

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

BADJI MOKHTAR-ANNABA UNIVERSITY  
UNIVERSITE BADJI MOKHTAR-ANNABA



جامعة باجي مختار - عنابة

**Faculté des Sciences de l'ingénieur**

**Département D'Electromécanique**

Mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme

**DE MAGISTER**

**Année 2010**

**Application de la MLI Vectorielle aux  
Onduleurs Multiniveaux à base  
de GTO et d'IGBT**

**Option**

**Electromécanique**

**Par**

**Melle. BEN ZEMAMOUCHE HOURIA**

**DIRECTEUR DE THESE : Mr. YOUSFI Ali**

**DEVANT LE JURY**

**PRESIDENT : Mme. GHOUL Rachida Professeur (U. Annaba)**

**EXAMINATEURS: Mr. BOURAS Slimane M. Conference (U. Annaba)**

**Mr. SAAD Salah M. Conference (U. Annaba)**

**Mr. KHERFANE Hamid M. Conference (U. Annaba)**

## ***DEDICACES***

*A la mémoire de ma sœur Sakina,*

*A toute ma famille,*

*A tous mes amis(e).*

## **REMERCIEMENT**

*Mes remerciements vont tout premièrement, à dieu le tout puissant de m'avoir donné courage et patience durant toutes ces années d'études.*

*Je remercie mon encadreur Mr. YOUSFI Ali professeur à l'université d'Annaba, pour la confiance qu'il m'a prodigué et ses encouragements, je le remercie aussi pour le suivi et la direction de près de mon travail, ainsi que pour ses conseils judicieux.*

*Je remercie vivement Mme. GHOU L Rachida professeur à l'université d'Annaba qui me fait l'honneur de présider le jury de soutenance.*

*J'adresse aussi mes remerciements à Mr. BELHAMRA Ali maître de conférence à l'université d'Annaba pour son aide, sa disponibilité, et son soutien surtout au moment difficile que j'ai rencontré au 1<sup>ère</sup> année magister.*

*Je remercie également tout les membres de jury pour l'honneur qu'ils me font en acceptant de participer au jury, en l'occurrence: Mr. SAAD Salah professeur à l'université d'Annaba, Mr. BOURAS Slimane maître de conférence à l'université d'Annaba, Mr. KHERFANE Hamid maître de conférence à l'université d'Annaba.*

*Je voudrais particulièrement remercie Melle. KASRI Souad, de m'avoir beaucoup soutenu lors des différentes phases des travaux de cette thèse, pour ses aides, pour ses encouragements, et sa disponibilité. C'est une grande chance que d'avoir cette sœur.*

*Je tiens également à présenter mes sincères remerciements à Mr. GUERFI YOUSEF, je n'oublie pas son aide Qu'il m'a apporté, pour accomplir le présent travail, par la maîtrise du logiciel de simulation ainsi que sa profonde connaissance des onduleurs multiniveaux.*

*Je remercie vivement Mr. MARHABA OUI Mahmoud Docteur, pour ses encouragements, son aide, et son soutien au moment difficile. Je le remercie surtout pour sa participation de ce mémoire.*

*Un grand merci à BOUCHAHED Adel et ZAAMOUCI Fares, et ATAILLA .L pour leurs aides.*

*J'exprime ma profonde reconnaissance pour les personnes qui m'ont aidé et accompagné au cours de mon expérience.*

*Je ne pourrai terminer cette page sans dire un énorme merci à ma famille.*

l'utilisation judicieuse du formalisme REM que lors des phases de manipulation sur le banc SMM.

- Messieurs Jean-Jaques FRANCHAUD, ingénieur d'étude, pour les modifications rapides et soignées qu'il a pu apporter sur le banc multimachines afin de l'adapter aux besoins de ces travaux et Olivier FERLA, technicien, pour ses coups de main réguliers.
- Messieurs Abdelkader BENABOU, Thomas HENNERON et Sébastien CHARLEMAGNE pour leurs aides répétées quant à l'utilisation de  $\LaTeX$  et pour les innombrables réponses à mes diverses questions.
- Monsieur Alain BONDU, Ingénieur système à la société FRAMATOME ANP, de m'avoir beaucoup soutenu lors des différentes phases des travaux de cette thèse et d'avoir apporté une lecture attentive à ce mémoire. C'est une grande chance que d'avoir ce tonton, de surcroît fin électrotechnicien.
- Madame Michèle HOCHEDÉZ et Monsieur André VANOVERSHELDE, successivement chefs du département GEII de l'IUT A de Villeneuve d'Ascq, pour m'avoir soutenu et aidé à faire le grand écart enseignement - recherche.

Je ne puis terminer sans remercier mon épouse, Anne, de m'avoir toujours encouragé malgré les multiples contraintes que ces travaux ont imposées à notre vie.

Enfin, Je remercie également tous les enseignants de l'institut d'électrotechnique qui ont participé à ma formation pendant tout le cycle universitaire.

*Monsieur BENDAAS Mohamed Lokmane, Maître de Conférences au Département d'Electrotechnique de l'Université de Batna, qui a bien voulu proposer le thème du magister et qui a su diriger le présent travail de recherche avec clairvoyance, disponibilité et patience. Qu'il trouve ici l'expression de ma plus profonde reconnaissance.*

*Monsieur KADJOU DJ Mohamed, Maître de Conférences au Département d'Electrotechnique de l'Université de Batna, qui a bien voulu accepter de participer à l'encadrement du présent mémoire et qui m'a conseillé sans ménagement, pour contribuer à l'aboutissement et la réussite de ce travail . Qu'il trouve ici mes sincères remerciements.*

*Je tiens à remercier l'ensemble des Enseignants du Magister, pour leur clairvoyance, disponibilité et patience, tout le long de mes études de post graduation et spécialement le Docteur N.GOLEA qui a su, par son cours sur les techniques de commandes avancées, m'orienter vers la commande non linéaire.*

*Je tiens à remercier, particulièrement, Monsieur BOUAKAZ Ouahid, pour l'aide précieuse qu'il m'a apporté, pour accomplir le présent travail, par sa maîtrise du logiciel de simulation ainsi que sa profonde connaissance des onduleurs multi niveaux. Qu'il trouve ici mes sincères remerciements.*

*A tous ceux qui ont permis la réalisation de ce travail, j'exprime ici ma profonde reconnaissance et spécialement Monsieur FETHA Chérif, qui a mis à ma disposition toute la logistique nécessaire.*

L'évolution dans la fabrication des semi-conducteurs de puissance font le compromis entre la fréquence de coupure et la puissance, ainsi les nouvelles techniques de commandes des onduleurs, ont permis de développer de nouvelles structures d'onduleurs d'une grande performance par rapport aux onduleurs conventionnels. Ces onduleurs multi-niveaux s'adaptent aux applications qui nécessitent une puissance élevée, nous permettent de mieux gérer l'environnement des entraînements à vitesse variable.

Les onduleurs multi-niveaux de tension de type NPC qu'on a étudié générer trois niveaux ou plus de tension pour chaque phase, l'allure de et du courant tension plus proche de la sinusoïde.

Le point essentiel dans ce mémoire est l'application des différentes techniques de commandes aux onduleurs triphasés de tensions à deux et à trois niveaux de type NPC associé au moteur asynchrone à cage modélisé. On a appliqué la SVM à l'onduleur à deux niveaux, ainsi l'application de la commande en pleine onde et la MLI sinusoïdale pour une seule et deux porteuses à l'onduleur à trois niveaux. Les résultats de simulation montrent que l'onduleur à trois niveaux commandé par la MLI sinusoïdale à deux porteuses, nous donne un THD réduit par rapport aux autres techniques de commande.

Evolution in the manufacture of the semiconductors of power make the compromise between the cut-off frequency and the power, thus new techniques of orders of the inverters, allowed to develop new structures of inverters of a great performance compared to the conventional inverters. These multilevel inverters adapt to the applications which require a raised power, us allow to better generate the environment of the drives at variable speed.

multilevel inverters of tension of the type NPC which one studied to generate three levels or more tension for each phase, pace of and the current voltage closer to the sinusoid.

The essential point in this memory is the application of the various techniques of orders to the three-phase inverters of tensions to two and three levels of the type NPC associated with the modelled asynchronous cage motor. We applied the SVM to the inverter on two levels, thus the application of the order in full wave and the sinusoidal MLI for only one and two carrying with the inverter on three levels. The results of simulation show that the inverter on three levels ordered by the sinusoidal MLI with two carrying, gives us a THD reduced compared to the other techniques of order.

## ملخص

تطور نصف النواقل للقدرة يشكل اتفاق بين التردد والقدرة، بالإضافة إلى تقنيات التحكم الحديثة للموج. يمكننا من تطوير تركيبات جديدة للموجات ذات نتائج عالية مقارنة بالموجات الاصطلاحية (الكلاسيكية). يستعمل الموج متعدد المستويات في التطبيقات التي تتطلب قدرة عالية، يمكننا من خلق وسط للتمرن بسرعات متغيرة.

الموج متعدد المستويات لفرق الكمون من نوع NPC الذي تم دراسته يولد ثلاث مستويات أو أكثر من أجل كل طور ، موجة التوتر و التيار قريبة من المتناوب

النقطة المهمة في هذا البحث هي تطبيق مختلف تقنيات التحكم على الموج ثلاثي الطور لفرق الكمون دو مستويين و ثلاثة مستويات من نوع NPC، موصول بمحرك كهربائي لامتزامن نموذجي . طبقنا التحكم الشعاعي على الموج دو مستويين لفرق الكمون، بالإضافة إلى تطبيق التحكم كامل الموجة و التحكم التناوبي دو ناقل واحد و ناقلين على الموج دو ثلاث مستويات لفرق الكمون. بينت لنا النتائج أن الموج دو ثلاث مستويات لفرق الكمون المتحكم فيه بواسطة التحكم التناوبي دو ناقلين، أعطانا (THD) معامل تحريف صغير مقارنة بتقنيات تحكم أخرى.

## Tables des Notations et Symboles

### Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone

$(a_s, b_s, c_s)$	Indice des phases statoriques
$(a_r, b_r, c_r)$	Indice des phases rotoriques.
$s, r$	Indice relatif au stator et rotor respectivement
$d$	Indice de l'axe direct.
$q$	Indice de l'axe en quadrature.
$o$	Indice de l'axe homopolaire
$[A]$	Matrice de Park.
$[A]^{-1}$	Matrice inverse de Park.
$[A]^t$	Matrice transposée de Park.
$[L_s]$	Matrice d'inductance statorique.
$[L_r]$	Matrice d'inductance rotorique.
$[M_{rs}]$	Matrice d'inductance mutuelle rotor stator« influence du stator sur le rotor ».
$[M_{sr}]$	Matrice d'inductance mutuelle rotor stator« influence du rotor sur le stator».
$[M_{rs}]^T$	Matrice d'inductance mutuelle rotor stator transposée.
$[T]$	Matrice de transfert, assurant le passage continu-alternatif.
$[V_s]$	Vecteur tension statorique.
$[V_r]$	Vecteur tension rotorique.
$[I_s]$	Vecteur courant statorique.
$[I_r]$	Vecteur courant rotorique.
$[\Phi_s]$	Vecteur flux statorique.
$[\Phi_r]$	Vecteur flux rotorique.
$M_0 = M_{sr}$	Inductance mutuelle maximale entre rotor-stator.
$g$	Glissement.
$p$	Nombre de paire de pôles.
$V$ [V]	Tension.
$[A]$	Courant.
$\Phi$ [Wb]	Flux.
$l_s$ [H]	Inductance propre d'une phase statorique.
$l_r$ [H]	Inductance propre d'une phase rotorique.
$M_r$ [H]	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.



$M_s$ [H]	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
$J$ [Kg. m <sup>2</sup> ]	Moment d'inertie des masses tournantes.
$f$ [N.m.s/rd]	Coefficient de frottement visqueux.
$L_s$ [H]	Inductance cyclique propre du stator.
$L_r$ [H]	Inductance cyclique propre du rotor.
$L_m = M$ [H]	Inductance cyclique mutuelle entre le stator et le rotor.
$R_s$ [ $\Omega$ ]	Résistance statorique.
$R_r$ [ $\Omega$ ]	Résistance rotorique
$T_s$	Constante du temps statorique.
$T_r$	Constante du temps rotorique.
$\sigma$	Coefficient de dispersion de Blondel.
$\Omega$ [rd/s]	Vitesse de rotation mécanique.
$C_e$ [N.m]	Couple électromagnétique.
$C_r$ [N.m]	Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.
$N_s$ [tr/min]	Vitesse de synchronisme.
$\omega_{sl}$	pulsation de glissement
$\omega_s$	pulsation électrique statorique
$\omega_r$	pulsation électrique

**Chapitre II:** Etude de l'onduleur à 2 niveaux et les principales topologies des onduleurs multiniveaux

$V_{AK}$	Tension entre l'anode et la cathode.
$V_{CK}$	Tension entre la gâchette et la cathode.
$i_A$	Courant de l'Anode.
$i_K$	Courant de la cathode.
$V_{CE}$	Tension entre le collecteur et l'émetteur.
$V_{BE}$	Tension entre la base et l'émetteur.
$B_K$	Commande externe (l'ordre d'amorçage ou de blocage du semi-conducteur)
$D_i$	Semi-conducteur non commandé (diode).
$U_C$	Tension principale de l'onduleur NPC.
$F_{i1}$	Fonction de connexion, avec ( $i=1, 2, 3$ ).



$I_1, I_2, I_3$	Les courants alternatifs de la charge.
$I_K$	Le courant à la sortie de l'onduleur.
$K_{a1}, K_{b1}, K_{c1}$	Les commutateurs en haut de l'onduleur NPC à deux niveaux triphasé de tension.
$K_{a2}, K_{b2}, K_{c2}$	Les commutateurs en bas de l'onduleur NPC à deux niveaux triphasé de tension.
$V_A, V_B, V_C$	Les tensions simples aux bornes de la charge
$V_{AM}, V_{BM}, V_{CM}$	Les tensions simples à la sortie de l'onduleur entre les phases de la charge et le point milieu M.
$V_{AB}, V_{BC}, V_{CA}$	les tensions aux bornes de la charge.
$I$	Le courant d'enté.
$T$	La période de modulation.
$T_i$	Semi-conducteur commandé (IGBT, GTO).
$M$	Le point milieu.
$C$	Le nombre de condensateurs d'équilibrage.
$D$	Le nombre de diodes principales.
$D_c$	Le nombre de diodes clampées.
$D_{is}$	Les diodes montées en antiparallèle avec les commutateurs, avec ( $i=a, b, c$ ) et ( $s=1, 2, 3, 4, \dots$ ).
$E$	La tension du bus continu à l'entrée de l'onduleur.
$i$	Le courant à l'entrée de l'onduleur.
$i_s$	Les courants électriques à la sortie de l'onduleur.
$K$	Le nombre de commutateurs principaux.
$K_{is}$	Les commutateurs dans l'onduleur.
$N$	Le nombre de niveaux de tension obtenus à la sortie de l'onduleur.
$S$	Le nombre de sources à courant continu.
$V_i$	Les tensions aux bornes de la charge.
$V_{Sn}$	Les tensions aux bornes des condensateurs dans la topologie à cellule imbriquée.
$V_{in}$	Les tensions à la sortie de l'onduleur à sept et neuf niveaux de la topologie à alimentation séparée.



**Chapitre III : Etude développée de l'onduleur à trois niveaux et le fonctionnement des onduleurs multiniveaux de type NPC**

$B_K$	Commande externe (l'ordre d'amorçage ou de blocage du semi-conducteur bicommandable $T_i$ ).
$C_1$	Condensateur de filtrage en haut de l'onduleur NPC à trois niveaux.
$C_2$	Condensateur de filtrage en bas de l'onduleur NPC à trois niveaux.
$D_i$	Semi-conducteur non commandé (diode).
$M$	Moteur asynchrone.
$E$	Tension principale de l'onduleur NPC.
$F_{KS}$	Fonction de connexion, avec ( $k=1, 2, 3$ ) et ( $s=1, 2, 3$ ).
$F_{K0}^b$	Fonction de connexion du demi bras en bas.
$F_{K1}^b$	Fonction de connexion du demi bras en haut.
$I_a, I_b, I_c$	Les courants alternatifs de la charge.
$I_{d1}, I_{d0}, I_{d2}$	Les courants à l'entrée de l'onduleur NPC à trois niveaux de tension.
$I_{ki}$	Le courant qui traverse l'interrupteur bidirectionnel $K_s$ .
$I_s$	Le courant à la sortie de l'onduleur.
$K_{a1}, K_{a2}, K_{b1}, K_{b2}, K_{c1}, K_{c2}$	Sont les commutateurs en haut de l'onduleur NPC à trois niveaux de tension.
$K_{a3}, K_{a4}, K_{b3}, K_{b4}, K_{c3}, K_{c4}$	Sont les commutateurs en bas de l'onduleur NPC à trois niveaux de tension.
$K_i$	Interrupteur bidirectionnel en courant.
$K_{is}$	Commutateur de l'onduleur NPC.
$M$	Moteur électrique.
$M(t)$	Matrice de conversion composée.
$N(t)$	Matrice de conversion simple.
$0$	Le point milieu entre $C_1$ , et $C_2$ .
$T$	La période de modulation.
$T_i$	Semi-conducteur commandé (IGBT, GTO).
$U_{c1}$	La tension continue au borne du $C_1$ .
$U_{c2}$	La tension continue au borne du $C_2$ .
$U_{COM}$	Le vecteur de la variable d'entrée interne de la tension composée.
$U_{SIM}$	Le vecteur de la variable d'entrée interne de la tension simple.
$V_a, V_b, V_c$	Les tensions simples aux bornes de la charge.



$V_{ao}, V_{bo}, V_{co}$	Les tensions simples à la sortie de l'onduleur entre les phases de la charge et le point milieu o.
$V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}$	Les tensions composées aux bornes de la charge.
$V_{Ka1}, V_{Ka2}, V_{Ka3},$ $V_{Ka4}, \dots$	Les tensions inverses appliquées aux bornes des interrupteurs bloqués.
$V_{ki}$	La tension au borne de l'interrupteur bidirectionnel $K_s$
$X$	Le vecteur d'état.

#### Chapitre IV: les différentes stratégies de commande des onduleurs

$A_c$	L'amplitude de la porteuse.
$A_m$	L'amplitude de la référence.
$C_{32}$	Transformation triphasé-biphasé.
$(\alpha, \beta)$	Le plan diphasé de la transformation de concordia.
$F_c$	La fréquence de la porteuse.
$F_m$	La fréquence de la référence.
$I_{réf}$	Le courant de référence.
$m$	L'indice de modulation.
$n$	Le nombre de niveaux de tension.
$r$	Le coefficient de réglage.
$S_a, S_b, S_c$	Les temps de commutation des interrupteurs.
$T$	La période de modulation.
$T_a, T_b, T_c$	Les rapports cycliques.
<b>THD</b>	Le facteur de distorsion des harmoniques de la tension de sortie.
$i$	Le courant mesuré.
$V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}$	Les tensions composées décomposées en série de Fourier.

#### Chapitre V: La commande vectorielle (SVM) appliquée aux onduleurs à deux et à trois niveaux de tension de type NPC

$S_j$	L'état des interrupteurs $S_j$ ( $j=a, b, c$ ).
$K_a$	L'interrupteur de haut d'un bras de l'onduleur à deux niveaux
$K_{a'}$	L'interrupteur de bas d'un bras de l'onduleur à deux niveaux
$C_a, C_b, C_c$	Signaux logiques.
$C_i$	Variable d'état, avec ( $C_i=1, 0, -1$ ).



