vectorielle permet de réduire le déchet de tension, et cela en augmentant le coefficient de réglage

III.8. Conclusions:

- La MLI vectorielle permet d'améliorer la forme de la tension V_a et d'augmenter la valeur de son amplitude fondamentale, donc elle offre des performances comparables à celles de la technique d'injection d'un harmonique 3.
- Réduction du déchet de tension.
- Petite réduction des principaux harmoniques de la 1^{ère} et 4^{ème} famille.
- Légère augmentation de ceux de la 2^{ème} et 3^{ème} familles.

Conclusion générale:

Le travail présenté dans ce mémoire s'est porté sur l'étude des onduleurs de tensions en pont triphasé commandé par MLI: la représentation des différents types des onduleurs et leurs applications, ainsi que leur modélisation de fonctionnement. Tout en montrant leur principe pour différentes commandes (commande par signaux carrés et commande par MLI).

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 performances dynamiques obtenues par la commande de vitesse de la machine asynchrone sont très satisfaisantes. Comme perspectives, nous pouvons proposer la continuité des études suivantes :

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

Références bibliographiques

- [1] A. Chouder , A. Malek et F. Krim , Modèle de Simulation d'une Commande en Temps Réel d'un Onduleur de Tension Triphasé; Laboratoire Photovoltaïque, Centre de Développement des Energies Renouvelables.Laboratoire d'Electronique de Puissance, Université Ferhat Abbas, Sétif, 1999.
- [2] G. Pinson, Physique appliquée : Onduleurs.
- [3] Francis MILSANT, Electrotechnique, Electronique de puissance : Cours et problèmes. Ellipses, 1993.
- [4] S. Bendaikha & A. Djermame, Etude sur la commande des onduleurs en pont triphasés, Mémoire d'ingénieur, Centre Universitaire d'Oum El-Bouaghi, 2005.
- [5] : Adjimi Nadia, Belaidi Wahiba, « Modélisation et commande d'un onduleur MLI », Mémoire de fin d'études En vue de l'obtention du Diplôme de Master en Systèmes Electriques & Automatique (SEA), Universitaire Larbi Ben M'hidi Oum El-Bouaghi, 2009
- [6]: ZOUGGAR EL WALID, « DEVELOPPEMENT DE L'ALGORITHME DE COMMANDE DE L'ONDULEUR BASÉ SUR LA SEQUENCE ALTERNANTE DE VECTEUR NUL (alternating zero vector sequence) », MEMOIRE MASTER, UNIVERCITE BADJI MOKHTAR-ANNABA, 2008
- [7] Keith Bastiani. « Opération and commande multilevel inverters ». University of Missouri-Rolla, December 2003, Revised June 2005.
- [8] [www.wikipédia.fr/electronique/electronique de puissance/onduleurs.htm](http://www.wikipédia.fr/electronique/electronique%20de%20puissance/onduleurs.htm).
- [9] L. Baghli. « Modélisation et Commande Des Machines Asynchrone », Cours De Commande IUFM De Lorraine UHP, 03/04.
- [10] Philippe Missirliu. « Stratégies de commande des onduleurs ». Lycée Newton- Entrea Clichy, 2003.
- [11] N Schibli, A Schaller, A Rufer, "Online Vector Modulation And Control For Three Phases Multilevel Converter", NORPIE98; Nordic Workshop On Power Electronics, Helsinki, Finland.
- [12] O. Bouakaz, « Contribution à l'analyse des onduleurs multi niveaux, fonctionnement symétrique et asymétrique », Mémoire de Magister, Université de Batna, 2005.
- [13] B. L. Dokic and B. Branki, Power Electronics Converters and Regulators, 3rd Editio. Springer, 2015.
- [14] FRANCIS LABRIQUE et All, « les convertisseurs d'électronique de puissance », v4, 2ed, paris, 1995

[15] Muhammad, H. R., 1994. Power Electronics Circuits, Devices, and applications, Second éditionprentice HALL. Ed

[16] : Chaib Fethi, Haoui Tayeb, Etude expérimentale des stratégies de commande d'un onduleur a deux niveaux alimentant une machine asynchrone, Mémoire de fin d'études de Master, UNIVERSITE YAHIA FARES DE MEDEA,

[17] A. Faidalah, « Contribution à l'identification et à la commande vectorielles de machine asynchrones », Thèse de doctorat de l'INPL, France, Fev 1995

[18] H. buhler , « Electronique de réglage et de commande » ,Dunod 1989

[19] Sofiane Mendaci, « Différentes stratégies du contrôle direct de couple d'un moteur à Induction associée à un observateur de flux par Modes de glissement », Thèse de Magister en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie.