



وزارة التعليم العالي والبحث العلمي



UNIVERSITE LARBI TEBSSI-TEBESSA-
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie des Mines

جامعة العربي التبسي تبسة
كلية العلوم و التكنولوجيا
قسم هندسة المناجم

MEMOIRE

Présenté en vue de l'obtention du diplôme de Master

Filière : Génie minier

Option : électromécanique minières

Etude et analyse de la commande des onduleurs Multi-niveaux par MLI sinusoïdale

Par

BRIGHEN Haroun et HALAIMIA Safouane

Devant le jury :

		Grade	Etablissement
Président :	RECHACHE.A	MAA	Université Larbi Tébessi - Tébessa
Rapporteur :	ZAAMOUCHE.F	MAA	Université Larbi Tébessi - Tébessa
Examineurs :	ATIA.M	MAB	Université Larbi Tébessi - Tébessa

Promotion 2015-2016



Remerciements

*Nous remercions, en premier lieu, notre Dieu le plus Puissant qui a bien
Voulu nous donner la force et le courage Pour effectuer Le présent travail.*

*Nous exprimons nos profondes gratitudes à nos parents pour leurs
Encouragements, leur soutien et pour les sacrifices Qu'ils ont enduré.*

*En second lieu, nous tenons à remercier notre encadreur "Mr. Zaamouch " pour son
sérieux, sa compétence et ses orientations.*

*Nous remercions vont aussi à tous les enseignants du département Génie
Minières qui ont contribué à notre formation.*

*Aussi nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et Qui par leur
amitié et leur bonne humeur, ont créé une ambiance de travail parfaite.*

Dédicaces

Je dédie mon travail à :

Ma famille, ma mère, mon père, mes frères et sœurs

Mes chères amis et collègues

Je dédie cet effort à mon grand frère, qui a quitté la vie et laissant ses souvenirs

Je Demande à Dieu d'avoir pitié et de pardonner mon cher frère qui attendait ce moment pour partager

ma joie

B. Haroun

Je dédie mon travail à :

A ma mère à qui je dois tous ses sacrifices

A la mémoire de mon père que personne N'a pu combler son vide,

Je demande à Dieu d'avoir pitié et de pardonner Le personne la plus chère de ma vie. (Mon

père)

A tous mes frères, et ma sœur.

Chères amies

H. Safouane

Résumé

Ce présent travail est une contribution à l'analyse des onduleurs multi-niveaux alimentent une machine asynchrone et une présentation de la commande de Modulation en Largeur d'Impulsion Sinusoïdale, a pour objectif de réduire les harmoniques, donc l'obtention d'une tension (ou un courant) sinusoïdale à la sortie de ces convertisseurs et d'améliorer les performances de la machine. Pour cela on va traiter ce travail sur deux axes le premier sur l'utilisation des topologies multi-niveaux de l'onduleur, et le seconde porte sur les techniques de l'ouverture et de la fermeture des semi-conducteurs (Transistors) qui formant l'onduleur. Donc, le système étudié dans notre travail, se compose d'un onduleur triphasé à trois niveaux de tension de type NPC commandé par MLI sinusoïdale (Sinusoïdal Pulse with Modulation). Pour aboutir à cette fin nous comptons de développer un algorithme de commande de l'onduleur basé sur cette technique de modulation.

Sommaire

Remerciement

Dédicace

Résumé

Introduction generale 1

Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone triphasée (MSA)

I.1 Introduction..... 4

I.2 Modélisation de la machine asynchrone triphasée (MAS) 5

I.2.1 Description de la machine asynchrone triphasée 5

I.3 Equations de la machine asynchrone..... 6

I.3.1 Hypothèses simplificatrices..... 6

I.3.2 Equations électriques..... 6

I.3.3 Equations magnétiques..... 7

I.3.4 Equation mécanique 7

I.4 Modèle biphasé de la machine asynchrone 8

I.4.1 Transformation de Park..... 8

I.4.2 Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park 9

I.4.3 Choix du référentiel..... 10

I.5 Simulation et interprétation 11

I.6 Conclusion 12

Chapitre II : Etudes les différentes topologies des onduleurs multi-niveaux

II.1 Introduction 14

II.2 Principe de fonctionnement de l'ondeur triphasé à deux niveaux de tension..... 15

II.3 Intérêt des onduleurs multi-niveaux	16
II.4 Les différentes topologies des onduleurs multi-niveaux	17
II.4.1 Onduleur de tension clampé par le neutre (NPC)	17
II.4.2 Onduleur de tension à cellules imbriquées	19
II.4.3 onduleur de tension en cascade.....	21
II.5 Propriétés des principales structures	22
II.5.1 Classification des topologies selon leur alimentation.....	22
II.5.2 Nombres de composants nécessaires	22
II.6 Conclusion	25

Chapitre III : Les onduleurs multi-niveaux de type NPC et leur modélisation

III.1 Introduction	27
III.2 Onduleur à trois niveaux de type NPC	28
III.2.1 Structure.....	28
III.2.2 Principe de fonctionnement	29
III.3 Onduleur à cinq niveaux de types NPC	32
III.3.1 Structure.....	32
III.3.2 Principe de fonctionnement	Erreur ! Signet non défini.
III.4 Onduleur à sept niveaux de type NPC	37
III.4.1 Structure.....	37
III.4.2 Principe de fonctionnement	38
III.5 Modélisation de l'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC ...	43
III.5.1 Fonctions de connexion	44

III.5.1.a Relation entre les fonctions de connexion	44
III.5.1.b Relation entre les fonctions des demi-bras	45
III.5.2.a Les potentiels V_{i0}	45
III.5.2.b Tensions de sortie	46
III.6 Conclusion	47

Chapitre IV : Les différentes stratégies de la commande des onduleurs

IV.1 Introduction	49
IV.2 La modulation sinusoïdale	50
IV.2.1 Modulation sinusoïdale naturelle.....	51
IV.2.2 Modulation sinusoïdale à doubles triangles.....	51
IV.3 La modulation par hystérésis (commande en fourchette)	52
IV.4 La modulation vectorielle	54
IV.5 Conclusion	55

Chapitre V : Simulation et interprétation des résultats

V.1 Introduction	57
V.2 Onduleur à deux niveaux triphasé :	58
V .2.1 Résultats obtenu.....	58
V.2.1.1 Commande en pleine onde (180°).....	58
V.2.1.2 Commande MLI sinusoidale	61
V.3 Onduleur à trois niveaux triphasés:	65
V.3.1 Résultats obtenus.....	65
V.3.1.1 Commande en pleine onde :	65

V.3.1.2 Commande MLI sinusoïdale (m=21) :.....	68
V.3.1.3 Commande MLI sinusoïdale (m=39) :.....	73
V.4 Conclusion.....	76
Conclusion générale	78
Liste des figures	
Liste des tableaux	
Notation	
Annexe	
Bibliographie	

Introduction générale

Introduction générale

L'utilisation des convertisseurs statiques dans l'industrie est devenue un champ extrêmement vaste, car les équipements industriels utilisent de plus en plus d'entraînement à vitesse variable. Les onduleurs de tension sont largement utilisés pour la commande des moteurs asynchrones.

Un onduleur de tension est un convertisseur statique alimenté soit par une source continue soit par un réseau redressé soit par une batterie d'accumulateur pour fournir une tension ou courant alternatifs de fréquence fixe (le cas des alimentations sans interruption) ou variable (le cas des moteurs à courant alternatifs).

L'inconvénient majeur de l'onduleur est l'obtention d'une tension non sinusoïdale à sa sortie, ce qui provoque une dégradation du régime de fonctionnement de certaines charges surtout les machines électriques.

Ces tensions de sortie sont très riches en harmoniques, d'où la nécessité de les réduire. Outre cela les onduleurs conventionnels (à deux niveaux) sont limités aux applications de faibles et de moyennes puissances seulement.

Dans le cadre de la recherche des méthodes de réduction des harmoniques, plusieurs travaux ont été réalisés sur deux axes. Le premier est l'utilisation des topologies multiniveaux de l'onduleur, alors que le second porte sur la commande de l'ouverture et la fermeture des semi-conducteurs formant l'onduleur (*Modulation de largeur d'impulsion*).

Dans les applications de fortes puissances, la structure à trois niveaux est plus adaptée, par rapport à la structure à deux niveaux, du fait que les tensions et les courants de sortie présentent un taux de distorsion harmoniques nettement inférieur.

L'utilisation des techniques de modulation comme stratégie de commande de l'ouverture et de la fermeture des interrupteurs réduit considérablement les harmoniques. La modulation hystérésis est souvent utilisable et très simple mais sa fréquence instantanée des commutations n'est pas contrôlable.

La modulation sinusoïdale semble la meilleure technique de commande de l'ouverture et la fermeture des interrupteurs mais elle nécessite la connaissance des temps de commutation à chaque instant de modulation, en plus la commande des interrupteurs de chaque bras de l'onduleur doit se faire d'une manière séparée.

Le système étudié dans notre travail, se compose d'un onduleur triphasé à trois niveaux de tension de type NPC commandé par MLI sinusoïdale (*sinusoidal pulse width modulation*).

Pour aboutir à cette fin nous comptons de développer un algorithme de commande de l'onduleur basé sur cette technique de modulation.

Introduction générale

Le fonctionnement de cet algorithme sera testé sur un moteur asynchrone à cage. Les tests concerneront aussi l'impact d'utilisation de cette technique sur la réduction des ondulations du couple électromagnétique. Il fera question aussi de déterminer le taux d'harmonique (*THD*) afin de prouver l'efficacité de cet algorithme et par conséquent l'efficacité de la technique MLI sinusoïdale appliquée aux onduleurs à trois niveaux de tension.

Le travail présenté se compose de cinq chapitres :

- Le premier chapitre, traitera la modélisation de la machine asynchrone triphasée.
- Le deuxième chapitre, traitera les différentes topologies des onduleurs multiniveaux : leurs structures, leurs avantages et leurs inconvénients.
- Le troisième chapitre, sera consacré à la synthèse de l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux de type NPC, ainsi que leur modélisation mathématique.
- Dans le quatrième chapitre, nous présenterons les différentes stratégies de commande de l'onduleur, telles que la commande par hystérésis, la MLI sinusoïdale et la MLI vectorielle.
- Dans le dernier chapitre, nous allons programmer et simuler l'algorithme de la MLI sinusoïdale appliquée aux onduleurs à deux et à trois niveaux, ainsi que la commande en pleine onde, sous *MATLAB/Simulink*. Les résultats obtenus seront interprétés et discutés.

Chapitre I

Modélisation de la machine asynchrone triphasée (MSA)

I.1 Introduction

La modélisation de la machine asynchrone représente une phase indispensable, elle consiste à retrouver, à partir de son formalisme, une phase représentation de l'ensemble convertisseur-machine-commande d'une façon, à la fois synthétique et claire, très proche de représentation par fonction de transfert des systèmes asservis. Cette représentation est une aide intéressante pour calculer certaines commandes, [1].

On peut modéliser la machine asynchrone selon différentes méthodes, en fonction des objectifs:

- Les modèles en *abc*, découlant des équations différentielles régissant le fonctionnement de la machine. Ils sont utilisés essentiellement pour l'étude des régimes permanents.
- Les modèles issus de la transformation de Park, utilisés couramment pour l'étude des régimes quelconques.

Dans la première partie, nous présenterons le modèle mathématique triphasé de la machine asynchrone ainsi que sa transformation dans le système biphasé en utilisant la transformation de Park.

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

I.2 Modélisation de la machine asynchrone triphasée (MAS)

I.2.1 Description de la machine asynchrone triphasée

La machine asynchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine.

Dans des encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator sont logés trois enroulements identiques déphasés de $2\pi/3$.

Les phases du stator sont alimentées par un système triphasé de tensions sinusoïdales à fréquence et à amplitude réglables.

La structure électrique du rotor peut-être réalisée :

- ✓ Soit par un système d'enroulements triphasé (rotor bobiné), raccordés en étoile à trois bagues sur lesquelles frottent trois balais fixes accessibles par la plaque à bornes et mis en court-circuit pendant le régime permanent.
- ✓ Soit par une cage conductrice intégrée aux tôles ferromagnétiques.

Il sera admis que la deuxième structure est électriquement équivalente à la première.

La machine est représentée à la **figure (I.1)** par ses six enroulements dans l'espace électrique ; l'angle $\vec{\theta}$ repère l'axe de la phase rotorique de référence \vec{R}_1 par rapport à l'axe fixe de la phase statorique de référence S1.

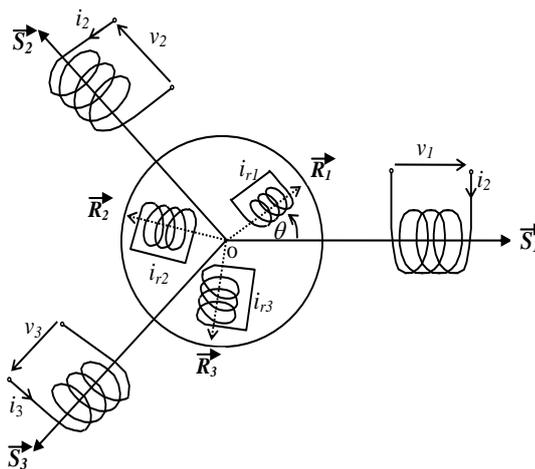


Figure I-1: Représentation des enroulements de la machine asynchrone Triphasée dans l'espace électrique

I.3 Equations de la machine asynchrone

I.3.1 Hypothèses simplificatrices

L'étude de la machine asynchrone traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices suivantes : [2]

- ✓ entrefer constant
- ✓ distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer
- ✓ circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante
- ✓ pertes ferromagnétiques négligeables
- ✓ l'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

- ✓ l'additivité des flux.
- ✓ la constance des inductances propres
- ✓ la loi de variation des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques sont sinusoïdales

I.3.2 Equations électriques

Avec les hypothèses citées ci-dessus, les équations des tensions des phases statoriques et rotoriques qui décrivent le fonctionnement de la machine s'écrivent comme suit [3] :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \\ [0] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \end{cases} \quad (\text{I-1})$$

Avec :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix}; [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$$[I_s] = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix}; [I_r] = \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \end{bmatrix}; [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 \end{bmatrix}; [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \phi_{r1} \\ \phi_{r2} \\ \phi_{r3} \end{bmatrix}$$

I.3.3 Equations magnétiques

Les équations magnétiques de la machine asynchrone sont données par :

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\Phi_r] = [L_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s] \end{cases} \quad (\text{I-2})$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix};$$

La matrice des inductances mutuelles (matrice de couplage rotor-stator) s'écrit :

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix}; [M_{rs}] = [M_{sr}]^t \quad (\text{I-3})$$

En remplaçant (I.2) dans (I.1), on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} \{[L_{ss}][I_s]\} + \frac{d}{dt} \{[M_{sr}][I_r]\} \\ [0] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} \{[L_{rr}][I_r]\} + \frac{d}{dt} \{[M_{rs}][I_s]\} \end{cases} \quad (\text{I-4})$$

I.3.4 Equation mécanique

Le couple électromagnétique est donné par l'expression générale suivante :

$$C_{em} = p[I_s]^t \frac{d}{d\theta} [M_{sr}][I_r] \quad (\text{I-5})$$

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \quad (\text{I-6})$$

I.4 Modèle biphasé de la machine asynchrone

I.4.1 Transformation de Park

La transformation de la machine triphasée en une machine biphasée consiste à remplacer tout enroulement triphasé [(S1, S2, S3) ou (R1, R2, R3)] par deux enroulements, l'un sur l'axe direct (d) et l'autre sur l'axe en quadrature (q) (figure I-2). La transformation qui traduit ce passage du système triphasé (a,b,c) au système biphasé (d, q) est dite de Park [4].

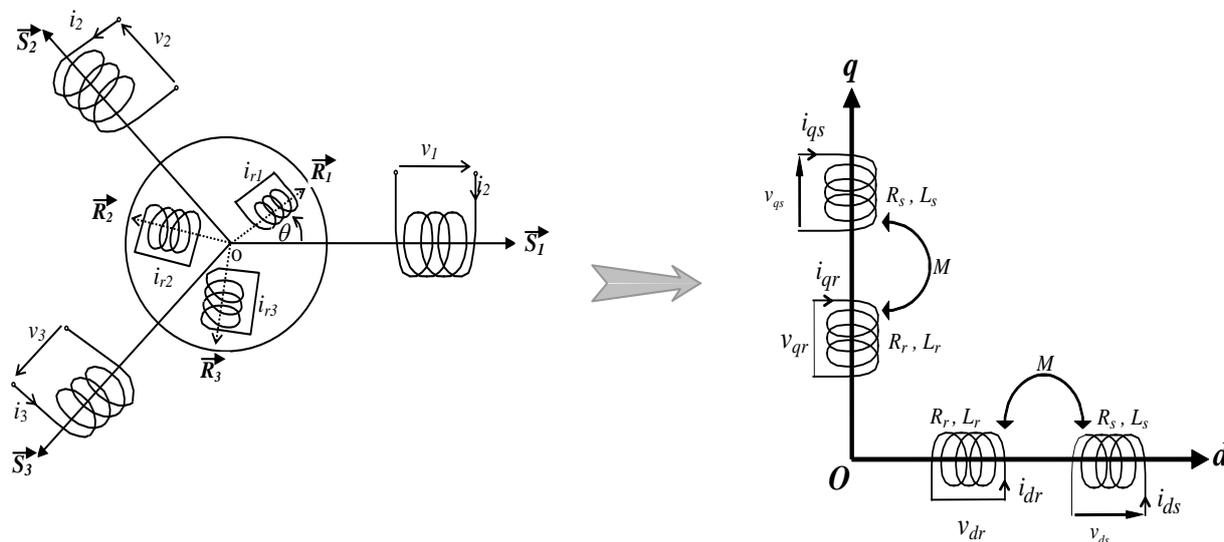


Figure I-2: Représentation de la MAS dans l'espace électrique et dans le repère de Park.

Les matrices de passage directe $[P(\theta)]$ et inverse $[P(\theta)]^{-1}$ sont données par [5] :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I-7})$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1/\sqrt{2} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I-8})$$

et on a : $[X_d ; X_q ; X_0]_t = [P(\theta)][X_1 ; X_2 ; X_3]_t$, $[X_1 ; X_2 ; X_3]_t = [P(\theta)]^{-1}[X_d ; X_q ; X_0]_t$

Le vecteur X peut être le vecteur de tension, de courant, ou de flux.

Conventions

$$\theta = \theta_p - \theta_r$$

θ_p : angle électrique entre \vec{S}_1, \vec{d} .

θ_r : angle électrique entre \vec{R}_1, \vec{d} .

$\omega_p = \frac{d\theta_p}{dt}$: vitesse angulaire des axes (d, q) par rapport au stator.

$\omega_r = \omega_{y^2} \frac{d\theta_r}{dt}$: vitesse angulaire des axes (d, q) par rapport au rotor.

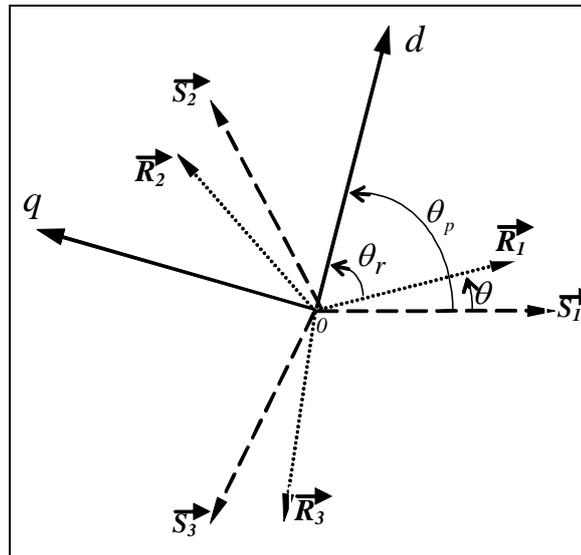


Figure I-3: Repérage angulaire des systèmes d’axes dans l’espace électrique.

I.4.2 Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park

Dans le repère de Park (d,q) tournant à la vitesse angulaire ω_p , les équations (I-1) et (I-2) s’écrivent :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_p \phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_p \phi_{ds} \end{cases} \begin{cases} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_p - \omega) \phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - (\omega_p - \omega) \phi_{dr} \end{cases}, \tag{I-9}$$

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases}, \begin{cases} \phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (\text{I-10})$$

Avec :

$L_s = l_s - M_s$: Inductance cyclique statorique.

$L_r = l_r - M_r$: Inductance cyclique rotorique.

$M = \frac{3}{2} M_{rs}$: Inductance mutuelle cyclique entre le rotor et le stator.

I.4.3 Choix du référentiel

Le référentiel est le système d'axes (d, q) associé à la vitesse de rotation choisie pour lui, c'est-à-dire à ω_p . Il y a trois types de référentiel intéressants. En pratique, le choix se fait en fonction du problème étudié [6], [2].

a: Référentiel lié au stator

Ce référentiel est caractérisé par : $\theta_p = 0 \Rightarrow \omega_r = -\omega$. Il est choisi en vue d'étudier les variations importantes de la vitesse de rotation associées ou non aux variations de la fréquence d'alimentation.

b: Référentiel lié au rotor

Ce référentiel est caractérisé par : $\theta_r = 0 \Rightarrow \omega_p = \omega$. Il est intéressant dans l'étude des régimes transitoires où la vitesse de rotation est supposée constante.

c: Référentiel lié au champ tournant

Ce référentiel est caractérisé par : $\theta_p = \theta_s \Rightarrow \omega_p = \omega_s$. (ω_s : Vitesse de synchronisme). Dans ce cas, les grandeurs statorique et rotorique sont continuées en régime permanent, il est donc préférable de travailler dans ce repère lors de l'étude de la commande de la machine asynchrone.

Dans notre travail, on va prendre un référentiel lié au stator. Le modèle de la machine asynchrone triphasée s'écrit alors comme suit :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} \end{cases}, \begin{cases} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \omega \phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \omega \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I-11})$$

$$\begin{cases} C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

I.5 Simulation et interprétation

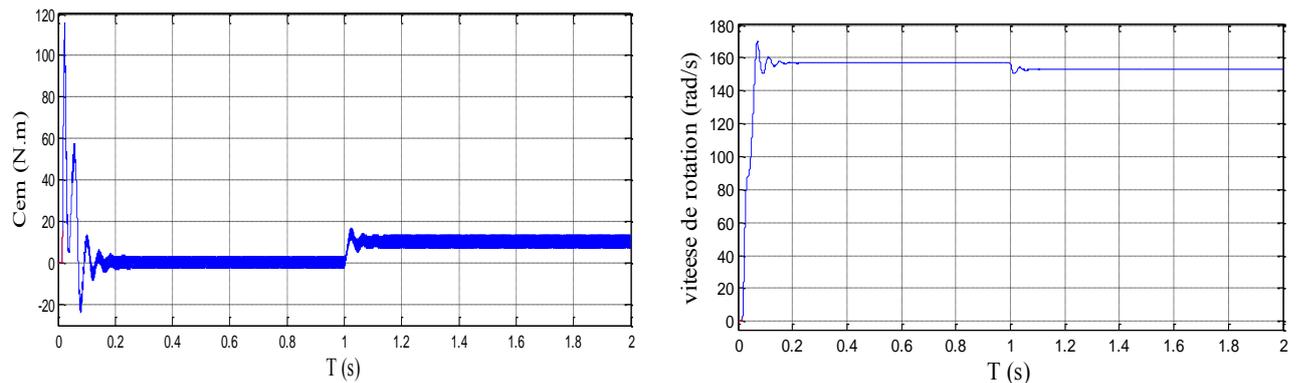


Figure (I-4): Le couple électromagnétique et la vitesse de la MAS

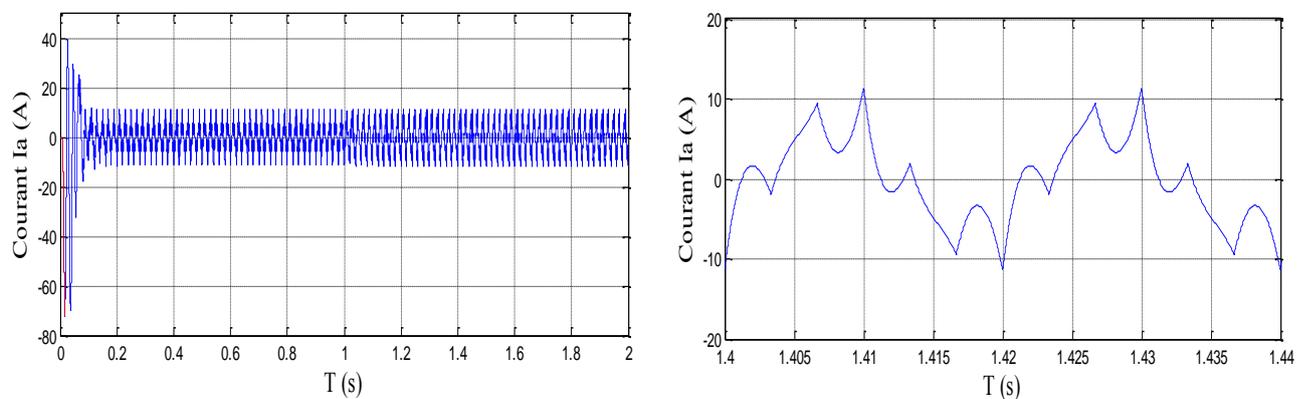


Figure (I-5): Le courant de phase i1 de la MAS

- ✓ La machine étant alimentée par un réseau triphasé équilibré (400V, 50Hz).

Démarrage à vide

- ✓ Pendant le régime transitoire, le couple électromagnétique est fortement pulsatoire ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique. Après la disparition du régime transitoire, il tend vers la valeur correspondante à la charge nulle et la vitesse se stabilise à la vitesse nominale (**figure(I-4)**)

- ✓ Lors du démarrage, on remarque l'importance des courants statoriques qui peuvent être l'origine de la destruction de la machine par un sur-échauffement en cas d'un démarrage long., après disparition du régime transitoire le courant statorique est sinusoïdal et sa valeur crête est de 11 A (**figure (I-5)**).

La machine subie un couple de charge de 10 N.m à $t = 1$ s.

- ✓ On constate que la vitesse diminue et s'établit après 0.25 s à la valeur 157 rad/s, et le couple devient égal au couple résistant imposé et les courants statoriques augmentent pour subvenir aux besoins de la charge (**figure (I-4)**) et (**figure (I-5)**).

I.6 Conclusion

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

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

Le modèle de Park nous a permis de connaître les différentes contraintes des grandeurs électrique qu'une machine asynchrone peut supporter es pour l'associée à des onduleurs de tension triphasés, ce qui va être le siège du deuxième chapitre.

Chapitre II

Etudes les différentes topologies des onduleurs multi niveaux

II. 1 Introduction

Au début des années 90, l'évolution des propriétés des semi-conducteurs de puissance a stimulé la croissance du marché des convertisseurs dédiés aux applications moyenne et forte puissance allant de quelques kilowatts à plusieurs mégawatts dans la gamme du kilovolt. Cette évolution a influencé principalement le domaine de l'industrie, mais a également eu un impact significatif sur les systèmes de génération d'énergie électrique.

Cette augmentation incessante des niveaux de puissance mis en jeu s'est traduit par une hausse des niveaux de tension et de courant, et a nécessité le développement de semi-conducteurs de plus en plus performants. Depuis les débuts de l'électronique de puissance, ces derniers (les semi-conducteurs), pour la plupart à base de silicium, ont été utilisés : *diodes, transistors bipolaires, MOSFETs, thyristors, GTOs, IGBTs*, etc[7].

Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance. Ils sont présents dans les domaines d'application les plus variés, dont le plus connu sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courant alternatif. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, d'une part sur le développement des composants à semi-conducteur entièrement commandables, puissants, robuste et rapides et d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de modulation de largeur d'impulsion [8], ainsi que le progrès réalisé dans le domaine de la micro-informatique.

Malgré leurs nombreux avantages, les onduleurs conventionnels présentent certains inconvénients tels que:

- ✓ l'usage limité aux applications de faibles et de moyennes puissances seulement ;
- ✓ la détérioration prématurée des roulements causée par l'apparition des tensions homopolaires à l'arbre du moteur.

Pour surmonter ces problèmes, un nouveau type d'onduleur a été introduit, en l'occurrence, l'onduleur multi-niveaux. Ce type d'onduleur présente plusieurs avantages, parmi les plus importants on mentionne [9]:

- ✓ il peut générer des tensions très proche de la sinusoïde avec une fréquence de commutation égale à celle de la fondamentale ;
- ✓ les performances spectrales des formes d'ondes des grandeurs de sortie d'un onduleur multi-niveau sont supérieures à celles d'un onduleur à deux niveaux [10,11] ;
- ✓ les formes d'ondes des grandeurs de sortie d'un onduleur multi-niveau limitent naturellement les problèmes des surtensions ;
- ✓ il est bien adapté aux moteurs de moyennes et de grandes puissances.

II. 2 Principe de fonctionnement de l'onduleur triphasé à deux niveaux de tension

Les onduleurs sont des convertisseurs statiques de type continu ou alternatif, un onduleur se définit comme un appareil électronique de puissance. Il est capable de fournir des courants alternatifs. Ils sont « statiques » car ils ne font intervenir aucun mouvement mécanique (contrairement aux moteurs).

La **figure (II-1)** donne le schéma de principe de l'onduleur de tension triphasé. Il est placé entre une source de tension continue supposée parfaite, donc de tension E constante, et une source de courant alternatif triphasé supposée elle aussi parfaite, donc des courants i_a , i_b et i_c formant un système triphasé sinusoïdal équilibré.

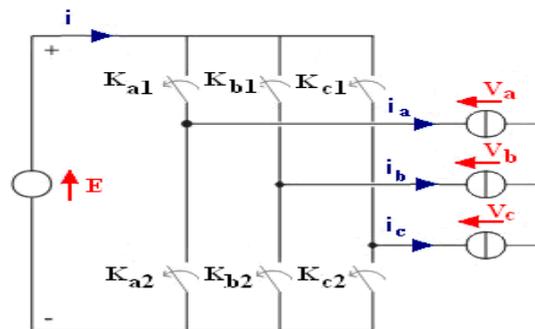


Figure (II-1) : Schéma représentatif d'un onduleur triphasé à deux niveaux de tension

L'onduleur triphasé est l'assemblage de trois demi ponts monophasés chacun est formé de deux "interrupteurs" en série, (K_{a1}, K_{a2}) , (K_{b1}, K_{b2}) et (K_{c1}, K_{c2}) .

Les interrupteurs d'un même demi-point doivent être complémentaires pour que la source de tension E ne soit jamais en court-circuit, pour que les circuits des courants i_a , i_b et i_c ne soient jamais ouverts.

Pour que les six interrupteurs puissent imposer les tensions de sortie, quels que soient les courants i_a , i_b et i_c , il faut que ces interrupteurs soient bidirectionnels en courant. Chacun d'eux est formé d'un semi-conducteur à ouverture et fermeture commandées et d'une diode montée en antiparallèle (**figure (II-2b)**), K_{a1} et D_{a1} , K_{a2} et D_{a2} , K_{b1} et D_{b1} , K_{b2} et D_{b2} ,...[12].

- ✓ La branche 1 correspond à l'état bloquant du transistor et de la diode (**figure (II-2a)**).
- ✓ La branche 2 correspond à la conduction du transistor.
- ✓ La branche 3 correspond à la conduction de la diode.

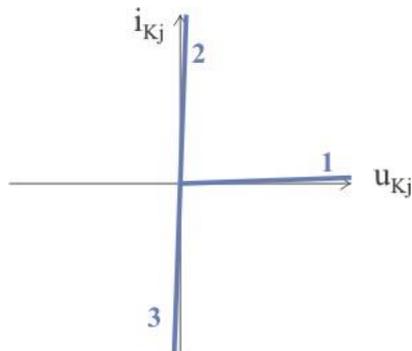


Figure (II-2a): La caractéristique statique

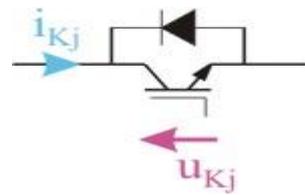


Figure (II-2b): Mise en parallèle d'un transistor et d'une diode

II.3 Intérêt des onduleurs multi-niveaux

Un convertisseur statique est dit « multi-niveaux » lorsqu'il génère une tension découpée de sortie composée d'au moins trois niveaux. Ce type de convertisseur présente essentiellement deux avantages. D'une part les structures multi-niveaux permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance : chaque composant, lorsqu'il est à l'état bloqué, supporte une fraction d'autant plus faible de la pleine tension de bus continu que le nombre de niveaux est élevé. D'autre part, la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multi-niveaux présente d'intéressantes qualités spectrales. Le fait de multiplier le nombre de niveaux intermédiaires permet de réduire l'amplitude de chaque front montant ou descendant de la tension de sortie. Alors l'amplitude des raies harmoniques est par conséquent moins élevée. Dans le cas de modulation de largeur d'impulsion, le recours à un convertisseur multi-niveaux associé à une commande judicieuse des composants de puissance permet en outre de supprimer certaines familles de raies harmoniques [13].

En général, les onduleurs de tension multi-niveaux peuvent être vu comme des synthétiseurs de tension, dans lesquels la tension de sortie est synthétisée de plusieurs niveaux de tension discrets [14,15]. La **figure (II-3)** représente les trois topologies principales des onduleurs multi-niveaux les plus récentes.

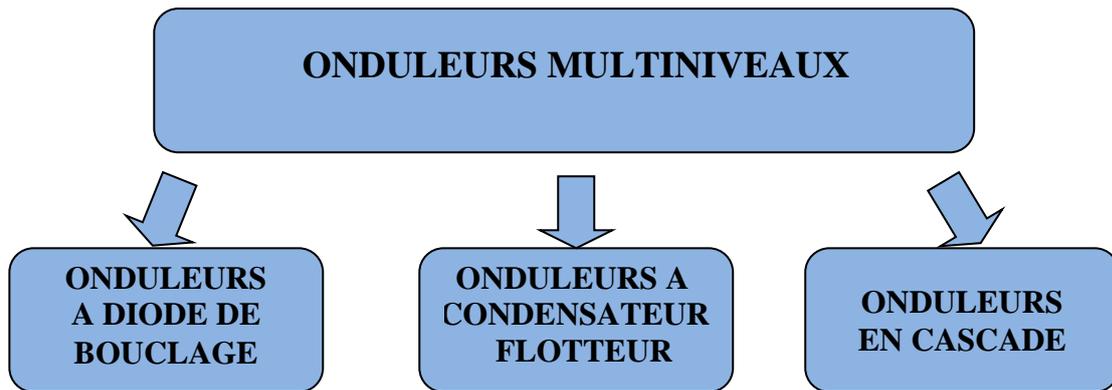


Figure (II-3) : Les différentes topologies des onduleurs multi-niveaux

II.4 Les différentes topologies des onduleurs multi-niveaux

L'onduleur de tension multi-niveaux possède trois ou plusieurs niveaux. Le but de cette partie est de donner une vue générale des quatre topologies de base des onduleurs multi-niveaux :

- ✓ la topologie à diode de bouclage (NPC),
- ✓ la topologie au condensateur flotteur (à cellules imbriquées),
- ✓ la topologie en cascade,

II.4.1 Onduleur de tension clampé par le neutre (NPC)

La première topologie la plus pratique d'onduleur de tension multi-niveau est le NPC (*Neutral-Point-Clamped*). Elle a été proposée, la première fois en 1980, par *Nabae et Al.*

L'onduleur NPC à trois niveaux est donné par la **figure (II-4)** [7, 16,17].

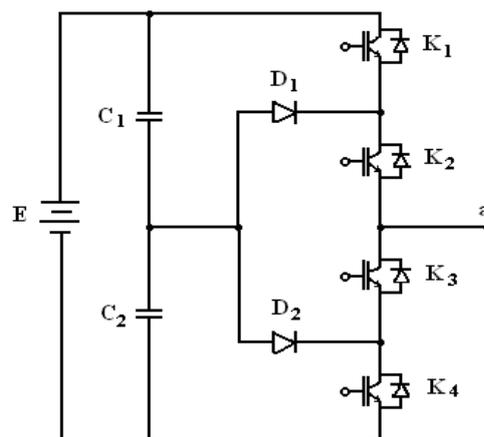


Figure. (II-4) : Onduleur NPC à trois niveaux (la phase a)

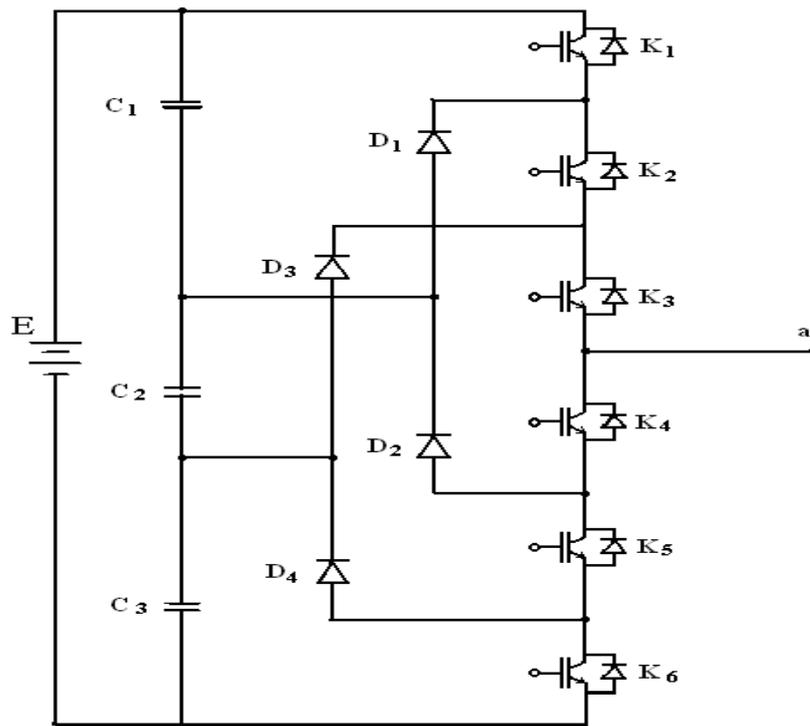


Figure (II-5) : Onduleur NPC à quatre niveaux (phase a)

Pour le cas général, la figure (II-6) représente la structure d'un onduleur NPC à n -niveaux [18].

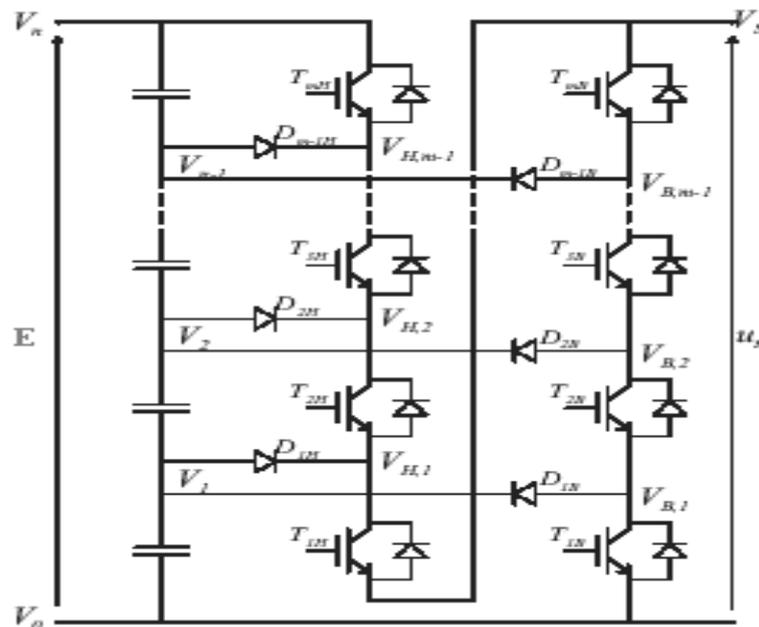


Figure. (II-6) : Onduleur de tension clampé par le neutre à n -niveaux

L'onduleur de tension à trois niveaux présente des avantages par rapport à la topologie d'onduleur classique (à deux niveaux).

Ces avantages sont:

- ✓ Les composants de puissance à semi-conducteur bloquent une tension inverse égale seulement à la moitié de la tension de la source continue [19].
- ✓ Cette topologie peut être généralisée et les principes employés dans la topologie d'onduleur à trois niveaux peuvent être étendus pour l'utilisation dans des topologies avec n'importe quel nombre de niveaux.

Cependant, en utilisant cette topologie, l'expérience pratique a révélé plusieurs difficultés techniques qui compliquent ses applications dans le cas des grandes puissances. Ce sont :

- ✓ Pour les topologies avec plus de trois niveaux, les diodes de bouclage (clamping diodes) peuvent augmenter les contraintes en tension jusqu'à une valeur égale à $E(n-1)/n$, où n est le nombre de niveaux. Donc, les connexions des diodes en série pourraient être exigées et cela complique la conception et soulève des questions de fiabilité et du coût de réalisation ;
- ✓ Cette topologie exige des diodes de bouclage à vitesse de commutation élevée qui doivent être capable de supporter le courant de la pleine charge [20] ;
- ✓ Lorsque le nombre de niveaux est supérieur à trois, l'équilibre des tensions aux bornes des condensateurs devient très complexe, voire impossible, car il est intimement lié au facteur de puissance de la charge et à l'indice de modulation ;
- ✓ Le déséquilibre des tensions aux bornes des condensateurs lors de leur mise en série.

II.4.2 Onduleur de tension à cellules imbriquées

Dans un convertisseur à deux niveaux de tension, chaque phase est constituée d'une paire d'interrupteurs de puissance montée en parallèle aux bornes d'un condensateur. Ils sont souvent commandés de façon complémentaire, si bien que la tension de sortie de la branche est reliée soit à la borne positive, soit à la borne négative de ce condensateur.

Dans la topologie multi-niveau proposée en 1992 par *T. Meynard* et *H. Foch* [17], elle est également connue sous l'appellation « *flying capacitors multi level inverter* » dans la littérature anglo-saxonne,

Plusieurs cellules « condensateur et paire d'interrupteurs » sont imbriquées les unes dans les autres comme l'illustre la **figure (II-7)**

$$(V_{c2} = 2V_{c1}, V_{c3} = 3V_{c1}, V_{c4} = 4V_{c1}, \dots, V_{cn} = nV_{c1}).$$

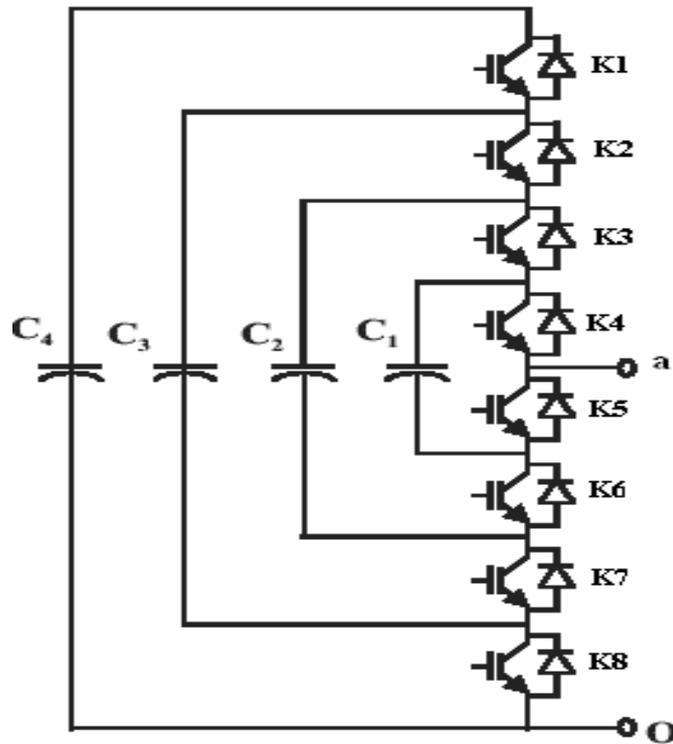


Figure (II-7) : Topologie multi-niveau à cellules imbriquées (phase a)

Le principe de fonctionnement de cette topologie est quasiment identique à celui de la topologie NPC. Elle présente plusieurs avantages, notamment :

- ✓ La tension de blocage des interrupteurs est partout la même ;
- ✓ Le concept peut être facilement appliqué à d'autres types de convertisseurs (continu-continu, continu-alternatif, alternatif-alternatif), aussi bien pour un transfert unidirectionnel de la puissance que bidirectionnel;
- ✓ Les condensateurs n'étant jamais mis en série entre niveaux différents, le problème du déséquilibre de leur tension n'existe plus.

Actuellement il semble que cette topologie a quelques inconvénients. Néanmoins, quelques points faibles que doivent toujours être explorés :

- ✓ Le contrôleur de la charge du condensateur ajoute la complexité au contrôle du circuit entier.
- ✓ La topologie de l'onduleur multi-niveau à cellules imbriquées peut exiger plus de condensateurs que la topologie de l'onduleur NPC. De plus, il est évident que des courants de grandes valeurs efficaces circuleront à travers ces condensateurs.
- ✓ Il y a un potentiel de résonance parasite entre les condensateurs découplés [16].

II.4.3 onduleur de tension en cascade

Une des premières applications des connexions en série des topologies des convertisseurs monophasés en pont était pour la stabilisation de plasma en 1988 [15]. Cette approche modulaire a été étendue pour inclure aussi les systèmes triphasés.

Sans conteste, les complications et le coût des sources isolées pour chaque pont n'est pas un inconvénient sérieux parce qu'il est compensé par les avantages de la construction modulaire.

L'avantage principal de cette approche est que la topologie de ce type d'onduleur facilite la maintenance en plus elle permet de donner une façon très pratique pour augmenter le nombre de niveaux dans le système. La **figure (II-9)** représente un onduleur monophasé en cascade à cinq niveaux.

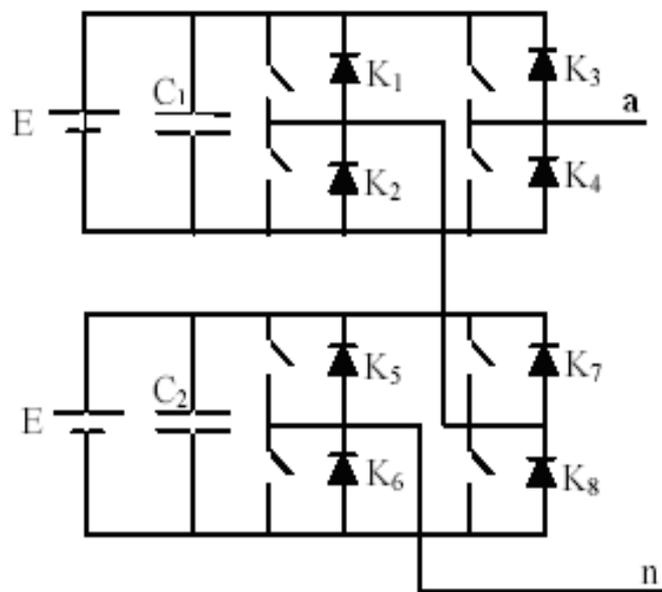


Figure (II-8) : Onduleur en cascade à 5 niveaux (phase a)

Les sorties des onduleurs en pont sont connectées en série telle que l'onde de la tension synthétisée est la somme des tensions de sortie. Le nombre des niveaux de tension de sortie dans un onduleur en cascade est définie par:

$$n = 2s + 1 \quad (\text{I-1})$$

Où s est le nombre des sources de tensions continues [21].

L'avantage majeur de cette approche hybride est que le nombre de sortie peut être augmenté davantage sans aucun ajout de nouveaux composants. Il faut seulement des sources de tensions continues avec différents niveaux de tensions. Probablement, le plus avantageux utilise des

sources de tensions avec deux niveaux de tensions (E et $2E$) comme le montre la **figure (II-10)**. Cet arrangement peut générer une tension à sept (07) niveaux (0 , $\pm E$, $\pm 2E$, $\pm 3E$) [10].

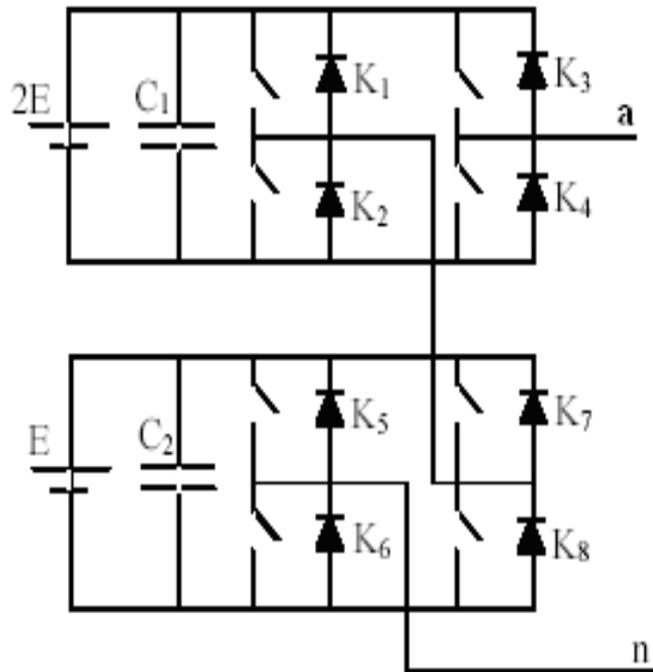


Figure (II-9) : Onduleur en cascade à 7 niveaux (phase a)

II.5 Propriétés des principales structures

II.5.1 Classification des topologies selon leur alimentation

Les topologies telles que les onduleurs NPC et les onduleurs à cellules imbriquées divisent leur tension d'alimentation : la tension de sortie est plus petite ou égale à la tension continue d'entrée. Elles sont capables de fonctionner à partir d'une alimentation continue unique.

Au contraire, les structures telles que les onduleurs en cascade élèvent leur tension d'alimentation : la tension de sortie maximale est plus grande que chacune des tensions d'alimentation elle est plus petite ou égale à la somme des tensions d'alimentation.

II.5.2 Nombres de composants nécessaires

A l'aide des tableaux suivants, nous comparons le nombre de commutateurs principaux et de diodes principales, nécessaires pour réaliser le nombre de niveaux de tension, est identique. Pour maintenir des diodes, ce n'est pas nécessaire dans la configuration à condensateur imbriqué et onduleur cascadié [22], ainsi que les condensateurs d'équilibrage ne sont pas obligatoires dans la

configuration à diode clampée et onduleur cascadi. Implicitement, l'onduleur cascadi exige le moindre nombre de composants.

Un autre avantage d'onduleur cascadi est la flexibilité de disposition de circuit. La disposition du circuit de modulation est possible parce que chaque niveau a la même structure, et il n'y a aucune diode clampées supplémentaires ou un condensateur d'équilibrage de tension. Le nombre de niveaux de tension de sortie peut être facilement ajusté en ajoutant ou en enlevant les cellules de pont complet.

Pour le cas le plus simple permettant d'obtenir trois niveaux par branche, nous obtenons :

A l'aide des tableaux suivants, nous comparons le nombre de commutateurs principaux et de diodes principales, nécessaires pour réaliser le nombre de niveaux de tension est identique. Pour maintenir des diodes, ce n'est pas nécessaire dans la configuration à condensateur imbriqué et onduleur cascadi [22], ainsi que les condensateurs d'équilibrage ne sont pas obligatoires dans la configuration à diode clampée et onduleur cascadi. Implicitement, l'onduleur cascadi exige le moindre nombre de composants.

Un autre avantage d'onduleur cascadi est la flexibilité de disposition de circuit. La disposition du circuit de modulation est possible parce que chaque niveau a la même structure, et il n'y a aucune diodes clampées supplémentaires ou un condensateur d'équilibrage de tension. Le nombre de niveaux de tension de sortie peut être facilement ajusté en ajoutant ou en enlevant les cellules de pont complet.

Pour le cas le plus simple permettant d'obtenir trois niveaux par branche, nous obtenons :

Tableau (II-1) : Nombres de composants nécessaires pour la topologie à trois niveaux

<i>topologie</i>	<i>n</i>	<i>s</i>	<i>K</i>	<i>D</i>	<i>D_c</i>	<i>C</i>
<i>NPC</i>	3	2	4	4	2	0
<i>cellules imbriquées</i>	3	2	4	4	0	1
<i>cascade</i>	3	1	4	4	0	0

Tableau (II-2) : Nombres de composants nécessaires pour la topologie à cinq niveaux

<i>topologie</i>	<i>n</i>	<i>s</i>	<i>K</i>	<i>D</i>	<i>D_c</i>	<i>C</i>
<i>NPC</i>	5	4	8	8	12	0
<i>cellules imbriquées</i>	5	4	8	8	0	6
<i>cascade</i>	5	2	8	8	0	0

Tableau (II-3) : Nombres de composants nécessaires pour la topologie à sept niveaux

<i>topologie</i>	<i>n</i>	<i>s</i>	<i>K</i>	<i>D</i>	<i>D_c</i>	<i>C</i>
<i>NPC</i>	7	6	12	12	30	0
<i>cellules imbriquées</i>	7	6	12	12	0	15
<i>cascade</i>	7	3	12	12	0	0

Tableau (II-4) : Nombres de composants nécessaires pour la topologie à neuf niveaux

<i>topologie</i>	<i>n</i>	<i>s</i>	<i>K</i>	<i>D</i>	<i>D_c</i>	<i>C</i>
<i>NPC</i>	9	8	16	16	56	0
<i>cellules imbriquées</i>	9	8	16	16	0	28
<i>cascade</i>	9	4	16	16	0	0

Tableau (II-5) : Nombres de composants nécessaires pour la topologie à *n* niveaux : [24]

<i>topologie</i>	<i>n</i>	<i>s</i>	<i>K</i>	<i>D</i>	<i>D_c</i>	<i>C</i>
<i>NPC</i>	<i>n</i>	(<i>n</i> -1)	2(<i>n</i> -1)	2(<i>n</i> -1)	(<i>n</i> -1).(<i>n</i> -2)	0
<i>cellules imbriquées</i>	<i>n</i>	(<i>n</i> -1)	2(<i>n</i> -1)	2(<i>n</i> -1)	0	(<i>n</i> -1).(<i>n</i> -2)/2
<i>cascade</i>	<i>n</i>	(<i>n</i> -1)/2	2(<i>n</i> -1)	2(<i>n</i> -1)	0	0

Avec :

- ✓ n : le nombre de niveaux de tension obtenus,
- ✓ s : le nombre de sources à courant continu,
- ✓ K : le nombre de commutateurs principaux,
- ✓ D : le nombre de diodes principales,
- ✓ D_c : le nombre des diodes clampées,
- ✓ C : le nombre de condensateurs d'équilibrage,

Du point de vue du nombre de composants, les onduleurs à cellules cascadiées paraissent être la solution multi-niveau la plus avantageuse, surtout lorsque le nombre de niveaux devient important. C'est effectivement le cas pour les applications monophasées telles que le filtrage actif ou la compensation statique, lorsque le convertisseur n'a pas besoin de fournir d'énergie au système. Pour les applications triphasées et pour un petit nombre de niveaux, les onduleurs NPC sont intéressants, car les condensateurs sont partagés par les différentes branches, ce qui permet un équilibrage de la puissance circulant entre les phases. Cet équilibrage permet une réduction notable de la taille des condensateurs intermédiaires [23,24].

II.6 Conclusion

Il existe plusieurs topologies d'onduleurs multi-niveaux, dont chacun correspond à un type d'application déterminé permettant d'atteindre les performances recherchées.

Dans ce chapitre, on a présenté les différentes structures de base d'onduleurs de tension multi-niveaux.

Les onduleurs NPC sont intéressants pour les applications triphasées nécessitant peu de niveaux. L'énergie stockée à l'étage intermédiaire peut être réduite. Les structures permettant une conversion directe (NPC et cellules imbriquées) sont avantageuses pour les applications avec échange de puissance active. Les onduleurs à cellules en cascade sont très avantageux pour les applications monophasées sans apport de puissance active. Ils conviennent même pour les très grandes tensions.

Le chapitre suivant sera consacré à l'étude de l'onduleur de tension à diode de bouclage.

L'étude d'un cas d'onduleur triphasé à trois niveaux (NPC) sera prise en charge. Pour généraliser les principes employés pour cette topologie, une étude d'onduleurs à cinq et à sept niveaux sera également présentée, ainsi que la modélisation de l'onduleur à trois niveaux de tension de type NPC

Chapitre III

Les onduleurs multi niveaux de type NPC et leurs modélisation

III.1 Introduction

Les onduleurs multi niveaux permettent de véhiculer des puissances élevées sans que les composants qui les constituent ne subissent des contraintes considérables lors de leur commande à l'ouverture ainsi qu'à la fermeture. La première structure d'onduleurs multi niveaux apparus est le NPC (*Neutral Point Clamped*) à trois niveaux, proposé par Nabea.

Ce chapitre porte, sur l'étude détaillée de l'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC (structure et principe de fonctionnement). Afin de généraliser les principes employés dans la topologie NPC, nous allons les appliquer à l'onduleur à diode de bouclage à cinq et à sept niveaux.

Enfin, nous allons établir le modèle mathématique de l'onduleur à trois niveaux de tension de type NPC en mode commandable, en utilisant la notion de fonctions de connexion des interrupteurs et des demi-bras.

III.2 Onduleur à trois niveaux de type NPC

III.2.1 Structure

L'idée de base de l'onduleur NPC est l'obtention d'une tension de sortie à trois niveaux par la superposition de deux interrupteurs élémentaires alimenté chacun par une source de tension continue distincte.

La **figure (III-1)** représente la structure topologique d'un onduleur triphasé à trois niveaux. Elle est composée de trois bras monophasés [25]. A partir de la source principale de tension continu, et à l'aide d'un diviseur de tension capacitif formé par les condensateurs de filtrage C_1 et C_2 de même capacité, on obtient deux sources secondaires de tension continue délivrant chacune une demi tension ($E/2$). Cette structure crée alors un point neutre (o) entre les deux condensateurs. Ces derniers sont identiques de manières à éviter le déséquilibre de charge ($C_1=C_2$ c'est-à-dire $U_{C1}=U_{C2}$).

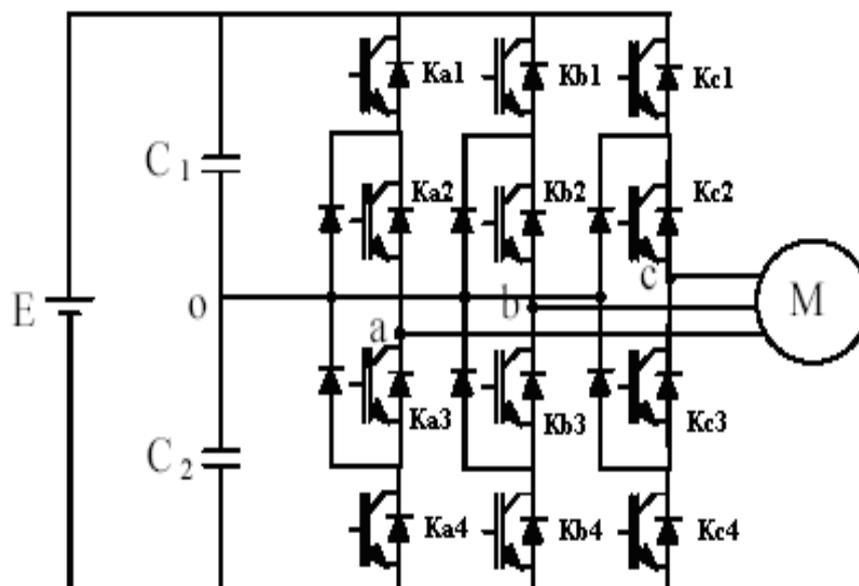


Figure (III-1) : Structure d'un onduleur triphasé à trois niveaux de type NPC

Chaque demi-bras de l'onduleur se compose de deux interrupteurs (K_{ij}) en série avec leur point commun relié par une diode de bouclage au point neutre des sources (o). Une diode en antiparallèle est montée sur chaque interrupteur pour assurer la réversibilité des courants dans la charge.

L'onduleur multi-niveaux de type NPC permet d'avoir une tension plus proche de la sinusoïde que celle issue de l'onduleur classique à deux niveaux. Il permet également, par la mise en série des interrupteurs, une meilleure maîtrise des contraintes en tension sur les composants.

III.2.2 Principe de fonctionnement

L'ondeur triphasé à trois niveaux est montré sur la **figure (III-1)**, qui représente le schéma de principe de l'une des topologies des onduleurs triphasés à structure NPC. Grâce à la symétrie de ces derniers, on considère un seul bras dont la structure est représentée par la **figure (III-2)**.

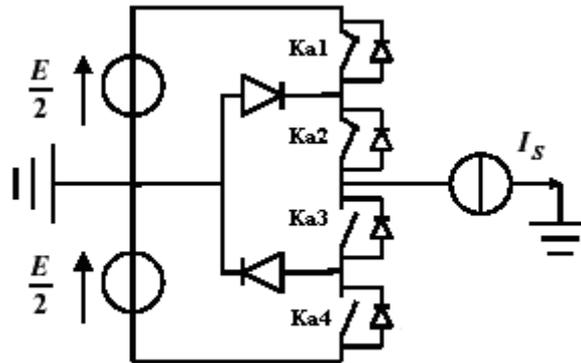


Figure (III-2) : Bras d'un onduleur NPC à trois niveaux

Il faut déterminer les valeurs que peut prendre la tension simple V_{ao} entre la borne (a) de la charge et le point neutre o . Cette tension est entièrement définie par l'état (0 ou 1) des quatre interrupteurs K_{a1} , K_{a2} , K_{a3} et K_{a4} du bras.

Sur les $2^4=16$ configurations possibles, seules trois configurations sont mises en œuvre. Toutes les autres séquences ne sont pas fonctionnelles, et sont donc à éviter. En effet, elles provoquent, soient, des court-circuit des sources de tension continue, soient, elles provoquent la déconnexion de la charge.

✓ Première configuration {1100}

K_{a1} , K_{a2} sont passants et K_{a3} , K_{a4} sont bloqués (**figure (III-3)**), on a la valeur de la tension simple de sortie est :

$$V_{ao} = +E/2 \quad (\text{III-1})$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{Ka3} = V_{Ka4} = +E/2 \quad (\text{III-2})$$

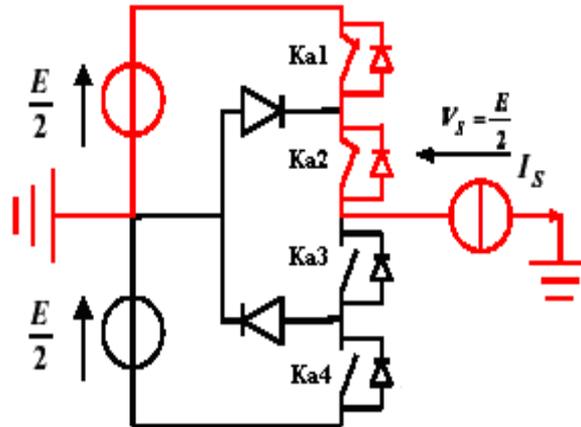


Figure (III-3) : 1^{ère} configuration du 1^{er} bras

✓ Deuxième configuration {0110}

K_{a2} , K_{a3} sont passants et K_{a1} , K_{a4} sont bloqués (figure (III-4)), le point a est relié directement au point neutre o . alors, la tension de sortie V_{ao} est nulle :

$$V_{ao} = 0 \tag{III-3}$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{Ka1} = V_{Ka4} = +E/2 \tag{III-4}$$

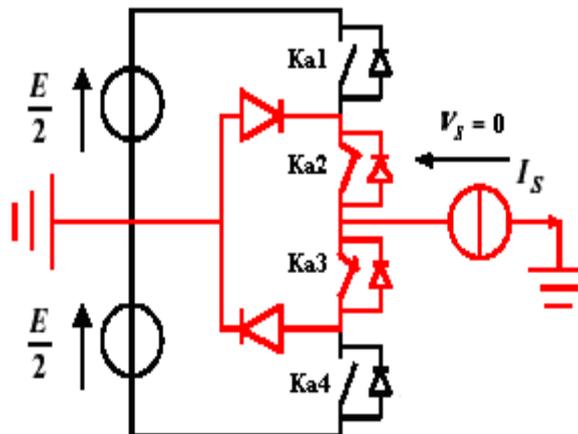


Figure (III-4) : 2^{ème} configuration du 1^{er} bras

✓ Troisième configuration {0011}

K_{a3}, K_{a4} sont passants et K_{a1}, K_{a2} sont bloqués (figure (III-5)), on a la valeur de la tension simple de sortie est :

$$V_{ao} = -E/2 \tag{III-5}$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{Ka1} = V_{Ka2} = +E/2 \tag{III-6}$$

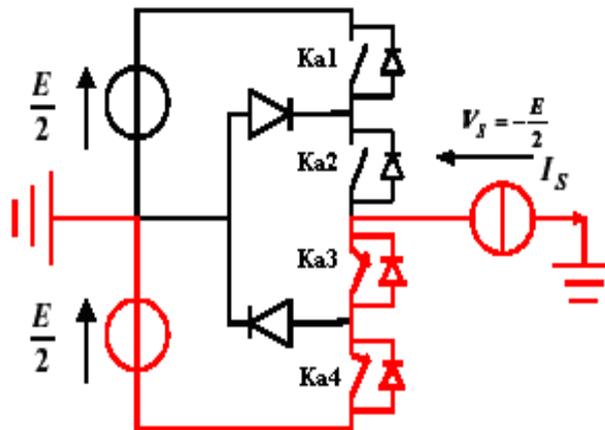


Figure (III-5) : 3^{ème} configuration du 1^{er} bras

Le Tableau (III-1) représente la tension de sortie V_{ao} d'un onduleur NPC à 3 niveaux en fonction de l'état des interrupteurs [26,27]. Outre les variations du potentiel du point milieu, la tension aux bornes des interrupteurs de puissance n'excède jamais la moitié du bus d'entrée.

Tableau (III-1) : Table de commutation de l'onduleur NPC 3 niveaux

Etat des interrupteurs				Tension de sortie V_{ao}
K_{a1}	K_{a2}	K_{a3}	K_{a4}	
1	1	0	0	$E/2$
0	1	1	0	0
0	0	1	1	$-E/2$

Pour visualiser l'enchaînement des configurations décrites ci-dessus, la figure (III-6) représente les signaux de commande de chaque interrupteur, ainsi que la forme d'onde de la tension de sortie V_{ao} .

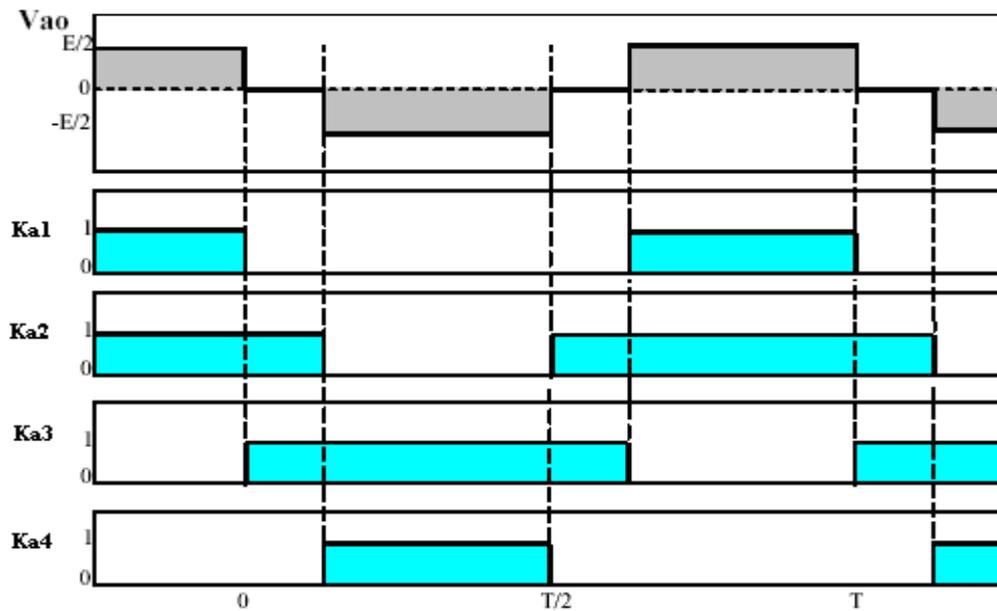


Figure (III-6) : Forme d'onde de la tension de sortie d'un bras d'onduleur à trois Niveaux de type NPC

La structure de l'onduleur à trois niveaux limite à $E/2$ la tension imposée à chaque interrupteur lorsqu'il est bloqué, alors que dans la structure classique de l'onduleur, cette tension vaut la tension continue complète E . C'est cette caractéristique de l'onduleur à trois niveaux qui permet de monter en puissance, dans le cas des applications de forte puissance.

Donc, la tendance vers l'augmentation du nombre de niveaux est dictée par le besoin de tensions plus élevées pour les applications de forte puissance. Ainsi que, plus le nombre de niveaux augmente, la tension de sortie en forme d'escalier possède plusieurs paliers. Ceci permet de mieux approcher la sinusoïde.

III.3 Onduleur à cinq niveaux de types NPC

III.3.1 Structure

La **figure (III-7)** représente la structure d'un bras d'onduleur de tension à cinq niveaux de type NPC. Elle est constituée de quatre sources secondaires de tension continue de valeur $E/4$, de huit interrupteurs à *IGBT* et de six diodes de bouclage.

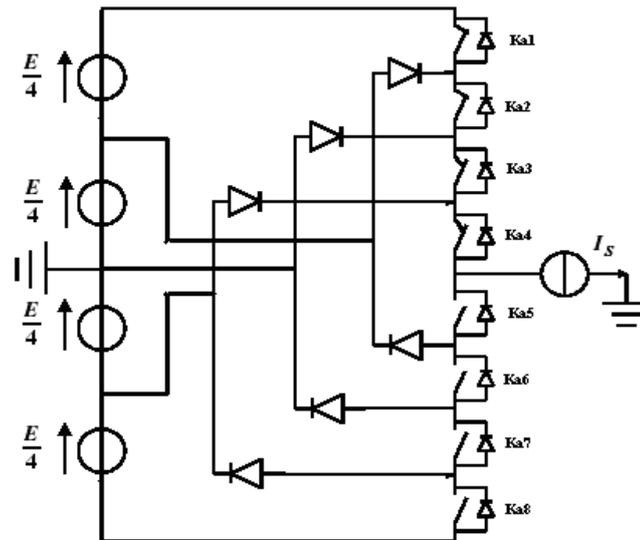


Figure (III-7) : Bras d'un onduleur NPC à cinq niveaux

III.3.2 Principe de fonctionnement

Pour définir les séquences de fonctionnements de l'onduleur à cinq niveaux, définissant d'abord les différents états que peut prendre la tension simple (la tension entre le bras de l'onduleur et le point milieu fictif). Les états possibles d'un seul bras d'interrupteur est de $2^5=32$ états que l'on peut représenter par un quadruplet de 0 et 1.

Pour ce type d'onduleur, seules cinq configurations sont fonctionnelles. Elles sont décrites comme Suit :

✓ **Première configuration {11110000}**

K_{a1}, K_{a2}, K_{a3} et K_{a4} sont passants et K_{a5}, K_{a6}, K_{a7} et K_{a8} sont bloqués (figure (IV-8)), on a la valeur de la tension simple de sortie est :

$$V_{ao} = +E/2 \tag{III-7}$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{Ka5} = V_{Ka6} = V_{Ka7} = V_{Ka8} = +E/4 \tag{III-8}$$

✓ **Deuxième configuration {01111000}**

K_{a2}, K_{a3}, K_{a4} , et K_{a5} sont passants et, K_{a6}, K_{a7}, K_{a8} et K_{a1} sont bloqués (figure (IV-9)), on a la tension de sortie est :

$$V_{ao} = +E/4 \tag{III-9}$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{Ka1} = V_{Ka6} = V_{Ka7} = V_{Ka8} = +E/4 \tag{III-10}$$

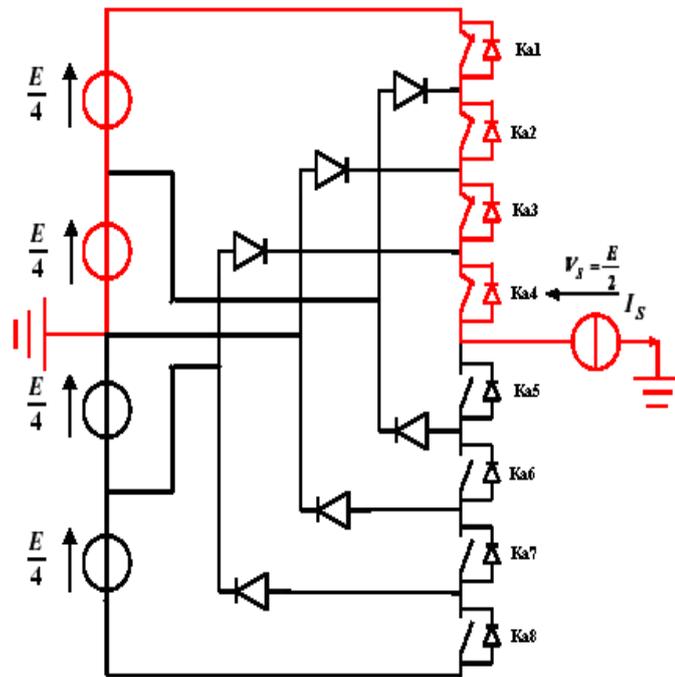


Figure (III-8) : 1^{ère} configuration du 1^{er} bras

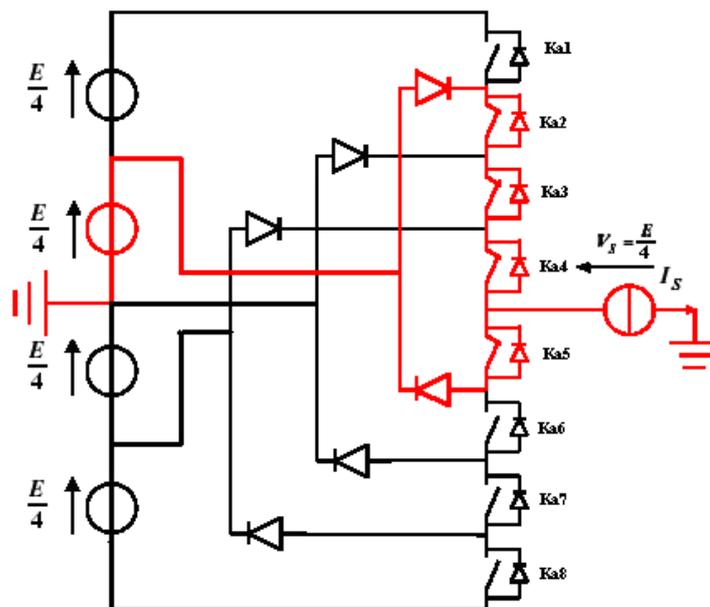


Figure (III-9) : 2^{ème} configuration du 1^{er} bras

✓ Troisième configuration {00111100}

K_{a3} , K_{a4} , K_{a5} , et K_{a6} sont passants et, K_{a7} , K_{a8} , K_{a1} et K_{a2} sont bloqués (figure (III-10)), on a la tension de sortie est :

$$V_{ao} = 0 \tag{III-11}$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{Ka1} = V_{Ka2} = V_{Ka7} = V_{Ka8} = +E/4 \tag{III-12}$$

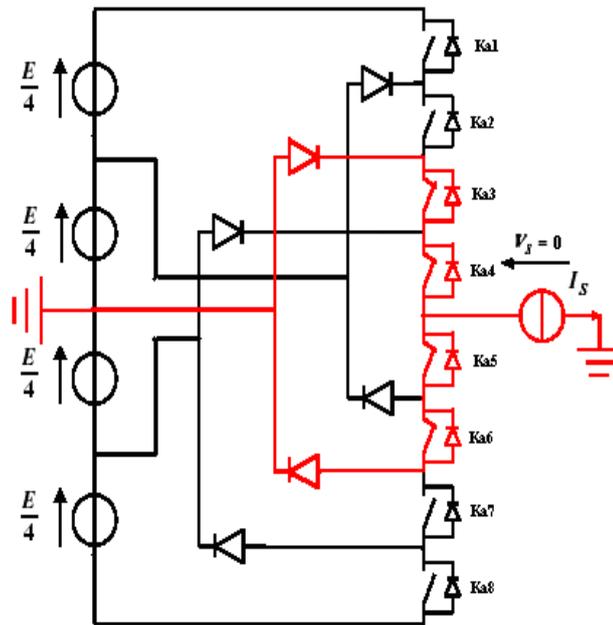


Figure (III-10) : 3^{ème} configuration du 1^{er} bras

✓ Quatrième configuration {00011110}

K_{a4} , K_{a5} , K_{a6} , et K_{a7} sont passants et, K_{a8} , K_{a1} , K_{a2} et K_{a3} sont bloqués (figure (III-11)), on a la tension de sortie est :

$$V_{ao} = -E/4 \tag{III-13}$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{Ka1} = V_{Ka2} = V_{Ka3} = V_{Ka8} = +E/4 \tag{III-14}$$

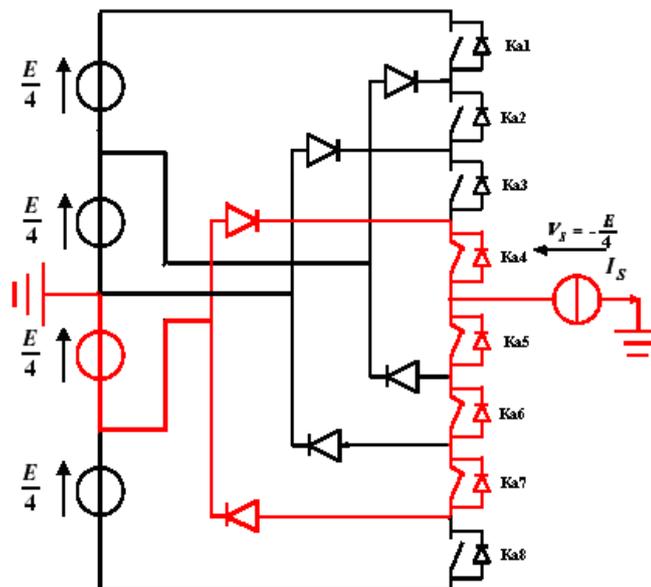


Figure (III-11) : 4^{ème} configuration du 1^{er} bras

✓ Cinquième configuration {00001111}

K_{a5} , K_{a6} , K_{a7} , et K_{a8} sont passants et, K_{a1} , K_{a2} , K_{a3} et K_{a4} sont bloqués (figure (III-12)), on a la tension de sortie est :

$$V_{ao} = -E/2 \tag{III-15}$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{Ka1} = V_{Ka2} = V_{Ka3} = V_{Ka4} = +E/4 \tag{III-16}$$

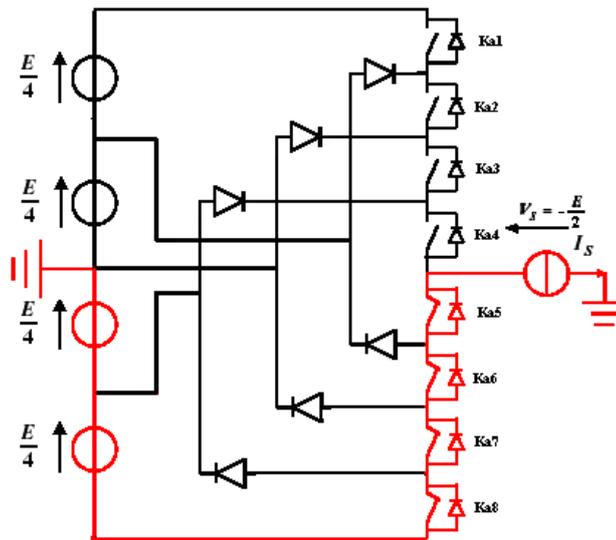


Figure (III-12) : 5^{ème} configuration du 1^{er} bras

Tableau (III-2) : Table de commutation de l'ondeur NPC 5 niveaux

Etat des interrupteurs								Tension de sortie V_{ao}
K_{a1}	K_{a2}	K_{a3}	K_{a4}	K_{a5}	K_{a6}	K_{a7}	K_{a8}	
1	1	1	1	0	0	0	0	$E/2$
0	1	1	1	1	0	0	0	$E/4$
0	0	1	1	1	1	0	0	0
0	0	0	1	1	1	1	0	$-E/4$
0	0	0	0	1	1	1	1	$-E/2$

La figure (III-13) représente les signaux de commande de chaque interrupteur, ainsi que la forme d'onde de la tension de sortie V_{ao} .

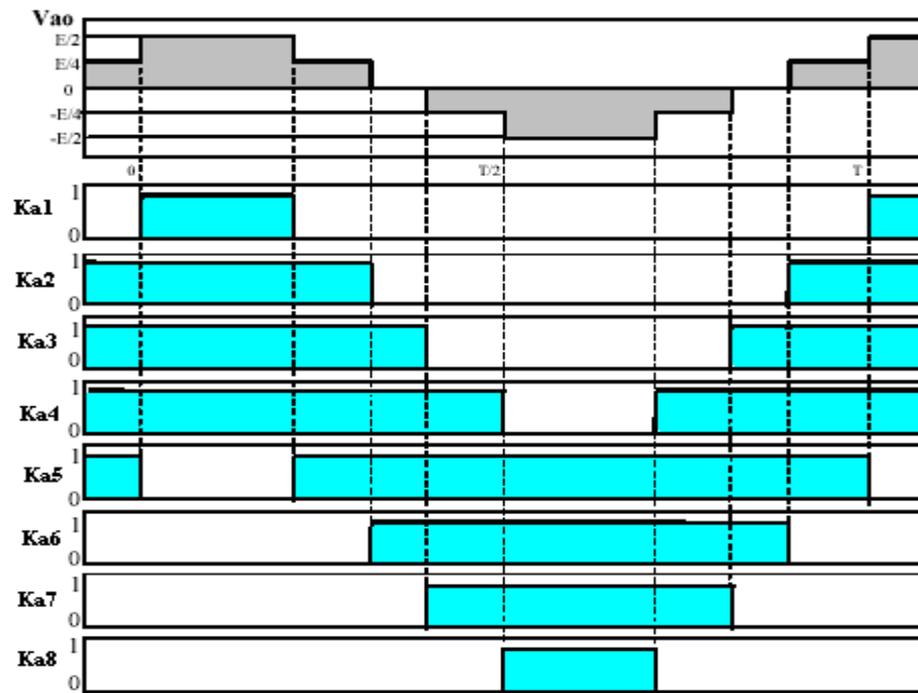


Figure (III-13) : Forme d'onde de la tension de sortie d'un bras d'onduleur à cinq niveaux de type NPC

III.4 Onduleur à sept niveaux de type NPC

III.4.1 Structure

L'analyse de l'onduleur à sept niveaux se fait de façon similaire à l'onduleur à cinq niveaux. La **figure (III-14)** représente la structure d'un bras d'onduleur de tension à sept niveaux de type NPC. Elle est constituée de six sources secondaires de tension continue de valeur $E/6$, de douze interrupteurs à *IGBT* et de dix diodes de bouclage.

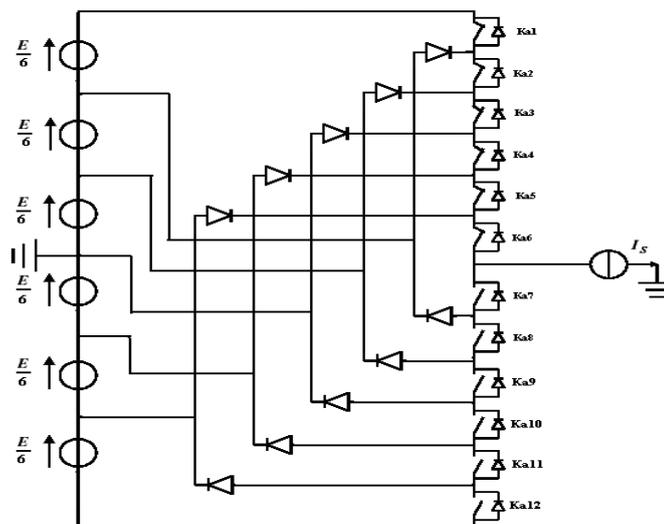


Figure (III-14) : Bras d'un onduleur NPC à sept niveaux

III.4.2 Principe de fonctionnement

Une analyse topologique d'un bras de l'onduleur montre sept configurations possibles pour ce dernier. Elles sont décrites comme suit :

✓ Première configuration {111111000000}

$K_{a1}, K_{a2}, K_{a3}, K_{a4}, K_{a5}$ et K_{a6} sont passants et $K_{a7}, K_{a8}, K_{a9}, K_{a10}, K_{a11}$ et K_{a12} sont bloqués, on a la valeur de la tension simple de sortie est :

$$V_{ao} = +E/2 \tag{III-17}$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{Ka7} = V_{Ka8} = V_{Ka9} = V_{Ka10} = V_{Ka11} = V_{Ka12} = +E/6 \tag{III-18}$$

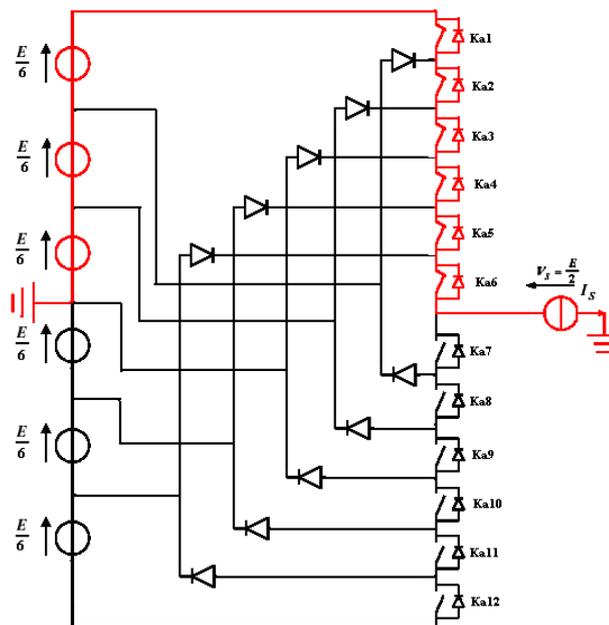


Figure (III-15) : 1^{ère} configuration du 1^{er} bras

✓ Deuxième configuration {011111100000}

$K_{a2}, K_{a3}, K_{a4}, K_{a5}, K_{a6}$ et K_{a7} sont passants et $K_{a8}, K_{a9}, K_{a10}, K_{a11}, K_{a12}$ et K_{a1} sont bloqués, on a la valeur de la tension simple de sortie est :

$$V_{ao} = +E/3 \tag{III-19}$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{Ka1} = V_{Ka8} = V_{Ka9} = V_{Ka10} = V_{Ka11} = V_{Ka12} = +E/6 \tag{III-20}$$

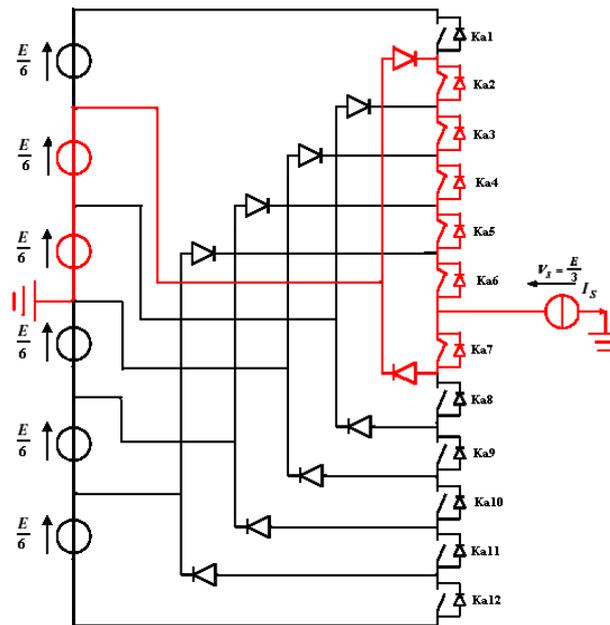


Figure (III-16) : 2^{ème} configuration du 1^{er} bras

✓ Troisième configuration {001111110000}

$K_{a3}, K_{a4}, K_{a5}, K_{a6}, K_{a7}$ et K_{a8} sont passants et $K_{a9}, K_{a10}, K_{a11}, K_{a12}, K_{a1}$ et K_{a2} sont bloqués, on a la valeur de la tension simple de sortie est :

$$V_{ao} = +E/6 \tag{III-21}$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{Ka1} = V_{Ka2} = V_{Ka9} = V_{Ka10} = V_{Ka11} = V_{Ka12} = +E/6 \tag{III-22}$$

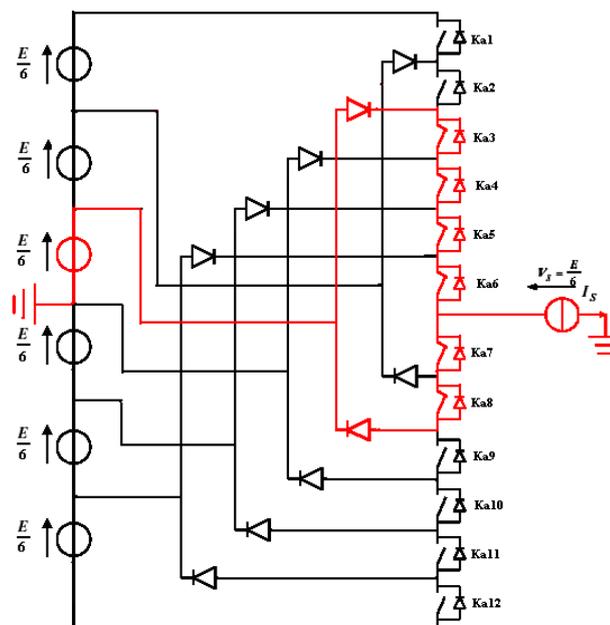


Figure (III-17) : 3^{ème} configuration du 1^{er} bras

✓ **Quatrième configuration {000111111000}**

$K_{a4}, K_{a5}, K_{a6}, K_{a7}, K_{a8}$ et K_{a9} sont passants et $K_{a10}, K_{a11}, K_{a12}, K_{a1}, K_{a2}$ et K_{a3} sont bloqués, on a la

valeur de la tension simple de sortie est :

$$V_{ao} = 0 \tag{III-23}$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{Ka1} = V_{Ka2} = V_{Ka3} = V_{Ka4} = V_{Ka11} = V_{Ka12} = +E/6 \tag{III-24}$$

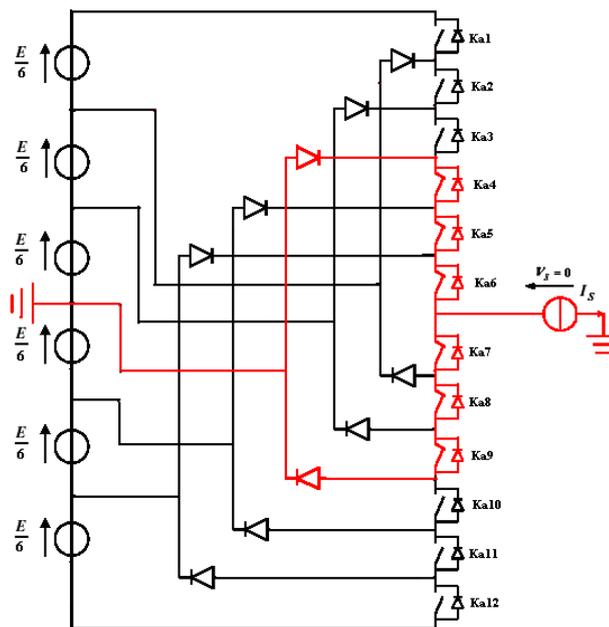


Figure (III-18) : 4^{ème} configuration du 1^{er} bras

✓ **Cinquième configuration {000011111100}**

$K_{a5}, K_{a6}, K_{a7}, K_{a8}, K_{a9}$ et K_{a10} sont passants et $K_{a11}, K_{a12}, K_{a1}, K_{a2}, K_{a3}$ et K_{a4} sont bloqués (figure (IV-19), on a la valeur de la tension simple de sortie est :

$$V_{ao} = -E/6 \tag{III-25}$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{Ka1} = V_{Ka2} = V_{Ka3} = V_{Ka4} = V_{Ka11} = V_{Ka12} = +E/6 \tag{III-26}$$

✓ **Sixième configuration {000001111110}**

$K_{a6}, K_{a7}, K_{a8}, K_{a9}, K_{a10}$ et K_{a11} sont passants et $K_{a12}, K_{a1}, K_{a2}, K_{a3}, K_{a4}$ et K_{a5} sont bloqués (figure III-20), on a la valeur de la tension simple de sortie est :

$$V_{ao} = -E/3 \tag{III-27}$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{Ka1} = V_{Ka2} = V_{Ka3} = V_{Ka4} = V_{Ka5} = V_{Ka12} = +E/6 \tag{III-28}$$

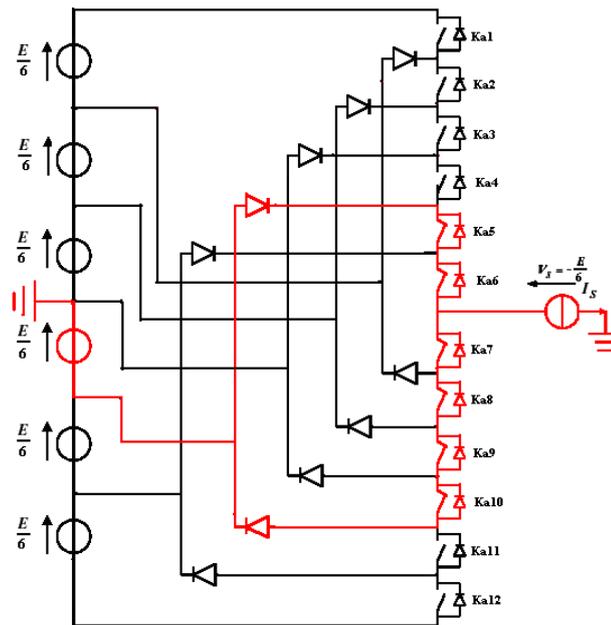


Figure (III-19) : 5^{ème} configuration du 1^{er} bras

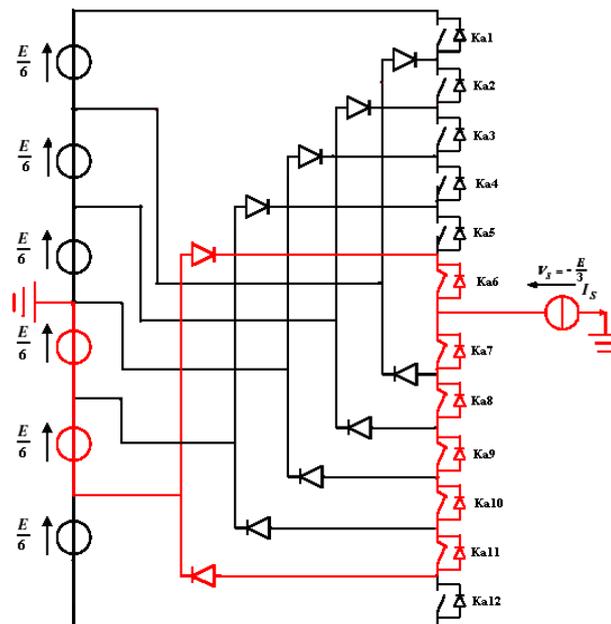


Figure (III-20) : 6^{ème} configuration du 1^{er} bras

✓ Septième configuration {000000111111}

$K_{a7}, K_{a8}, K_{a9}, K_{a10}, K_{a11}$ et K_{a12} sont passants et $K_{a1}, K_{a2}, K_{a3}, K_{a4}, K_{a5}$ et K_{a6} sont bloqués, on a la valeur de la tension simple de sortie est :

$$V_{ao} = -E/2 \tag{III-29}$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{Ka1} = V_{Ka2} = V_{Ka3} = V_{Ka4} = V_{Ka5} = V_{Ka6} = +E/6 \tag{III-30}$$

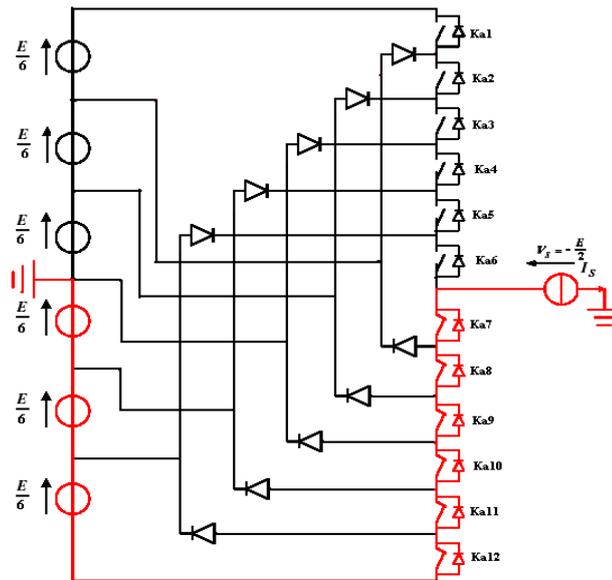


Figure (III-21) : 7^{ème} configuration du 1^{er} bras

Tableau (III-3) : Table de commutation de l'ondeur NPC 7 niveaux

Etat des interrupteurs											Tension de sortie V_{ao}	
K_{a1}	K_{a2}	K_{a3}	K_{a4}	K_{a5}	K_{a6}	K_{a7}	K_{a8}	K_{a9}	K_{a10}	K_{a11}		K_{a12}
1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	$E/2$
0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	$E/3$
0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	$E/6$
0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	$-E/6$
0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	$-E/3$
0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	$-E/2$

La figure (III-22) montre les formes d'ondes des tensions simples V_{ao} , V_{bo} et V_{co} à la sortie de l'ondeur.

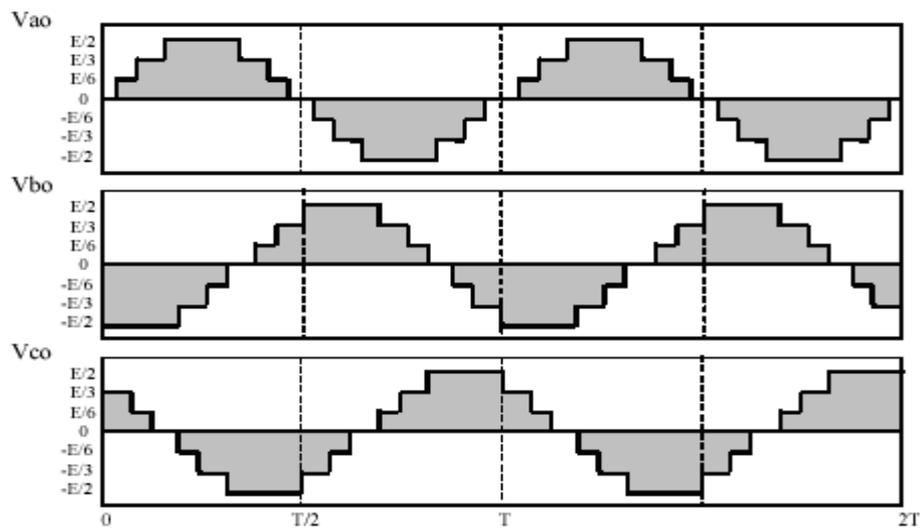


Figure (III-22) : Tensions simples d'un ondeur triphasé de type NPC à sept niveaux

III.5 Modélisation de l'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC

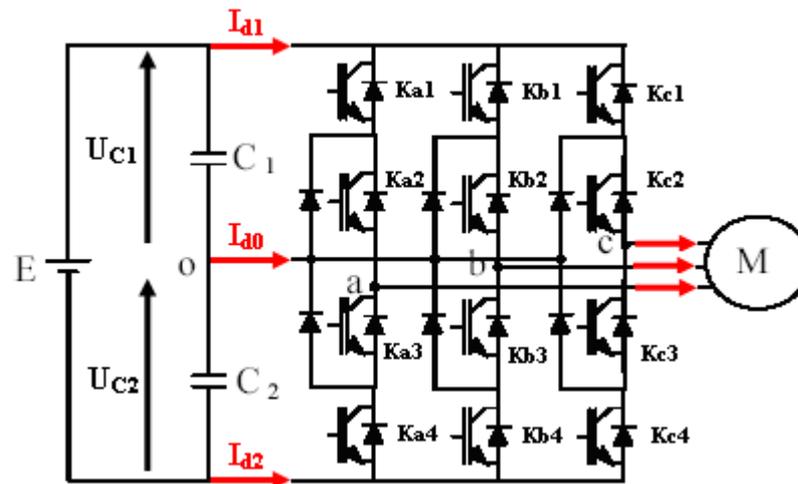


Figure (III-23) : Onduleur triphasé à trois niveaux de tension de type NPC

Pour simplifier la complexité de la structure de l'onduleur à trois niveaux, on présente chaque paire (transistor-diode) par un seul interrupteur bidirectionnel K_i (**figure (III-24)**), et vue la symétrie de la structure, on présente la configuration d'un seul bras.

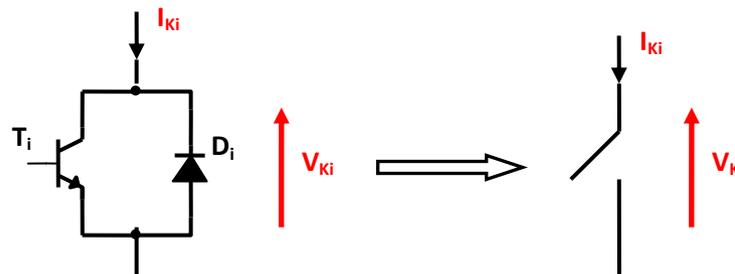


Figure (III-24) : Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire transistor-diode

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs dépend de :

- ✓ La commande externe B_K (l'ordre d'amorçage ou de blocage du semi-conducteur bicommandable T_i).
- ✓ Une commande interne définie par les signes du courant du bras.

Pour éviter la mise en conduction simultanée des quatre interrupteurs d'un seul bras, qui provoque un court-circuit aux bornes des sources continues et par conséquent le risque de destruction des condensateurs et des composants semi-conducteurs par surintensité et qui peut engendrer la destruction par surtension des interrupteurs lors d'ouverture simultanée de ces derniers, on adopte la solution classique suivante :

On doit réaliser une commande complémentaire des différents interrupteurs d'un même bras de l'onduleur [28].

Cette commande est la seule qui permet d'exploiter les trois niveaux de tension de sortie possible pour un bras ($U_{C1}, 0, -U_{C2}$), avec $U_{C1} = U_{C2} = E/2$

Pour le bras d'onduleur $i=a$, la commande complémentaire est :

$$\begin{cases} B_{Ka1} = \overline{B_{Ka3}} \\ B_{Ka2} = \overline{B_{Ka4}} \end{cases} \quad \text{(III-31)}$$

C'est cette commande qui va être adoptée pour la modélisation de l'onduleur à trois niveaux.

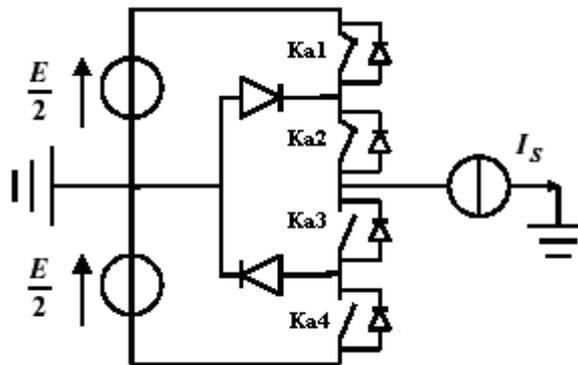


Figure (III-25) : Un bras de l'onduleur à trois niveaux de tension

III.5.1 Fonctions de connexion

Chaque interrupteur K_{ij} supposé idéal introduit une fonction de connexion F_{ij} .

Avec :

$i = a, b, c$: indicateur du bras.

$j = 1, 2, 3, 4$: numéro de l'interrupteur du bras i .

Cette fonction vaut « 1 » si l'interrupteur est fermé, et « 0 » dans le cas contraire.

$$F_{ij} = \begin{cases} 1 \text{ si } K_{ij} \text{ est fermé} \\ 0 \text{ si } K_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad \text{(III-32)}$$

III.5.1.a Relation entre les fonctions de connexion

Ainsi les fonctions de connexions des interrupteurs du bras i sont liées par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} F_{i1} &= 1 - F_{i3} \\ F_{i2} &= 1 - F_{i4} \end{aligned} \quad \text{(III-33)}$$

III.5.1.b Relation entre les fonctions des demi-bras

On définit la fonction de connexion du demi bras qu'on notera F_i^Z avec $Z = h$ pour le demi bras du haut et $Z = b$ pour le demi bras du bas.

Pour un bras i , les fonctions de connexions des demi-bras s'expriment au moyen des fonctions de connexions des interrupteurs comme suit :

$$\begin{aligned} F_i^h &= F_{i1} \cdot F_{i2} \\ F_i^b &= F_{i3} \cdot F_{i4} \end{aligned} \quad (\text{III-34})$$

F_i^h est associé au demi-bras du haut.

F_i^b est associé au demi-bras du bas [28,29].

Cette modélisation sera effectuée en considérant l'association de l'onduleur de tension triphasé avec une charge triphasé équilibrée.

- ✓ Tension simple aux bornes de chaque phase de la charge : V_a, V_b et V_c .
- ✓ Tension entre le point milieu « i » de chaque bras de l'onduleur et le point milieu « o » de l'alimentation continue de l'onduleur : V_{ao}, V_{bo} et V_{co} .
- ✓ Charge triphasée équilibrée couplée en étoile.

III.5.2.a Les potentiels V_{io}

Les potentiels des nœuds a, b et c de l'onduleur triphasé à trois niveaux par rapport au point milieu « o », sont donnés par le système suivant :

$$\begin{cases} V_{ao} = F_{a1} \cdot F_{a2} \cdot U_{C1} - F_{a3} \cdot F_{a4} \cdot U_{C2} = (F_{a1} \cdot F_{a2} - F_{a3} \cdot F_{a4}) \cdot E / 2 \\ V_{bo} = F_{b1} \cdot F_{b2} \cdot U_{C1} - F_{b3} \cdot F_{b4} \cdot U_{C2} = (F_{b1} \cdot F_{b2} - F_{b3} \cdot F_{b4}) \cdot E / 2 \\ V_{co} = F_{c1} \cdot F_{c2} \cdot U_{C1} - F_{c3} \cdot F_{c4} \cdot U_{C2} = (F_{c1} \cdot F_{c2} - F_{c3} \cdot F_{c4}) \cdot E / 2 \end{cases} \quad (\text{III-35})$$

Pour l'onduleur triphasé à trois niveaux, les fonctions de connexions des demi-bras sont définies selon les relations suivantes :

$$\begin{aligned} F_a^h &= F_{a1} \cdot F_{a2} & F_b^h &= F_{b1} \cdot F_{b2} & F_c^h &= F_{c1} \cdot F_{c2} \\ F_a^b &= F_{a3} \cdot F_{a4} & F_b^b &= F_{b3} \cdot F_{b4} & F_c^b &= F_{c3} \cdot F_{c4} \end{aligned} \quad (\text{III-36})$$

En introduisant ces fonctions de connexions des demi bras dans le système (II-35), on aboutit à :

$$\begin{cases} V_{ao} = F_a^h \cdot U_{C1} - F_a^b \cdot U_{C2} = (F_a^h - F_a^b) \cdot E / 2 \\ V_{bo} = F_b^h \cdot U_{C1} - F_b^b \cdot U_{C2} = (F_b^h - F_b^b) \cdot E / 2 \\ V_{co} = F_c^h \cdot U_{C1} - F_c^b \cdot U_{C2} = (F_c^h - F_c^b) \cdot E / 2 \end{cases} \quad (\text{III-37})$$

III.5.2.b Tensions de sortie

Le système d'équation (IV-37) nous permet d'avoir les tensions de sortie de l'onduleur à trois niveaux qui s'expriment en fonction des deux tensions d'entrées U_{C1} et U_{C2} .

On peut considérer l'onduleur à trois niveaux comme étant l'association en série de deux onduleurs à deux niveaux et chaque bras de l'un de ces onduleurs sera un demi-bras de l'onduleur à trois niveaux.

Dans ces conditions, nous pourrions définir le modèle liant les fonctions des demi-bras et les tensions aux bornes de la charge V_a, V_b, V_c .

1- Tensions composées

Les différentes tensions composées de l'onduleur triphasé à trois niveaux s'expriment à l'aide des fonctions de connexions des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} = (F_{a1} \cdot F_{a2} - F_{b1} \cdot F_{b2}) \cdot U_{C1} - (F_{a3} \cdot F_{a4} - F_{b3} \cdot F_{b4}) \cdot U_{C2} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} = (F_{b1} \cdot F_{b2} - F_{c1} \cdot F_{c2}) \cdot U_{C1} - (F_{b3} \cdot F_{b4} - F_{c3} \cdot F_{c4}) \cdot U_{C2} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} = (F_{c1} \cdot F_{c2} - F_{a1} \cdot F_{a2}) \cdot U_{C1} - (F_{c3} \cdot F_{c4} - F_{a3} \cdot F_{a4}) \cdot U_{C2} \end{cases} \quad (\text{III-38})$$

Avec $U_{C1} = U_{C2} = E/2$, le système (II-38) devient :

$$\begin{cases} V_{ab} = [(F_{a1} \cdot F_{a2} - F_{b1} \cdot F_{b2}) - (F_{a3} \cdot F_{a4} - F_{b3} \cdot F_{b4})] \cdot E / 2 \\ V_{bc} = [(F_{b1} \cdot F_{b2} - F_{c1} \cdot F_{c2}) - (F_{b3} \cdot F_{b4} - F_{c3} \cdot F_{c4})] \cdot E / 2 \\ V_{ca} = [(F_{c1} \cdot F_{c2} - F_{a1} \cdot F_{a2}) - (F_{c3} \cdot F_{c4} - F_{a3} \cdot F_{a4})] \cdot E / 2 \end{cases} \quad (\text{III-39})$$

Les différentes tensions composées de l'onduleur triphasé à trois niveaux s'expriment à l'aide des fonctions des demi-bras comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_a^h \\ F_b^h \\ F_c^h \end{bmatrix} U_{C1} - \begin{bmatrix} F_a^b \\ F_b^b \\ F_c^b \end{bmatrix} U_{C2} \right\} \quad (\text{III-40})$$

Cette relation se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a^h - F_a^b \\ F_b^h - F_b^b \\ F_c^h - F_c^b \end{bmatrix} E / 2 \quad (\text{III-41})$$

2- Tensions simples

Lorsque la charge est un système triphasé équilibré, donc la somme des trois tensions simples à la sortie de l'onduleur est nulle [29] :

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (\text{III-42})$$

$$\begin{cases} V_a = (2V_{aO} - V_{bO} - V_{cO})/3 \\ V_b = (-V_{aO} + 2V_{bO} - V_{cO})/3 \\ V_c = (-V_{aO} - V_{bO} + 2V_{cO})/3 \end{cases} \quad (\text{III-43})$$

Sous la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a^h - F_a^b \\ F_b^h - F_b^b \\ F_c^h - F_c^b \end{bmatrix} E/2 \quad (\text{III-44})$$

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la structure topologique d'un onduleur de tension triphasé de type NPC, dit à diode de bouclage, en passant en revue ses avantages par rapport à un onduleur classique à deux niveaux. En définissant le modèle de l'interrupteur bidirectionnel en courant, ainsi que la détermination de son modèle mathématique en mode commandable, en optant pour une commande complémentaire optimale des quatre interrupteurs, qui le constituent.

Les ondes de tension obtenu V_{aO} , V_{bO} et V_{cO} correspondent aux tensions simples sont non sinusoïdales très riche en harmoniques. Il est nécessaire de penser à d'autres stratégies de commande pour réduire ces harmoniques. Parmi ces stratégies on peut citer la MLI sinusoïdale, la MLI par hystérésis et la M.L.I vectorielle, que nous allons aborder dans le chapitre suivant intitulé les différentes stratégies de commande des onduleurs.

Chapitre IV

Les différentes stratégies de commande des onduleurs

IV.1 Introduction

A la sortie d'un onduleur, alimenté par une source de tension continue, on obtient une tension alternative formée de créneaux rectangulaires. Le filtrage de cette tension rectangulaire permet son approximation à une tension sinusoïdale. Si la tension à filtrée est à la fréquence industrielle, le filtrage sera lourd, coûteux et les résultats obtenus seront médiocres. D'où la nécessité d'une technique permettant le découpage d'une alternance en plusieurs créneaux. La modulation de largeur d'impulsion (*MLI*) est introduite pour résoudre ce problème. Cependant, l'essor de la modulation *MLI* n'a été possible que grâce aux progrès sur les semi-conducteurs.

La modulation *MLI* consiste alors à former chaque alternance d'une tension de sortie d'une succession de créneaux de largeur convenable, en adaptant une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie de l'onduleur.

Ainsi, elle permet de repousser, vers des fréquences élevées, les harmoniques de la tension de sortie ; ce qui facilite le filtrage. Aussi, la multiplication du nombre des impulsions, formant chacune des alternances d'une tension de sortie, offre la possibilité de moduler la forme de cette tension et d'obtenir une forme d'onde approximant au mieux la sinusoïde.

La génération des signaux de commande de la modulation *MLI* se fait le plus souvent en temps réel. On détermine ainsi les instants d'ouverture et de fermeture des interrupteurs à l'aide d'une électronique de commande analogique ou numérique ou éventuellement une combinaison des deux.

Pour assurer la détermination en temps réel des instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs, on distingue trois techniques de modulation de largeur d'impulsion : la modulation sinusoïdale, la modulation par hystérésis et la modulation vectorielle.

IV.2 La modulation sinusoïdale

La modulation sinusoïdale consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante, généralement sinusoïdale, avec une onde de modulation ou porteuse, généralement triangulaire. Cette technique exige une commande séparée pour chacune des phases de l'onduleur. La figure ci-dessous illustre le principe de base de cette technique.

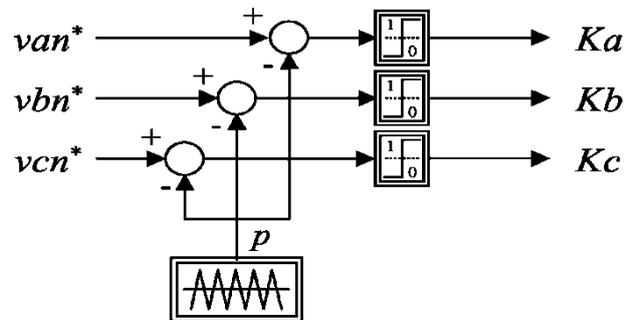


Figure (IV-1) : Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoïdale

Les caractéristiques de la modulation sinusoïdale sont :

- ✓ L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence f_c de la porteuse à la fréquence f_m de la référence : $m = f_c/f_m$
- ✓ Le coefficient de réglage r égale au rapport de l'amplitude A_m de la référence à l'amplitude crête A_c de la porteuse : $r = A_m/A_c$
- ✓ Le facteur d'évaluation des performances de la MLI, le facteur de distorsion totale des harmoniques de la tension de sortie THD , définit par le rapport de la somme quadratique des harmoniques de tension à la valeur de la somme quadratique du fondamental et des harmoniques de la tension [30]:

$$THD = \frac{\left(\sum_{i=2}^n V_i^2 \right)^{1/2}}{\left(\sum_{i=1}^n V_i^2 \right)^{1/2}} \quad (\text{IV-1})$$

Dans cette section, on analyse la stratégie de modulation à MLI sinusoïdale. Il s'agit de déterminer, pour un onduleur triphasé à trois niveaux de type NPC, le signal de commande des interrupteurs.

IV.2.1 Modulation sinusoïdale naturelle

Comme pour les onduleurs à deux niveaux, les signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur NPC sont obtenus à partir des intersections des trois signaux de référence sinusoïdaux déphasés entre eux de 120° , de fréquence f_m et d'amplitude A_m , avec un signal triangulaire d'amplitude A_c et de fréquence f_c , très supérieure à f_m (**Figure (IV-2a)**).

La **figure (IV-2)** montre le principe de la technique MLI sinusoïdale naturelle utilisée pour un onduleur triphasé à trois niveaux de type NPC.

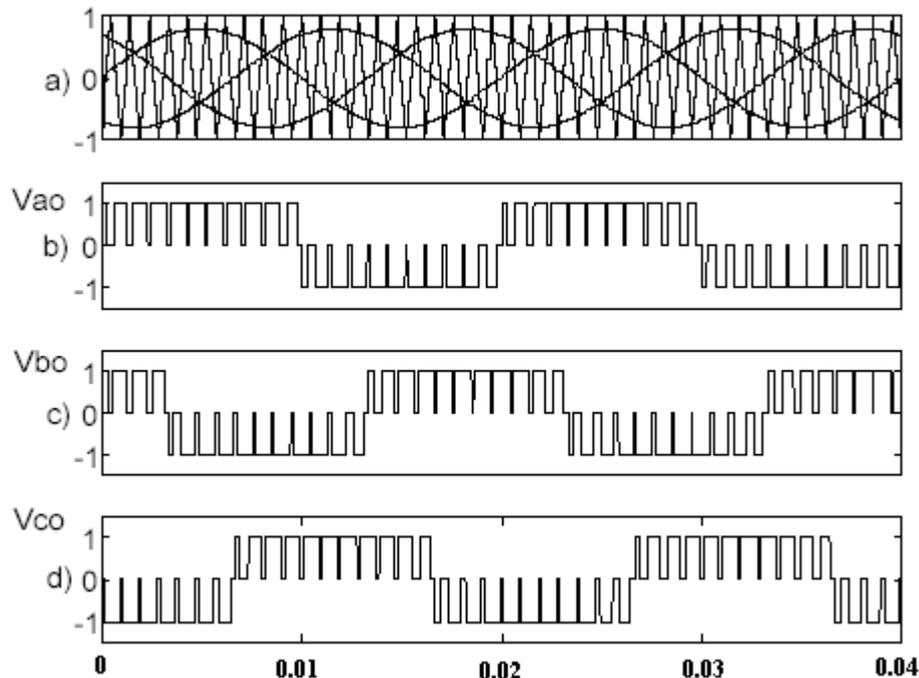


Figure (IV-2) : Principe de la modulation MLI sinusoïdale classique

Les formes d'ondes des tensions de sortie de l'onduleur V_{ao} , V_{bo} et V_{co} sont représentées par les **figures (IV-2b, IV-2c et IV-2d)** respectivement.

IV.2.2 Modulation sinusoïdale à doubles triangles

Cette stratégie est basée, dans son principe, sur la modulation sinusoïdale naturelle. Pour un onduleur à trois niveaux, elle recommande l'utilisation de deux signaux triangulaires de même fréquence f_c et de même amplitude A_c . Ces signaux triangulaires sont comparés, pour chaque phase, avec un signal de référence d'amplitude A_m et de fréquence f_m . C'est la modulation sinusoïdale à double triangle.

Pour les onduleurs avec un nombre de niveaux n supérieur à trois, la technique sinusoïdale naturelle avec son signal triangulaire unique, ne permet pas la génération de tous les signaux de

commande requis. Alors, Cette technique nécessite $(n-1)$ signaux triangulaires de même fréquence f_c et de même amplitude A_c [31].

La **figure (IV-3)** représente le principe de la modulation sinusoïdale à double triangle. Deux porteuses sont utilisées, avec trois signaux de référence, pour générer la commande de chaque phase comme illustré dans la **figure (IV-3a)**. Les **figures (IV-3b, III-3c et IV-3d)** montrent les formes d'ondes des tensions simples V_{ao} , V_{bo} et V_{co} rapportées au point milieu de la source.

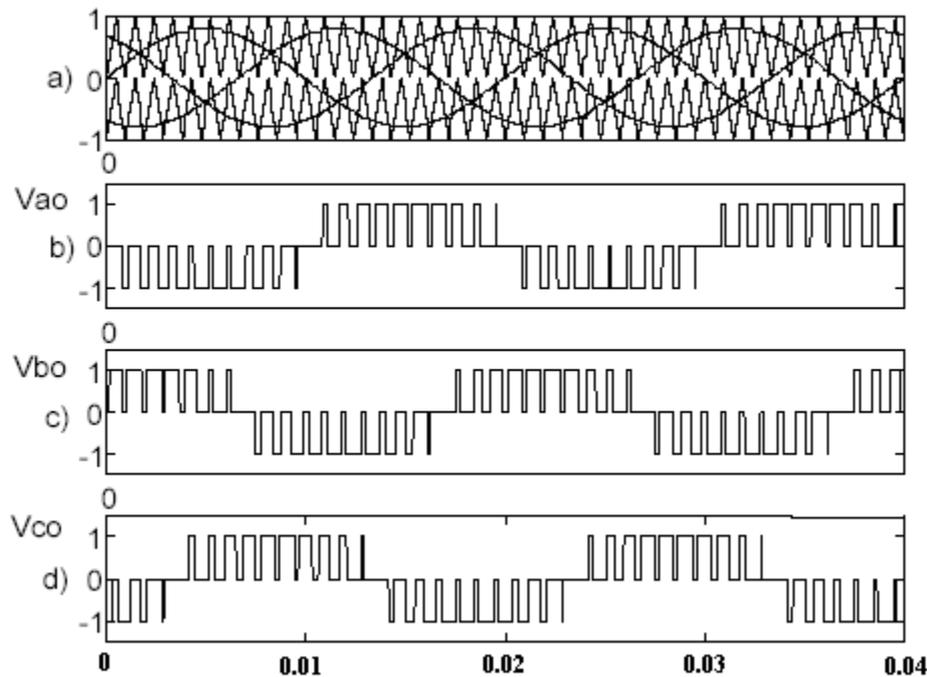


Figure (IV-3) : Principe de la MLI à doubles triangles

IV.3 La modulation par hystérésis (commande en fourchette)

De façon générale la commande par hystérésis, connue aussi sous le nom de commande en fourchette, 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.

L'approche la plus simple utilisée pour cette fin, est la stratégie de contrôle qui réalise la comparaison entre le courant de phase mesuré et le courant de référence, à l'aide d'un comparateur à hystérésis. Celui-ci, produit des impulsions d'amorçage et de blocage des interrupteurs de l'onduleur, de façon à limiter le courant de phase dans une bande d'hystérésis autour du courant de référence. La **figure (IV-4)** donne le schéma de principe de cette commande [32].

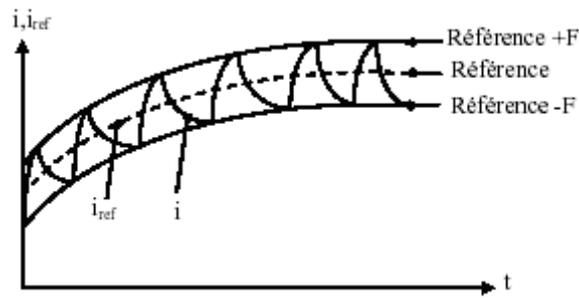


Figure (IV-4) : Principe de la commande en fourchette

Si le courant mesuré i est inférieur à la référence i_{ref} augmentée d'une fourchette F (connue aussi sous le nom de demi-largeur de bande), la tension de sortie est forcée à sa valeur maximale pour que le courant croisse le plus vite possible et s'il est supérieur à cette même référence diminuée de la fourchette, alors la tension de sortie est forcée à sa valeur minimale pour que le courant décroisse le plus vite possible. La **figure (IV-5)** présente le schéma fonctionnel d'une commande par hystérésis [33].

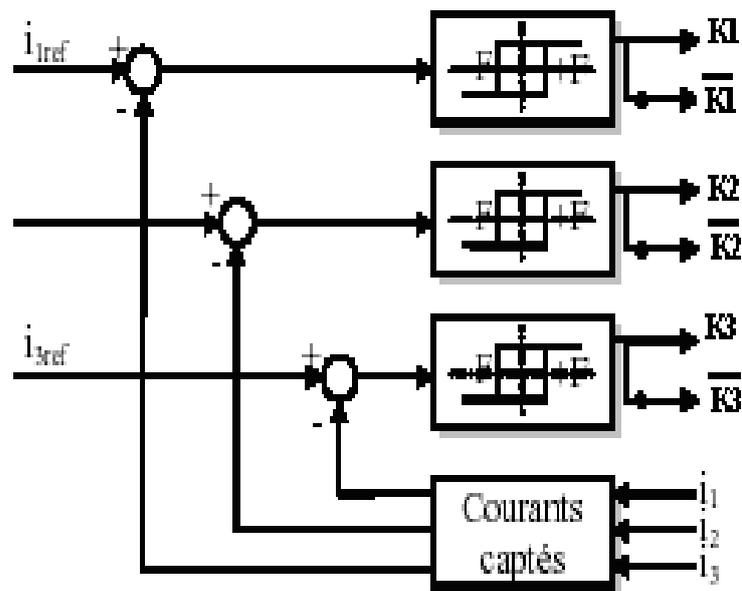


Figure (IV-5) : Schéma fonctionnel d'une commande en fourchette

De façon générale, pour contrôler un onduleur triphasé à n niveaux de tension, il faut exiger $(n-1)$ bandes, pour déterminer tous les pulses de commande des interrupteurs de cet onduleur [34,35].

IV.4 La modulation vectorielle

La modulation vectorielle, dite "*Space Vector PWM*", est une modulation en temps réel. Elle utilise le fait qu'un vecteur peut représenter les trois tensions d'un système triphasé de somme nulle. Elle est conduite en synchronisme sur les trois phases.

Cette technique de MLI suit les principes suivants :

- ✓ Le signal de référence est échantillonné à intervalles réguliers T (MLI régulière),
- ✓ Pour chaque phase, réalisation d'une impulsion de largeur T centrée sur la période (MLI symétrique) dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence à l'instant d'échantillonnage [12].

La MLI vectorielle traite les signaux directement sur le plan diphasé de la transformation de *Concordia*. Elle traite donc, les signaux triphasés comme un tout. L'onduleur triphasé à trois niveaux de tension ayant trois bras et trois configurations, donc, il possède $3^3 = 27$ modes de commutations possibles. Il peut donc générer **27 vecteurs** différents de tension de sortie (V_{an} , V_{bn} et V_{cn}).

La représentation sur le plan (α, β) de ces **27 vecteurs** est donnée par la **figure (IV-6)**,

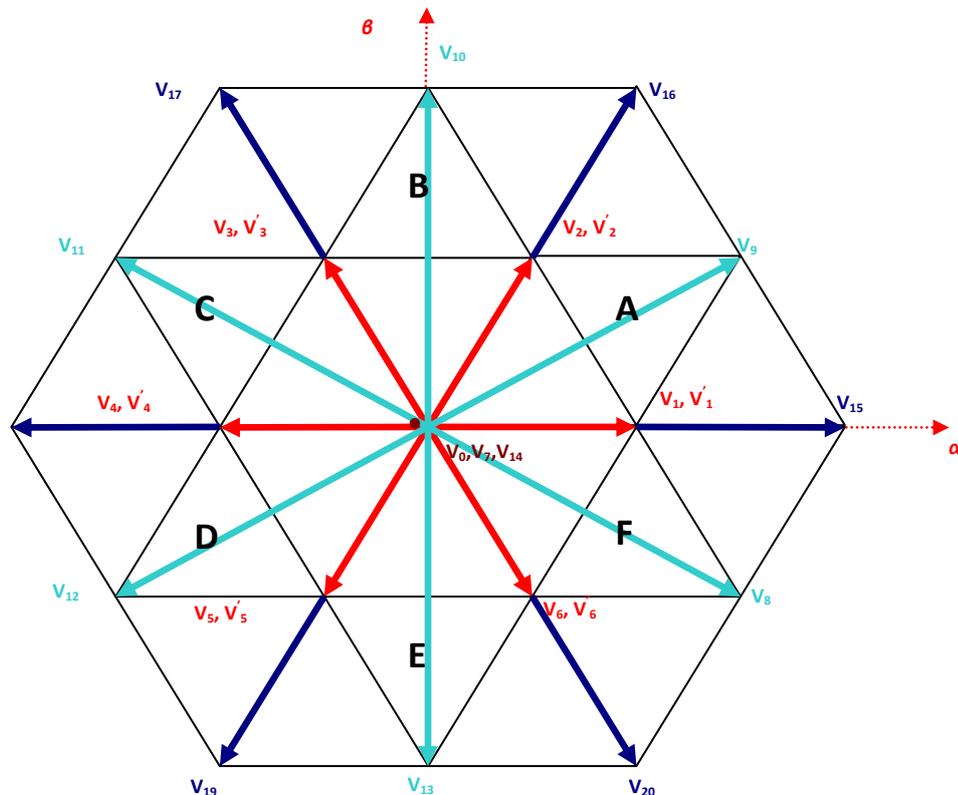


Figure (IV-6) : Représentation dans le plan (α, β) des vecteurs de tension de l'onduleur à trois niveaux de tension

Le schéma de principe de la M.L.I vectorielle est présenté dans la figure (IV-7).

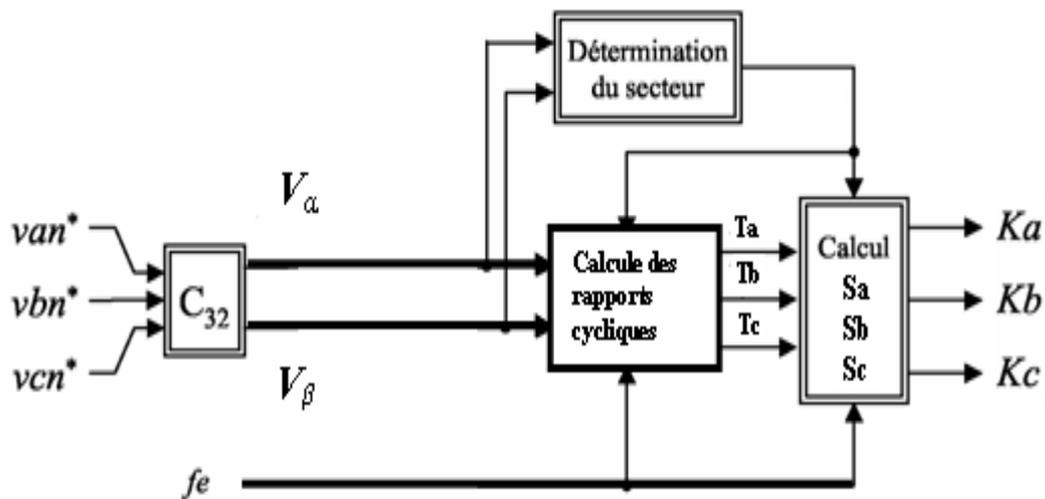


Figure (IV-7): Le schéma de principe de la M.L.I Vectorielle

Cette modulation utilisée dans les commandes modernes des machines asynchrones pour obtenir des formes d'ondes arbitraires non nécessairement sinusoïdales.

IV.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté, les différentes stratégies de commande de l'onduleur, MLI sinusoïdale, hystérésis ainsi que la M.L.I vectorielle.

La commande par hystérésis est très simple et très rapides mais sa fréquence instantanée des commutations n'est pas contrôlable.

La M.L.I vectorielle génère les signaux d'impulsions simultanément avec la rotation du vecteur de référence, par contre la M.L.I sinusoïdale demande de déterminer les instants de commutations des interrupteurs de chaque bras de l'onduleur séparément [31].

Dans le prochain chapitre on va traiter la modulation MLI sinusoïdale de l'onduleur triphasé à deux et trois niveaux de tension de type NPC et on conclues par des résultats de simulations auxquels nous avons abouti. .

Chapitre V
Simulation et interprétation des
résultats

V.1 Introduction

MATLAB est un logiciel destiné principalement au calcul scientifique, à la modélisation et à la simulation. Le noyau de calcul est associé à l'environnement **SIMULINK**, permettant une modélisation basée sur des schémas-blocs.

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

Dans ce chapitre, on va simuler l'onduleur de tension à deux puis à trois niveaux de type NPC commandé par la technique MLI sinusoïdale, ainsi que la commande en pleine onde.

Pour montrer l'avantage de l'onduleur trois étages (trois niveaux), une simulation est élaborée sous **MATLAB/SIMULINK** de la machine asynchrone à cage alimentée par cet onduleur.

V.2 Onduleur a deux niveaux triphasé :

V.2.1 Résultats obtenu

V.2.1.1 Commande en pleine onde (180°)

La **figure (V-1)** présente un schéma bloc de moteur asynchrone à cage alimenté par un onduleur triphasé à deux niveaux à base des transistors, ce onduleur est contrôlé par la stratégie de modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale (**SPWM**).

La tension de la source continue qui alimente notre onduleur est fixé de valeur **400 V**.

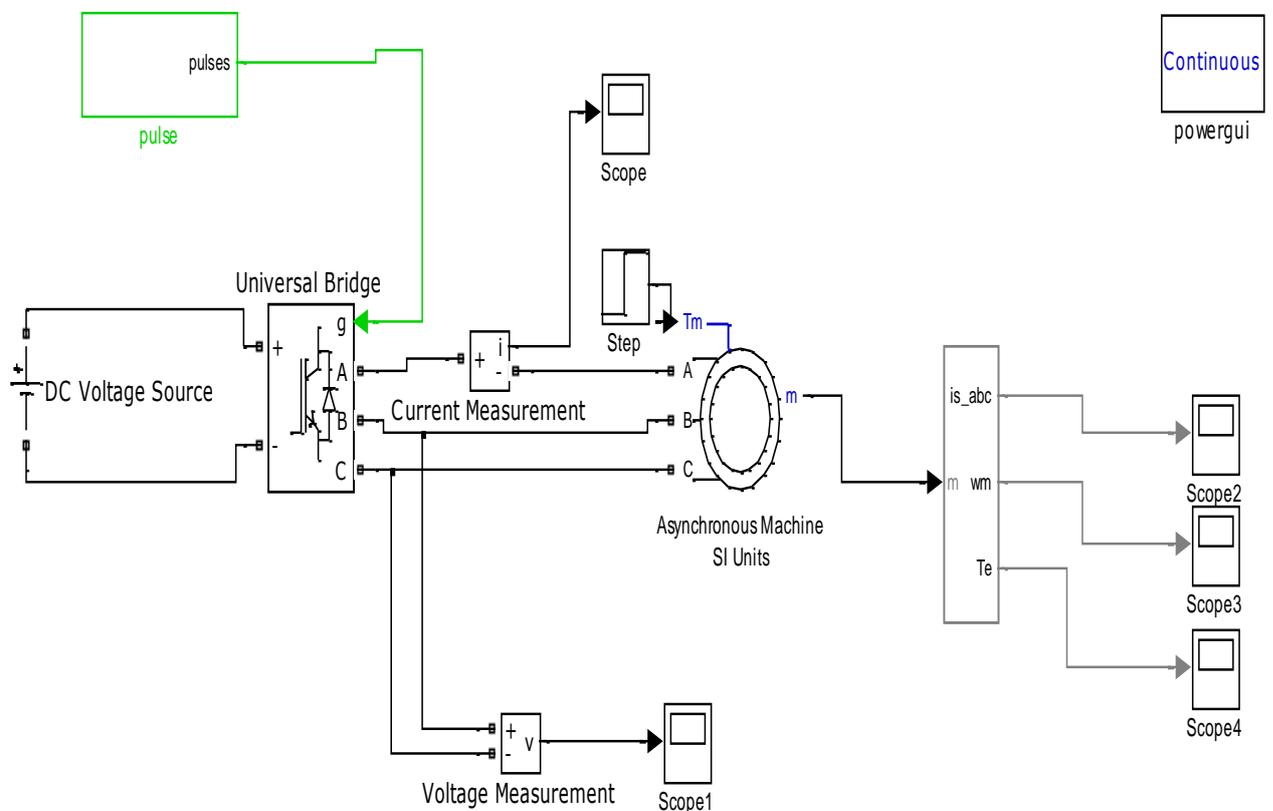


Figure (V- 1) schéma bloc de la commande en plein onde d'un onduleur à deux niveaux

✓ *Tension composé :*

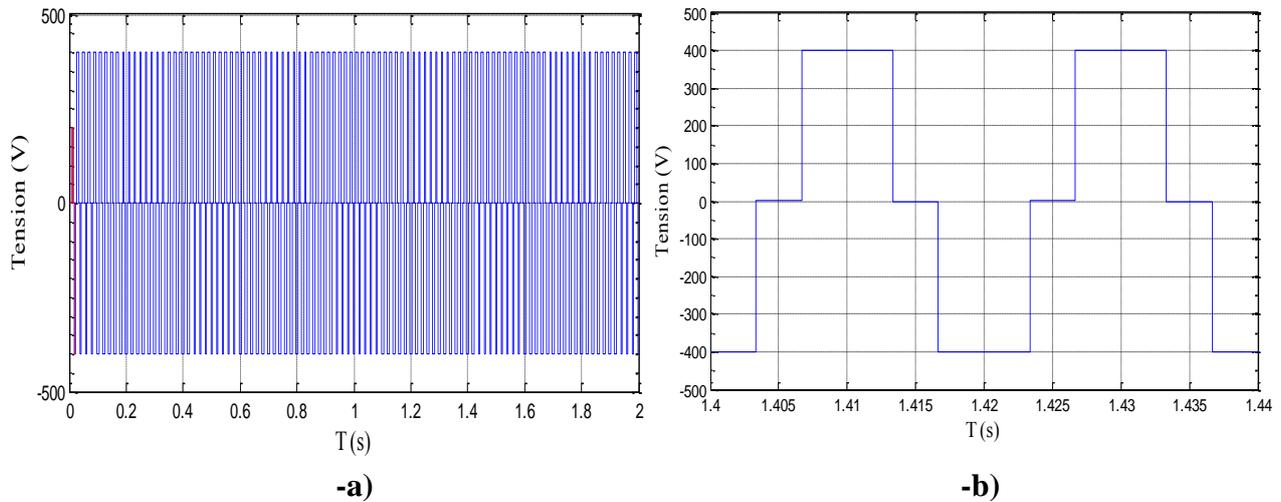


Figure (V-2) Tension composée, -a) Tension d'alimentation du MAS, -b) Zoom sur la tension

La **figure (V-2)** représente une tension entre 2 phase a et b, on remarque que cette forme de tension elle prend un signal carrée, la valeur maximale est égale à la valeur de la source d'alimentation.

✓ *Courant statorique :*

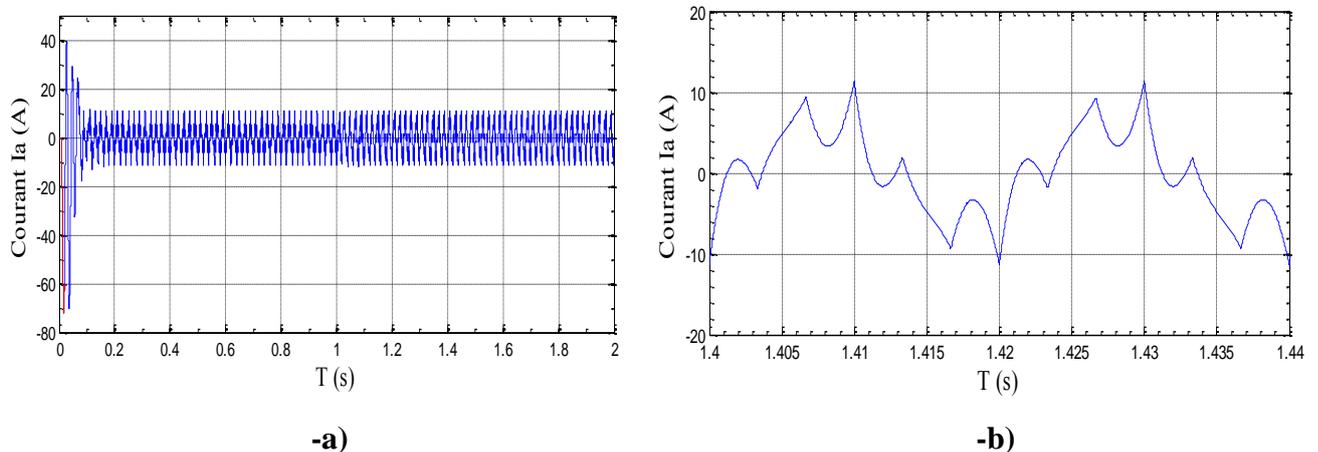


Figure (V-3) Courant statorique, a) Courant à la sortie de l'onduleur, -b) Zoom sur I_a

La figure au-dessus montre le courant statorique dans un enroulement d'une phase (I_a), au démarrage de la machine il y a une forte appelle de courant ($I = 40$ A). Après ce régime transitoire à l' instant $t = 0,14$ s il se stabilise à une valeur efficace est égale 11 A.

A l'instant $t = 1$ s, on va appliquer une charge mécanique sur l'arbre du moteur représentée par un couple résistant d'une valeur $C_r = 10$ N.m, dans ce cas, On remarque qu'il y a une petite augmentation sur le courant statorique mais presque négligeable à cause de l'influence des harmoniques (**figure V-3-b**).

✓ *Spectre d'harmonique du courant statorique THD = 47.76% :*

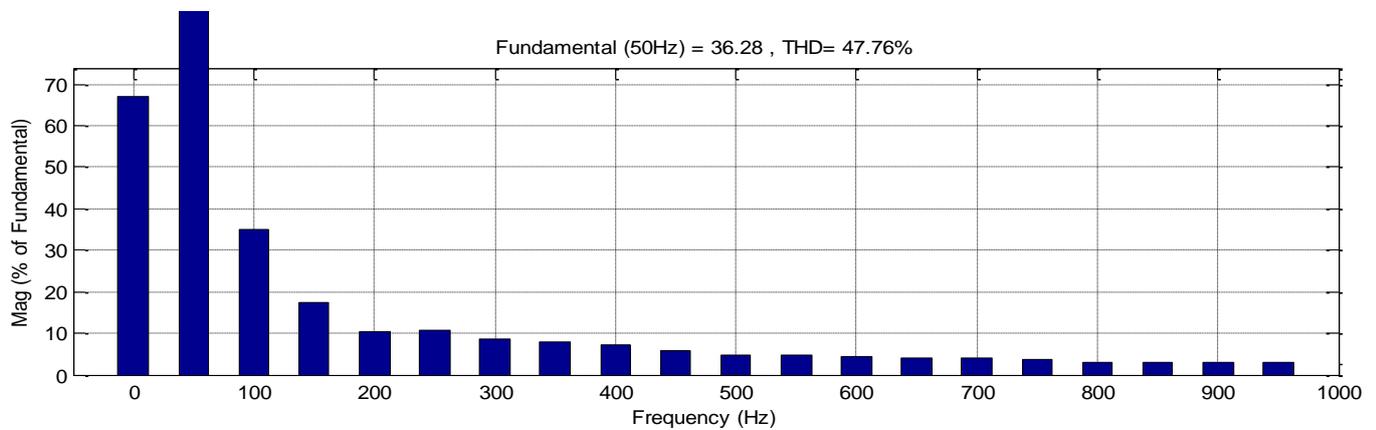


Figure (V- 4) spectre d'harmonique du courant pleine onde deux niveaux

La **figure (V-4)** représente l'analyse spectrale d'harmonique du courant, nous avons obtenus un **THD = 47.76%**, on remarque que le taux d'harmonique est assez élevés.

✓ *Couple électromagnétique :*

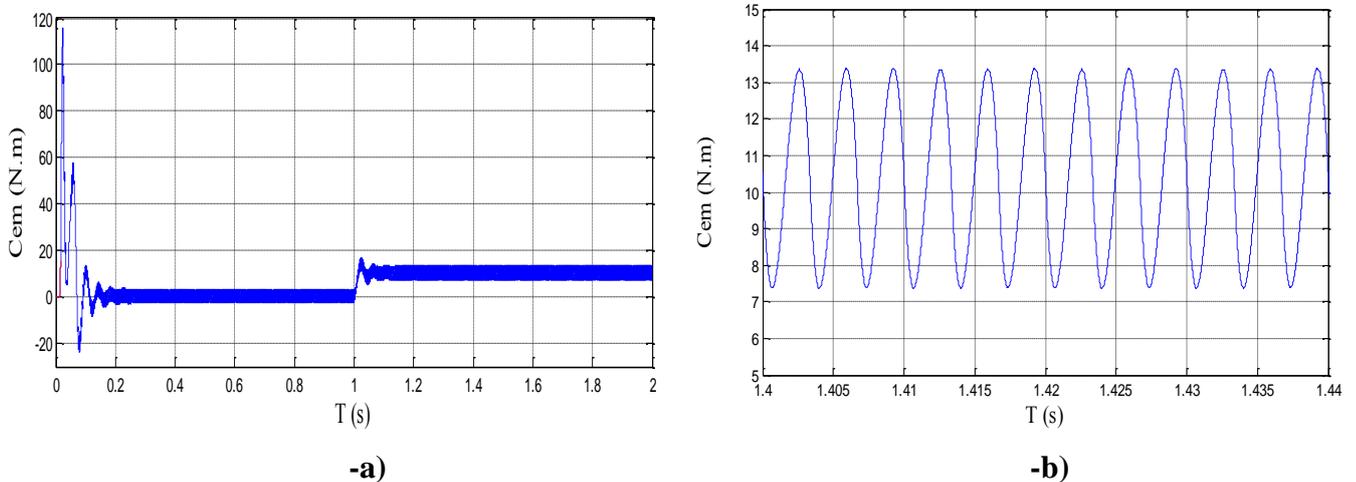


Figure (V- 5) -a) Couple électromagnétique, -b) les ondulations du C_{em}

La **figure (V-5 -a)** montre la variation du couple électromagnétique pour des différents modes de fonctionnement, on observe que :

- lorsque $t \in [0, 0.2 \text{ s}]$, au démarrage, le couple atteint une valeur maximale qu'est égal à 110 N.m. Pendant cet interval on remarque qu'il ya des oscillations ce qui implique le regime transitoire.

- lorsque $t \in [0.2, 1 \text{ s}]$, le couple électromagnétique se stabilise vers une valeur moyenne qu'est égale 0 N.m , ce qui implique le fonctionnement à vide de la machine.
- A l'instant $t = 1 \text{ s}$, on applique une charge mécanique d'une valeur 10 N.m , dans ce cas la machine prend cette valeur, biensure après un temps de réponse avec des ondulations (ou oscillations) qui comprennent entre $[7.6 \div 13.4 \text{ N.m}]$.