$d_a, d_b, d_c$	Les rapports cycliques dus aux vecteurs de commutation.
$E$	Tension principale de l'onduleur.
$f$	Fréquence du fondamentale.
$f_c$	Fréquence d'échantillonnage.
$g$	Le nombre des états de la variable $C_i$ .
$K_{i1}, K_{i2}, K_{i3}, K_{i4}$	Commutateurs pour le bras $i$ de l'onduleur triphasé NPC à trois niveaux.
$q$	Le nombre de phase.
$S_{a1}, S_{a2}, S_{b1}, S_{b2}, S_{c1}, S_{c2}$	Les périodes de commutation pour les interrupteurs en haut d'un onduleur NPC à trois niveaux de tension.
$S_{a3}, S_{a4}, S_{b3}, S_{b4}, S_{c3}, S_{c4}$	Les périodes de commutation pour les interrupteurs en bas d'un onduleur NPC à trois niveaux de tension.
$T_0$	Le temps d'utilisation du vecteur $V_0$ ou $V_7$ dans un onduleur classique.
$T_1$	Le temps d'utilisation du vecteur $V_1$ dans un onduleur classique.
$T_2$	Le temps d'utilisation du vecteur $V_2$ dans un onduleur classique.
$T_a, T_b, T_c$	Les temps de commutation pour les vecteurs de tension.
$T_m$	La période de modulation.
$V_0, V_1, \dots, V_7$	Les vecteurs de tension à la sortie d'un onduleur classique.
$V_0, V1, V1', \dots, V_{20}$	Les vecteurs de commutation de la tension à la sortie d'un onduleur NPC à trois niveaux de tension.
$V_a, V_b, V_c$	Les tensions simples aux bornes de la charge.
$V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}$	Les tensions composées aux bornes de la charge.
$V_{ao}, V_{bo}, V_{co}$	Les tensions simples à la sortie de l'onduleur entre les phases de la charge et le point milieu $o$ .
$V_{ref}$	Le vecteur de référence.
$V_\alpha$	La projection du vecteur de la tension de sortie sur l'axe ( $\alpha$ ).
$V_\beta$	La projection du vecteur de la tension de sortie sur l'axe ( $\beta$ ).
$y$	Numéro du secteur.
$\theta$	L'angle instantané du vecteur de référence.

### Chapitre VI: Simulation numérique (MATLAB (6.5))

$V_{an}, V_{bn}, V_{cn}$	les tensions alimentant la machine asynchrone, à vide et en charge.
$I_{an}, I_{bn}, I_{cn}$	Les courants de MAS, à vide et en charge.
$C_e$	Le couple électromagnétique, a vide et en charge.



<b>Ce(<math>\omega</math>)</b>	Le couple électromagnétique en fonction de la vitesse, à vide et en charge.
<b>V<sub>an</sub>, V<sub>bn</sub>, V<sub>cn</sub></b>	Les tensions simples aux bornes de la charge.
<b>V<sub>ab</sub>, V<sub>bc</sub>, V<sub>ca</sub></b>	Les tensions composées aux bornes de la charge.
<b>V<sub>ao</sub>, V<sub>bo</sub>, V<sub>co</sub></b>	Les tensions simples à la sortie de l'onduleur entre les phases de la charge et le point milieu o.
<b>K<sub>a1</sub>, K<sub>a2</sub>, K<sub>b1</sub>, K<sub>b2</sub>, K<sub>c1</sub>, K<sub>c2</sub></b>	Les commutateurs en haut de l'onduleur NPC à trois niveaux de tension.
<b><math>\alpha</math></b>	L'angle d'amorçage.
<b>m</b>	L'indice de modulation.
<b>r</b>	Le coefficient de réglage.
<b>I<sub>a</sub></b>	Le courant statorique.
<b>THD</b>	Le facteur de distorsion des harmoniques.
<b>U<sub>p</sub></b>	La variation de l'amplitude de l'onde de la porteuse.
<b>V<sub>ref</sub></b>	La variation de l'amplitude de l'onde de la référence.

---

# Table des matières

---

## Remerciement

Table des matières.....i

Liste des figures.....I

Liste des tableaux.....i

Table des symboles utilisés.....I

Introduction générale. ....1

## Chapitre I: Modélisation de la machine asynchrone

I.1 Introduction.....4

I.2 Modélisation de la machine asynchrone triphasée.....4

I.2.1 Hypothèses simplificatrices.....4

I.2.2 Modèle électrique.....5

I.2.3 Modèle dynamique.....5

I.3 Représentation mathématique des équations.....5

I.3.1 Equations électriques.....6

I.3.2 Equations magnétiques.....7

I.4 Application de la transformation de Park .....8

I.4.1 Equations magnétiques des enroulements triphasés dans les axes d et q.....10

I.4.2 Expression du couple électromagnétique et de la puissance .....11

I.4.3. Equation du mouvement.....11

I.5 Choix du repère de référence .....12

I.6 Modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au stator  $(\alpha, \beta)$  .....12

I.7 Conclusion..... 14

## Chapitre II: Etude des principales topologies des onduleurs multiniveaux

II.1 Introduction.....15

II.2 Choix des semi-conducteurs.....16

II.2.1 Le thyristor GTO .....16

II.2.2 Le transistor IGBT.....17

II.3 Etude de l'onduleur à deux niveaux.....	19
II.3.1 Définition de l'onduleur.....	19
II.3.2 Modélisation d'un onduleur à deux niveaux.....	19
II.3.2.1 Structure de l'onduleur à deux niveaux.....	20
II.3.2.2 configuration et fonctionnement d'un bras de l'onduleur à deux niveaux.....	21
II.3.3 Modèle de la commande de l'onduleur à deux niveaux.....	21
II.3.3.1 Fonctions de connexion.....	22
II.3.3.2 les potentiels des nœuds.....	22
II.3.3.3 tensions composées.....	22
II.3.3.4 les tensions simples.....	23
II.3.3.5 courant d'entrée.....	23
II.4 Intérêt des convertisseurs statiques multiniveaux.....	23
II.5 Description des principales topologies de la conversion multi niveaux.....	24
II.5.1 Onduleur multi niveaux à diode de bouclage.....	25
II.5.2 Onduleur multi niveaux à condensateurs flottants.....	26
II.5.3 Structure des convertisseurs à alimentation séparée (en cascade).....	27
II.6 Propriétés des principales structures.....	29
II.6.1 Classification des topologies selon leur alimentation.....	29
II.6.2 Nombres de composants nécessaires.....	29
II.7 Conclusion.....	32
 <b>Chapitre III: Etude de l'onduleur à trois niveaux et le fonctionnement des onduleurs multiniveaux de type NPC</b>	
III.2.3.2 Commande complémentaire.....	38
III.2.4 Fonctions de connexion.....	39
III.2.5 Modélisation des valeurs instantanées.....	40



III.3 Onduleur à cinq niveaux de type NPC.....	44
III.3.1 Structure de l'onduleur à cinq niveaux.....	44
III.3.2 Différentes configurations d'un bras de l'onduleur NPC à sept niveaux.....	45
III.4 Onduleur à sept niveaux de type NPC.....	48
III.4.1 Structure de l'onduleur à sept niveaux.....	48
III.4.2 Différentes configurations d'un bras de l'onduleur NPC à sept niveaux.....	49
III.5 Conclusion.....	54
<b>Chapitre IV : Les différentes stratégies de Commande des onduleurs de tension</b>	
IV.1 Introduction.....	55
IV.2 La commande en pleine onde (dite 180°).....	56
IV.3 La modulation sinus-triangle.....	56
IV.3.1 Modulation sinusoïdale naturelle.....	57
IV.3.2 Modulation sinusoïdale à doubles triangles.....	58
IV.4 La modulation vectorielle.....	59
IV.4.1 Le principe de la modulation vectorielle.....	59
VI-5 Conclusion.....	61
<b>Chapitre V : La SVM appliquée aux onduleurs de tension à deux et à trois niveaux</b>	
V.1 Introduction.....	62
V.2 Présentation de l'onduleur à deux niveaux.....	62
V.3 Description et fonctionnement de l'onduleur triphasé à deux niveaux.....	62
V.4 Modélisation vectorielle de l'onduleur à deux niveaux.....	63
V.5 Modulation vectorielle (MLI vectorielle).....	64
V.5.1 Principe de la MLI vectorielle.....	64
V.5.2 Définition du vecteur tension de contrôle (vecteur de référence.....	66
V.5.3. Approximation du vecteur tension de contrôle.....	67



V.6 Tension de référence dans les différents secteurs.....	70
V.7 Principe de base de la MLI vectorielle sur un onduleur à trois niveaux.....	76
V.7.1 Transformation triphasée biphasée.....	77
V.7.2 Calcul des rapports cycliques des vecteurs de commutation pour chaque région.....	80
V.7.3 Calcul des temps de commutation pour chaque interrupteur.....	90
V-8 Conclusion.....	110

## **Chapitre VI: Les résultats et interprétation de simulation sous MATLAB**

VI.1 Introduction.....	111
VI.2 Simulation de la machine asynchrone.....	111
VI.2.1 Simulation de la machine asynchrone à vide.....	111
VI.2.1.1 Résultat de simulation.....	112
VI.2.2 Simulation de la machine asynchrone en charge.....	113
VI.2.2.1 Résultat de simulation.....	113
VI.3 Simulation de la machine asynchrone à cage alimenté par un onduleur à deux niveaux commandé par La SVM.....	114
VI.3.1 Résultat de simulation à base d'IGBT.....	115
VI.3.2 Résultat de simulation à base de GTO.....	118
VI.4 Simulation de la machine asynchrone à cage alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux de type NPC.....	119
VI.4.1 La commande en pleine onde.....	119
VI.4.1.1 Résultat de simulation : $\alpha=15^\circ$ .....	121
VI.4.2 La commande triangulo-sinusoidale avec une seule porteuse unipolaire de l'onduleur à trois niveaux de type NPC.....	129
VI.4.2.1 Les résultats de simulation.....	131
VI.4.3 La commande triangulo-sinusoidale avec deux porteuses unipolaires.....	138
VI.4.3.1 Résultat de simulation.....	139
VI.5 Interprétation des résultats de simulation.....	150



VI.5.1 Interprétation des résultats de l'alimentation directe de la machine asynchrone.....150

VI.5.2 Interprétation des résultats de l'association onduleur-machine asynchrone.....150

VI .6 Conclusion.....153

**Conclusion générale**

**Annexe**

**Les références bibliographiques**

## Liste des figures

Figure	Désignation	Page
I-1	Schéma équivalent de la machine asynchrone ramenée au primaire	2
I-2	Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée	3
I-3	Illustration machine triphasée et machine diphasée équivalente	6
II-1	Classification des composants de puissance en fonction de la fréquence de découpage des composants	2
II-2	(a):symbole électrique. (b): caractéristique réelle $i/v$ . (c): caractéristique idéalisée $i/v$ .	3
II-3	Caractéristique réelle de transistor IGBT	4
II-4	Symbole électrique	4
II-5	Caractéristique statique	5
II-6	Onduleur à deux niveaux	7
II-7.a	Un bras de l'onduleur à deux niveaux	7
II-7.b	Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire transistor-diode	7
II-8	La configuration $E_0$	8
II-9	La configuration $E_1$	8
II-10	La configuration $E_2$	8
II-11	Les différentes topologies des onduleurs multiniveaux	11
II-12	Structure triphasée à cinq niveaux à diode de pince à base de GTO	12
II-13	Structure triphasée à trois niveaux à diode de pince à base d'IGBT	14
II-14	Schéma du convertisseur à condensateur flottants (phase A)	15
II-15	Onduleur en cascade à 5 niveaux (phase A)	15
II-16	Onduleur en cascade à 7 niveaux (phase A)	16
II-17	Mise en série de quatre onduleurs partiels monophasés.	17
II-18	Forme d'onde de la tension de sortie et les séquences des interrupteurs d'un bras d'onduleur à neuf niveaux.	17
III-1	Onduleur triphasé à trois niveaux	2
III-2-a	Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire Transistor – diode	2
III-2-b	Un bras de l'onduleur à trois niveaux de type NPC	2
III-3	1 <sup>ère</sup> Configuration du 1 <sup>er</sup> bras	4
III-4	2 <sup>ème</sup> Configuration du 1 <sup>er</sup> bras	4
III-5	3 <sup>ème</sup> Configuration du 1 <sup>er</sup> bras	5



<b>III-6</b>	Forme d'onde de la tension de sortie d'un bras d'onduleur à trois niveaux de type NPC	37
<b>III-7</b>	Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire Transistor – diode	44
<b>III-8</b>	Bras d'un onduleur NPC à cinq niveaux	45
<b>III-9</b>	1 <sup>ère</sup> Configuration du 1 <sup>er</sup> bras	45
<b>III-10</b>	2 <sup>ème</sup> Configuration du 1 <sup>er</sup> bras	46
<b>III-11</b>	3 <sup>ème</sup> Configuration du 1 <sup>er</sup> bras	46
<b>III-12</b>	4 <sup>ème</sup> Configuration du 1 <sup>er</sup> bras	47
<b>III-13</b>	5 <sup>ème</sup> Configuration du 1 <sup>er</sup> bras	47
<b>III-14</b>	les signaux de commande de chaque interrupteur et la forme d'onde de la tension de sortie $V_{ao}$	48
<b>III-15</b>	Bras d'un onduleur NPC à sept niveaux	49
<b>III-16</b>	1 <sup>ère</sup> Configuration du 1 <sup>er</sup> bras	49
<b>III-17</b>	2 <sup>ème</sup> Configuration du 1 <sup>er</sup> bras	50
<b>III-18</b>	3 <sup>ème</sup> Configuration du 1 <sup>er</sup> bras	50
<b>III-19</b>	4 <sup>ème</sup> Configuration du 1 <sup>er</sup> bras	51
<b>III-20</b>	5 <sup>ème</sup> Configuration du 1 <sup>er</sup> bras	51
<b>III-21</b>	6 <sup>ème</sup> Configuration du 1 <sup>er</sup> bras	52
<b>III-22</b>	7 <sup>ème</sup> Configuration du 1 <sup>er</sup> bras	52
<b>III-23</b>	Tension simple de sortie $V_{ao}$ d'un onduleur triphasé de tension à sept niveaux de type NPC	53
<b>IV-1</b>	Les différentes techniques de modulation	56
<b>IV-2</b>	Schéma de principe de la technique tringulo-sinusoidale	56
<b>IV-3-1</b>	Principe de la modulation MLI sinusoidale classique	58
<b>IV-3-2</b>	Principe de la modulation MLI à double triangles	58
<b>IV-4</b>	Approximation du vecteur de référence par les tensions d'alimentation	60
<b>IV-5</b>	Représentation dans le plan $(\alpha, \beta)$ des vecteurs de tension de l'onduleur à trois niveaux de tension	60
<b>IV-6</b>	Le schéma de principe de la MLI vectorielle	60
<b>V-1</b>	Schéma de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux	62
<b>V-2</b>	Différents combinaisons des 3 grandeurs $(S_a, S_b, S_c)$ de l'onduleur à deux niveaux	63

V-3	Approximation du vecteur de référence par les tensions d'alimentation.	66
V-4	Définition du vecteur de contrôle	67
V-5	Séquence d'application des vecteurs sur une période $T_m$ ( $k_0$ facteur $\in [0,1]$ )	69
V-6	Définition du vecteur de contrôle	69
V-7	tension de référence dans le secteur (I)	70
V-8	tension de référence dans le secteur (II)	71
V-9	tension de référence dans le secteur (III)	72
V-10	tension de référence dans le secteur (IV)	73
V-11	tension de référence dans le secteur (V)	74
V-12	tension de référence dans le secteur (VI)	75
V-13	Onduleur de tension à trois niveaux de type NPC	76
V-14	Les vecteurs de tension pour un onduleur à trois niveaux: la représentation des vecteurs de tension dans le plan $(\alpha, \beta)$	79
V-15	les états de commutation pour un onduleur à trois niveaux	79
V-16	Projection du vecteur de référence dans la première région	80
V-17	Projection du vecteur de référence dans la deuxième région	82
V-18	Projection du vecteur de référence dans la troisième région	84
V-19	Projection du vecteur de référence dans la quatrième région	86
V-20	les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 1 du secteur A	91
V-21	Les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 2 du secteur A	92
V-22	Les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 3 du secteur A	93
V-23	les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 4 du secteur A	94
V-24	les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 1 du secteur B	94
V-25	les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 2 du secteur B	95
V-26	les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 3 du secteur B	96

V-27	les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 4 du secteur B	96
V-28	les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 1 du secteur C	97
V-29	les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 2 du secteur C	98
V-30	Les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 3 du secteur C	99
V-31	les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 4 du secteur C	99
V-32	les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 1 du secteur D	100
V-33	les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 2 du secteur D	101
V-34	les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 3 du secteur D	102
V-35	les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 4 du secteur D	102
V-36	les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 1 du secteur E	103
V-37	les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 2 du secteur E	104
V-38	Les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 3 du secteur E	105
V-39	les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 4 du secteur E	105
V-40	les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 1 du secteur F	106
V-41	les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 2 du secteur F	107
V-42	les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 3 du secteur F	108
V-43	les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 4 du secteur F	108



<b>VI-23</b>	Schéma bloc de la commande en pleine onde de l'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC	120
<b>VI-24</b>	Les signaux des impulsions $Ka_1$ , $Ka_2$ , $Ka_3$ et $Ka_4$ des interrupteurs d'un bras a de l'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC	121
<b>VI-25</b>	Les tensions simples $V_{ao}$ , $V_{bo}$ , et $V_{co}$ d'un onduleur de tension à trois niveaux de type NPC	122
<b>VI-26</b>	Les tensions simples $V_{an}$ , $V_{bn}$ , et $V_{cn}$ à la sortie d'un onduleur de tension à trois niveaux de type NPC, « IGBT »	123
<b>VI-27</b>	Les tensions composées $V_{ab}$ , $V_{bc}$ , et $V_{ca}$ à la sortie d'un onduleur de tension à trois niveaux de type NPC, « IGBT »	123
<b>VI-28</b>	Le spectre d'harmonique de la tension de phase $V_{an}$ , « IGBT »	124
<b>VI-29</b>	Le courant statorique $i_a$ de la phase a d'une MAS alimentée par un onduleur à trois niveaux à commande en pleine onde, à vide, « IGBT »	124
<b>VI-30</b>	Le spectre d'harmonique du courant statorique $i_a$ , « IGBT »	124
<b>VI-31</b>	Les courbes de la variation du couple électromécanique $C_e(t)$ , et de la vitesse $\omega(t)$ marche à vide, « IGBT »	125
<b>VI-32</b>	Le courant statorique $i_a$ de la phase a d'une MAS alimentée par un onduleur à trois niveaux à commande en pleine onde, marche en charge, « IGBT »	125
<b>VI-33</b>	Les courbes de la variation du couple électromécanique $C_e(t)$ , et de la vitesse $\omega(t)$ marche en charge, « IGBT »	126
<b>VI-34</b>	Les tensions simples $V_{an}$ , $V_{bn}$ , et $V_{cn}$ à la sortie d'un onduleur de tension à trois niveaux de type NPC, « GTO »	126
<b>VI-35</b>	Les tensions composées $V_{ab}$ , $V_{bc}$ , et $V_{ca}$ à la sortie d'un onduleur de tension à trois niveaux de type NPC, « GTO »	127
<b>VI-36</b>	Le spectre d'harmonique de la tension de phase $V_{an}$ , « GTO »	127
<b>VI-37</b>	Le courant statorique $i_a$ de la phase a d'une MAS alimentée par un onduleur à trois niveaux à commande en pleine onde, marche à vide, « GTO »	128
<b>VI-38</b>	Le spectre d'harmonique du courant statorique $i_a$ , « GTO »	128
<b>VI-39</b>	Les courbes de la variation du couple électromécanique $C_e(t)$ , et de la vitesse $\omega(t)$ , marche à vide, « GTO »	128
<b>VI-40</b>	Le courant statorique $i_a$ de la phase a d'une MAS alimentée par un onduleur à trois niveaux à commande en pleine onde, marche en charge, « GTO »	129



<b>VI-41</b>	Les courbes de la variation du couple électromécanique $C_e(t)$ , et de la vitesse $\omega(t)$ , marche en charge, « GTO »	129
<b>VI-42</b>	Schéma bloc de la machine asynchrone à cage associée à un onduleur de tension à trois niveaux de type NPC commandé par la MLI sinusoïdale	130
<b>VI-43</b>	le schéma bloc de la commande sinusoïdale à une seule porteuse unipolaire de l'onduleur NPC	131
<b>VI-44</b>	Principe de modulation d'un onduleur triphasé à MLI sinusoïdale à une seule porteuse pour $m=15$ et $r=0.8$	132
<b>VI-45</b>	Les tensions simples $V_{ao}$ , $V_{bo}$ et $V_{co}$ à la sortie d'un onduleur à trois niveaux à MLI sinusoïdale à une seule porteuse pour $m=40$ et $r=0.8$ , « IGBT »	133
<b>VI-46</b>	Les tensions simples $V_{an}$ , $V_{bn}$ et $V_{cn}$ à la sortie d'un onduleur à trois niveaux à MLI sinusoïdale à une seule porteuse pour $m=40$ et $r=0.8$ , « IGBT »	133
<b>VI-47</b>	Les tensions composées $V_{ab}$ , $V_{bc}$ et $V_{ca}$ à la sortie d'un onduleur à trois niveaux à MLI sinusoïdale à une seule porteuse pour $m=15$ et $r=0.8$ , « IGBT »	134
<b>VI-48</b>	Le spectre d'harmonique de la tension de phase $V_{an}$ , « IGBT »	134
<b>VI-49</b>	Le courant statorique $i_a$ de la phase a d'une MAS alimentée par un onduleur à trois niveaux à MLI sinusoïdale à une seule porteuse pour $m=40$ et $r=0.8$ , marche à vide, « IGBT »	135
<b>VI-50</b>	Le spectre d'harmonique du courant statorique $i_a$ , « IGBT »	135
<b>VI-51</b>	Les courbes de la variation du couple électromécanique $C_e(t)$ , et de la vitesse $\omega(t)$ marche à vide, « IGBT »	136
<b>VI-52</b>	Le courant statorique $i_a$ de la phase a d'une MAS alimentée par un onduleur à trois niveaux à MLI sinusoïdale à une seule porteuse pour $m=40$ et $r=0.8$ , marche en charge, « IGBT »	136
<b>VI-53</b>	Les courbes de la variation du couple électromécanique $C_e(t)$ , et de la vitesse $\omega(t)$ marche en charge, « IGBT »	136
<b>VI-54</b>	Le courant statorique $i_a$ de la phase a d'une MAS alimentée par un onduleur à trois niveaux à MLI sinusoïdale à une seule porteuse pour $m=40$ et $r=0.8$ , marche à vide, « GTO »	137
<b>VI-55</b>	Les courbes de la variation du couple électromécanique $C_e(t)$ , et de la vitesse $\omega(t)$ marche à vide, « GTO »	137
<b>VI-56</b>	Le courant statorique $i_a$ de la phase a d'une MAS alimentée par un onduleur à trois niveaux à MLI sinusoïdale à une seule porteuse pour $m=40$ et $r=0.8$ , marche en charge, «GTO »	137



<b>VI-57</b>	Les courbes de la variation du couple électromécanique $C_e(t)$ , et de la vitesse $\omega(t)$ marche en charge, «GTO »	138
<b>VI-58</b>	Le schéma bloc de la commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses unipolaires de l'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC	139
<b>VI-59</b>	Principe de modulation d'un onduleur triphasé à trois niveaux à MLI sinusoidale à deux porteuses pour $m=15$ et $r=0.8$	140
<b>VI-60</b>	Les tensions simples $V_{ao}$ , $V_{bo}$ et $V_{co}$ à la sortie d'un onduleur à trois niveaux à MLI sinusoidale à deux porteuses pour $m=40$ et $r=0.8$	141
<b>VI-61</b>	Les tensions simples $V_{an}$ , $V_{bn}$ et $V_{cn}$ à la sortie d'un onduleur à trois niveaux. à MLI sinusoidale à deux porteuses pour $m=40$ et $r=0.8$ , « IGBT »	141
<b>VI-62</b>	Les tensions composées $V_{ab}$ , $V_{bc}$ et $V_{ca}$ à la sortie d'un onduleur à trois niveaux. à MLI sinusoidale à deux porteuses pour $m=40$ et $r=0.8$ , « IGBT »	142
<b>VI-63</b>	Le spectre d'harmonique de la tension de phase $V_{an}$ , « IGBT »	142
<b>VI-64</b>	Le courant statorique $i_a$ de la phase a d'une MAS alimentée par un onduleur à trois niveaux à MLI sinusoidale à une seule porteuse pour $m=40$ et $r=0.8$ , marche à vide, « IGBT »	143
<b>VI-65</b>	Le spectre d'harmonique du courant statorique $i_a$ , « IGBT »	143
<b>VI-66</b>	Les courbes de la variation du couple électromécanique $C_e(t)$ , et de la vitesse $\omega(t)$ marche à vide, « IGBT »	144
<b>VI-67</b>	Le courant statorique $i_a$ de la phase a d'une MAS alimentée par un onduleur à trois niveaux à MLI sinusoidale à deux porteuses pour $m=40$ et $r=0.8$ , marche e charge, « IGBT »	144
<b>VI-68</b>	Les courbes de la variation du couple électromécanique $C_e(t)$ , et de la vitesse $\omega(t)$ marche e charge, « IGBT »	144
<b>VI-69</b>	Les tensions simples $V_{ao}$ , $V_{bo}$ et $V_{co}$ à la sortie d'un onduleur à trois niveaux à MLI sinusoidale à deux porteuses pour $m=40$ et $r=0.8$ , «GTO »	145
<b>VI-70</b>	Les tensions simples $V_{an}$ , $V_{bn}$ et $V_{cn}$ à la sortie d'un onduleur à trois niveaux. à MLI sinusoidale à deux porteuses pour $m=40$ et $r=0.8$ , «GTO »	146
<b>VI-71</b>	Les tensions composées $V_{ab}$ , $V_{bc}$ et $V_{ca}$ à la sortie d'un onduleur à trois niveaux. à MLI sinusoidale à deux porteuses pour $m=40$ et $r=0.8$ , «GTO »	146
<b>VI-72</b>	Le spectre d'harmonique de la tension de phase $V_{an}$ , «GTO »	147
<b>VI-73</b>	Le courant statorique $i_a$ de la phase a d'une MAS alimentée par un onduleur à trois niveaux à MLI sinusoidale à deux porteuses pour $m=40$ et $r=0.8$ , marche à vide, « GTO »	147



<b>VI-74</b>	Le spectre d'harmonique du courant statorique $i_a$ , « GTO »	147
<b>VI-75</b>	Les courbes de la variation du couple électromécanique $C_e(t)$ , et de la vitesse $\omega(t)$ marche à vide, « GTO »	148
<b>VI-76</b>	Le courant statorique $i_a$ de la phase a d'une MAS alimentée par un onduleur à trois niveaux à MLI sinusoïdale à deux porteuses pour $m=40$ et $r=0.8$ , marche à vide, « GTO »	148
<b>VI-77</b>	Les courbes de la variation du couple électromécanique $C_e(t)$ , et de la vitesse $\omega(t)$ marche en charge, « GTO »	149

---

## Liste des tableaux

---

<b>Figure</b>	<b>Désignation</b>	<b>Page</b>
<b>II-1</b>	Grandeurs connues pour chacune des configurations d'un bras K d'onduleur	21
<b>II-2</b>	Tableau de commande	22
<b>II-3</b>	Nombres de composants nécessaires pour la topologie à trois niveaux	30
<b>II-4</b>	Nombres de composants nécessaires pour la topologie à cinq niveaux	30
<b>II-5</b>	Nombres de composants nécessaires pour la topologie à cinq niveaux	30
<b>II-6</b>	Nombres de composants nécessaires pour la topologie à cinq niveaux	30
<b>II-7</b>	Nombres de composants nécessaires pour la topologie à cinq niveaux	31
<b>III-1</b>	Grandeur connue pour chacune des configurations	27
<b>III-2</b>	Commande N°1	38
<b>III-3</b>	Commande N°2	39
<b>III-4</b>	Commande N°3	39
<b>III-5</b>	Table de commutation de l'onduleur NPC à 5 niveaux	48
<b>III-6</b>	Table de commutation de l'onduleur NPC à sept niveaux	53
<b>V-1</b>	table de vérité de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux	65
<b>V-2</b>	Principe de fonctionnement d'un onduleur à trois niveaux	76
<b>V-3</b>	Les 27 vecteurs de tensions à la sortie d'un onduleur à trois niveaux	78
<b>V-4</b>	Les expressions analytiques du temps de commutation pour les vecteur de tension dans les différents secteurs et régions	89
<b>V-5</b>	Les temps de commutation des interrupteurs en haut d'un onduleur dans chaque région	109
<b>VI-1</b>	Les valeurs de THD pour les différentes techniques de commande	151

---

## Conclusion 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.

Nous avons commencé par la présentation du modèle de la machine en vue de l'alimentation directe au réseau. La modélisation de la machine asynchrone est basée sur la transformation de Park, ce qui a permis de simplifier les équations de la machine électrique. Les résultats obtenus montrent bien la validité du modèle de Park pour la détermination des différentes caractéristiques de la machine.

Le développement rapide des convertisseurs statique et grâce au progrès récent effectué au niveau de la technologie de composants de puissances à semi-conducteurs, la structure de l'onduleur de tension à trois niveaux est plus adaptée par rapport à la structure de l'onduleur à deux niveaux.

Pour la commande en pleine onde j'ai pris  $\alpha=15^\circ$ , pour avoir un taux de distorsion harmonique un peu mieux que  $\alpha>15^\circ$ . Pour cela on peut dire que l'angle  $\alpha$  nous offre un degré de liberté pour le choix des performances de l'onduleur de tension à trois niveaux.

L'allure du courant à la sortie de l'onduleur à trois niveaux de type NPC contrôlé par la commande en pleine onde n'est pas parfaitement sinusoïdale, elle est très riche en harmoniques.

Le taux d'harmonique décroît quand le taux de modulation augmente, et avec l'ordre du niveau de tension de l'onduleur.

L'évolution de la technologie des algorithmes de commande très performants des machines à courant alternatif impose des moyens de réglage tout aussi performant des machines. Afin de générer une tension la sinusoïdale que possible, différentes stratégies de commande à MLI des onduleurs à deux et à trois niveaux sont traitées. La MLI vectorielle appliquée à l'onduleur à deux niveaux et la MLI sinusoïdale à une seule et deux porteuses appliquée à l'onduleur à trois niveaux.

L'allure du courant de l'onduleur à trois niveaux contrôlé par la MLI sinusoïdale à deux porteuse unipolaires est moins d'harmonique THD=6.65%.

Finalement les résultats obtenus nous conduire à conclure qu'à partir des essais effectués sous MATLAB, nous montrent l'efficacité de l'algorithme de commande à MLI sinusoïdale à deux

porteuses par rapport à l'algorithme de commande à MLI sinusoïdale à une seule porteuse , ainsi la commande en pleine onde appliquée à l'onduleur à trois niveaux.

Les résultats obtenus sont acceptables dans la mesure de la simulation. Comme perspective pour ce travail, une étude plus poussée en effectuant:

- Réalisation de l'onduleur à trois niveaux commandé par la commande vectorielle.
- Réalisation de l'onduleur de tension à N niveaux contrôlé par la commande sinusoïdale à plusieurs porteuses.
- Comparaison entre les structures multiniveaux de type NPC et celles à cellules imbriquées.
- Réalisation de l'onduleur de tension à N niveaux commandé par la technique MLI vectorielle, implantant cet algorithme dans un DSP.

---

## Introduction générale

---

La robustesse, le faible cout, et la facilité d'entretien font l'intérêt de l'utilisation du moteur asynchrone dans de nombreuses applications industrielles.

Depuis plusieurs années, l'étude des performances des moteurs asynchrones alimentés par des onduleurs fait l'objet d'innombrable publication scientifique. Les possibilités de la variation de vitesse des machines à courant alternatif intéressent tous les domaines industriels et techniques.

La réalisation de la variation de vitesse des machines à courant continu et la plus répandue, et constitue une solution fiable, souple et d'un rendement excellent. Des vitesses élevées ou des grandes puissances limitent l'application de la machine à courant continu, la solution des machines à courant alternatif à vitesse variable devient très intéressante.

L'électronique de puissance connaît depuis longtemps un essor très important. A l'heure actuelle, cette discipline du génie électrique touche des domaines d'applications vastes et très divers pour des puissances couvrant une large gamme (quelque watt à plusieurs centaines de mégawatts). Les structures de conversion d'énergie, principales actrices de cette spécialité, commutent des puissances de plus en plus importantes.

Cette demande croissante a été motivée par les avancées technologiques et l'augmentation des calibres en tension et en courant des semi-conducteurs commandés. Néanmoins, un niveau de puissance élevé implique soit une tension d'utilisation élevée, soit un fort courant d'utilisation, voire même les deux à la fois. Dans les trois cas, les composants de puissance utilisés possèdent des calibres plus conséquents. L'augmentation de la tension est souvent privilégiée pour remplir des objectifs de rendement, et les performances statiques et dynamiques des semi-conducteurs se dégradent souvent sous ces conditions de fonctionnement. De plus, malgré des avancées significatives, l'évolution des possibilités de ces derniers est lente à l'heure actuelle par rapport au marché de la demande, notamment au niveau des calibres en tension disponibles.

L'apparition des structures de conversion multiniveaux depuis le début des années 1980 apporte des solutions par la mise en série de semi-conducteurs de puissance. Ces structures assurent la répartition de la contrainte en tension sur différents interrupteurs moyenne ou basse tension tout en améliorant les formes d'onde et le spectre d'harmoniques des grandeurs de sortie.

L'avènement de l'électronique de puissance à semi-conducteurs et le grand nombre de convertisseurs développés récemment permettent le choix d'une association optimale d'un moteur à courant alternatif et d'un onduleur de tension ou de courant à deux niveaux ou

## Paramètres de la MAS utilisées :

Symboles	Description	Valeurs	Unités
<b>Rs</b>	Résistance statorique	1.2	$\Omega$
<b>Rr</b>	Résistance rotorique	1.8	$\Omega$
<b>Ls</b>	Inductance statorique	0.1564	H
<b>Lr</b>	Inductance rotorique	0.1564	H
<b>J</b>	Inertie du moteur	0.024	KG.m <sup>2</sup>
<b>M</b>	Inductance mutuelle	0.15	H
<b>F</b>	Coefficient de frottement	0	N.m/rd/s
<b>P</b>	Nombre de paires de pôles	2	
<b>Pn</b>	Puissance nominale	4	KW
<b><math>\omega_n</math></b>	Vitesse nominale	150	Rd/s
<b>Cem</b>	Couple électromagnétique	25	N.m

## Introduction générale

La robustesse, le faible cout, et la facilité d'entretien font l'intérêt de l'utilisation du moteur asynchrone dans de nombreuses applications industrielles.

Depuis plusieurs années, l'étude des performances des moteurs asynchrones alimentés par des onduleurs fait l'objet d'innombrable publication scientifique. Les possibilités de la variation de vitesse des machines à courant alternatif intéressent tous les domaines industriels et techniques.

La réalisation de la variation de vitesse des machines à courant continu et la plus répandue, et constitue une solution fiable, souple et d'un rendement excellent. Des vitesses élevées ou des grandes puissances limitent l'application de la machine à courant continu, la solution des machines à courant alternatif à vitesse variable devient très intéressante.

L'électronique de puissance connaît depuis longtemps un essor très important. A l'heure actuelle, cette discipline du génie électrique touche des domaines d'application vastes et très divers pour des puissances couvrant une large gamme (quelques watt à plusieurs centaines de méga watt). Les structures de conversion d'énergie, principales actrices de cette spécialité, commutent des puissances de plus en plus importantes.

Cette demande croissante a été motivée par les avancées technologiques et l'augmentation des calibres en tension et en courant des semi-conducteurs commandés. Néanmoins, un niveau de puissance élevé implique soit une tension d'utilisation élevée, soit un fort courant d'utilisation, voire même les deux à la fois. Dans les trois cas, les composants de puissance utilisés possèdent des calibres plus conséquents. L'augmentation de la tension est souvent privilégiée pour remplir des objectifs de rendement, et les performances statiques et dynamiques des semi-conducteurs se dégradent souvent sous ces conditions de fonctionnement. De plus, malgré des avancées significatives, l'évolution des possibilités de ces derniers est lente à l'heure actuelle par rapport au marché de la demande, notamment au niveau des calibres en tension disponibles.

L'apparition des structures de conversion multi-niveaux depuis le début des années 1980 apporte des solutions par la mise en série de semi-conducteurs de puissance. Ces structures assurent la répartition de la contrainte en tension sur différents interrupteurs moyenne ou basse tension tout en améliorant les formes d'onde et le spectre d'harmoniques des grandeurs de sortie.

L'avènement de l'électronique de puissance à semi-conducteurs et le grand nombre de convertisseurs développés récemment permettent le choix d'une association optimale d'un moteur à courant alternatif et d'un onduleur de tension ou de courant à deux niveaux ou

multi-niveaux. Parmi les moteurs à courant alternatif, la machine asynchrone présente une grande dynamique de réglage et autorise des vitesses élevées. Le moteur à cage offre en plus une grande puissance massique et constitue une machine fiable grâce à l'absence du collecteur.

L'apparition et le perfectionnement de nouveaux composants de puissance commandable à l'ouverture et à la fermeture tels que les GTO et l'IGBT ont permis la conception de nouveaux convertisseurs fiables, rapides et puissants. Ainsi, l'ensemble des variateurs (convertisseur statique machine à courant alternatif) ont vu leur coût diminuer considérablement.

Les onduleurs les plus connus jusqu'ici sont les onduleurs à deux niveaux. Ces onduleurs à deux niveaux sont limités en tension (1.4KV) et en puissance (1MVA). Pour monter en puissance et en tension, on associe généralement plusieurs onduleurs en série ou en parallèle, d'où une complication dans la commande et une augmentation du coût du système.

Pour remédier à ces inconvénients, les structures de conversion multiniveaux apportent des solutions par la mise en série de semi-conducteurs de puissance.

Il y a trois principales topologies des onduleurs multiniveaux :

- 1- Structure avec distribution du potentiel commun (Neutral Point Clamped : NPC). dont la solution à trois niveaux est réalisée dans ce mémoire.
- 2- Les onduleurs multiniveaux à cellules imbriquées, cette structure nécessite des tensions continues séparées.
- 3- Les onduleurs multi niveaux en cascade.