✓ **Vitesse de rotation :**

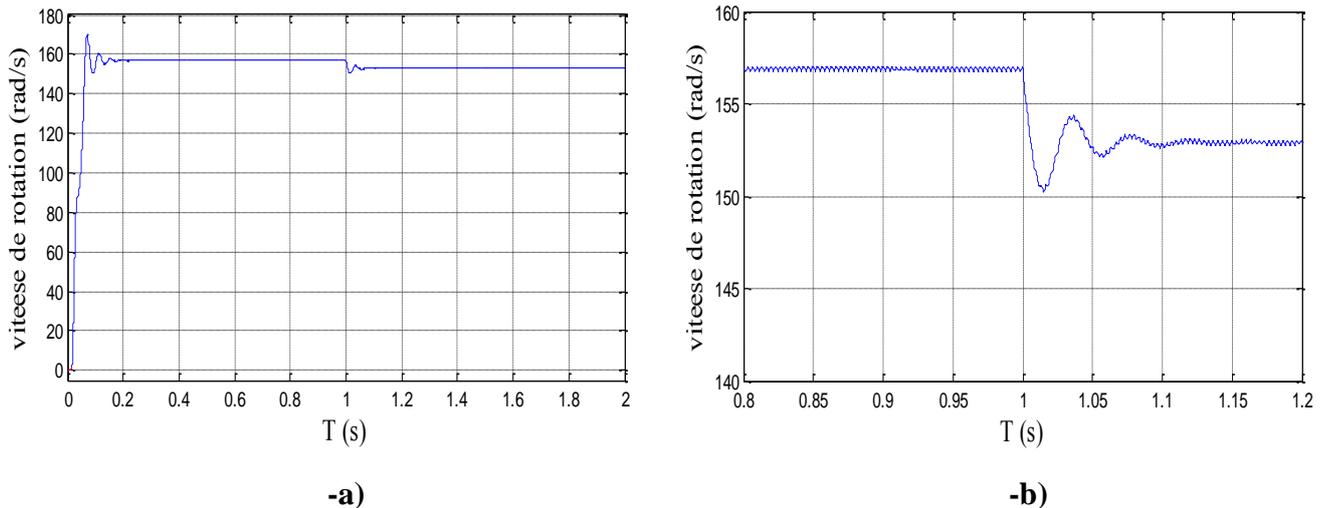


Figure (V- 6) vitesse de rotation pleine onde à deux niveaux

Au démarrage et pendant le régime transitoire la vitesse est presque linéaire puis elle atteint sa valeur nominal à vide de 157 rad/s . lorsque la MAS fonctionne en charge, on remarque qu'il y a une diminution de cette valeur $\Omega = 153 \text{ rad/s}$.

V.2.1.2 Commande MLI sinusoidale :

La **figure (V-7)** représente le schéma bloc de la commande MLI sinusoidale à une seule porteuse pour un onduleur à deux niveaux. Toujours, la tension de la source continue qui alimente notre onduleur est fixé de valeur **400 V**, et la fréquence de modulation est égale à **1050 Hz**.

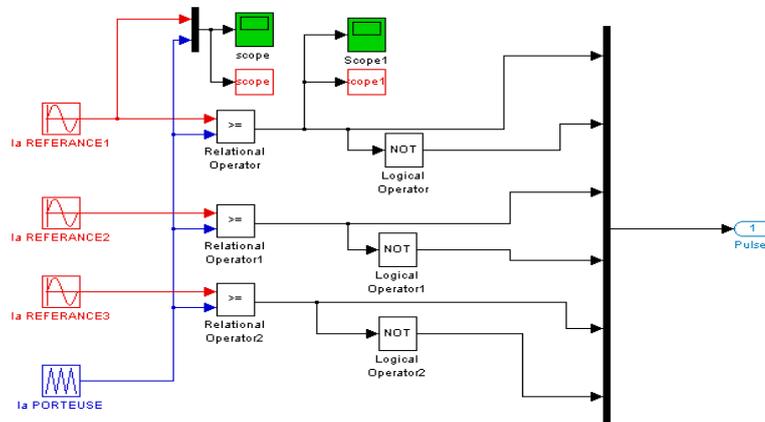


Figure (V-7) : Le schéma bloc de la commande MLI sinusoidale de l'onduleur à deux niveaux

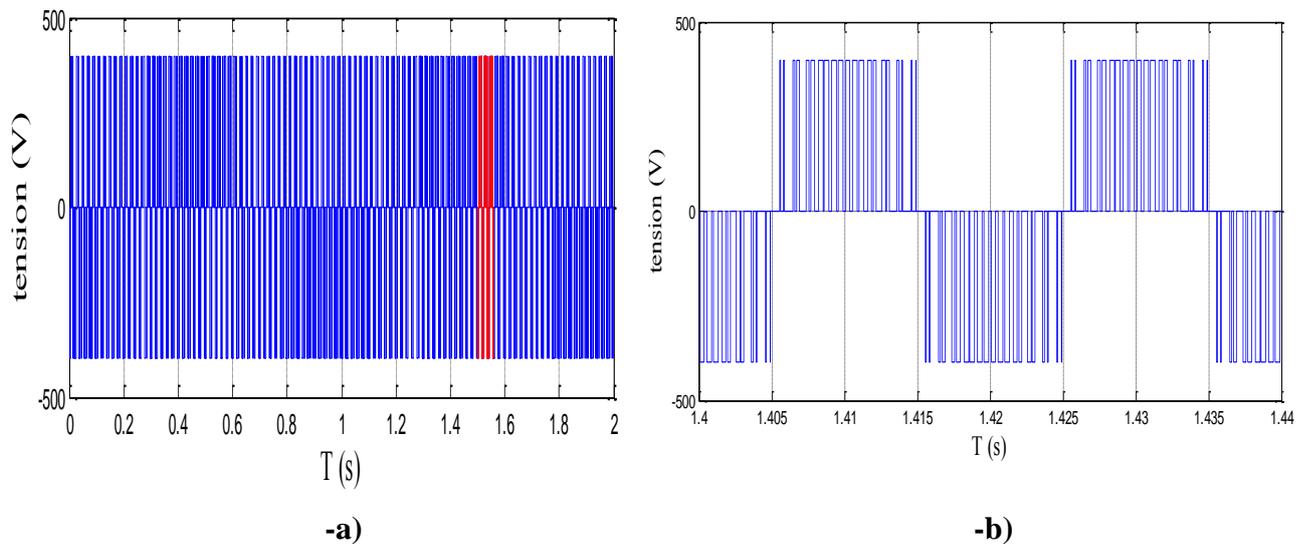
✓ *Tension composée :*

Figure (V-8) Tension composée, -a) Tension d'alimentation du MAS, -b) Zoom sur la tension

La **figure (V-8)** représente la tension composée à la sortie de l'onduleur commandé par MLI sinusoïdale. On constate que le signal est périodique, sa décomposition en séries de Fourier donne un fondamental sinusoïdal.

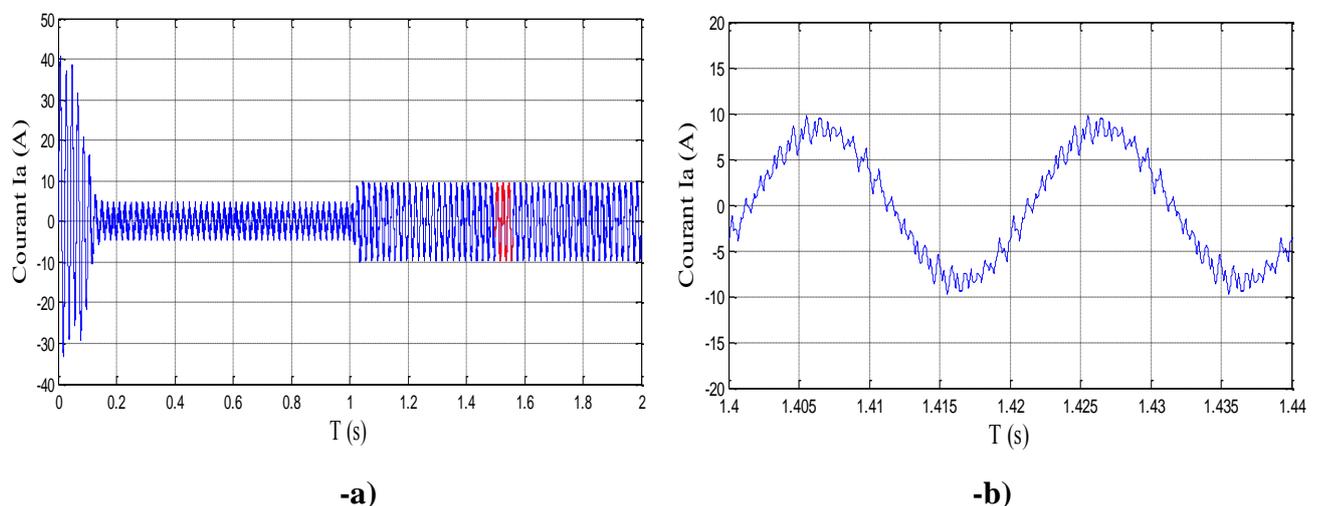
✓ *Courant statorique :*

Figure (V-9) Courant statorique, -a) Courant à la sortie de l'onduleur, -b) Zoom sur I_a

La **figure (V-9-a)** montre le courant statorique d'une phase du moteur atteint un courant d'appel de la valeur ($I=40$ A) au démarrage, puis une stabilité en marche à vide ($I=5$ A), ensuite un courant en charge ($I=10$ A).

La **figure (V-9-b)** représente le Zoom du courant statorique, on remarque qu'il y a une nette amélioration du point de vue ondulation par rapport à celui de la pleine onde.

✓ *Spectre d'harmonique du courant THD=12.71% :*

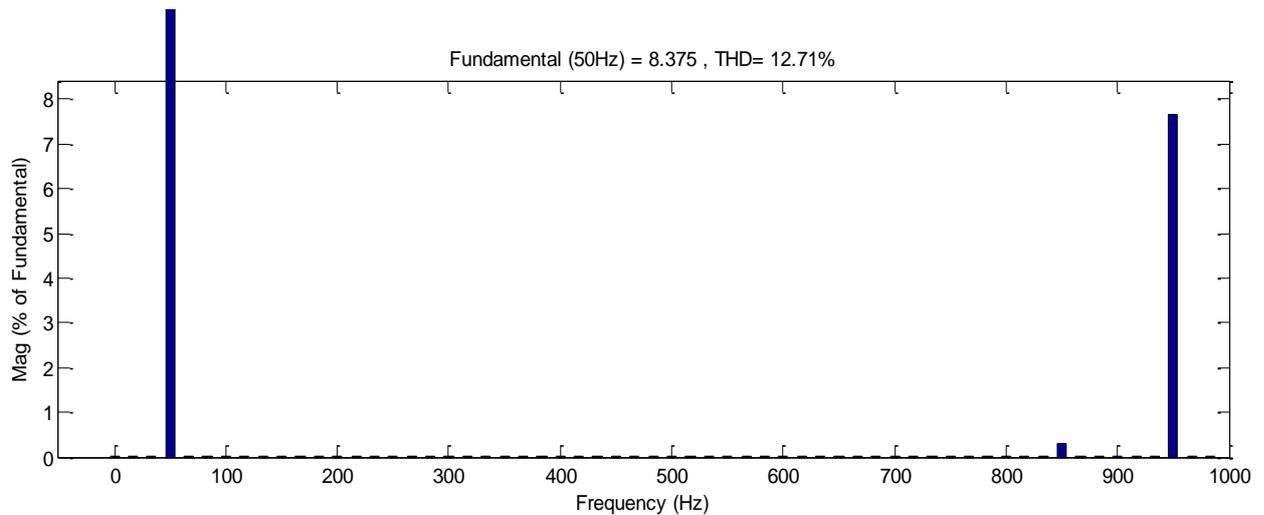


Figure (V- 10) spectre d'harmonique - MLI-sinusoidale à deux niveaux

La **figure (V-10)** représente l'analyse spectrale d'harmonique du courant de la commande MLI-sinusoidale et nous avons obtenus le **THD** = 12.71%. On remarque qu'il y a une diminution importante de **THD** par rapport à celui de la pleine onde à deux niveaux.

✓ *Couple électromagnétique :*

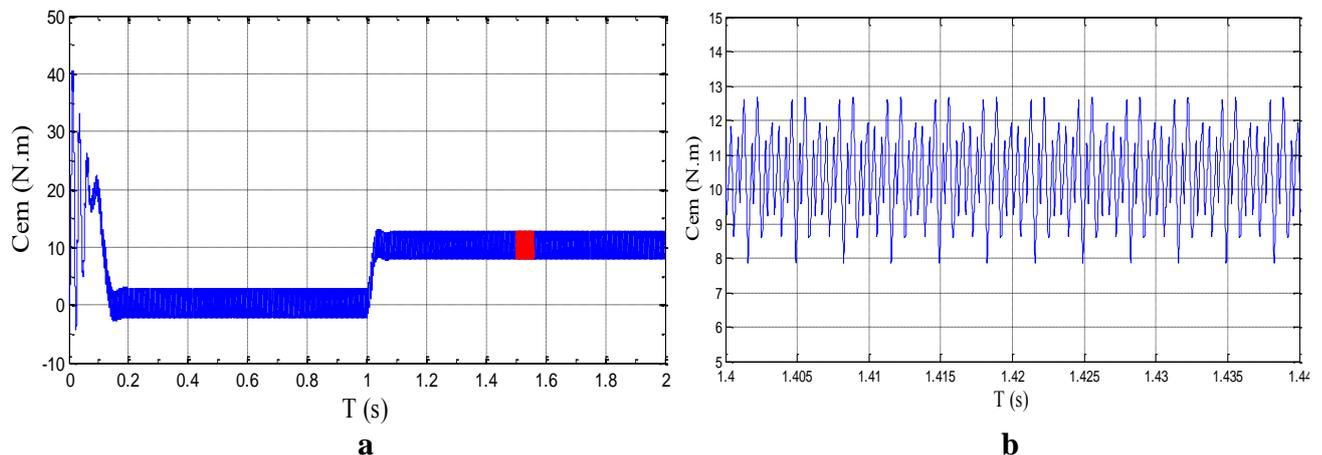


Figure (V- 11) -a) Couple électromagnétique, -b) les ondulations du C_{em}

La **figure (V-11-a)** montre la variation du couple électromagnétique pour des différents modes de fonctionnement, on observe que :

- lorsque $t \in [0, 0.2 \text{ s}]$, au démarrage, le couple atteint une valeur maximale qu'est égal à 41 N.m. Pendant cet interval on remarque qu'il ya des oscillations ce qui implique le regime transitoire.
- lorsque $t \in [0.2, 1 \text{ s}]$, le couple électromagnétique se stabilise vers une valeur moyenne qu'est égale 0 N.m, ce qui implique le fonctionnement à vide de la machine.
- A l'instant $t = 1 \text{ s}$, on applique une charge mécanique d'une valeur 10 N.m, dans ce cas la machine prend cette valeur, biensure après un temps de réponse avec des ondulations (ou oscillations) qui comprennent entre $[7.9 \div 12.7 \text{ N.m}]$.

✓ **Vitesse de rotation :**

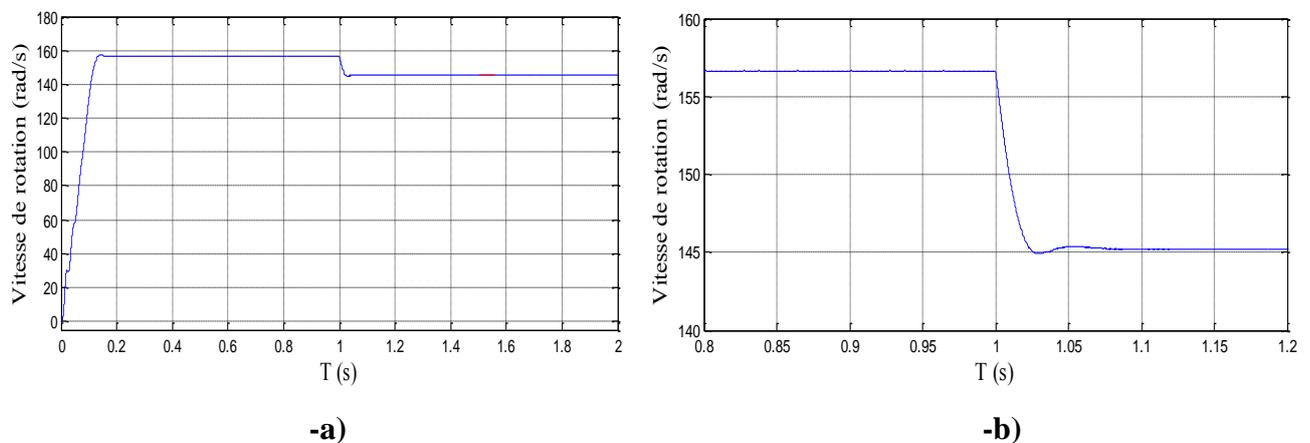


Figure (V- 12) vitesse de rotation - MLI –sinusoïdale à deux niveaux

Au démarrage et pendant le régime transitoire la vitesse est presque linéaire puis elle atteint sa valeur nominal à vide de 157 rad /s. lorsque la MAS fonctionne en charge, on remarque qu'il y a une diminution de cette valeur $\Omega = 146 \text{ rad/s}$.

V.3 Onduleur à trois niveaux triphasés:

V.3.1 Résultats obtenu

V.3.1.1 Commande en pleine onde :

La **figure (V-13)** présente un schéma bloc de moteur asynchrone à cage alimenté par un onduleur triphasé à trois niveaux à base des transistors, ce onduleur est contrôlé par la stratégie de modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale (SPWM).

La tension de la source continue qui alimente notre onduleur est fixé de valeur **400 V** et la fréquence de modulation égale à **1050 Hz**

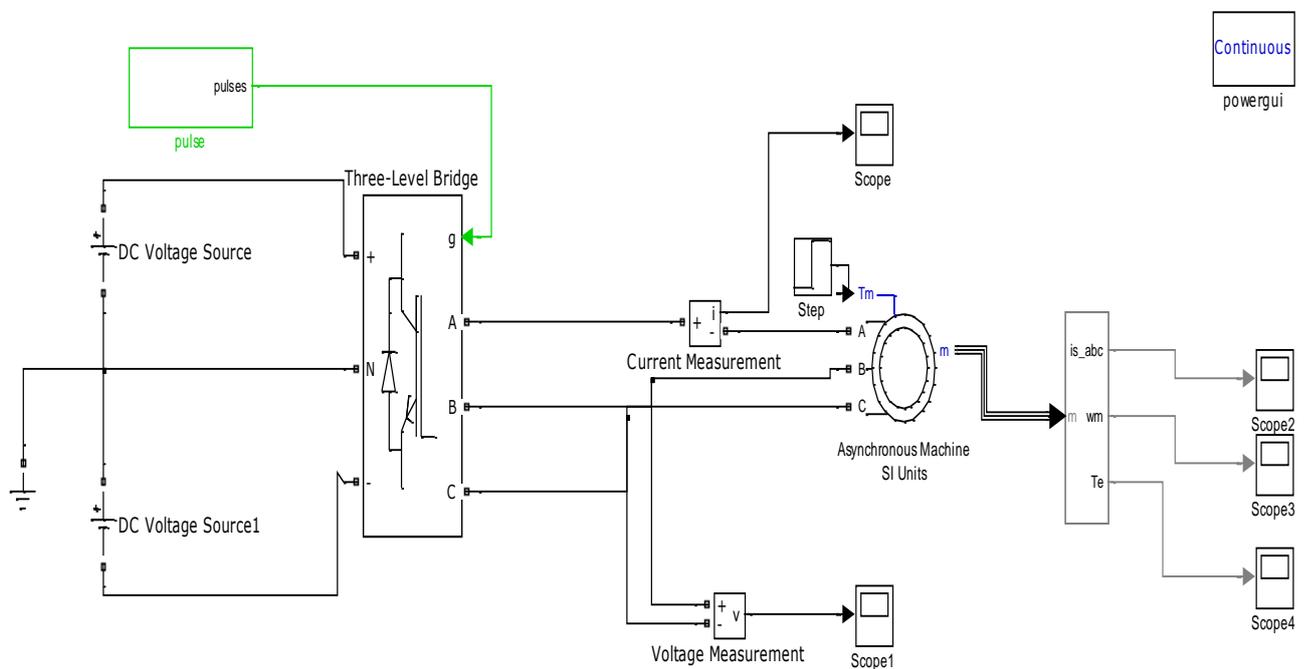


Figure (V- 13) schéma bloc de la commande en pleine onde d'un onduleur à trois niveaux

✓ *Tension composée :*

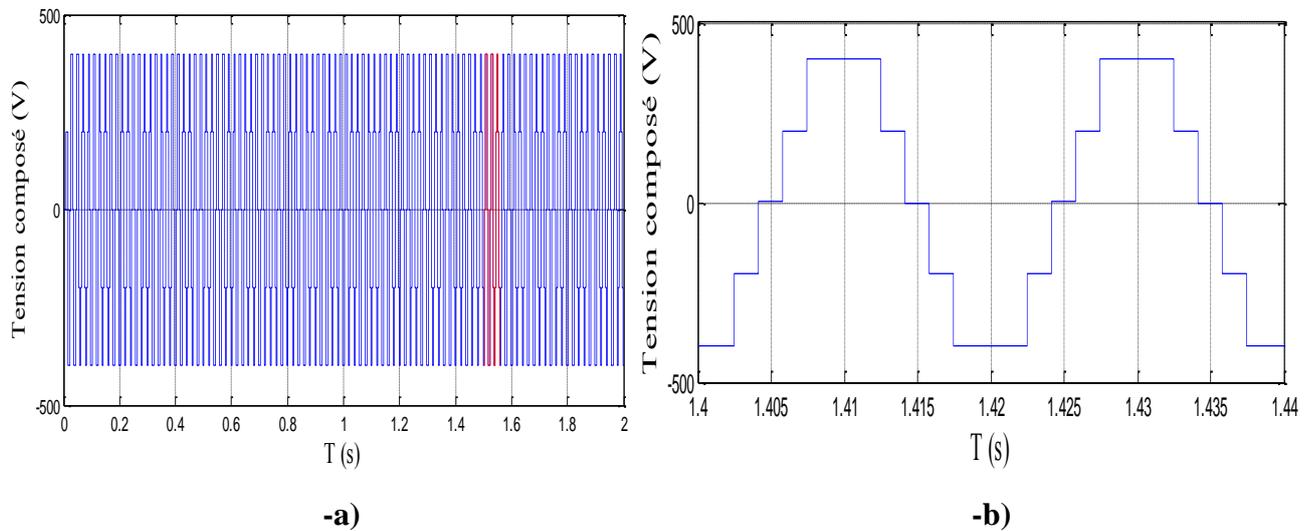


Figure (V-14) Tension composée, -a) Tension d'alimentation du MAS, -b) Zoom sur la tension

La **figure (V-14)** représente la tension composée à la sortie de l'onduleur. On remarque que le signal est périodique et sous une forme d'escalier.

✓ *Courant statorique :*

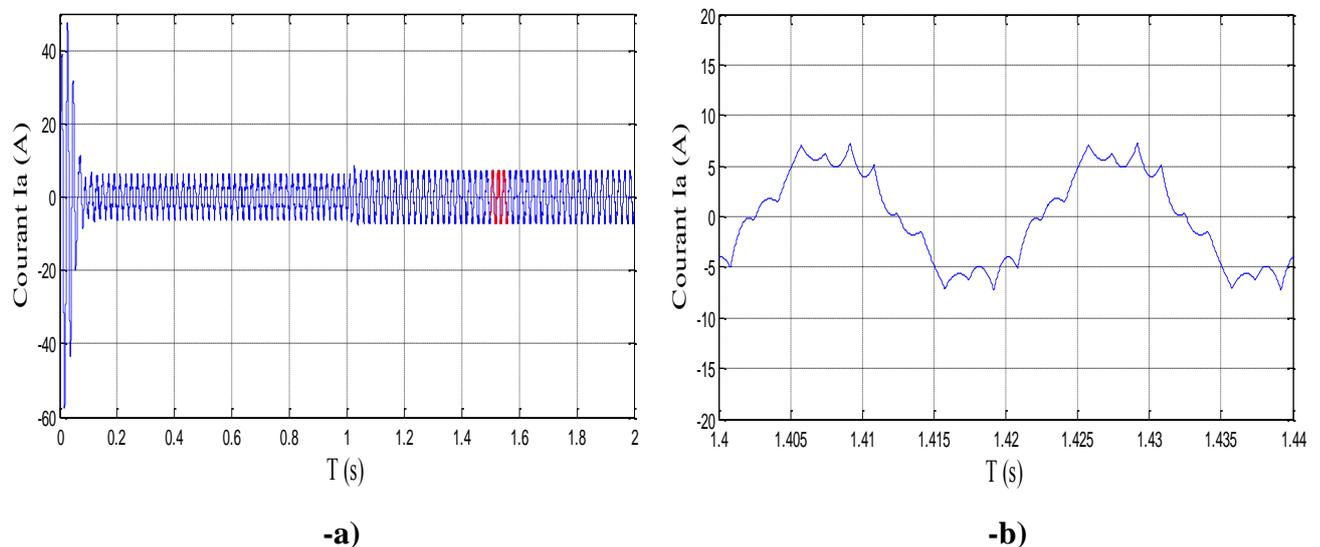


Figure (V-15) Courant statorique, -a) Courant à la sortie de l'onduleur, -b) Zoom sur I_a

La **figure (V-15)** représente le courant statorique d'une phase du moteur, on remarque un forte appel de courant ($I = 45 \text{ A}$) au démarrage, après cette régime il se stabilise en marche à vide dans le régime permanent ($I = 6 \text{ A}$), puis une augmentation de courant ($I = 8 \text{ A}$) à l'instant ($t = 1 \text{ s}$) après une application de charge.

La **figure (V-15-b)** montre le Zoom du courant statorique d'une phase du moteur, on remarque qu'il y a une petite amélioration, les harmoniques mieux par rapport à celui de la pleine onde à deux niveaux.

✓ *Spectre d'harmonique du courant THD=17.91 :*

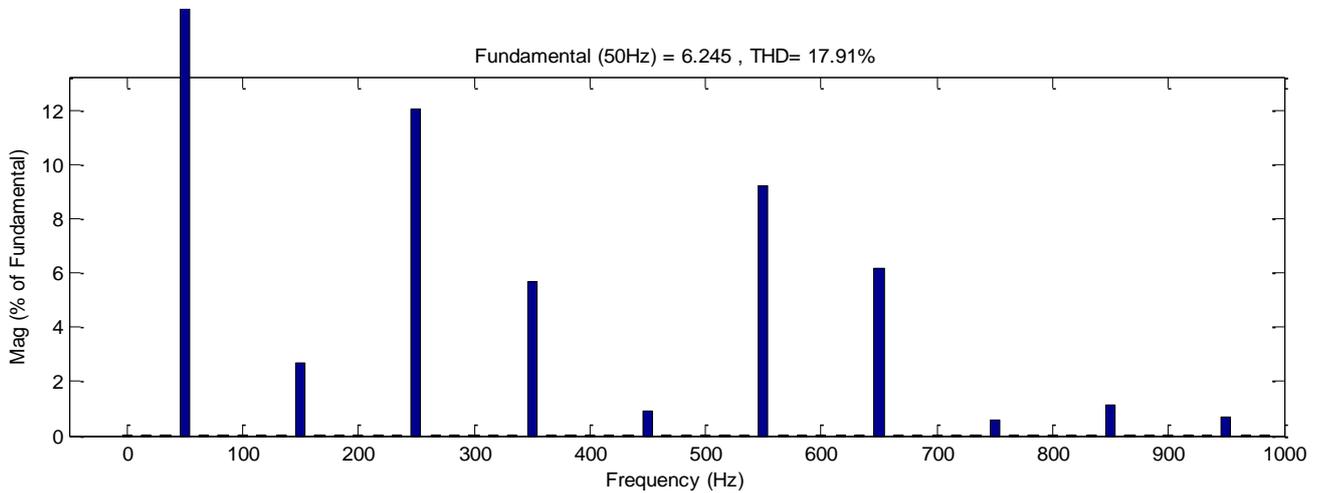


Figure (V- 16) spectre d'harmonique plein onde à trois niveaux

La **figure (V-16)** représente l'analyse spectrale d'harmonique du courant et nous avons obtenus le **THD = 17.91%**. On remarque qu'il y a une diminution presque la moitié de **THD** de la pleine onde à deux niveaux.

✓ *Couple électromagnétique :*

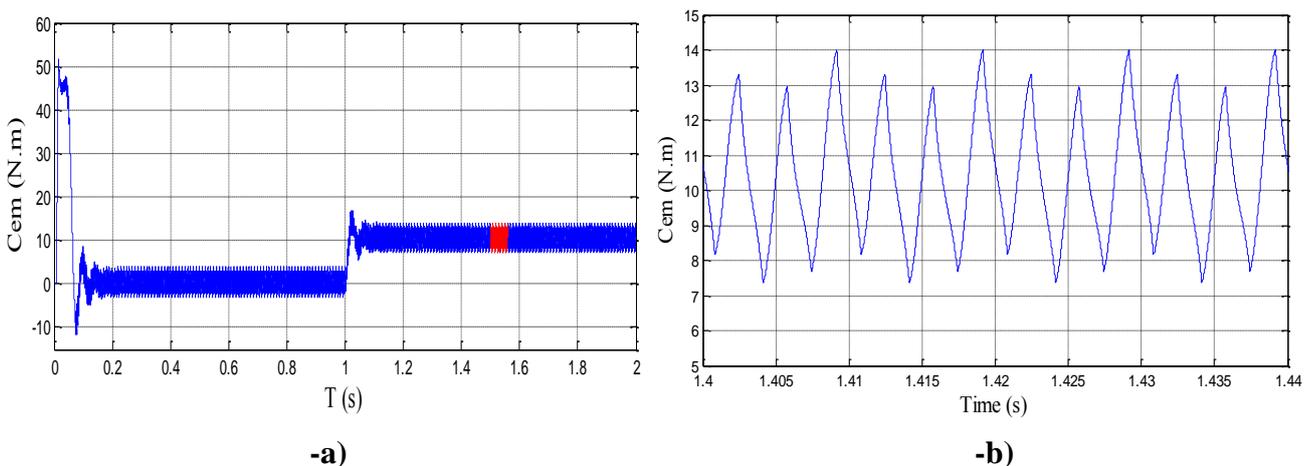


Figure (V- 17) -a) Couple électromagnétique, -b) les ondulations du C_{em}

La **figure (V-17-a)** montre la variation du couple électromagnétique pour des différents modes de fonctionnement, on observe que :

- lorsque $t \in [0, 0.2 \text{ s}]$, au démarrage, le couple atteint une valeur maximale qu'est égal à 52 N.m. Pendant cet interval on remarque qu'il ya des oscillations ce qui implique le regime transitoire.
- lorsque $t \in [0.2, 1 \text{ s}]$, le couple électromagnétique se stabilise vers une valeur moyenne qu'est égale 0 N.m, ce qui implique le fonctionnement à vide de la machine.
- A l'instant $t = 1 \text{ s}$, on applique une charge mécanique d'une valeur 10 N.m, dans ce cas la machine prend cette valeur, biensure après un temps de réponse avec des ondulations (ou oscillations) qui comprennent entre $[8.1 \div 14 \text{ N.m}]$.