Les onduleurs multi niveaux symétriques sont une alternative au NPC. L'adoption de cette structure dans les installations industrielles a été motivée par des avantages tels que la réduction du taux de distorsion harmonique, l'amélioration du facteur de puissance, la minimisation des grandeurs de filtrage et avoir une tension presque sinusoïdale.

L'application des techniques de modulation comme stratégie de commande de l'ouverture et la fermeture des interrupteurs aux onduleurs conventionnel ou multiniveaux de tension pour réduire les harmoniques. Tel que la commande en pleine onde, la MLI sinusoïdale, et la MLI vectorielle. La MLI vectorielle est la méthode récemment la mieux adaptée au contrôle des moteurs asynchrones contrairement à d'autres méthodes.

Dans notre travail, on se présente l'onduleur à trois niveaux de tension de type NPC commandé par les différentes commandes de modulation.

Nous avons organisé ce mémoire en VI chapitres:

- Le premier chapitre présente le modèle mathématique adopté de la machine asynchrone triphasée: à savoir le modèle de Park. Ce dernier constituera l'outil de base pour l'élaboration de la simulation de notre entraînement électrique.

- Le second chapitre étudie des topologies les plus importantes de la conversion multi niveaux.
- Le troisième chapitre traite l'onduleur multi niveaux à structure NPC. L'objectif de notre recherche, s'exprime dans l'étude de l'onduleur à trois niveaux, l'étude brève de l'onduleur à cinq et à sept niveaux de type NPC.
- Le quatrième chapitre, étudie les différentes stratégies de commande à MLI des onduleurs de tension multi niveaux ; tel que la commande en pleine onde, la MLI sinusoïdale et la SVM.
- Le cinquième chapitre, est consacré à la présentation de la théorie de la commande SVM appliquée aux onduleurs à deux et à trois niveaux de tension de type NPC.
- Dans le dernier chapitre, nous allons présenter la simulation de la machine asynchrone à vide et en charge, ainsi que la simulation de l'association « onduleur multi niveaux de tension de type NPC commandé-machine asynchrone à cage », sous MATLAB.

Enfin, ce travail sera clôturé par une conclusion générale à travers laquelle on exposera les principaux résultats obtenus et on donnera les perspectives à envisager suite à ce travail.

## I.1 Introduction

Le moteur asynchrone ou moteur d'induction est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire. Le domaine de puissance va de quelques watts à plusieurs mégawatts. Relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constante, il tourne à vitesse variable peu différente de la vitesse de synchrone. Le moteur asynchrone permet aussi la réalisation des entraînements à vitesse variable, et la place qu'il prend dans ce domaine ne cesse de croître, [1].

La machine asynchrone présente l'avantage d'être robuste, peu coûteuse et de construction simple. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor, [2].

La modélisation de la machine asynchrone est une phase indispensable, permettant la représentation synthétique et claire de l'ensemble Convertisseur-Machine, ceci à partir d'un formalisme général de leur interaction mutuelle. Cette représentation est une représentation très proche dans son principe au formalisme des systèmes asservis par une fonction de transfert, en plus elle permet le calcul de certaines commandes, [3].

Ainsi, la modélisation dynamique, du modèle mathématique de la machine asynchrone est nécessaire pour observer et analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques. En plus, elle permet de prévoir le contrôle nécessaire pour éviter les différents effets contraignants pendant les opérations de freinage et de variation de charge, [4].

Dans ce chapitre, nous présenterons le modèle mathématique triphasé de la machine asynchrone et de sa transformation dans le système biphasé. Une représentation sous forme d'état est élaborée à partir des lois physiques qui régissent son fonctionnement en alimentant notre machine en tension. Le modèle sera testé par simulation et évalué à travers les différents résultats.

## I.2 Modélisation de la machine asynchrone triphasée

### I.2.1 Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone est établie sous les hypothèses simplificatrices suivantes, [5], [6], [7], [8]:

- Absence de saturation dans le circuit magnétique ;
- Entrefer constant;
- La constante des inductances propre ;

- Pertes ferromagnétiques négligeables ;

## I.2.2 Modèle électrique

Le fonctionnement physique du moteur à induction permet de développer un circuit équivalent par phase. Ce circuit est donné par la figure (I-1) et permet d'extraire les différents paramètres physiques du moteur.

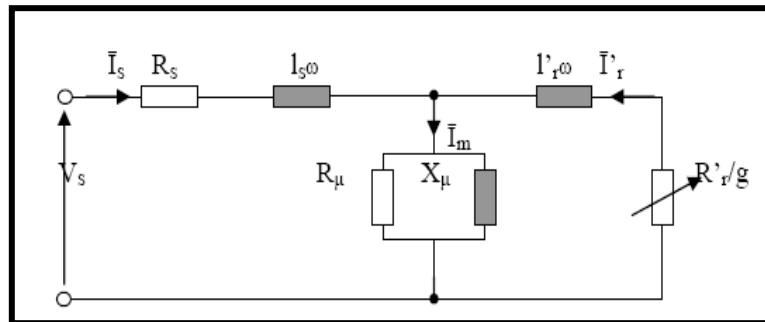


Fig. (I-1): schéma équivalent de la machine asynchrone ramenée au primaire

## I.2.3 Modèle dynamique

Le circuit de la figure (I-1) est seulement valable en régime stationnaire. Dans un système où le moteur constitue un élément dans une chaîne d'entraînement, son comportement dynamique doit être pris en considération. L'effet de couplage entre phases du stator et du rotor rend complexe l'étude du comportement dynamique d'une machine à courant alternatif, surtout à cause de la variation des coefficients de couplage avec la position du rotor.

## I.3 Représentation mathématique des équations

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

Dans les encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator sont logés trois enroulements identiques, à  $P$  paires de pôles, leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égale à  $\frac{2\pi}{3}$ . Les phases du stator sont alimentés par un réseau triphasé de tension sinusoïdale à fréquence et amplitude constantes ou par un onduleur de tension ou de courant à fréquence et à amplitude réglables.

La structure électrique du rotor peut être réalisée :

- Soit par un système d'enroulement 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 les régimes permanents
- Soit par une cage conductrice intégrée aux tôles ferromagnétiques (rotor à cage).

Le champ statorique tourne à la vitesse de synchronisme  $\Omega_s$ ,

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}, \quad \omega_s, \text{ étant la pulsation du courant et de la tension statorique,}$$

$p$  le nombre de paires de pôles.

La vitesse mécanique du rotor est notée  $\Omega$  ; le rapport  $g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s}$ , est appelé glissement du rotor par rapport au champ tournant du stator

La machine asynchrone triphasée au stator et au rotor est représentée schématiquement par la Figure (I-2), et dont les phases sont repérées respectivement, par les axes (as, bs, cs) et (ar, br, cr).

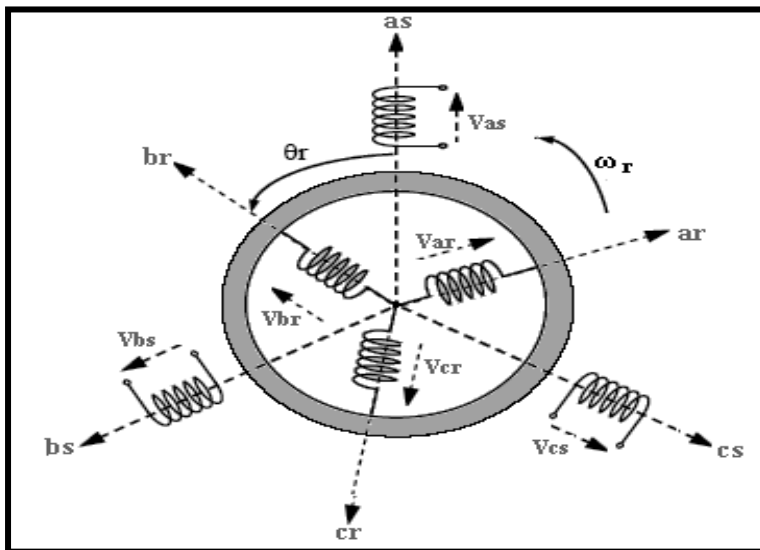


Fig. (I-2): Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

### I.3.1 Equations électriques

La loi de Faraday permet d'écrire :

$$V = R_i + \frac{d\phi}{dt}$$

Pour les trois phases on résume cette écriture par l'écriture matricielle condensée :

$$[V_{abc}] = R \cdot [I_{abc}] + \frac{d}{dt} [\phi_{abc}]$$

Les équations des tensions statoriques sont :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} + \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{I-1})$$

Les équations des tensions rotoriques liées au rotor sont :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} + \begin{pmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{pmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{I-2})$$

### I.3.2 Equations magnétiques

Les hypothèses simplificatrices citées antérieurement, conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants de la machine asynchrone. Ces relations s'écrivent matriciellement comme suit :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sabc} \\ \Phi_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [l_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [l_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sabc} \\ I_{rabc} \end{bmatrix} \quad (\text{I-3})$$

**Pour le stator :**

$$[\Phi_{sabc}] = [l_s][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \quad (\text{I-4})$$

**Pour le rotor :**

$$[\Phi_{rabc}] = [l_r][I_{rabc}] + [M_{rs}][I_{sabc}] \quad (\text{I-5})$$

Les quatre matrices d'inductance s'écrivent :

$$[l_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad ; \quad [l_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (\text{I-6})$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta_r \end{bmatrix} \quad (\text{I-7})$$

$M_0 = M_{SR}$  : Inductance mutuelle maximale entre rotor et stator.

Finalement, on obtient les équations de tensions suivantes :

**Pour le stator :**

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt} ([l_s][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}]) \quad (\text{I-8})$$

**Pour le rotor :**

$$[V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt}([L_r][I_{rabc}] + [M_{rs}][I_{sabc}]) \quad (I-9)$$

On peut noter la non- linéarité dans les équations (I-8), (I-9), et pour éviter cette complexité, on fait appel à la Transformation de Park.

#### I.4 Application de la transformation de Park

La dynamique de la machine asynchrone est complexe à cause du couplage entre le stator et le rotor, surtout lorsque les coefficients de couplage varient avec la position du rotor.

La connaissance et l'étude des comportements statiques et dynamiques d'un moteur asynchrone sont basées sur une modélisation mathématique appropriée à son comportement réel. Dans cette modélisation le moteur asynchrone triphasé réel est remplacé par une machine biphasée fictive, mais magnétiquement équivalente, grâce à la transformation de Park et certaines hypothèses.

La transformation de Park Figure (I-3) permet de faire le passage d'un système triphasé ( $a, b, c$ ) vers un système ( $d, q, h$ ) constitué des grandeurs diphasées équivalentes ( $d, q$ ) et d'une composante homopolaire ( $h$ ), qui n'est pas prise en compte dans le modèle usuel de la machine.

Donc on peut avoir un système d'équations à coefficients constants.

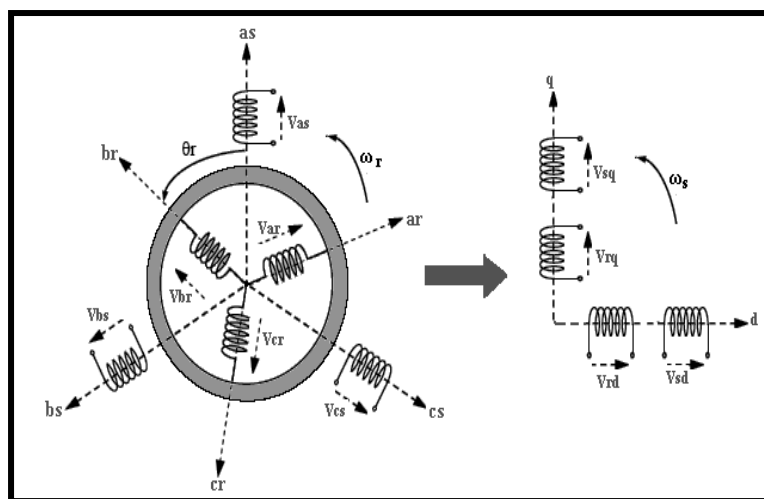


Fig. (I-3): Illustration machine triphasée et machine diphasée équivalente

Physiquement, l'application de la transformation de Park à la machine asynchrone correspond à une transformation des trois bobines, statoriques et rotoriques, à deux bobines équivalentes reprenant les mêmes considérations ou aspects, en termes de flux, de couple et de courant, [9].

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

$$[A] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_s & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin\theta_s & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I-10)$$

Le changement des variables de 3 vers 2 correspond aux courants, tensions et flux est défini par la transformation tel que :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (I-11)$$

Ou : x est une grandeur statorique ou rotorique « tension, courant et flux ».

La matrice inverse de Park est définie par :

$$[A]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_s & -\sin\theta_s & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I-12)$$

Donc, la transformation inverse se fait par :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [A]^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} \quad (I-13)$$

Avec :  $\theta_s$  L'angle de rotation du repère (d, q).

Le coefficient  $\sqrt{\frac{2}{3}}$  de cette transformation normalisée est choisi comme une expression invariante du couple électromagnétique à partir de la propriété :  $[A]^t = [A]^{-1}$ .

Tel que :  $[A]^t$  est la matrice transposée.

La composante homopolaire ( $x_o$ ) dans un système équilibré est nulle.

En appliquant la transformation du Park au système (I-1), (I-2), (I-3), le nouveau système d'équations devient :

**Pour le stator :**

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_c \\ \omega_c & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (I-14)$$

**Pour le rotor :**

On utilise l'équation (I-2), on obtient le modèle électrique pour l'enroulement rotorique biphasé équivalent :

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{sl} \\ \omega_{sl} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I-15})$$

Les équations statoriques et rotoriques s'écrivent donc sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_c \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_c \Phi_{sd} \\ V_{rd} = 0 = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - \omega_{sl} \Phi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r I_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + \omega_{sl} \Phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I-16})$$

$\omega_c$  : Vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au stator.

$\omega_r$  : Vitesse de rotation du rotor par rapport au stator.

$\omega_{sl} = \omega_c - \omega_r$  : Vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au rotor.

#### I.4.1 Equations magnétiques des enroulements triphasés dans les axes d et q

En appliquant la transformation de PARK aux équations (I-4) et (I-5) et en développant les expressions des flux, elles deviennent :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{dr} \end{bmatrix} \quad (\text{I-17})$$

Et

$$\begin{bmatrix} \Phi_{qs} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qs} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I-18})$$

Les équations du flux s'écrivent donc sous la forme :

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s I_{sd} + I_{rd} M \\ \Phi_{sq} = L_s I_{sq} + I_{rq} M \\ \Phi_{rd} = L_r I_{rd} + I_{sd} M \\ \Phi_{rq} = L_r I_{rq} + I_{sq} M \end{cases} \quad (\text{I-19})$$

Puisque le système est équilibré on a :

$$\Phi_{so} = \Phi_{ro} = 0$$

Où :

$M = 2/3 M_{sr}$  : Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

### I.4.2 Expression du couple électromagnétique et de la puissance

Nous avons exprimé les équations électriques et magnétiques de la machine, mais il reste également le couple électromagnétique. Ce dernier peut être obtenu à l'aide d'un bilan de puissance. La puissance électrique instantanée fournie aux enroulements statoriques et rotoriques en fonction des grandeurs d'axes (d- q) est donnée par l'expression suivante :

$$P_e = V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq} + V_{rd} I_{rd} + V_{rq} I_{rq} \quad (I-20)$$

Elle se décompose en trois termes :

Puissance dissipée en pertes joules :

$$\Delta P_j = R_s (I_{sd}^2 + I_{sq}^2) + R_r (I_{rd}^2 + I_{rq}^2) \quad (I-21)$$

Puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec la source :

$$P_{em} = I_{sd} \left( \frac{d\Phi_{sd}}{dt} \right) + I_{sq} \left( \frac{d\Phi_{sq}}{dt} \right) + I_{rd} \left( \frac{d\Phi_{rd}}{dt} \right) + I_{rq} \left( \frac{d\Phi_{rq}}{dt} \right) \quad (I-22)$$

Puissance mécanique :

$$P_m = (\Phi_{sd} I_{sq} - \Phi_{sq} I_{sd}) \omega_c + (\Phi_{rd} I_{rq} - \Phi_{rq} I_{rd}) \omega_{sl} \quad (I-23)$$

Et d'autre part on a :

$$C_e = \frac{P_m}{\omega_r} \quad (I-24)$$

### I.4.3. Equation du mouvement

Pour avoir un modèle complet de la machine, il est nécessaire d'introduire les paramètres mécaniques « couple, vitesse... ». L'expression décrivant la dynamique de la partie mobile de la machine est exprimée par l'équation du mouvement suivant :

$$C_e - C_r - f \cdot \Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (I-25)$$

Avec :

$\Omega$  : La vitesse angulaire du rotor.

J : L'inertie totale du système.

$C_r$  : Le couple résistant.

f : Le coefficient de frottement.

$C_e$  : le couple électromagnétique.

## I.5 Choix du repère de référence

Jusqu'à présent, nous avons exprimé les équations et les grandeurs de la machine dans un repère (d- q), faisant un angle électrique  $\theta_c$  avec le stator et  $\theta_{sq}$  avec le rotor, mais qui n'est pas défini par ailleurs

c'est-à-dire qu'il est libre. Il existe trois choix importants concernant l'orientation du repère d'axes (d-q) qui dépendent de l'objectif de l'application [7], [8].

▪ **Repère (d-q) lié au stator**

Ce référentiel est immobile par rapport au stator, il est utilisé pour l'étude du démarrage et freinage des machines à courant alternatif avec branchement de résistances.

Cette méthode sera retenue très souvent dans l'étude des variations de la vitesse de rotation, associé ou non avec des variations de la fréquence de l'alimentation.

$$\frac{d\theta_s}{dt}=0 \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt}=-\omega_r$$

▪ **Repère (d-q) lié au rotor**

Ce référentiel est immobile par rapport au rotor. La position du repère est déterminée généralement par intégration de la vitesse du moteur. Il est utilisé pour l'étude des régimes transitoires dans les machines asynchrones et synchrones.

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_r \quad \frac{d\theta_r}{dt} = 0$$

▪ **Repère (d-q) lié au champ tournant**

Repère d'axes (d, q) lié à l'un des flux de la machine. Le modèle est simplifié par l'utilisation d'équations plus simples. En régime permanent électrique les grandeurs du modèle sont continues, puisque la pulsation du champ tournant est égale à la pulsation des tensions statoriques  $\omega_r = \omega_s$ . Cette méthode est souvent utilisée dans l'étude de la commande.

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad \text{et} \quad \frac{d\theta}{dt} = \omega_s - \omega_r$$

Le repère choisi dans notre étude est le référentiel statorique.

**I.6 Modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au stator ( $\alpha, \beta$ )**

Le système d'équation (I.16) permet d'écrire pour ce cas :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = 0 = R_r I_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} + \omega_r \Phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r I_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} - \omega_r \Phi_{r\alpha} \end{array} \right. \quad (\text{I-26})$$

Les équations de flux sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{s\alpha} = L_s I_{s\alpha} + I_{r\alpha} M \\ \Phi_{s\beta} = L_s I_{s\beta} + I_{r\beta} M \\ \Phi_{r\alpha} = L_r I_{r\alpha} + I_{s\alpha} M \\ \Phi_{r\beta} = L_r I_{r\beta} + I_{s\beta} M \end{array} \right. \quad (\text{I-27})$$

Le couple électromagnétique est exprimé par :

$$C_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot M \cdot (I_{s\beta} \cdot I_{r\alpha} - I_{s\alpha} \cdot I_{r\beta}) \quad (\text{I-28})$$

## I.7 Conclusion

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

Les résultats obtenus par simulation montrent bien la validité du modèle de Park, dans le référentiel lié au stator, pour visualiser les différentes caractéristiques de la machine asynchrone. La machine alimentée en tension est caractérisée par un démarrage rapide, le couple électromagnétique se stabilise après un régime transitoire caractérisé par quelques oscillations, ainsi que la vitesse qui atteint la valeur de synchronisme (charge nulle).

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

## II.1 Introduction

La technologie de conversion de l'énergie continu-alternatif, en utilisant les convertisseurs statiques tel que les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance en pleine croissance. Ils sont présents dans des domaines d'application les plus variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courants alternatif, utilité d'interconnexion, alimentation de sécurité...etc.

La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, d'une par, sur le développement de composants à semi-conducteur entièrement commandables, puissants, robuste et rapides, et d'autre par sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de modulation de largeur d'impulsion, [10].

Cela permet d'adapter pour chaque application la structure de l'onduleur et la stratégie de commande qui lui conviennent le mieux.

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 causés par l'apparition des tensions homopolaire à l'arbre du moteur.

Pour surmonter ces problèmes, un nouveau type d'onduleur à été introduit en l'occurrence, l'onduleur multi-niveaux, ce type d'onduleur présente plusieurs avantages, parmi les plus importants on mentionne, [11]:

- Il peut générer des tensions très proche de la sinusoïde avec une fréquence de commutation égale à celle de la fondamentale.
- Il réduit les tensions du mode homopolaire.
- Il est bien adapté aux moteurs de moyennes et de grandes puissances.

Cependant, les convertisseurs sont naturellement sources de nombreuses perturbations. Ces perturbations se voient dans la dégradation du facteur de puissance, et de la génération de courants non sinusoïdaux riches en harmoniques. Les progrès réalisés dans les semi-conducteurs de puissance entièrement commandables ont conduit à de nouvelles structures, [12], [13].

Dés lors différentes topologie surgissent, chacune a ses propres avantages et inconvénients dans la conversion DC/AC.

Ce chapitre est consacré à la présentation des principales structures d'onduleurs de tension multi-niveaux.

## II.2 Choix des semi-conducteurs

Les semi-conducteurs sont des matériaux solides utilisés pour la fabrication des composants électroniques. Le matériau semi-conducteur le plus utilisé est le silicium (Si). Autres matériaux semi-conducteurs: germanium (Ge), arséniure de gallium (AsGa), phosphure d'indium (InP)...

Ils sont caractérisés par leur résistivité qui peut varier de  $10^{-4} \Omega.m$  à  $10^2 \Omega.m$  en fonction de la température ( $\rho$  diminue lorsque T augmente): ils se situent donc entre les conducteurs et les isolants.

Les semi-conducteurs ont été découverts au XIX<sup>ème</sup> siècle mais leurs applications pratiques ont commencé en 1947 avec la découverte du transistor qui a remplacé les tubes à vide, encombrants, peu fiables et grands consommateurs d'énergie, [14]:

Composant à semi-conducteurs : diodes à jonction, transistors bipolaires, transistors à effet de champ (JFET et MOSFET), composants de puissance (thyristors, GTO, triacs, IGBT...), circuits intégrés.

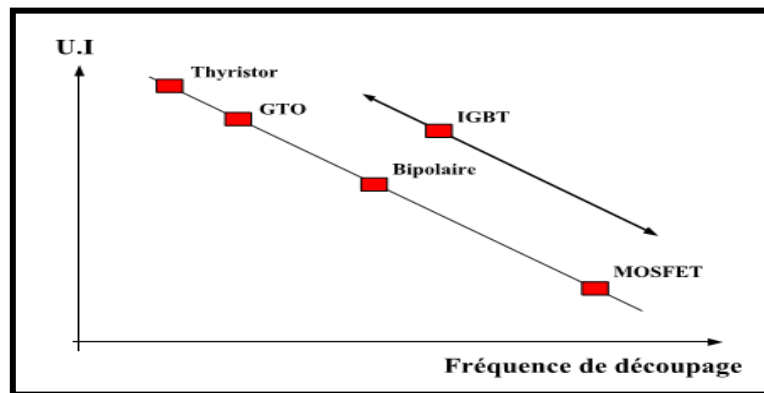


Fig. (II-1): Classification des composants de puissance en fonction de la fréquence de découpage des composants, [15].

L'onduleur multi niveaux que nous avons utilisé, comporte des semi-conducteurs de type « GTO et IGBT ».

## II.3 Intérêt des convertisseurs statiques 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 continue 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. L'amplitude des raies harmoniques est, par conséquent, d'autant moins élevée, [16]. Dans le cas plus précis d'un

fonctionnement en modulation de largeur d'impulsion, le recours à un convertisseur multiniveaux associé à une commande judicieuse des composants de puissance permet en outre de supprimer certaines familles de raies harmoniques, [17].

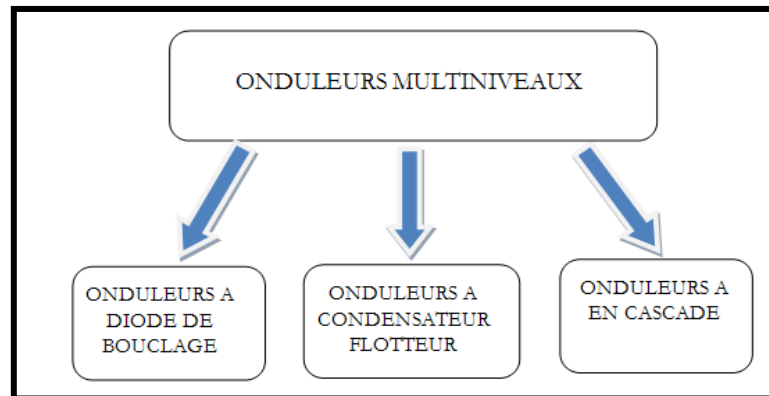


Fig. (II-2): Les différentes topologies des onduleurs multi niveaux

## II.4 Description des principales topologies de la conversion multi niveaux

Les onduleurs de tension multi niveaux peuvent être implantés de différentes manières, dans lesquelles la tension de sortie est synthétisée de plusieurs niveaux.

Ce chapitre est consacré à la présentation d'une brève synthèse des principale topologies des convertisseurs multi niveaux, leurs principes de fonctionnement et on cite quelque avantages et inconvénients. Les principales topologies sont, [18]:

- La topologie à diode de bouclage (NPC) ;
- La topologie au condensateur flotteur (à cellule imbriquées) ;
- La topologie en cascade.

### II.4.1 Onduleur multi niveaux à diode de bouclage

La première topologie la plus pratique d'onduleur de tension multi niveaux est le NPC (Neutral Point Clamped), [18]. Cette topologie à été initialement proposé par A.Nabac en 1981 pour la génération de N niveaux de tension. La figure (II- 3) représente la structure d'un convertisseur triphasé à potentiel distribué, dans la quelle les diodes sont utilisés pour réaliser la connexion avec le point de référence 0.afin d'avoir une tension de 220 V,  $L = 3(N-1)$  (N-2), L est le nombre des diodes. Pour N=5, on a besoin de 36 diodes, cependant ces diodes non seulement augmentent le cout de ce type du convertisseur mais créent un problème d'encombrement.

Pour l'obtention d'une tension de N niveaux, N-1 capacités. Les tensions aux bornes des condensateurs sont toutes égales à  $E / (N-1)$ , E est la tension totale du bus continu. Chaque couple d'interrupteur (STD, STD') forme une cellule de commutation, les deux interrupteurs sont donc commandés de façon complémentaire], [19].

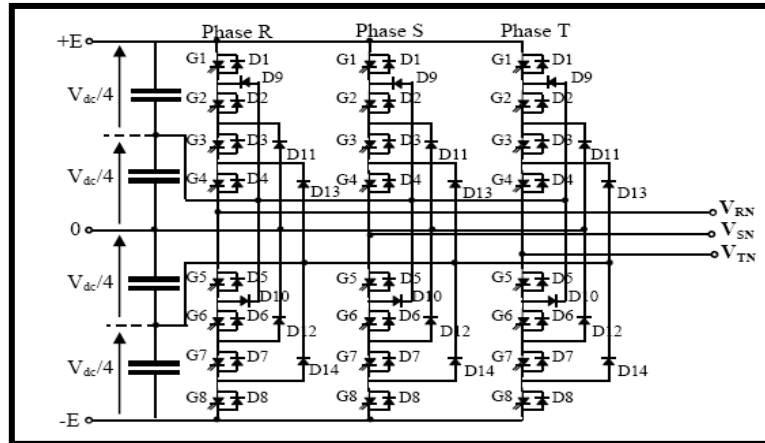


Fig. (II-3): Structure triphasée à cinq niveaux à diode de pince à base de GTO

Cette topologie présente plusieurs avantages dont quelques uns sont énumérés ci-dessous [20], [21], [22]:

- ✓ Les composants de puissance à semi conducteur bloquent une tension inverse égale seulement à la moitié de la tension de la source.
- ✓ La forme de l'onde de trois niveaux résultants à une meilleure qualité spectrale par rapport à celle d'un onduleur triphasé classique, ce qui rend les filtres passifs peu volumineux.
- ✓ Elle est configurable de façon à obtenir un nombre élevé de niveaux, permettant de réduire la tension bloqué par chaque interrupteur ; celle-ci est donnée par  $E / (N-1)$ .
- ✓ Cette topologie exige des diodes de bouclage à vitesse de commutation élevée doivent être capable de supporter le courant de la pleine charge, [23].

Cependant en utilisant cette topologie, l'expérience 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 peuvent augmenter les contraintes en tension jusqu'à une valeur égale à  $E (N-1/N)$ . donc les connexions des diodes en série pourraient être exigées et cela complique la conception et soulève des questions ; l'inégalité des tensions inversées supportées par les diodes, et du cout de réalisation, [24].

#### II.4.2 Onduleur multi niveaux à condensateurs flottants

Cette structure est proposée par T.Meynard et H.Foch pour résoudre d'une part le problème de balancement de tension, et d'autre part le nombre excessif de diodes.

Dans la topologie précédente, les capacités remplacent les diodes, d'où l'appellation « onduleur à condensateur flottants, La figure (II-4) présente plusieurs avantages, notamment.

- ✓ La tension de blocage des interrupteurs partout la même ;

- ✓ Le concept peut être facilement appliqué à d'autres types de convertisseurs, aussi bien pour un transfert unidirectionnel de la puissance que bidirectionnel ;
- ✓ Sa modularité permet une extension et une adaptation aisées des stratégies de commande à un nombre élevé de niveaux ;
- ✓ Sa modularité permet une extension et une adaptation aisées des stratégies de commande à un nombre élevé de niveaux ;
- ✓ Les condensateurs n'étant jamais mis en série entre niveaux différents, le problème du déséquilibre de leur tension n'existe plus ;

Le principal désavantage de cette topologie réside dans le nombre requis de condensateurs, ce qui peut représenter un volume prohibitif

- ✓ Contrairement au premier cas qui ne nécessite que  $(N-1)$  capacité. De plus il est évident que des courants de grandes valeurs efficaces circuleront à travers ces condensateurs ;
- ✓ Il ya un potentiel de résonance parasite entre les condensateurs découplés, [25], [22].

Donc par la comparaison avec l'onduleur conventionnel, un très large nombre de Capacité est demandé et un contrôle compliqué pour très grande fréquence des interrupteurs demande un balancement de tension de chaque capacité. Pour remédier au nombre excessif des éléments dans les structures précitées, une génération récente des convertisseurs à alimentation séparée surgit.

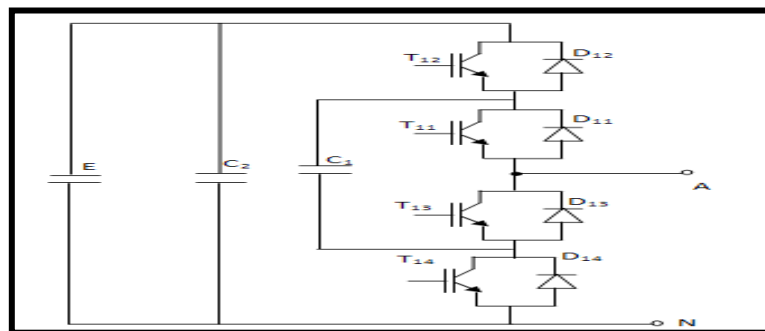


Fig. (II-4): schéma du convertisseur à condensateur flottants (phase A)

### II.4.3 Structure des convertisseurs à alimentation séparée (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, [26]. Cette approche modulaire à été étendue pour inclure aussi les systèmes triphasés.

Sans conteste, les complications et le cout 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-5) représente un onduleur en cascade à cinq niveaux.

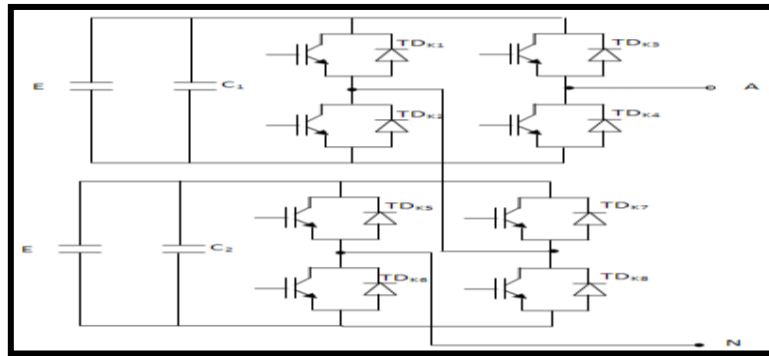


Fig. (II-5): Onduleur en cascade à 5 niveaux (phase A)

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 :

$$N = 2S + 1$$

Où S : le nombre des sources des tensions continues.

L'avantage majeur de cette approche hybride est que le nombre de sorties 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-6). Cet arrangement peut générer une tension à sept niveaux (0, +/-E, +/-2E, +/-3E), [22].

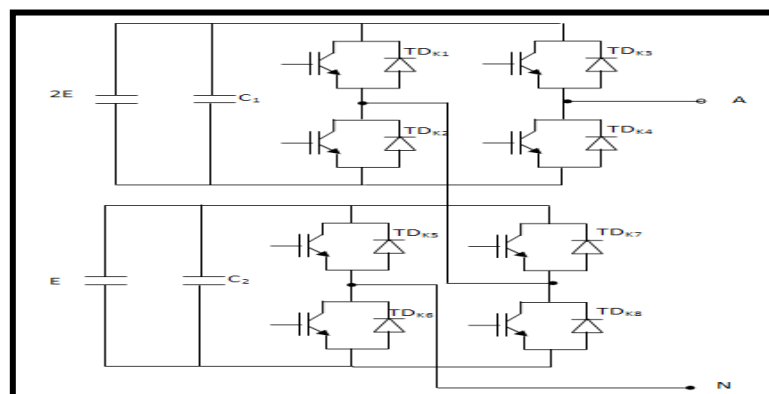


Fig. (II-6): Onduleur en cascade à 7 niveaux (phase A)

Cette topologie de la cascade peut être adaptée facilement à d'autres applications telles que l'alimentation photovoltaïque, [28].

## 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 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**

Du point de vue du nombre de composants, les onduleurs à cellules cascadiées paraissent être la solution multi niveaux 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, [30].

## **II.6 Conclusion**

La technique des onduleurs multi-niveaux représente un domaine de recherche important. Recherche liée également à des applications toujours plus performantes et plus puissantes. Dans ce chapitre on a présenté la description des principales topologies de la conversion multi-niveaux avec leurs avantages et inconvénients. Ces topologies comprennent principalement la technique des onduleurs NPC à potentiels distribués, la technique dite des cellules imbriquées, ainsi que la technique des convertisseurs cascadiés.

Les onduleurs NPC sont intéressants pour les applications triphasées nécessitant peu de niveaux. Les deux structures d'onduleurs NPC et à cellule imbriquée sont avantageuses pour les applications avec échange de puissance active. L'onduleur en cascade est avantageux pour les applications monophasées. Il convient même pour les très grandes tensions.

Le convertisseur de tension NPC à N niveaux permet d'obtenir des performances statiques et dynamique très intéressantes par rapport à une structure à deux niveaux et ses applications sont diverses de nos jours.

Dans le troisième chapitre on présentera une nouvelle structure d'onduleur de tension à trois niveaux à diode de bouclage (NPC), ainsi que leur principe de fonctionnement et l'étude de son modèle mathématique en mode commandable.

### III.1 Introduction

Avec le développement de l'électronique de puissance et des composants à semi-conducteurs, la technique des onduleurs multi niveaux représente un domaine de recherche important, ce dernier liée également à des tensions plus élevées. D'autre part, on cherche à obtenir des grandeurs de sortie ayant une meilleure définition, c'est-à-dire présentent un contenu harmonique réduit. Il existe plusieurs topologies de la conversion multi niveaux. La première topologie a été initialement proposée par A.Nabac en 1981 pour la génération de plusieurs niveaux de tension.

Dans ce chapitre, Nous allons étudier en détail l'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC (structure et principe de fonctionnement), Nous allons étudier aussi en brève l'onduleur à cinq et à sept niveaux de type NPC. Dans le cadre de cette étude nous établissons 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 Modélisation de l'onduleur à trois niveaux de type NPC

#### III.2.1 Structure de l'onduleur à trois niveaux

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 alimentés chacun par une source de tension continue distincte.

L'onduleur triphasé à trois niveaux utilisé est constitué de trois bras et de deux sources de tension continue. Chaque bras comporte quatre interrupteurs en série et deux diodes médianes. Chaque interrupteur est composé d'un transistor et une diode montée en tête bêche, [31].

Le point milieu de chaque bras est relié à une alimentation continue, de force électromotrice ( $E$ ). A 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 ( $E/2$ ). Étant connectés entre eux en un point neutre noté  $o$ . Ces dernier sont identiques de manière à éviter le déséquilibre de charge ( $C_1=C_2$  c'est-à-dire  $U_{C_1}=U_{C_2}$ ).

Le point  $o$  est connecté avec les deux diodes médianes ( $DD_{K1}$ ,  $DD_{K2}$ ), [10, 11]. La figure (III-1) fournit une représentation schématique de cet onduleur.

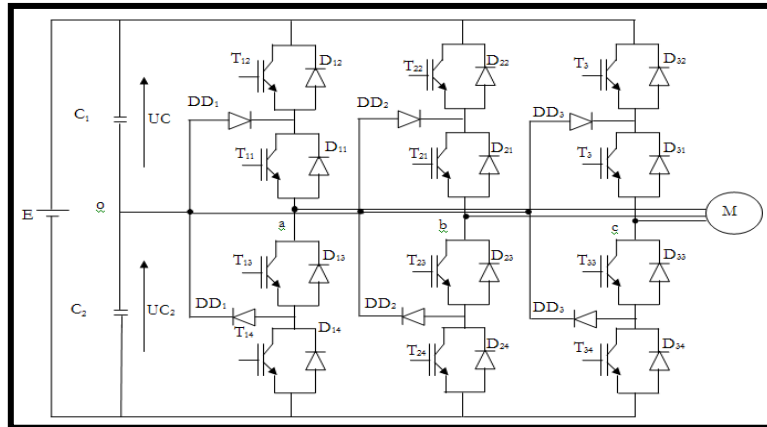


Fig. (III-1): Onduleur triphasé à trois niveaux

Pour simplifier la complexité de la structure de l'onduleur à trois niveaux, on présente chaque paire (Transistor - diode) par un seul interrupteur bidirectionnel  $TD_{KS}$  (Fig. (III-2-a)), et vue la symétrie de la structure, on présente la configuration d'un seul bras (Fig. (III-2-b)).