✓ **Vitesse de rotation :**

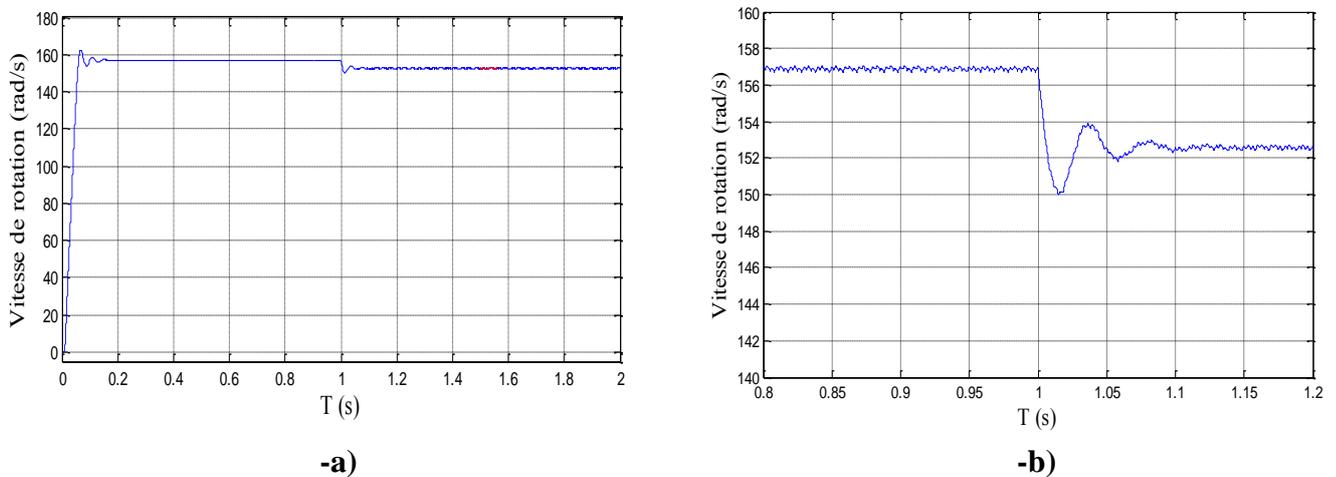


Figure (V- 18) vitesse de rotation plein onde à trois niveaux

Au démarrage et pendant le régime transitoire la vitesse est presque linéaire puis elle atteint sa valeur nominal à vide de 157 rad /s. lorsque la MAS fonctionne en charge, on remarque qu'il y a une diminution de cette valeur $\Omega =153 \text{ rad/s}$.

V.3.1.2 Commande MLI sinusoïdale ($m=21$) :

La **figure (V-19)** représente le schéma bloc de la commande MLI sinusoïdale à deux porteuses de l'onduleur NPC.

La **figure (V-20)** présente le principe de cette stratégie pour un bras i de l'onduleur à trois niveaux à deux porteuses pour $m=21$ (1050 Hz), qui peut être résumé selon l'algorithme suivant :

$$\begin{aligned}
 (V_{refi} \geq U_{p1}) &\Rightarrow B_{Ki1} = 1 \& B_{Ki2} = 1 \\
 (V_{refi} < U_{p2}) &\Rightarrow B_{Ki1} = 0 \& B_{Ki2} = 0 \\
 (V_{refi} < U_{p1}) \& (V_{refi} \geq U_{p2}) &\Rightarrow B_{Ki1} = 0 \& B_{Ki2} = 1
 \end{aligned}
 \quad \text{avec} \quad \begin{cases} B_{Ki3} = \overline{B_{Ki1}} \\ B_{Ki4} = \overline{B_{Ki2}} \end{cases} \quad (V-1)$$

Avec :

U_{p1} : représente la variation de l'amplitude de l'onde de la porteuse en haut.

U_{p2} : représente la variation de l'amplitude de l'onde de la porteuse en bas.

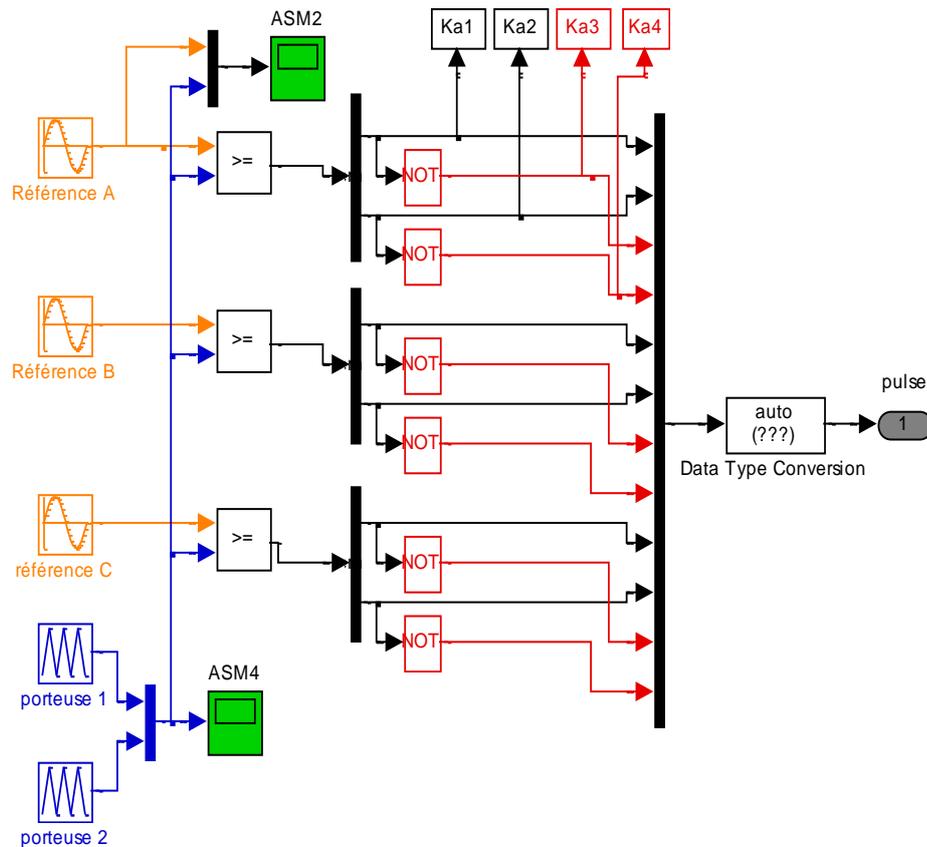


Figure (V-19) : Le schéma bloc de la commande MLI sinusoïdale de l'onduleur NPC

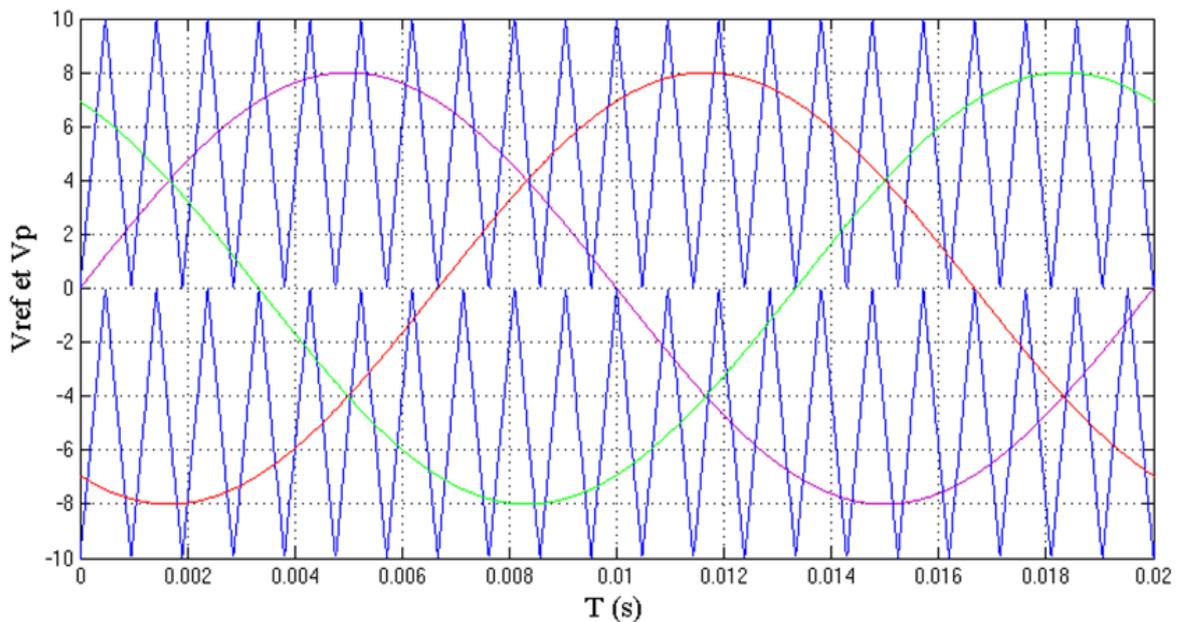


Figure (V-20) : Principe de la modulation d'un onduleur triphasé à MLI à deux porteuses pour $m=21$

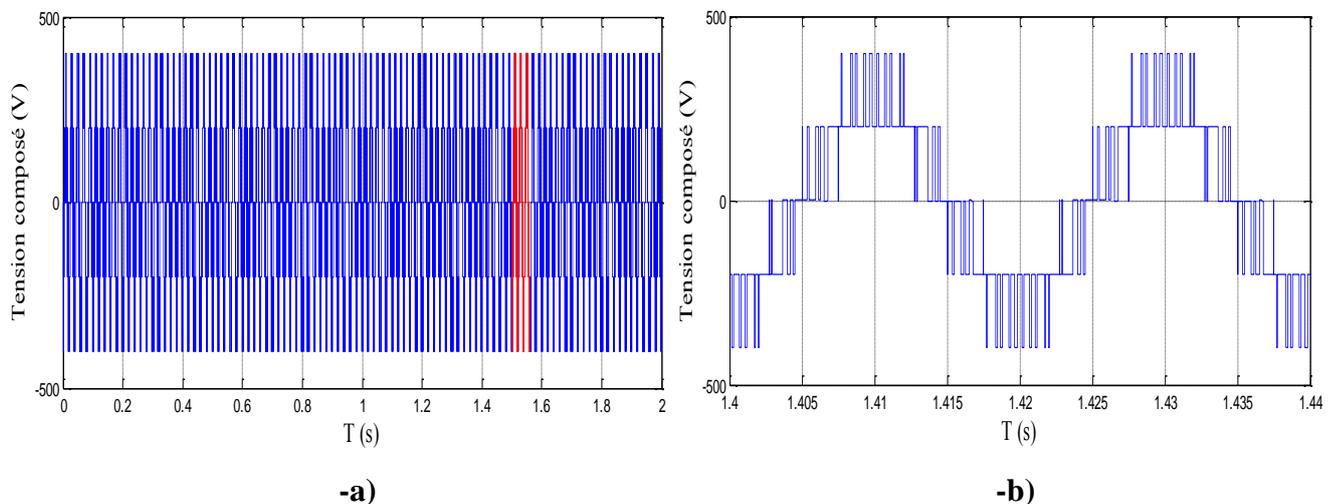
✓ *Tension composée :*

Figure (V-21) Tension composée, -a) Tension d'alimentation du MAS, -b) Zoom sur la tension

La **figure (V-21)** représente une tension entre deux phase a et b commande par MLI sinusoïdale, on remarque le signal est périodique sur forme d'escalier.

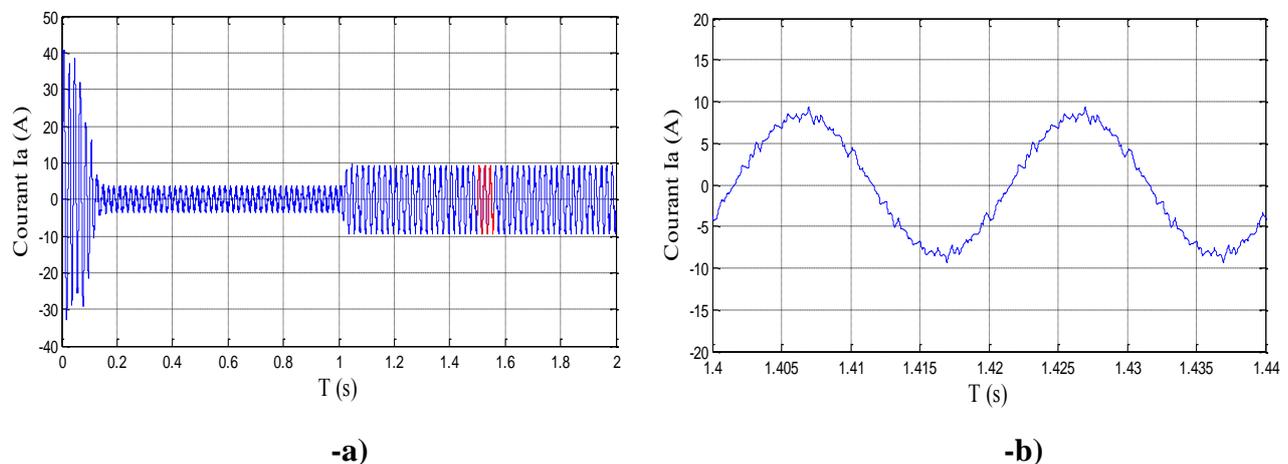
✓ *Courant statorique :*

Figure (V-22) Courant statorique, -a) Courant à la sortie de l'onduleur, -b) Zoom sur I_a

La **figure (V-22)** montre le courant statorique d'une phase (I_a), de la machine, on remarque en appel de courant ($I = 40$ A), au démarrage, puis une stabilité en marche à vide ($I = 5$ A), on applique une charge de $C_r = 10$ N.m, à l'instant $t = 1$ s, on remarque il y a une augmentation de courant ($I = 10$ A),

La **figure (V-22-b)** représente le Zoom du courant statorique (I_a), on remarque le courant prend sa forme sinusoïdale, les harmoniques sont réduites par rapport à celui de la pleine onde à deux niveaux et trois niveaux.

✓ *Spectre d'harmonique du courant THD = 6.11% :*

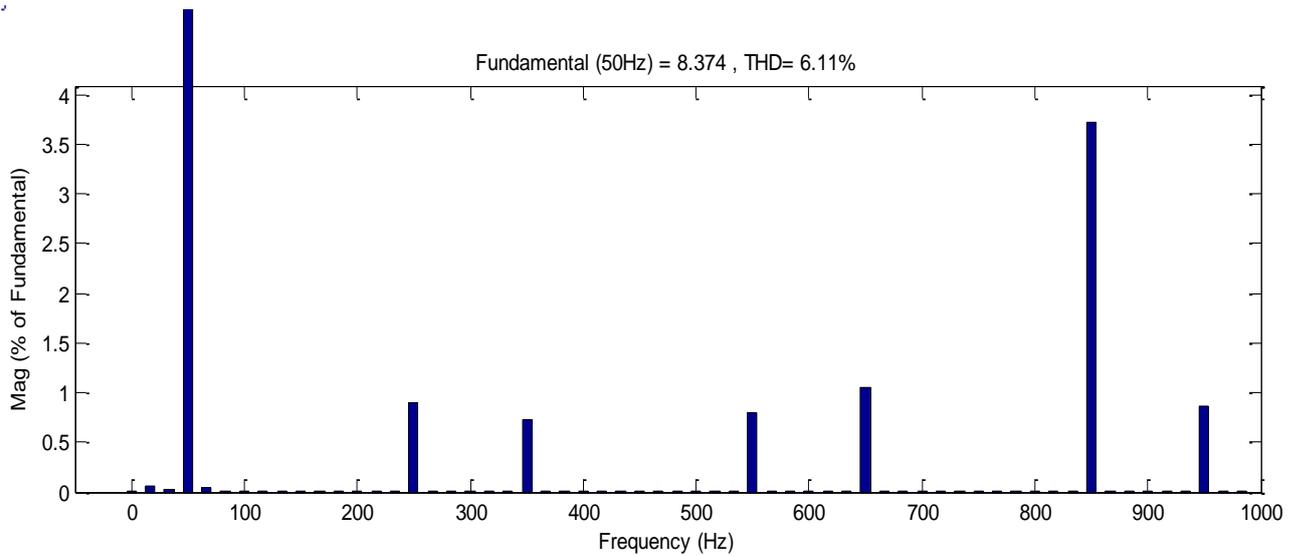


Figure (V- 23) spectre d'harmonique de courant MLI-sinusoidale (m=21)

La **figure (V-23)** représente l'analyse spectrale d'harmonique du courant de la commande MLI-sinusoidale (m = 21) et nous avons obtenus le **THD = 6.11%**. On remarque qu'il y a une grande diminution de **THD** à celui de la pleine onde deux niveaux et la moitié par rapport à MLI-sinusoidale à deux niveaux.

✓ *Couple électromagnétique :*

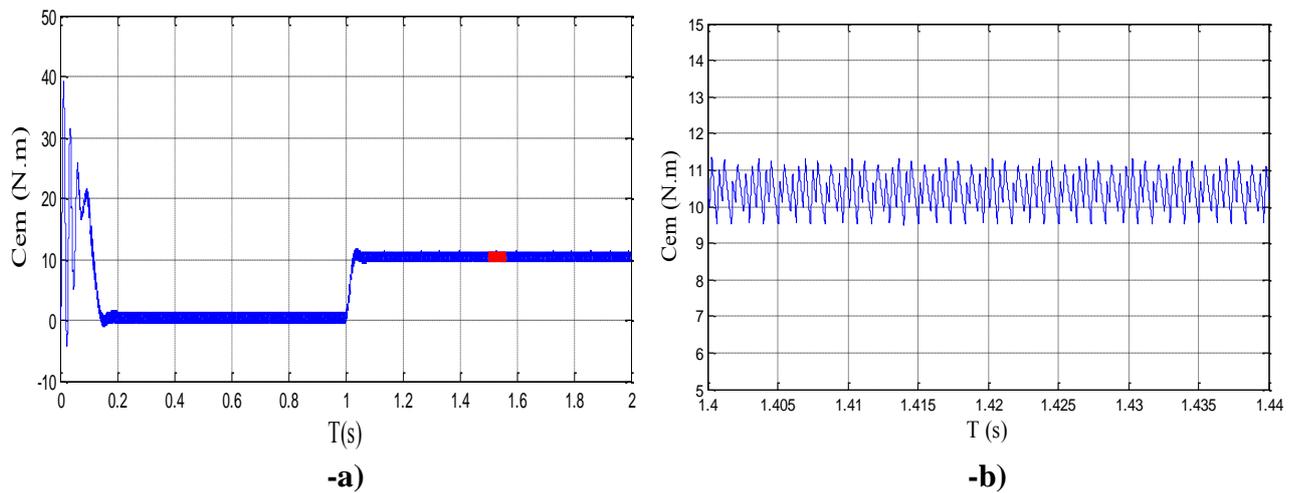


Figure (V- 24) -a) Couple électromagnétique, -b) les ondulations du C_{em}

La **figure (V-24-a)** montre la variation du couple électromagnétique pour des différents modes de fonctionnement, on observe que :

- lorsque $t \in [0, 0.2 \text{ s}]$, au démarrage, le couple atteint une valeur maximale qu'est égal à 39.5 N.m. Pendant cet interval on remarque qu'il ya des oscillations ce qui implique le regime transitoire.
- lorsque $t \in [0.2, 1 \text{ s}]$, le couple électromagnétique se stabilise vers une valeur moyenne qu'est égale 0 N.m, ce qui implique le fonctionnement à vide de la machine.
- A l'instant $t = 1 \text{ s}$, on applique une charge mécanique d'une valeur 10 N.m, dans ce cas la machine prend cette valeur, biensure après un temps de réponse avec des ondulations (ou oscillations) qui comprennent entre $[9.5 \div 11.3 \text{ N.m}]$.

✓ *Vitesse de rotation :*

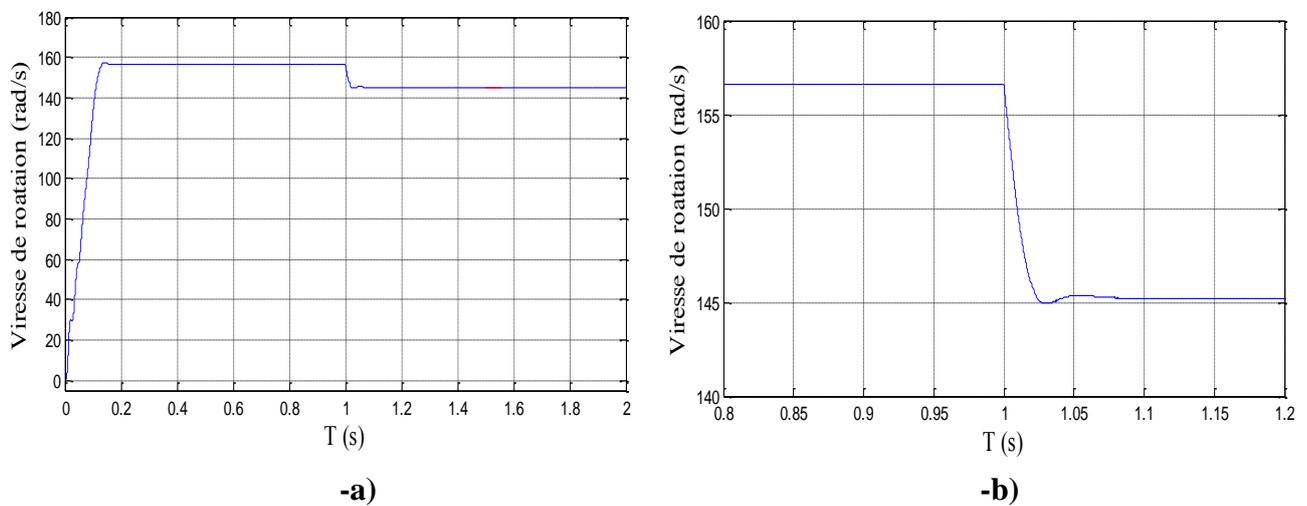


Figure (V- 25) vitesse de rotation -MLI-sinusoïdale (m=21)

Au démarrage et pendant le régime transitoire la vitesse est presque linéaire puis elle atteint sa valeur nominal à vide de 157 rad /s. lorsque la MAS fonctionne en charge, on remarque qu'il y a une diminution de cette valeur $\Omega = 153 \text{ rad/s}$.

V.3.1.3 Commande MLI sinusoidale ($m=39$) :

✓ *Tension composée :*

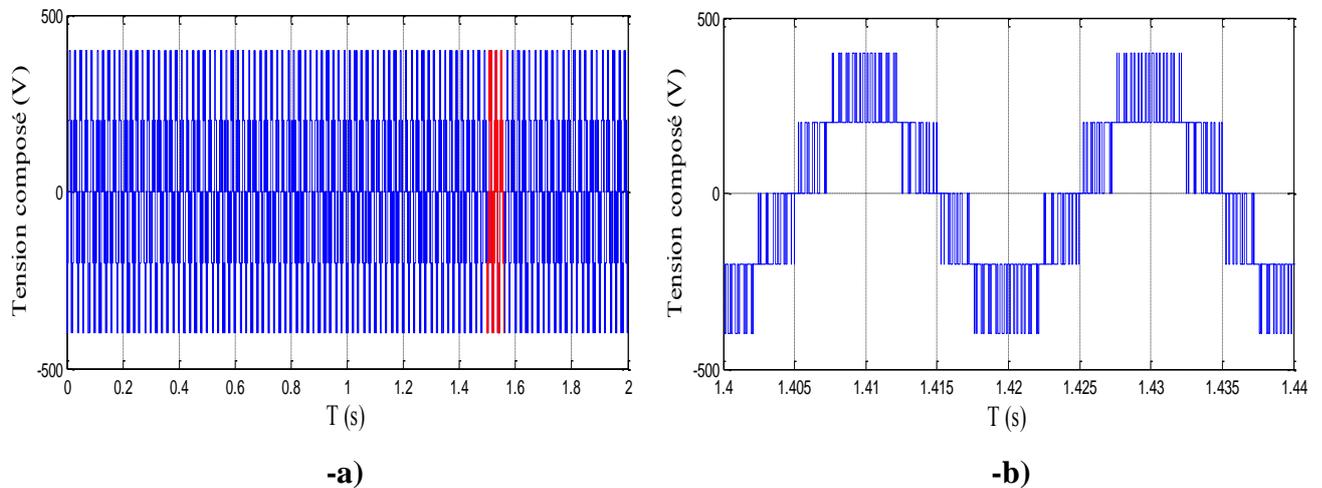


Figure (V-26) Tension composée, -a) Tension d'alimentation du MAS, -b) Zoom sur la tension

La **figure (V-26)** représente une tension entre deux phase a et b commande par MLI sinusoidale, on remarque le signal est périodique sur forme d'escalier mieux par rapport à celui MLI sinusoidale ($m = 21$).

✓ *Courant statorique :*

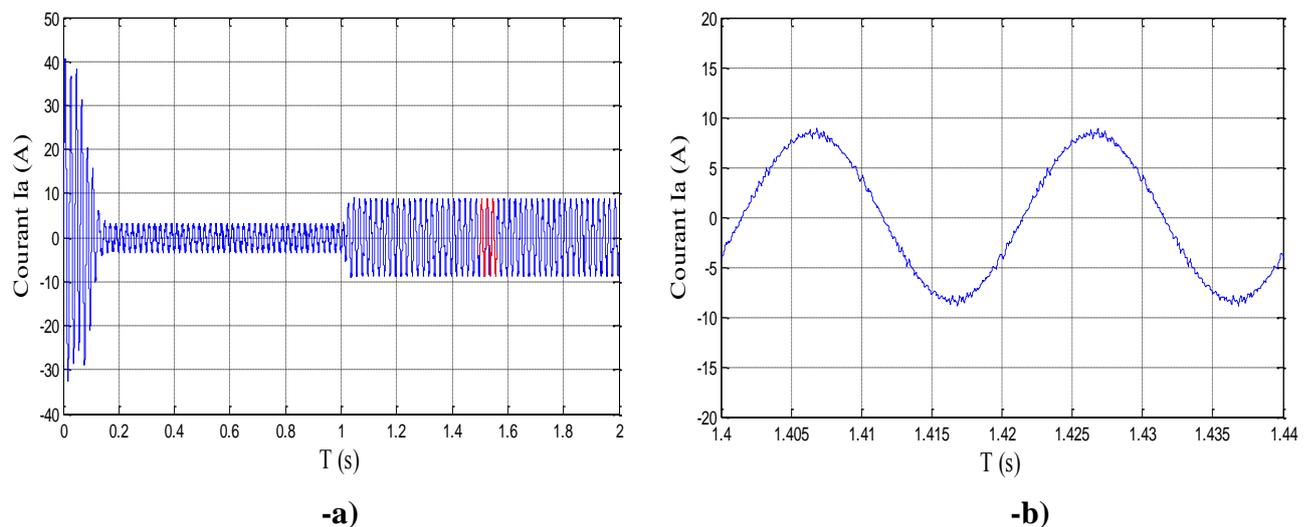


Figure (V-27) Courant statorique, -a) Courant à la sortie de l'onduleur, -b) Zoom sur I_a

La **figure (V-27)** montre le courant statorique dans un enroulement d'une phase (I_a) du MAS, on remarque il y a un fort appel de courant ($I = 40$ A), au démarrage, puis le courant se stabilise à un valeur efficace est égale ($I = 5$ A).

A l'instant $t = 1s$ on applique une charge mécanique sur arbre du moteur représenté par un couple résistant $C_r = 10 N.m$, dans ce cas, on remarque qu'il y a une augmentation sur le courant ($I = 9 A$)

La **figure (V-27-b)** représente le Zoom de courant statorique, on remarque qu'il y a une grande amélioration du point de vue ondulation par rapport à les autres figures précédents.