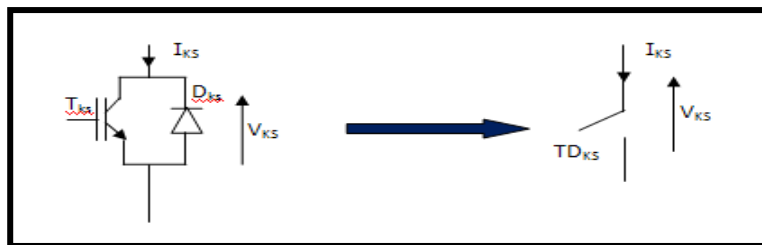


Fig. (III-2-a): Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire Transistor – diode

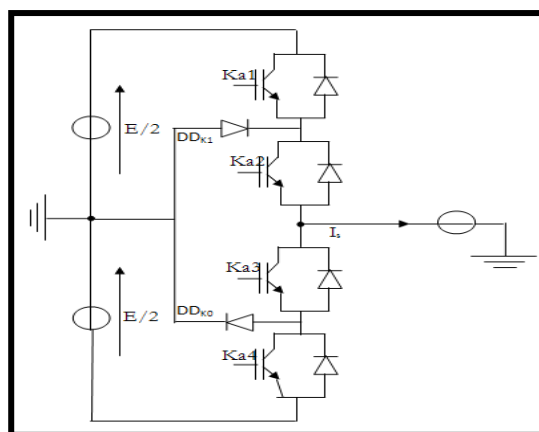


Fig. (III-2-b): Un bras de l'onduleur à trois niveaux de type NPC

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs dépend de :

- La commande externe  $B_{KS}$  (l'ordre d'amorçage ou de blocage du semi-conducteur Bidirectionnel  $T_{KS}$ ).

- 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 distorsion des condensateurs et des composants semi-conducteurs par surintensité et qui peut engendrer la distorsion par surtension des interrupteurs lors d'ouvertures simultanée de ces dernier, on adopte la solution classique suivante :

On doit réaliser une commande complémentaire des différents interrupteurs d'un même bras de l'onduleur, [32].

### III.2.2 Configurations et fonctionnement d'un bras de l'onduleur 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 0. 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 soit des court-circuit des sources de tension continue, soit elles provoquent la déconnexion de la charge.

L'onduleur à trois niveaux étant symétrique, l'étude peut se limiter au fonctionnement d'un seul bras, (où on distingue trois configurations possibles).

On donne ci dessous le tableau récapitulatif tableau (III-1) représente la tension de sortie  $V_{ao}$  d'un onduleur NPC à trois niveaux en fonction de l'état des interrupteurs, la tension au borne des interrupteurs de puissance n'excède jamais la moitié du bus d'entrée, [11].

A la différence de l'onduleur à deux niveaux, chaque demi-bras de l'onduleur à trois niveaux utilisée non pas un interrupteur bidirectionnel mais deux, ce qui permet d'effectuer une commande décalée, [17].

#### ➤ Première configuration {1100}

$K_{a1}$ ,  $K_{a2}$  sont passants et  $K_{a3}$  et  $K_{a4}$  sont bloqués (figure (III-3)), la valeur de tension simple  $V_{ao}$  est donnée par l'équation suivante :

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

La tension inverse aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{ka3} = V_{ka4} = +E/2 \quad (III-2)$$

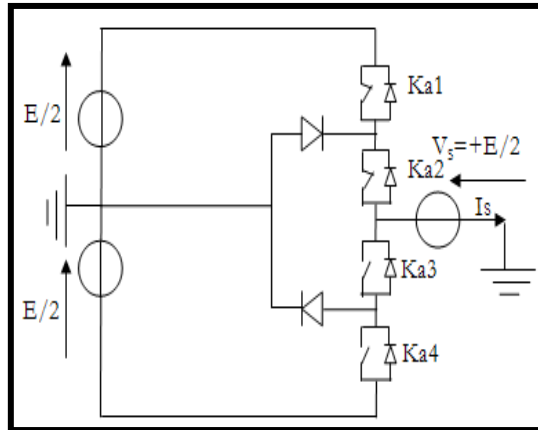


Figure. (III-3): 1<sup>ère</sup> configuration du 1<sup>er</sup> bras

➤ **Deuxième configuration {0110}**

Ka2, Ka3 sont passants et Ka1 et Ka4 sont bloqués (figure (III-4)), le point a est relié directement au point neutre 0. La tension simple  $V_{ao}$  est nulle :

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

La tension inverse aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{ka1} = V_{ka4} = +E/2 \tag{III-4}$$

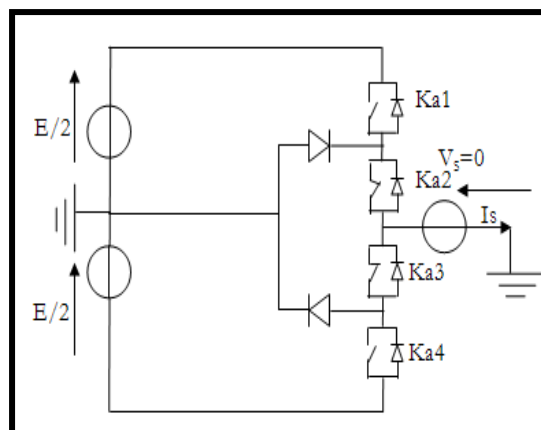


Figure. (III-4): 2<sup>ème</sup> configuration du 1<sup>er</sup> bras

➤ **Troisième configuration {0011}**

Ka3, Ka4 sont passants et Ka1 et Ka2 sont bloqués (figure (III-5)), la valeur de tension simple  $V_{ao}$  est donnée par l'équation suivante :

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

La tension inverse aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{ka1} = V_{ka2} = +E/2 \tag{III-6}$$

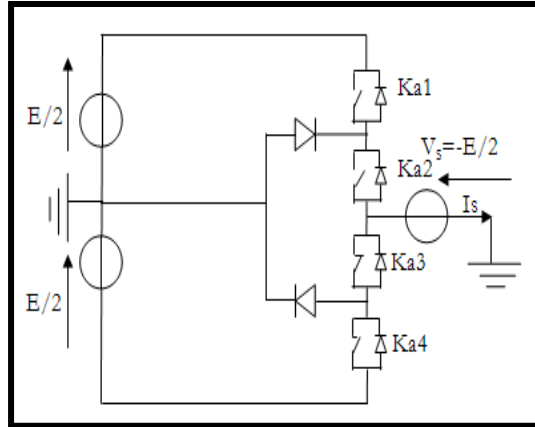


Figure. (III-5): 3<sup>ème</sup> configuration du 1<sup>er</sup> bras

Etat des interrupteurs				Tension De sortie $V_{ao}$
Ka1	Ka2	Ka3	Ka4	
1	1	0	0	$E/2$
0	1	1	0	$0$
0	0	1	1	$-E/2$

Tableau. III-1: Grandeur connue pour chacune des configurations d'un bras de l'onduleur NPC à trois niveaux

Pour visualiser l'enchainement 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  $V_{ao}$ .

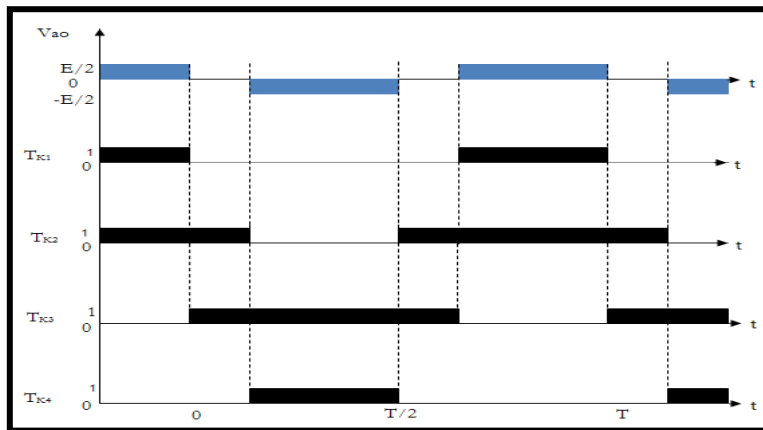


Fig. (III-6): Forme d'onde de la tension de sortie d'un bras d'onduleur à trois niveaux de type NPC

### III.2.3 Modèle de la commande de l'onduleur à trois niveaux de type NPC

#### III.2.3.1 Commandabilité des convertisseurs statiques

Un convertisseur statique est dit en mode commandable, si les transistors entre différentes

Configurations dépendent uniquement de la commande externe et non plus des commandes internes. Nous supposons dans la suite que cette condition est toujours vérifiée.

Dans ces conditions, on peut définir la notion de fonction de connexion, [33].

### III.2.3.2 Commande complémentaire

Pour éviter le court-circuit des sources de tension par conduction de plusieurs interrupteurs, et pour que le convertisseur soit totalement commandable, on adopte une commande complémentaire.

Pour un bras K de l'onduleur triphasé à trois niveaux, et en mode commandable, on définit les trois commandes complémentaires comme suit, [34], [35]:

$$\begin{cases} B_{K1} = \overline{B_{K2}} \\ B_{K3} = \overline{B_{K4}} \end{cases} \quad \begin{cases} B_{K1} = \overline{B_{K3}} \\ B_{K2} = \overline{B_{K4}} \end{cases} \quad \begin{cases} B_{K1} = \overline{B_{K4}} \\ B_{K2} = \overline{B_{K3}} \end{cases} \quad (\text{III-7})$$

#### a- Commande N° 1

Soit la commande complémentaire suivante  $\begin{cases} B_{K1} = \overline{B_{K2}} \\ B_{K3} = \overline{B_{K4}} \end{cases}$

$B_{Ks}$  : commande du transistor  $T_{Ks}$  du bras K.

La table logique correspondante à cette commande est définie comme suit :

$B_{K1}$	$B_{K2}$	$B_{K3}$	$B_{K4}$	Tension de sortie du bras K ( $V_{ao}$ )
Off	On	Off	On	Inconnue (dépend de la charge)
Off	On	On	Off	$V = 0$ ou $I = 0$ (inconnue)
On	Off	Off	On	$V = 0$ ou $I = 0$ (inconnue)
On	Off	On	Off	$V = 0$

Tableau. III-2

Cette commande rend le système pratiquement incommandable.

#### b- Commande N°2

Soit la commande complémentaire suivante :  $\begin{cases} B_{K1} = \overline{B_{K3}} \\ B_{K2} = \overline{B_{K4}} \end{cases}$

La table logique correspondante à cette commande est définie comme suit:

$B_{K1}$	$B_{K2}$	$B_{K3}$	$B_{K4}$	$V_{ao}$
Off	off	on	On	$-U_{C2} = -E/2$
Off	on	on	Off	(inconnue)
On	off	off	On	(inconnue)
On	on	off	Off	$U_{C1} = E/2$

Tableau. III-3

La commande dans ce cas n'est possible qu'à deux niveaux.

### c- Commande N°3

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{K1} = \overline{B_{K4}} \\ B_{K2} = \overline{B_{K3}} \end{cases}$$

La table logique correspondante à cette commande est définie comme suit :

$B_{K1}$	$B_{K2}$	$B_{K3}$	$B_{K4}$	$V_{ao}$
Off	Off	On	On	$-U_{C2} = E/2$
Off	On	Off	On	(inconnue)
On	Off	On	Off	$V = 0$
On	On	Off	Off	$U_{C1} = E/2$

Tableau. III-4

Cette commande complémentaire rend le système totalement commandable à trois niveaux.

La commande N°3 est la seule qui permet d'exploiter les trois niveaux de tension de sortie possible pour un bras ( $U_{C1}$ , 0,  $-U_{C2}$ ), avec  $U_{C1} = U_{C2} = E/2$ .

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

## III.2.4 Fonctions de connexion

La fonction de connexion  $F_{KS}$  traduit l'état ouvert ou fermé de l'interrupteur  $TD_{KS}$ .

Chaque interrupteur  $K_{KS}$  ( $K \in (1, 2, 3)$ ,  $S \in (1, 2, 3)$ ), supposé idéal introduit une fonction de connexion  $F_{KS}$ .

$$F_{KS} = \begin{cases} 1 & \text{si l'interrupteur } K_{KS} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si l'interrupteur } K_{KS} \text{ est ouvert} \end{cases}$$

### a- Relation entre les fonctions de connexion

Ainsi les fonctions de connexion des interrupteurs du bras K sont liées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{K1} = 1 - F_{K4} \\ F_{K2} = 1 - F_{K3} \end{cases} \quad (\text{III-8})$$

### b- Relation entre les fonctions des demi-bras

On définit la fonction de connexion du demi-bras qu'on notera  $F_{KM}^b$  avec K : numéro du bras, M = 1 pour le demi-bras du haut et M = 0 pour le demi-bras du bas.

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

$$\begin{cases} F_{K1}^b = F_{K1} \cdot F_{K2} \\ F_{K0}^b = F_{K4} \cdot F_{K3} \end{cases} \quad (\text{III-9})$$

$F_{K1}^b$  est associé au demi-bras du haut (la paire  $(K_{k1}, K_{k2})$ ).

$F_{K0}^b$  est associé au demi-bras du bas (la paire  $(K_{k3}, K_{k4})$ ), [36], [37].

### III.2.5 Modélisation des valeurs instantanées

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 :  $V_a, V_b, V_c$  ;
- Tension entre le point milieu « i » de chaque bras de l'onduleur et le point neutre « o » de l'alimentation continue de l'onduleur :  $V_{ao}, V_{bo}, V_{co}$  ;
- Charge triphasée équilibrée couplée en étoile.

#### a- Les potentiels Vio

Les potentiels des nœuds A, B, C de l'onduleur triphasé à trois niveaux par rapport au point milieu M, s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} V_{ao} = F_{11} \cdot F_{12} \cdot U_{c1} - F_{13} \cdot F_{14} \cdot U_{c2} = (F_{11} \cdot F_{12} - F_{13} \cdot F_{14}) \cdot \frac{E}{2} \\ V_{bo} = F_{21} \cdot F_{22} \cdot U_{c1} - F_{23} \cdot F_{24} \cdot U_{c2} = (F_{21} \cdot F_{22} - F_{23} \cdot F_{24}) \cdot \frac{E}{2} \\ V_{co} = F_{31} \cdot F_{32} \cdot U_{c1} - F_{33} \cdot F_{34} \cdot U_{c2} = (F_{31} \cdot F_{32} - F_{33} \cdot F_{34}) \cdot \frac{E}{2} \end{cases} \quad (\text{III-10})$$

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

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11} \cdot F_{12} \\ F_{10}^b = F_{13} \cdot F_{14} \end{cases} \quad \begin{cases} F_{21}^b = F_{21} \cdot F_{22} \\ F_{20}^b = F_{23} \cdot F_{24} \end{cases} \quad \begin{cases} F_{31}^b = F_{31} \cdot F_{32} \\ F_{30}^b = F_{33} \cdot F_{34} \end{cases} \quad (\text{III-11})$$

En traduisant ces fonctions de connexions des demis bras dans le système (III-10) on aboutit à :

$$\begin{cases} V_{ao} = F_{11}^b \cdot U_{c1} - F_{10}^b \cdot U_{c2} = (F_{11}^b - F_{10}^b) \cdot \frac{E}{2} \\ V_{bo} = F_{21}^b \cdot U_{c1} - F_{20}^b \cdot U_{c2} = (F_{21}^b - F_{20}^b) \cdot \frac{E}{2} \\ V_{co} = F_{31}^b \cdot U_{c1} - F_{30}^b \cdot U_{c2} = (F_{31}^b - F_{30}^b) \cdot \frac{E}{2} \end{cases} \quad (\text{III-12})$$

#### b- Tensions de sorties

Le système d'équation (III-12) 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  $V_A, V_B, V_C$ .

### c- 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 :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} = (F_{11} \cdot F_{12} - F_{21} \cdot F_{22}) U_{c1} - (F_{13} \cdot F_{14} - F_{23} \cdot F_{24}) \cdot U_{c2} \\ V_{bc} = V_{co} - V_{bo} = (F_{21} \cdot F_{22} - F_{31} \cdot F_{32}) U_{c1} - (F_{23} \cdot F_{24} - F_{33} \cdot F_{34}) \cdot U_{c2} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} = (F_{31} \cdot F_{32} - F_{11} \cdot F_{12}) U_{c1} - (F_{33} \cdot F_{34} - F_{13} \cdot F_{14}) \cdot U_{c2} \end{cases} \quad (\text{III-13})$$

Dans le cas où  $U_{c1} = U_{c2} = E/2$  le système (III-13) devient :

$$\begin{cases} V_{ab} = [(F_{11} \cdot F_{12} - F_{21} \cdot F_{22}) - (F_{13} \cdot F_{14} - F_{23} \cdot F_{24})] \cdot \frac{E}{2} \\ V_{bc} = [(F_{21} \cdot F_{22} - F_{31} \cdot F_{32}) - (F_{23} \cdot F_{24} - F_{33} \cdot F_{34})] \cdot \frac{E}{2} \\ V_{ca} = [(F_{31} \cdot F_{32} - F_{11} \cdot F_{12}) - (F_{33} \cdot F_{34} - F_{13} \cdot F_{14})] \cdot \frac{E}{2} \end{cases} \quad (\text{III-14})$$

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

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c2} \right\} \quad (\text{III-15})$$

Dans le cas où  $U_{c1} = U_{c2}$ , cette relation se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \cdot \frac{E}{2} \quad (\text{III-16})$$

### d- Tensions simples

Les tensions simples de sorties de l'onduleur se déduisent en fonction des potentiels des neuds par rapport au point milieu par la relation suivante :

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (\text{III-17})$$

$$\begin{cases} V_a = (2V_{ao} - V_{bo} - V_{co})/3 \\ V_b = (-V_{ao} + 2V_{bo} - V_{co})/3 \\ V_c = (-V_{ao} - V_{bo} + 2V_{co})/3 \end{cases} \quad (\text{III-18})$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \cdot \frac{E}{2} \quad (\text{III-19})$$

### e- Courants d'entrée

En utilisant les fonctions de connexion des interrupteurs pour trouver des courants d'entrée continus ( $I_{d1}, I_{d2}, I_{d0}$ ) de l'onduleur à trois niveaux en fonctions des courants alternatifs de la charge  $I_A, I_B, I_C$ , s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} I_{d1} = F_{11} \cdot F_{12} \cdot I_a + F_{21} \cdot F_{22} \cdot I_b + F_{31} \cdot F_{32} \cdot I_c \\ I_{d2} = F_{11} \cdot F_{12} \cdot I_a + F_{23} \cdot F_{24} \cdot I_b + F_{33} \cdot F_{34} \cdot I_c \\ I_{d0} = F_{12} \cdot F_{13} \cdot I_a + F_{22} \cdot F_{23} \cdot I_b + F_{32} \cdot F_{33} \cdot I_c \end{cases} \quad (\text{III-20})$$

Le système (III-20) devient en remplaçant les fonctions de connexion des interrupteurs par les fonctions de connexion de demi-bras :

$$\begin{cases} I_{d1} = F_{11}^b \cdot I_a + F_{21}^b \cdot I_b + F_{31}^b \cdot I_c \\ I_{d2} = F_{10}^b \cdot I_a + F_{20}^b \cdot I_b + F_{30}^b \cdot I_c \end{cases} \quad (\text{III-21})$$

Le courant  $I_{d0}$  s'exprime en fonction des courants d'entrées ( $I_{d1}, I_{d2}$ ) et des courants de charges  $I_A, I_B, I_C$  par la relation :

$$I_{d0} + I_{d1} + I_{d2} = I_a + I_b + I_c \quad (\text{III-22})$$

$$I_{d0} = (I_a + I_b + I_c) - (F_{11}^b \cdot F_{10}^b) I_a - (F_{21}^b \cdot F_{20}^b) I_b - (F_{31}^b \cdot F_{30}^b) I_c \quad (\text{III-23})$$

On aboutit à la forme matricielle suivante:

$$\begin{bmatrix} I_{d1} \\ I_{d2} \\ I_{d0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 1 - F_{11}^b - F_{10}^b & 1 - F_{21}^b - F_{20}^b & 1 - F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (\text{III-24})$$

### f- Matrice de conversion simple [N(t)]

Si on choisi comme variables d'états pour l'ensemble, sources de tension continues, onduleur de tension à trois niveaux et charge triphasée à caractère inductive, le vecteur d'état suivant :

$$X = [U_{c1} \ U_{c2} \ I_a \ I_b \ I_c]^t \quad (\text{III-25})$$

Et comme variables d'internes, le vecteur suivant :

$$U_{SIM} = [V_a \ V_b \ V_c \ I_{d1} \ I_{d2} \ I_{d0}]^t \quad (\text{III-26})$$

On, obtient la matrice de conversion simple  $[N(t)]$ , définie par la relation :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ I_{d1} \\ I_{d2} \\ I_{d0} \end{bmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \\ I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (\text{III-27})$$

Avec l'introduction des expressions des tensions simples (III-12), on définit la matrice de conversion simple :

$$[N(t)] = \begin{bmatrix} \left( \frac{2F_{11}^b - F_{21}^b - F_{31}^b}{3} \right) & - \left( \frac{2F_{10}^b - F_{20}^b - F_{30}^b}{3} \right) & 0 & 0 & 0 \\ \left( \frac{2F_{21}^b - F_{11}^b - F_{31}^b}{3} \right) & - \left( \frac{2F_{20}^b - F_{10}^b - F_{30}^b}{3} \right) & 0 & 0 & 0 \\ \left( \frac{2F_{31}^b - F_{21}^b - F_{11}^b}{3} \right) & \left( \frac{2F_{30}^b - F_{20}^b - F_{10}^b}{3} \right) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) & (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) & (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) \end{bmatrix} \quad (\text{III-28})$$

### g- Matrice de conversion composée $[M(t)]$

Si on utilise les tensions composées, le vecteur d'entrée devient :

$$U_{COM} = [V_{ab} \ V_{bc} \ V_{ca} \ I_{d1} \ I_{d2} \ I_{d0}]^t \quad (\text{III-.29})$$

On obtient, la matrice de conversion composée  $[M(t)]$  :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \\ I_{d1} \\ I_{d2} \\ I_{d0} \end{bmatrix} = [M(t)] \begin{bmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \\ I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (\text{III-30})$$

Avec l'introduction des expressions des tensions composées (III-16), on définit la matrice de conversion composée :

$$[N(t)] = \begin{bmatrix} (F_{11}^b - F_{21}^b) & -(F_{10}^b - F_{20}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{21}^b - F_{31}^b) & -(F_{20}^b - F_{30}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{31}^b - F_{11}^b) & -(F_{30}^b - F_{10}^b) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) & (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) & (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) \end{bmatrix} \quad (\text{III-31})$$

### III.3 Onduleur à cinq niveaux de type NPC

#### III.3.1 Structure de l'onduleur à cinq niveaux

L'onduleur triphasé à cinq niveaux étudié est constitué de trois bras et quatre sources de tension continue. Chaque bras comporte huit interrupteurs, plus deux diodes. Chaque interrupteur est composé d'un transistor et une diode montés en tête bêche. La figure (III-7) donne une représentation schématique d'un bras de cet onduleur, [28].

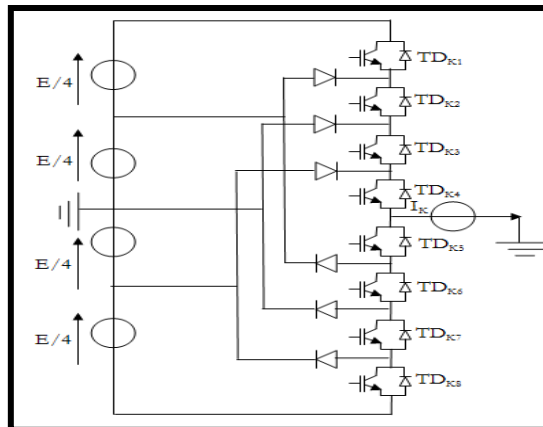


Fig. (III-7): Bras d'un onduleur NPC à cinq niveaux

#### III.3.2 Différentes configurations d'un bras de l'onduleur NPC à cinq niveaux

Une analyse topologique d'un bras montre cinq configurations possibles, pour définir les séquences de fonctionnements de cet onduleur, 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), par exemple. La tension simple  $V_{ao}$  est définie par l'état de huit quadruplet qui peuvent être transistor, un GTO ou bien un IGBT ou autre avec une diode en antiparallèle. Les états possibles d'un seul bras d'interrupteurs est de  $2^5 = 32$  états que l'on peut représenter par un quadruplet de 0 et 1. Seules les cinq états suivantes sont possibles, [28].

➤ **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 III-8)), la valeur de tension simple  $V_{ao}$  est donnée par l'équation suivante :

$$V_{ao} = +E/2 \quad (\text{III-32})$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{ka5} = V_{ka6} = V_{ka7} = V_{ka8} = +E/4 \quad (\text{III-33})$$

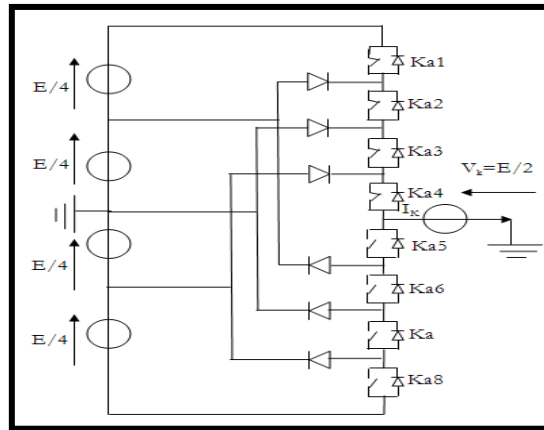


Fig. (III-8): 1<sup>ère</sup> configuration du 1<sup>er</sup> bras

➤ **Deuxième configuration {01111000}**

Ka2, Ka3, Ka4 et Ka5 sont passants et Ka6, Ka7, Ka8 et Ka1 sont bloqués (figure III-9)), la valeur de tension simple  $V_{ao}$  est donnée par l'équation suivante :

$$V_{ao} = +E/4 \quad (\text{III-34})$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{ka1} = V_{ka6} = V_{ka7} = V_{ka8} = +E/4 \quad (\text{III-35})$$

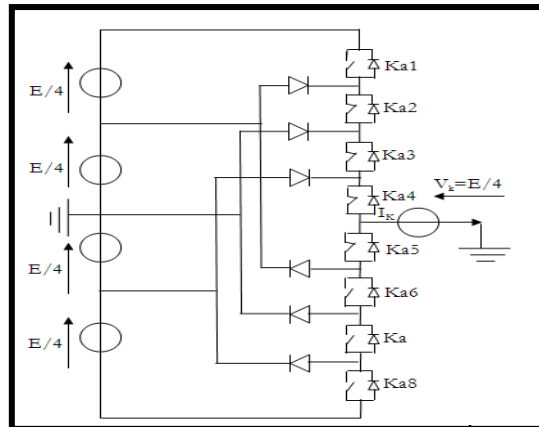


Fig. (III-9): 2<sup>ème</sup> configuration du 1<sup>er</sup> bras

➤ **troisième configuration {00111100}**

Ka3, Ka4, Ka5 et Ka6 sont passants et Ka7, Ka8, Ka1 et Ka2 sont bloqués (figure III-10)), la valeur de tension simple  $V_{ao}$  est donnée par l'équation suivante :

$$V_{ao} = 0 \quad (\text{III-36})$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{ka1} = V_{ka2} = V_{ka7} = V_{ka8} = +E/4 \quad (\text{III-37})$$

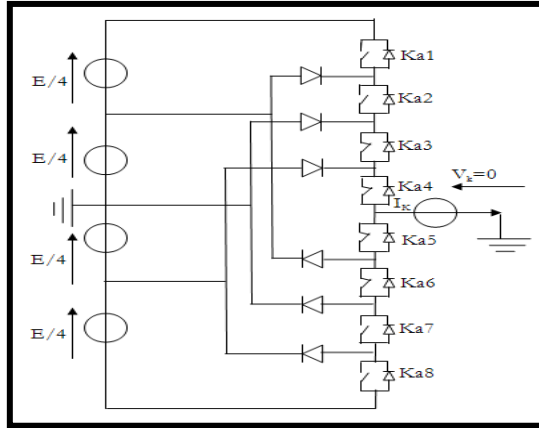


Fig. (III-10): 3<sup>ème</sup> configuration du 1<sup>er</sup> bras

➤ **quatrième configuration {00011110}**

Ka4, Ka5, Ka6 et Ka7 sont passants et Ka8, Ka1, Ka2 et Ka3 sont bloqués (figure III-11)), la valeur de tension simple  $V_{ao}$  est donnée par l'équation suivante :

$$V_{ao} = - E/4 \quad (III-38)$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{ka1} = V_{ka2} = V_{ka3} = V_{ka8} = +E/4 \quad (III-39)$$

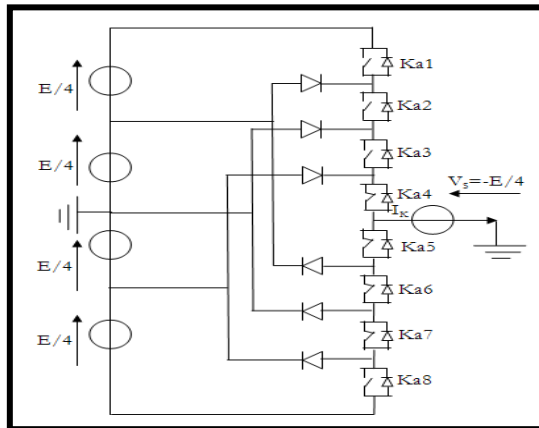


Fig. (III-11): 4<sup>ème</sup> configuration du 1<sup>er</sup> bras

➤ **Cinquième configuration {00001111}**

Ka5, Ka6, Ka7 et Ka8 sont passants et Ka1, Ka2, Ka3 et Ka4 sont bloqués (figure III-12)), la valeur de tension simple  $V_{ao}$  est donnée par l'équation suivante :

$$V_{ao} = - E/2 \quad (III-40)$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{ka1} = V_{ka2} = V_{ka3} = V_{ka4} = +E/4 \quad (III-41)$$

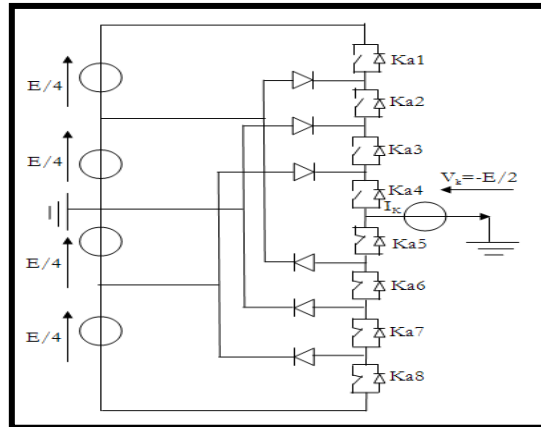


Fig. (III-12): 5<sup>ème</sup> configuration du 1<sup>er</sup> bras

Etat des interrupteurs								Tension De sortie $V_{ao}$
Ka1	Ka2	Ka3	Ka4	Ka5	Ka6	Ka7	Ka8	
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	$-E/2$

Tableau. III-5: Table de commutation de l'onduleur NPC à 5 niveaux

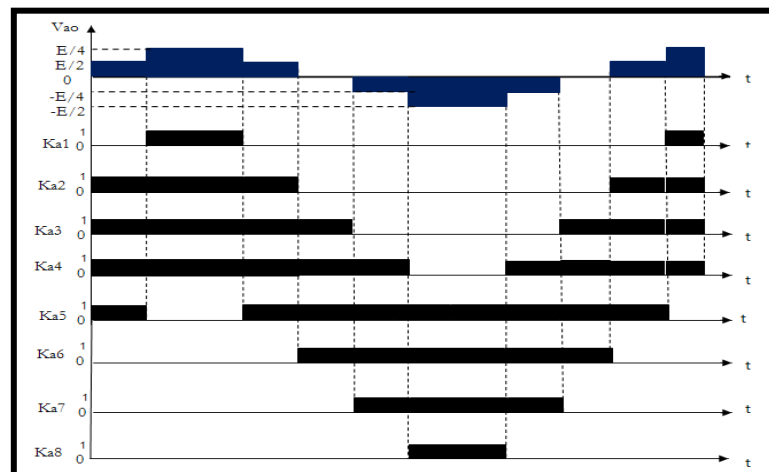


Fig. (III-13): les signaux de commande de chaque interrupteur et la forme d'onde de la tension de sortie  $V_{ao}$

### III.4 Onduleur à sept niveaux de type NPC

#### III.4.1 Structure de l'onduleur à sept niveaux

L'onduleur triphasé à sept niveaux à structure NPC étudié dans ce paragraphe, est constitué de trois bras symétrique et six sources de tension continue  $E/6$ . Chaque bras comporte douze

interrupteurs en série, plus deux diodes pour la mise à zéro du bras de l'onduleur, [28]. Chaque interrupteur est composé d'un IGBT et une diode montés en tête bêche. La figure (III-14) donne une représentation schématique d'un bras de cet onduleur.

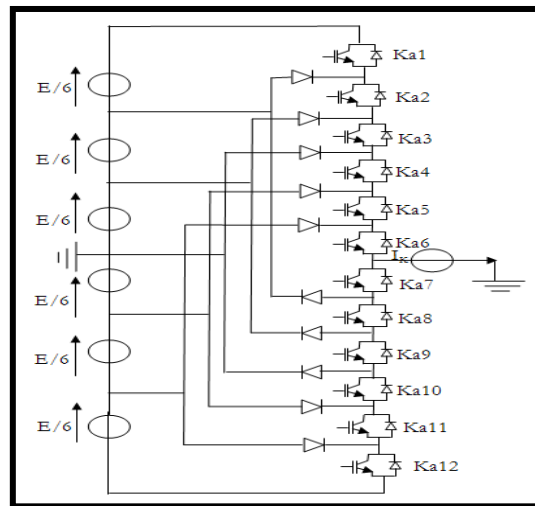


Fig. (III-14): Bras d'un onduleur NPC à sept niveaux

### III.4.2 Différentes configurations d'un bras de l'onduleur NPC à sept niveaux

Une analyse topologique d'un bras de l'onduleur montre sept configurations possibles pour ce dernier. Ces différentes configurations sont représentées par les figures suivantes, [18] :

➤ **Première configuration {11111000000}**

Ka1, Ka2, Ka3, Ka4, Ka5 et Ka6 sont passants et Ka7, Ka8, Ka9, Ka10, Ka11 et Ka12 sont bloqués (figure III-15)), la valeur de tension simple  $V_{ao}$  est donnée par l'équation suivante :

$$V_{ao} = +E/2 \tag{III-42}$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{ka7} = V_{ka8} = V_{ka9} = V_{ka10} = V_{ka11} = V_{ka12} = +E/6 \tag{III-43}$$

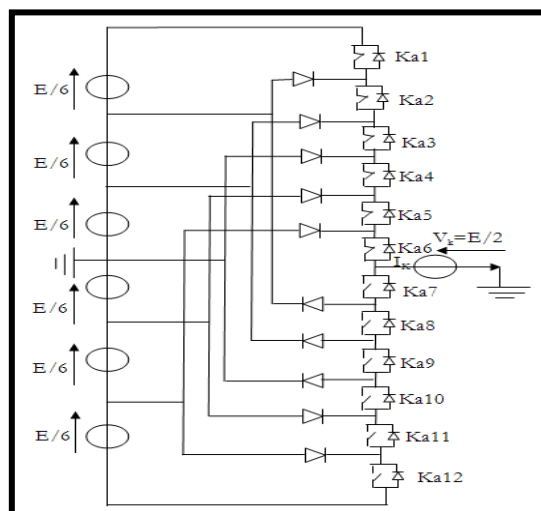


Fig. (III-15): 1<sup>ère</sup> configuration du 1<sup>er</sup> bras

➤ **Deuxième configuration {011111100000}**

Ka2, Ka3, Ka4, Ka5, Ka6 et Ka7 sont passants et Ka8, Ka9, Ka10, Ka11, Ka12 et Ka1 sont bloqués (figure III-16)), la valeur de tension simple  $V_{ao}$  est donnée par l'équation suivante :

$$V_{ao} = +E/3 \quad (III-44)$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{ka1} = V_{ka8} = V_{ka9} = V_{ka10} = V_{ka11} = V_{ka12} = +E/6 \quad (III-45)$$

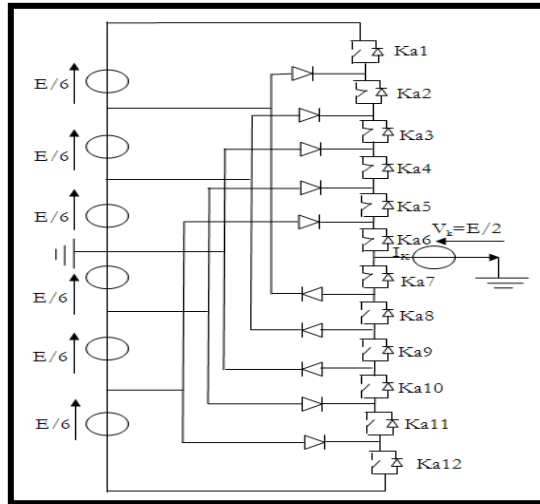


Fig. (III-16): 2<sup>ème</sup> configuration du 1<sup>er</sup> bras

➤ **troisième configuration {001111110000}**

Ka3, Ka4, Ka5, Ka6, Ka7 et Ka8 sont passants et Ka9, Ka10, Ka11, Ka12 et Ka1 et Ka2 sont bloqués (figure III-17)), la valeur de tension simple  $V_{ao}$  est donnée par l'équation suivante :

$$V_{ao} = +E/6 \quad (III-46)$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{ka1} = V_{ka2} = V_{ka9} = V_{ka10} = V_{ka11} = V_{ka12} = +E/6 \quad (III-47)$$