✓ **Spectre d'harmonique du courant THD= 3.11% :**

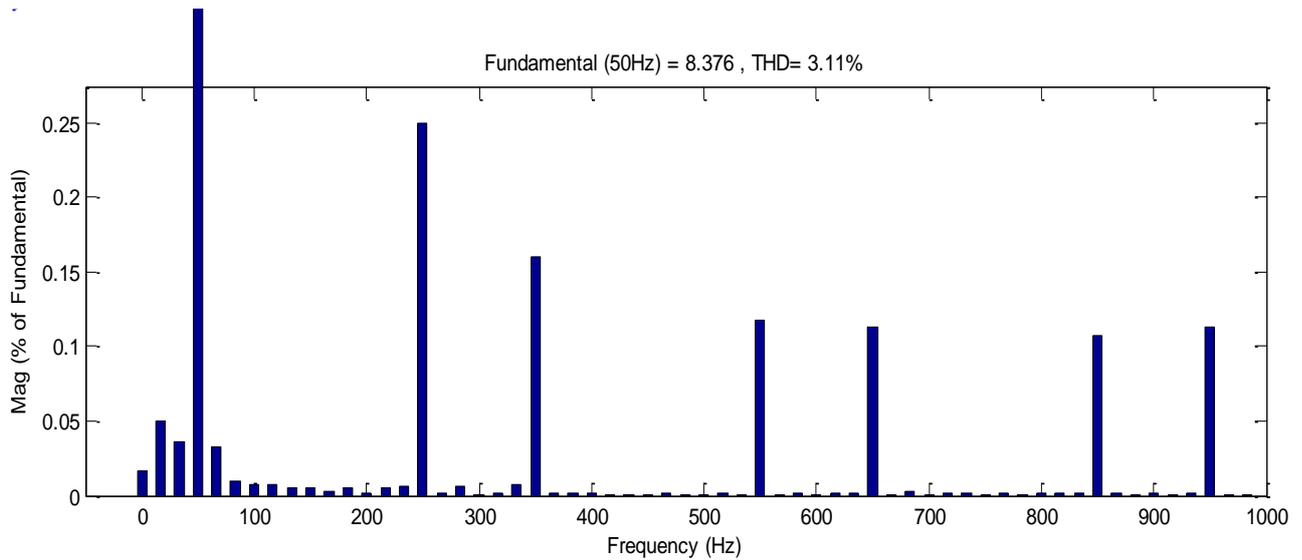


Figure (V- 28) spectre d'harmonique de courant MLI-sinusoidale (m=39)

La **figure (V-28)** représente l'analyse spectrale d'harmonique du courant de la commande MLI-sinusoidale (m = 39) et nous avons obtenus le **THD = 3.11%**. On remarque qu'il y a une diminution la moitié de **THD** par rapport à celui MLI-sinusoidale (m = 21) à trois niveaux.

✓ **Couple électromécanique :**

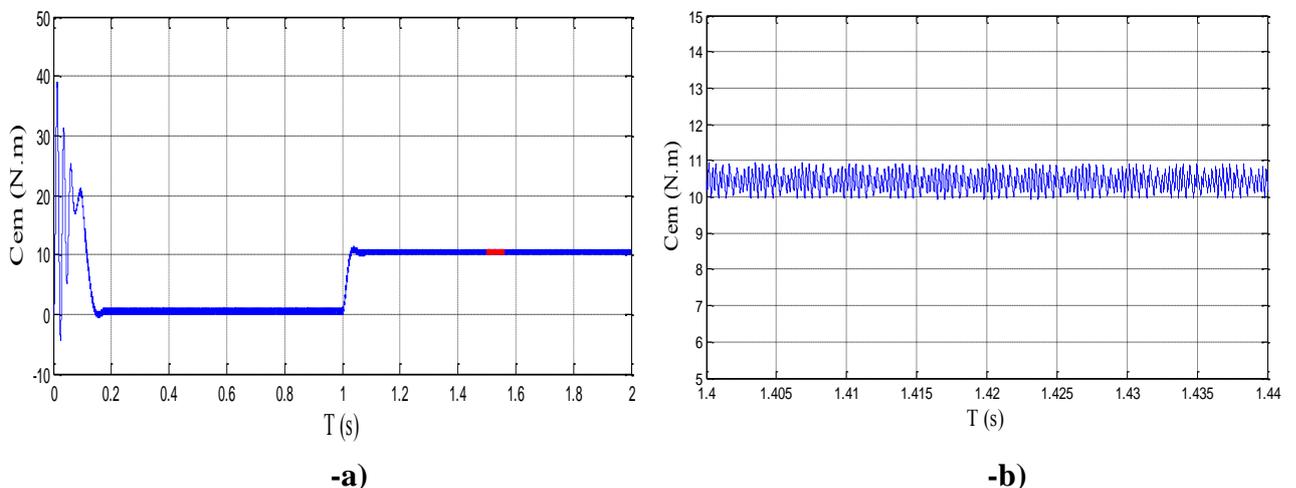


Figure (V- 29) -a) Couple électromagnétique, -b) les ondulations du C_{em}

Cette **figure (V-29-a)** montre la variation du couple électromagnétique pour des différents modes de fonctionnement, on observe que :

- lorsque $t \in [0, 0.2 \text{ s}]$, au démarrage, le couple atteint une valeur maximale qu'est égal à 39 N.m. Pendant cet interval on remarque qu'il ya des oscillations ce qui implique le regime transitoire.
- lorsque $t \in [0.2, 1 \text{ s}]$, le couple électromagnétique se stabilise vers une valeur moyenne qu'est égale 0 N.m, ce qui implique le fonctionnement à vide de la machine.
- A l'instant $t = 1 \text{ s}$, on applique une charge mécanique d'une valeur 10 N.m, dans ce cas la machine prend cette valeur, biensure après un temps de réponse avec des ondulations (ou oscillations) qui comprennent entre $[9.9 \div 10.9 \text{ N.m}]$.

✓ **Vitesse de rotation :**

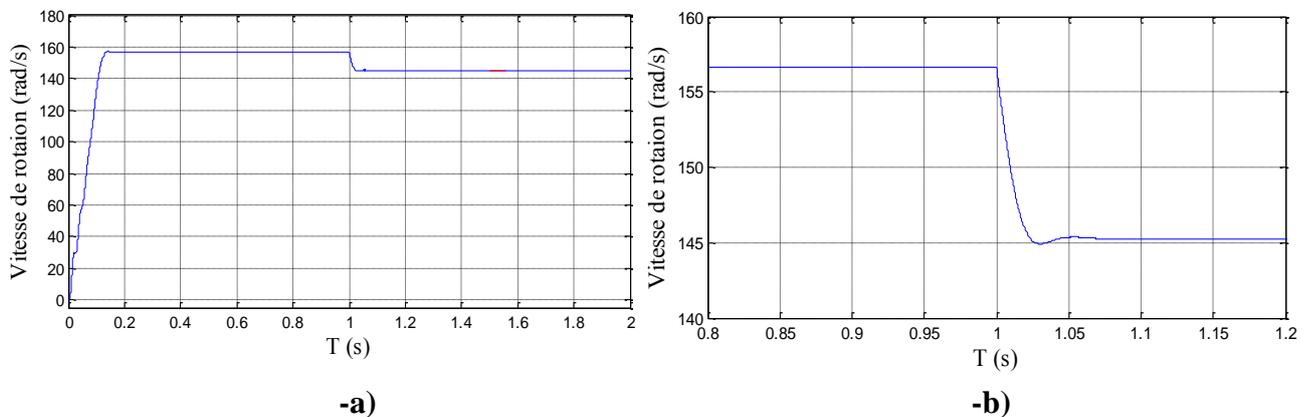


Figure (V- 30) vitesse de rotation -MLI-sinusoidale (m=39)

Au démarrage et pendant le régime transitoire la vitesse est presque linéaire puis elle atteint sa valeur nominal à vide de 157 rad /s. lorsque la MAS fonctionne en charge, on remarque qu'il y a une diminution de cette valeur $\Omega =146 \text{ rad/s}$.

Tab (V-1) : Comparaison entre les deux topologies d'onduleur

MLI sinusoidale m=21 (f=1050 Hz)		
Topologies	THD	Les ondulations de couple
2 Niveaux	12.71%	$[7.9 \div 12.7] \text{ N.m}$
3 Niveaux	6.11%	$[9.9 \div 10.9] \text{ N.m}$

Le **tableau (V-1)** montre la comparaison entre les deux topologies d'onduleur à deux niveaux et à trois niveaux. On remarque que, lorsque on augmente le nombre de niveaux de l'onduleur, le **THD** se diminuait c-à-d, la forme du courant proche à la sinusoïde, avec une grande stabilité du couple électromagnétique.

Tab (V- 2) : Les résultats obtenus avec différents indice de modulation de l'onduleur à trois niveaux

Technique THD	Pleine onde 180°	MLI sin	
THD	17.91%	M=21	M=39
		6.11%	3.11%

Le **tableau (V-2)** représente les résultats obtenus avec différents indices de modulation de l'onduleur à trois niveaux. On remarque que le **THD** diminuait, lorsqu'on va augmenter la fréquence de modulation.

V.4 Conclusion

L'amélioration des performances d'un système d'entraînement d'une machine asynchrone passe par le choix d'une bonne stratégie de commande de l'onduleur d'alimentation. Dans ce travail, nous avons montré, par simulation, que la stratégie MLI sinusoïdale présente des performances meilleures par rapport à celles de la stratégie plein onde (180°). En effet, elle permet de garantir une meilleure qualité du couple et d'éliminer les harmoniques. Ceci a l'avantage d'augmenter leur durée de vie. D'où le choix de cette stratégie dans la commande d'un onduleur multi-niveau alimentant une machine asynchrone de forte puissance.

Conclusion générale

Conclusion générale

Les onduleurs triphasés de tension multi-niveaux sont très utilisés dans l'industrie et touchent des domaines d'applications les plus variés, le plus connu est sans doute, celui de la variation de vitesse des machines à courant alternatif.

- La comparaison des différentes techniques de commande de l'onduleur à trois niveaux de type NPC (commande en pleine onde et MLI sinusoïdale), nous a permis de confirmer que la technique MLI sinusoïdale est la meilleur stratégie de commande des onduleurs multi-niveaux. Cette suprématie est due à la réduction des harmoniques et des ondulations du couple électromagnétique.
- L'allure du courant à la sortie de l'onduleur triphasé de tension à trois niveaux de type NPC commandé en pleine onde n'est pas parfaitement sinusoïdale, elle est très riche en harmoniques.
- L'onduleur à trois niveaux commandé par MLI sinusoïdale nous a donné un signal du courant plus proche de la sinusoïde, il contient moins d'harmoniques ($THD=3.11\%$ pour $m=39$). Avec cette méthode de commande, nous obtenons une meilleure réponse dynamique du moteur.

Donc les résultats obtenus après plusieurs essais de simulation sous *MATLAB*, nous montrent l'efficacité de l'algorithme de commande à MLI sinusoïdale utilisé. Et nous dirons que la MLI sinusoïdale s'adopte mieux aux entraînements à vitesse variable avec un moteur à courant alternatif, car elle s'intègre de façon naturelle dans le système de régulation.

Ce travail nous a permis d'élargir nos connaissances dans le domaine de l'électronique de puissance, tel que : comportement des semi-conducteurs, les différentes topologies des convertisseurs multi-niveaux, les différentes stratégies de commande des convertisseurs ainsi que la maîtrise de l'outil de simulation sous *MATLAB/Simulink*.

En perspective nous comptons, d'implanter les algorithmes MLI dans un microprocesseur en temps réel.

Liste des figures

N° figure	Titre de figure	Page
Figure I-1	Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique	5
Figure I-2	Représentation de la MAS dans l'espace électrique et dans le repère de Park	8
Figure I-3	Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique.	9
Figure I-4	Le couple électromagnétique et la vitesse de la MAS	11
Figure I-5	Le courant de phase i_1 de la MAS	11
Figure II-1	Schéma représentatif d'un onduleur triphasé à deux niveaux de tension	15
Figure II-2a	La caractéristique statique	16
Figure II-2b	Mise en parallèle d'un transistor et d'une diode	16
Figure II-3	Les différentes topologies des onduleurs multi niveaux	17
Figure II-4	Onduleur NPC à trois niveaux (la phase a)	17
Figure II-5	Onduleur NPC à quatre niveaux (phase a)	18
Figure II-6	Onduleur de tension clampé par le neutre à n -niveaux	18
Figure II-7	Topologie multi-niveau à cellules imbriquées (phase a)	20
Figure II-8	Onduleur en cascade à 5 niveaux (phase a)	21
Figure II-9	Onduleur en cascade à 7 niveaux (phase a)	22
Figure III-1	Structure d'un onduleur triphasé à trois niveaux de type NPC	28
Figure III-2	Bras d'un onduleur NPC à trois niveaux	29
Figure III-3	1 ^{ère} configuration du 1 ^{er} bras	30
Figure III-4	2 ^{ème} configuration du 1 ^{er} bras	30
Figure III-5	3 ^{ème} configuration du 1 ^{er} bras	31
Figure III-6	Forme d'onde de la tension de sortie d'un bras d'onduleur à trois Niveaux de type NPC	32
Figure III-7	Bras d'un onduleur NPC à cinq niveaux	33
Figure III-8	1 ^{ère} configuration du 1 ^{er} bras	34
Figure III-9	2 ^{ème} configuration du 1 ^{er} bras	34
Figure III-10	3 ^{ème} configuration du 1 ^{er} bras	35

Figure III-11	4 ^{ème} configuration du 1 ^{er} bras	35
Figure III-12	5 ^{ème} configuration du 1 ^{er} bras	36
Figure III-13	Forme d'onde de la tension de sortie d'un bras d'onduleur à cinq niveaux de type NPC	37
Figure III-14	Bras d'un onduleur NPC à sept niveaux	37
Figure III-15	1 ^{ère} configuration du 1 ^{er} bras	38
Figure III-16	2 ^{ème} configuration du 1 ^{er} bras	39
Figure III-17	3 ^{ème} configuration du 1 ^{er} bras	39
Figure III-18	4 ^{ème} configuration du 1 ^{er} bras	40
Figure III-19	5 ^{ème} configuration du 1 ^{er} bras	41
Figure III-20	6 ^{ème} configuration du 1 ^{er} bras	41
Figure III-21	7 ^{ème} configuration du 1 ^{er} bras	42
Figure III-22	Tensions simples d'un onduleur triphasé de type NPC à sept niveaux	42
Figure III-23	Onduleur triphasé à trois niveaux de tension de type NPC	43
Figure III-24	Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire transistor-diode	43
Figure III-25	Un bras de l'onduleur à trois niveaux de tension	44
Figure IV-1	Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoïdale	50
Figure IV-2	Principe de la modulation MLI sinusoïdale classique	51
Figure IV-3	Principe de la MLI à doubles triangles	52
Figure IV-4	Principe de la commande en fourchette	53
Figure IV-5	Schéma fonctionnel d'une commande en fourchette	53
Figure IV-6	Représentation dans le plan (α, β) des vecteurs de tension de l'onduleur à trois niveaux de tension	54
Figure IV-7	Le schéma de principe de la M.L.I Vectorielle	55
Figure V- 1	schéma bloc de la commande en plein onde d'un onduleur à deux niveaux	58
Figure V- 2	Tension composée, a) Tension d'alimentation du MAS, b) Zoom sur la tension	59
Figure V- 3	Courant statorique, a) Courant à la sortie de l'onduleur, b) Zoom sur I_a	59
Figure V- 4	spectre d'harmonique du courant pleine onde deux niveaux	60
Figure V- 5	a) Couple électromagnétique, b) les ondulations du C_{em}	60

Figure V- 6	vitesse de rotation pleine onde à deux niveaux	61
Figure V- 7	Le schéma bloc de la commande MLI sinusoïdale de l'onduleur à deux niveaux	61
Figure V- 8	Tension composée, a) Tension d'alimentation du MAS, b) Zoom sur la tension	62
Figure V- 9	Courant statorique, a) Courant à la sortie de l'onduleur, b) Zoom sur I_a	62
Figure V- 10	spectre d'harmonique - MLI-sinusoïdale à deux niveaux	63
Figure V- 11	a)Couple électromagnétique, b) les ondulations du C_{em}	63
Figure V- 12	vitesse de rotation - MLI –sinusoïdale à deux niveaux	64
Figure V- 13	schéma bloc de la commande en pleine onde d'un onduleur à trois niveaux	65
Figure V- 14	Tension composée, -a) Tension d'alimentation du MAS, -b) Zoom sur la tension	66
Figure V- 15	Courant statorique, -a) Courant à la sortie de l'onduleur, -b) Zoom sur I_a	66
Figure V- 16	spectre d'harmonique plein onde à trois niveaux	67
Figure V- 17	a)Couple électromagnétique, -b) les ondulations du C_{em}	67
Figure V- 18	vitesse de rotation plein onde à trois niveaux	68
Figure V- 19	Le schéma bloc de la commande MLI sinusoïdale de l'onduleur NPC	69
Figure V- 20	Principe de la modulation d'un onduleur triphasé à MLI à deux porteuses pour $m=21$	69
Figure V- 21	Tension composée, -a) Tension d'alimentation du MAS, -b) Zoom sur la tension	70
Figure V- 22	Courant statorique, -a) Courant à la sortie de l'onduleur, -b) Zoom sur I_a	70
Figure V- 23	spectre d'harmonique de courant MLI-sinusoïdale ($m=21$)	71
Figure V- 24	a)Couple électromagnétique, -b) les ondulations du C_{em}	71
Figure V- 25	vitesse de rotation -MLI-sinusoïdale ($m=21$)	72
Figure V- 26	Tension composée, -a) Tension d'alimentation du MAS, -b) Zoom sur la tension	73
Figure V- 27	Courant statorique, -a) Courant à la sortie de l'onduleur, -b) Zoom sur I_a	73
Figure V- 28	spectre d'harmonique de courant MLI-sinusoïdale ($m=39$)	74
Figure V- 29	a)Couple électromagnétique, -b) les ondulations du C_{em}	74
Figure V- 30	vitesse de rotation -MLI-sinusoïdale ($m=39$)	75

La liste des tableaux

N °tableau	Titre de tableau	N° page
Tableau II-1	Nombres de composants nécessaires pour la topologie à trois niveaux	23
Tableau II-2	Nombres de composants nécessaires pour la topologie à cinq niveaux	24
Tableau II-3	Nombres de composants nécessaires pour la topologie à sept niveaux	24
Tableau II-4	Nombres de composants nécessaires pour la topologie à neuf niveaux	24
Tableau II-5	Nombres de composants nécessaires pour la topologie à n niveaux	24
Tableau III-3	Table de commutation de l'onduleur NPC 7 niveaux	42
Tableau V-1	Comparaison entre les deux topologies d'onduleur	75
Tableau V- 2	Les résultats obtenus avec différents indice de modulation de l'onduleur à trois niveaux	76

<i>Notation</i>	
d, q	Axe de référentiel de Park
$\vec{R}_1, \vec{R}_2, \vec{R}_3$	Axes des phases rotoriques
$\vec{S}_1, \vec{S}_2, \vec{S}_3$	Axes des phases statoriques
r, s	Indices respectifs du stator et du rotor
p	Nombre de paires de pôles [----]
R_s, l_s	Résistance et inductance propre d'une phase statorique [Ω][H]
R_r, l_r	Résistance et inductance propre d'une phase rotorique [Ω][H]
M_s	Coefficient de mutuelle inductance entre deux phases du stator [H]
M_r	Coefficient de mutuelle inductance entre deux phases du rotor [H]
M_{sr}	Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor [H]
$\Phi_1, \Phi_{2,3}$	Flux des phase de la machine [wb]
Φ_r	Flux magnétique de rotorique [wb]
Φ_s	Flux magnétique de statorique [wb]
Φ_{ds}, Φ_{qs}	Flux statorique sur l'axe d au q [wb]
Φ_{dr}, Φ_{qr}	Flux rotorique sur l'axe d au q [wb]
$\frac{\theta}{p}$	$\rightarrow \rightarrow$ Angle mécanique entre R_1, S_1
θ_p	L'angle électrique entre S_1, d
θ_t	L'angle électrique entre R_1
v_1, v_2, v_3	Tensions d'alimentation des phases statoriques [V]
v_{ds}, v_{qs}	Tension statorique sur l'axe d au q [V]

v_{dr}, v_{qr}	Tension rotorique sur l'axe d au q [V]
i_1, i_2, i_3	Courants d'alimentation des phases statoriques [A]
i_{ds}, i_{qs}	Courant statorique sur l'axe d au q [A]
i_{dr}, i_{qr}	Courant rotorique sur l'axe d au q [A]
v_{r1}, v_{r2}, v_{r3}	Tensions aux bornes des phases rotoriques (elles sont nulles) [Ω]
i_{r1}, i_{r2}, i_{r3}	Courants des phases rotoriques [A]
Ω	Vitesse angulaire de rotation [rad/s]
Ω_s	Vitesse angulaire du champ tournant en régime permanent sinusoïdal [rad/s]
$\omega = p\Omega$	Vitesse angulaire électrique [rad/s]
ω_p	Vitesse angulaire des axes(d,q) par rapport au stator [rad/s]
ω	Vitesse angulaire des axes (d,q) pa rapport au rotor [rad/s]
C_{em}	Couple électromagnétique [N.m]
J	Moment d'inertie du rotor [Kg.m ²]
C_r	Couple résistant [N.m]
K_f	Coefficient de frottement [N.m/rad/s]
$[P(\theta)]$	Matrice de transformation de Park
$[P(\theta)]^{-1}$	Matrice de transformation inverse de Park
K_{ij}	Interrupteur
F_{ij}	Fonction de connexion
V_a, V_b, V_c	Tension simple aux bornes de chaque phase de la charge [V]
V_{a0}, V_{b0}, V_{c0}	Tension entre les point milieu 'i' de chaque bras de l'onduleur et le point milieu '0' de l'alimentation de l'onduleur [V]

I_{d1}, I_{d2}, I_{d3}	Les courants de source continue
I_a, I_b, I_c	Les courants alternatifs de charge

THD : Total Harmonic Distorsion

IGBT : Insulated Gate Bipolaire Transistor

SVM : Space Vecteur Modulation

SPWM : Sinus Pulse Width modulation

PWM : Pulse Width modulation

MLI : modulation à largeur d'impulsion

MAS : machine asynchrone

NPC : Neutral Point Clamped

MOSET : Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor

GTO : Gate Turn-Off Thyristor

Annexe

Les paramètres de la machine asynchrone(MAS) utilisée	
Puissance nominale utile	$P_u = 4 \text{ KW}$
Tension nominale	$V_n = 400\text{V}$
Couple nominal	$C_{em} = 10 \text{ N.m}$
Vitesse nominal	$\Omega_n = 157 \text{ rad/s}$
Résistance statorique	$R_s = 1.405 \Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 1.395 \Omega$
Inductance statorique	$L_s = 0,005839 \text{ H}$
Inductance rotorique	$L_r = 0,005839 \text{ H}$
Inductance mutuelle	$M = 0,1722\text{H}$
Moment d'inertie	$J = 0.031 \text{ Kg.m}^2$
Nombre de pair de pôles	$P = 2$
Coefficient de frottement	$f = 0.0 \text{ N.m/rad/s}$

Bibliographie

- [1] **L. Baghli**, 'Modélisation et commande des machines asynchrone ' , Commande IUFM De lorrain UHP , 03/04.
- [2] Caron. J.P, Hautier. J.P « Modelisation et commande de la machine asynchrone », édition technip 1995.
- [3] **Lourci. N** « Contribution à l'étude et à la commande d'un onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes .Application à la conduite d'une machine asynchrone triphasée », Thèse de magister, ENP, Alger 2000.
- [4] **Chauvet. jp** « Conception d'une commande rapprochée pour onduleur de tension à cinq niveaux » , mémoire CNAM ,Paris 1990.
- [5] **Seguier. G, Labrique. F** « Les convertisseurs de l'électronique de puissance .Tome 3 : La conversion continu – alternatif », Edition TEC & DOC ,1989.
- [6] **Barret. F** « Régime transitoire des machines tournantes électriques » collection des études des chercheurs, sdition Eyrolles 1982.
- [7] **Anne Marie LIENHARDT**, « Etude de la Commande et de L'Observation d'une Nouvelle Structure de Conversion d'Energie de Type SMC (Convertisseurs Multicellulaire Superposé) », Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2006.
- [8] **B. K. Bose**, « Power Electronics and AC Drives », Edition Practice Hall, 1986.
- [9] **L. M. Tolbert**, « Multilevel Converters for Large Electric Drives », IEEE Transactions on Industry Application, Vol. 35, pp. 36-44, January/February 1999.
- [10] **Subrata K. Mondal, Bimal K. Bose, Valentin Oleschuk, and Joao O. P. Pinto**, « Space Vector Pulse Width Modulation of Three Level Inverter Extending Operation Into Overmodulation Region », IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.18, N°2, pp.604-611, March 2003.
- [11] **Ayse Kocalmis, Sedat Sunter**, « Simulation of a Space Vector PWM Controller for a Three Level Voltage Fed Inverter Motor Drive », Department of Electrical and Electronic Engineering, Firat University, Turkey.
- [12] **Jean Bonal, Guy Séguier**, « Entraînements Electriques a Vitesse Variable», Technique et Documentation, Vol. 2, Décembre 1998.
- [13] **Martin AIMÉ**, « Evaluation et Optimisation de la Bande Passante des Convertisseurs Statiques (Application aux Nouvelles Structures Multicellulaires) », Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2003.
- [14] **N.Celanovic, D.Boroyevich**, « A Fast Space Vector Modulation Algorithm for Multilevel Three Phase Converters », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 37, March/April 2001.
- [15] **K.V. Patil, R.M. Mathur, J. Jiang, S.H. Hosseini**, « Distribution System Compensation Using a New Binary Multilevel Voltage Source Inverter », IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 14, N°2, pp. 459-464, April 1999.
- [16] **Nikola Celanovic**, « Space Vector Modulation and Control of Multilevel

Converters », Thesis for the Degree of Doctor of Philosophy in Electrical Engineering and Computer Engineering, Virginia Polytechnic Institute and State University, September 2000.

- [17] **Surin Khomfoi, Leon M. Tolbert**, «Multilevel Power Converters », the University of Tennessee USA, Department of Electrical and Computer Engineering, August 2007.
- [18] **Josep Pou i Fèlix**, « Modulation and Control of Three-Phase PWM Multilevel Converters », Thesis for the Degree of Doctor of Philosophy in Industrial Engineering, Universitat Politècnica de Catalunya, Departament d'Enginyeria Electronica, November 2002.
- [19] **Roberto Rojas, Tokuo Ohnishi, Takayuki Suzuki**, « An Improved Voltage Vector Control Method for Neutral Point Clamped Inverters », IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 10, N°6, pp. 666-672, November 1995.
- [20] **A. Nabae, I. Takahashi and H. Akagi**, «A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter», IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-17, pp. 518-523, September/October 1981.
- [21] **Fang Zheng Peng, John W. McKeever, Donald J. Adams**, « A Power Line Conditioner Using Cascade Multilevel Inverters for Distribution Systems », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, N°6, pp. 1293-1298, November / December 1998.
- [22] **C.A. Martins, T.A. Meynard, X. Roboam, A.S. Carvalho**, « A Predictive Sampling Scale for Direct Torque Control of the Induction Machine Fed by Multilevel Voltage Source Inverters », the European Physical Journal, AP 5, pp. 51-61, 1999.
- [23] **Jean-Sébastien MARIÉTHOZ**, « Etude Formelle pour la Synthèse de Convertisseurs Multiniveaux Asymétriques: Topologies, Modulation et Commande », Thèse de Doctorat, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2005.
- [24] **Siriroj Sirisukprasert**, « Optimized Harmonic Stepped-Waveform for Multilevel Inverter », Thesis for the Degree of Master of Science in Electrical Engineering, Virginia Polytechnic Institute, September 1999.
- [25] **P. Purkait, R.S. Sriramakavacham**, « A New Generalized Space Vector Modulation Algorithm for Neutral Point Clamped Multilevel Converters », Progress in Electromagnetics Research Symposium, Cambridge, pp. 330-335, March 2006.
- [26] **Subrata K. Mondal, Joao O. P. Pinto, and Bimal K. Bose**, « A Neural Network Based Space Vector PWM Controller for a Three Level Voltage Fed Inverter Induction Motor Drive », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.38, N°3, pp.660-669, May/June 2002.
- [27] **Yo Han Lee, Bum Seok Suh and Dong Seok Hyun**, « A Novel PWM Scheme for a Three Level Voltage Source Inverter With GTO Thyristors », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.32, N°2, pp.260-268, March/April 1996.

- [28] **J. P. Caron, J. P. Hautier**, « Convertisseurs Statiques – Méthodologie Causale de Modélisation et de Commande », Editions Technip, Paris 1999.
- [29] **H. Gheraia, E.M. Berkouk, G. Manesse**, « Modelling and Control of a Seven Level NPC Voltage Source Inverter, Application to High Power Induction Machine Drive », the European Physical Journal, AP 15, pp. 105-115, 2001.
- [30] **Hind Djeghloud, Hocine Benalla**, « Space Vector Pulse Width Modulation Applied to the Three-Level Voltage Inverter », Electrotechnic's Laboratory of Constantine, Mentouri-Constantine University.
- [31] **V.G. Agelidis, H.C. Goh**, « Low Distortion Variable Level PWM Technique », IEE Proc – Electr. Power Appl, Vol. 145, N°2, pp. 73-78, March 1998.
- [32] **Mohamad Alaa Eddin Alali**, « Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension - Automatisation des systèmes de puissance électriques », Thèse de Doctorat, Université Louis Pasteur – Strasbourg I, Discipline: Génie électrique, Septembre 2002.
- [33] **M.W. Naouar, I. Slama. Belkhouja, E. Monmasson**, « Développement d'une Maquette Expérimentale a But Pédagogique pour la Commande d'une Machine Asynchrone », J3ea – Vol. 5 – Hors série N°2, 2006.
- [34] **Poh Chiang Loh, Donald Grahame Holmes, Yusuke Fukuta, Thomas A. Lipo**, « A Reduced Common Mode Hysteresis Current Regulation Strategy for Multilevel Inverters », IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 19, N°1, pp. 192-200, January 2004.
- [35] **Keith Corzine**, « Operation and Design of Multilevel Inverters », Developed for the Office of Naval Research, University of Missouri – Rolla, June 2005.