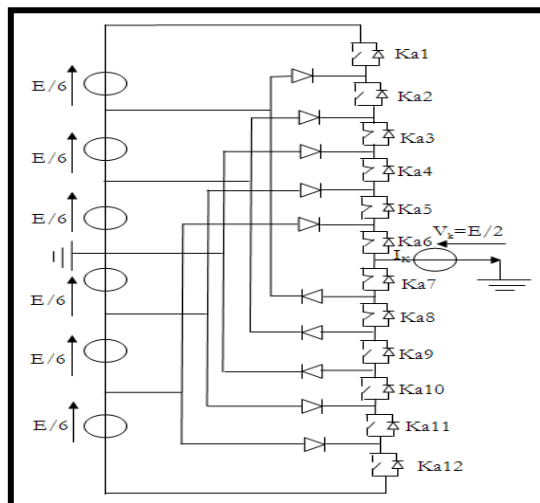


Fig. (III-17): 3<sup>ème</sup> configuration du 1<sup>er</sup> bras

➤ **quatrième configuration {000111111000}**

Ka4, Ka5, Ka6, Ka7, Ka8 et Ka9 sont passants et Ka10, Ka11, Ka12 et Ka1, Ka2 et Ka3 sont bloqués (figure III-18)), la valeur de tension simple  $V_{ao}$  est donnée par l'équation suivante :

$$V_{ao} = 0 \quad (III-48)$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{ka1} = V_{ka2} = V_{ka3} = V_{ka4} = V_{ka11} = V_{ka12} = +E/6 \quad (III-49)$$

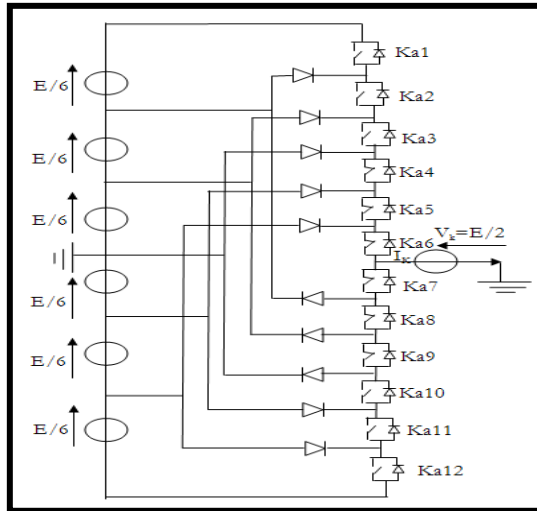


Fig. (III-18): 4<sup>ème</sup> configuration du 1<sup>er</sup> bras

➤ **Cinquième configuration {00001111100}**

Ka5, Ka6, Ka7, Ka8, Ka9 et Ka10 sont passants et Ka11, Ka12, Ka1, Ka2, Ka3 et Ka4 sont bloqués (figure III-19)), la valeur de tension simple  $V_{ao}$  est donnée par l'équation suivante :

$$V_{ao} = -E/6 \quad (III-50)$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{ka1} = V_{ka2} = V_{ka3} = V_{ka4} = V_{ka11} = V_{ka12} = +E/6 \quad (III-51)$$

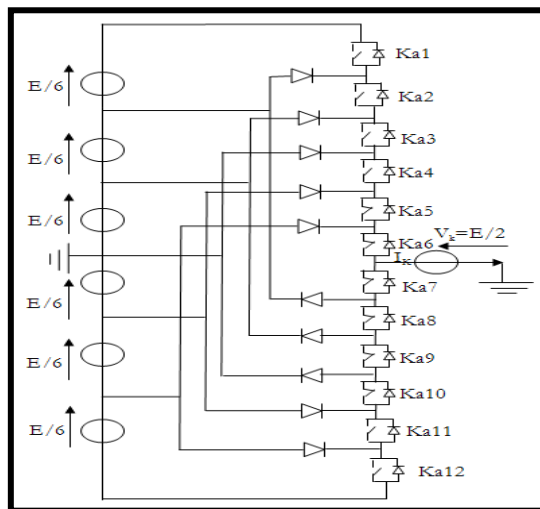


Fig. (III-19): 5<sup>ème</sup> configuration du 1<sup>er</sup> bras

➤ **sixième configuration {000001111110}**

Ka6, Ka7, Ka8, Ka9, Ka10 et Ka11 sont passants et Ka12, Ka1, Ka2, Ka3, Ka4 et Ka5 sont bloqués (figure III-20)), la valeur de tension simple  $V_{ao}$  est donnée par l'équation suivante :

$$V_{ao} = - E/3 \quad (III-52)$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{ka1} = V_{ka2} = V_{ka3} = V_{ka4} = V_{ka5} = V_{ka12} = +E/6 \quad (III-53)$$

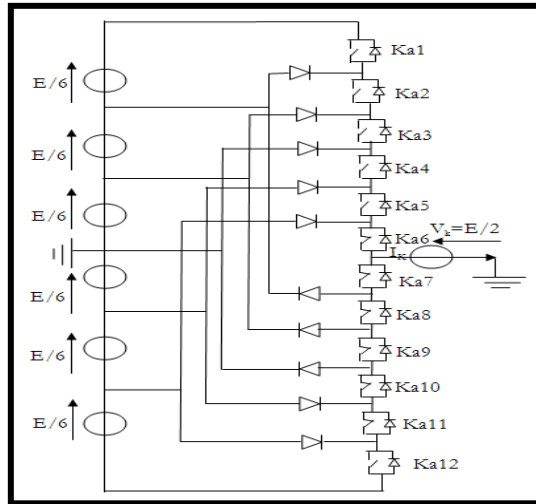


Fig. (III-20): 6<sup>ème</sup> configuration du 1<sup>er</sup> bras

➤ **septième configuration {000000111111}**

Ka7, Ka8, Ka9, Ka10, Ka11 et Ka12 sont passants et Ka1, Ka2, Ka3, Ka4, Ka5 et Ka6 sont bloqués (figure III-21)), la valeur de tension simple  $V_{ao}$  est donnée par l'équation suivante :

$$V_{ao} = - E/2 \quad (III-54)$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{ka1} = V_{ka2} = V_{ka3} = V_{ka4} = V_{ka5} = V_{ka6} = +E/6 \quad (III-55)$$

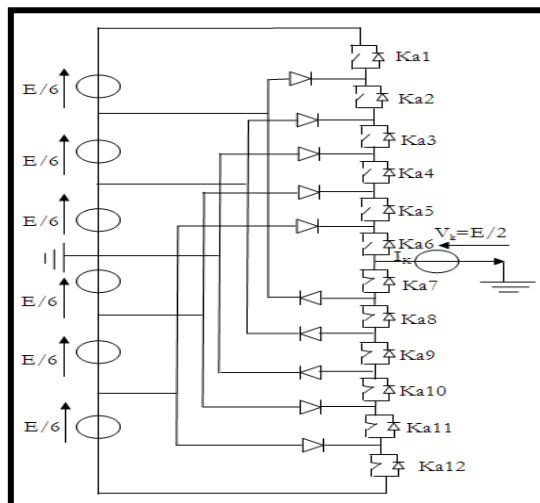


Fig. (III-21): 7<sup>ème</sup> configuration du 1<sup>er</sup> bras

Etat des interrupteurs												Tension de sortie $V_{ao}$
<b>Ka1</b>	Ka2	Ka3	Ka4	Ka5	Ka6	Ka7	Ka8	Ka9	Ka10	Ka11	Ka12	
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	$-E/2$

Tableau. III-6: Table de commutation de l'onduleur NPC à sept niveaux

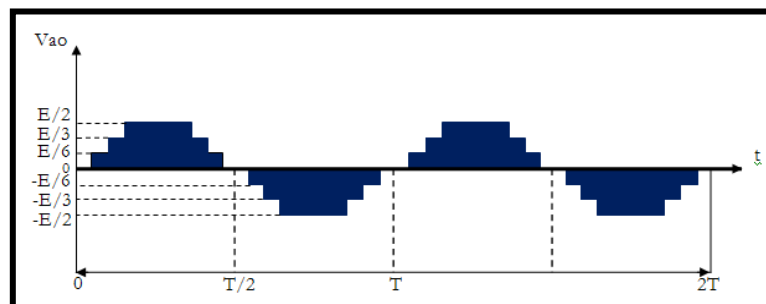


Fig. (III-22): Tension simple de sortie  $V_{ao}$  d'un onduleur triphasé de tension à sept niveaux de type NPC

### III.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé une nouvelle structure topologique d'un onduleur multi niveaux de tension triphasé de type NPC (Neutral Point Clamp Converter), onduleur à cinq et sept niveaux, ainsi que l'onduleur à trois niveaux: leur principe de fonctionnement, la détermination de son modèle mathématique en mode commandable, nous élaborons son modèle de connaissance en utilisant les fonctions de connexion des interrupteurs et celles des demi-bras. La structure NPC à trois niveaux est plus avantageux que l'onduleur à deux niveaux, il est très utilisée, a cause de sa simplicité à mettre en œuvre et accessible pour les applications envisagées avec les gammes de tension actuelle des semi-conducteurs.

La forme des ondes de tension obtenu  $V_{ao}$ ,  $V_{bo}$ ,  $V_{co}$  n'est pas sinusoïdale, elle est très riche en harmonique. Pour les applications de basse et moyenne puissance les ondes de tension rectangulaire ou en escalier sont acceptables. Mais pour les applications de forte puissance, les ondes de faibles perturbations sont nécessaires, avec la disponibilité du semi conducteur de puissance. Les harmoniques peuvent être réduire à l'aide de technique MLI. Il existe plusieurs stratégies de commande pour varier le gain de l'onduleur, parmi ces stratégies on peut citer la MLI sinusoïdale, la MLI en pleine onde et la MLI vectorielle, que nous aborderons dans le prochain chapitre.

## IV.1 Introduction

La modulation de largeur d'impulsion (Pulse Width Modulation) consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie et former chaque alternance de la tension de sortie d'une succession de créneaux de largeur convenable.

L'essor de la modulation de largeur d'impulsion est lié aux progrès de développement des semi-conducteurs de puissance ; l'augmentation des nombres des commutations entrainerait des pertes excessives si on n'avait pas réussi à réduire les pertes à chacune des commutations.

La multiplication des nombres d'impulsions formant chacune des alternances d'une tension de sortie offre la possibilité de moduler la forme de cette tension de manière à avoir la forme sinusoïdale que possible.

La modulation de largeur d'impulsion permet de repousser vers des fréquences, élevées les harmoniques de la tension de sortie; ce qui facilite le filtrage, la multiplication du nombre des impulsions, formant chacune des alternances d'une tension de sortie, faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie. Offre la possibilité de moduler la forme de cette tension et obtenir une forme d'onde approximant de la sinusoïde.

La génération des signaux de commande de la modulation se fait le plus souvent en temps réel. Pour déterminer en temps réel les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs on fait appel à l'électronique de commande analogique ou numérique ou les deux simultanément. La modulation de largeur d'impulsion nous permet cette détermination.

Pour assurer la détermination en temps réel des instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs, on distingue plusieurs type de techniques de modulation de largeur d'impulsion peuvent être considérées, dont en peut citer: La modulation sinus-triangle, la modulation en pleine onde, et la MLI vectorielle (SVM: space vector modulation).

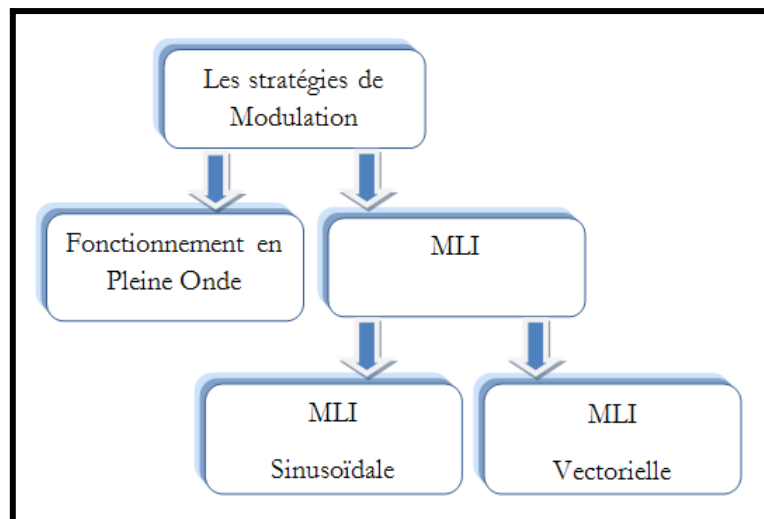


Fig. (IV-1): Les différentes techniques de commandes

## IV.2 La commande en pleine onde (dite 180°)

La tension générée par la stratégie de la commande pleine onde à une forme rectangulaire, Sa décomposition en série de Fourier à montrer que cette forme d'onde est riche en harmoniques.

- Pour une commande pleine onde (180°), la décomposition en série de Fourier de la tension composée est donnée par, [39]:

$$V_{ab} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \sin \left( n \left( \omega t + \frac{\pi}{6} \right) \right) \quad (IV-1)$$

Les tensions Vbc, Vca sont décalée par rapport à Vab respectivement de 120° et 240°.

## IV.3 La modulation sinus-triangle

Le principe de cette technique consiste à comparer un signal triangulaire (P) d'amplitude fixe et de fréquence nettement supérieure appelée porteuse, au trois signaux sinusoïdaux ( $r_1$ ,  $r_2$ ,  $r_3$ ), d'amplitude variable et de fréquence f appelée référence.

L'intersection de ces deux signaux donne les instants de commutation des interrupteurs.

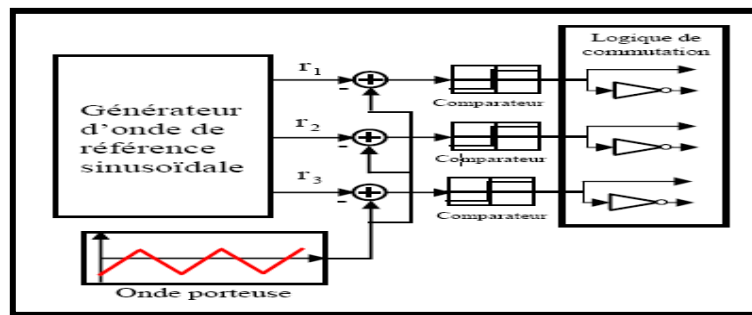


Fig. (IV-2): schéma de principe de la technique triangulo-sinusoïdale, [5].

### ➤ Caractéristique de la modulation

Dans le cas d'une référence sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la modulation :

- ❑ Indice de modulation m égale au rapport de la fréquence  $f_c$  de la porteuse à la fréquence  $f_m$  de la référence  $m = f_c / f_m$ .
- ❑ Taux de modulation ou coefficient de réglage de tension r égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence  $A_m$  à celle de la porteuse  $A_c$ ,  $r = A_m / A_c$

La modulation est dite synchrone si l'indice m est entier c.à.d. lorsque la fréquence du porteuse  $f_p$  est un entier multiple de la fréquence de l'onde de référence f. en modulation synchrone, si l'indice de modulation m est impair le développement en série de Fourier de la tension de sortie ne comporte alors que des harmoniques impairs. Si l'indice m est pair, on trouve la composante continue ainsi que les harmoniques pairs et impairs.

La modulation est dite asynchrone si l'indice m n'est pas entier, elle est utilisée pour des valeurs suffisamment élevées. En modulation asynchrone, si le maximum de la référence correspond à un

pic de la porteuse, on dit que le calage est optimal et la tension bénéficie d'un double symétrique par rapport au quart et milieu du période

- 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, [40] :

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

Pour un onduleur triphasé à trois niveaux de type NPC, le signal de commande généré par chacune des deux techniques.

### IV.3.1 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 et d'amplitude  $A_m$ , avec un signal triangulaire d'amplitude  $A_c$  et de fréquence  $f_c$  très supérieur à  $f_m$ .

La figure (IV-3) montre le principe de la technique MLI sinusoïdale naturelle utilisée pour un onduleur triphasé à deux et trois niveaux de type NPC, [27].

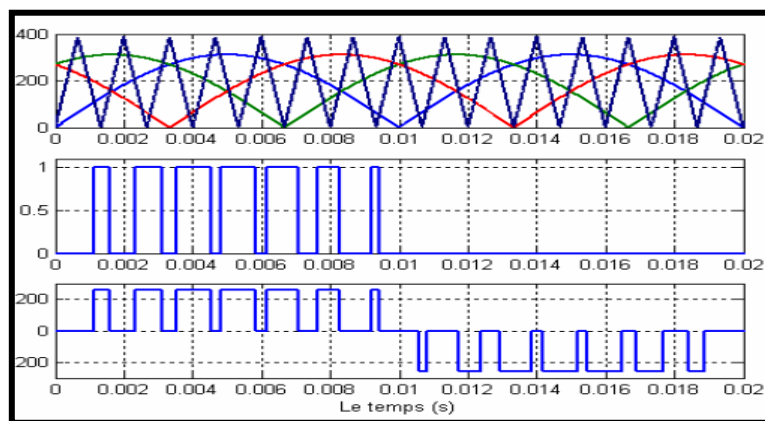


Fig. (IV-3): principe de la modulation MLI sinusoïdale classique, [5].

### IV.3.2 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 c'est la modulation sinusoïdale à triangles multiples qui le permet. Cette technique nécessite  $(n-1)$  signaux triangulaires de même fréquence  $f_c$  et de même amplitude  $A_c$ , [8].

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.

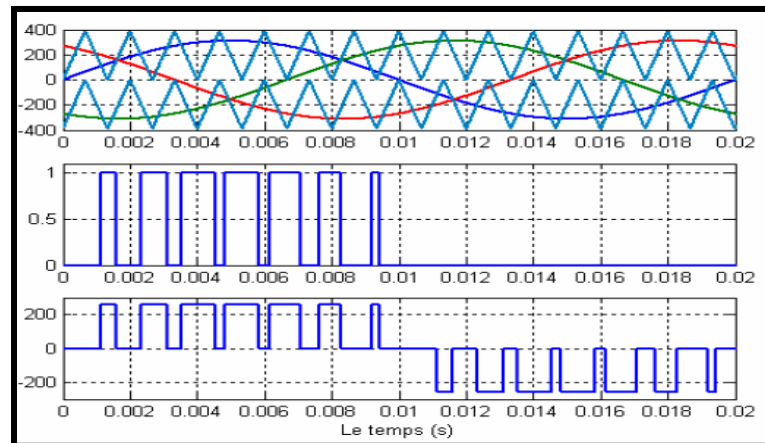


Fig. (IV-4): principe de la modulation MLI à double triangles, [5].

#### IV.4 La modulation vectorielle

La stratégie de la modulation vectorielle est proposée par « Der Broek & al, 1988 ». Elle consiste à générer une séquence spécifiée des états de l'onduleur. La modulation vectorielle 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.

Cette modulation est utilisée par les commandes modernes des machines à courant alternatif, les tensions de référence sont les tensions désirées à la sortie de l'onduleur. Cette technique à MLI est basée sur les principes suivants, [5]:

- Le signal de référence est échantillonné sur des intervalles  $T$  (MLI régulière).
- Pour chaque phase, on envoie une impulsion de largeur centrée sur la période (MLI symétrique) dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence à l'instant d'échantillonnage.
- Tous les interrupteurs d'un même demi-pont ont un état identique au centre et aux deux extrémités de la période, [41], [42].

##### IV.4.1 Le principe de la modulation vectorielle

Le principe de la modélisation vectorielle (SVM) consiste à reconstruire le vecteur tension  $V_{ref}$  à partir de huit vecteurs tensions. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison de l'état

des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé, [43].

La MLI vectorielle est la méthode récemment la mieux adaptée au contrôle des moteurs asynchrones contrairement à d'autres méthodes.

Elle consiste à considérer globalement le système triphasé, et à lui appliquer une transformée de Concordia pour se ramener dans le plan  $(V\alpha, V\beta)$ . Le système triphasé des tensions à générer pour la durée d'échantillonnage en cours peut alors être représenté comme un unique vecteur dans ce plan.

Ce vecteur n'est pas directement réalisable par les interrupteurs du variateur, mais on peut chercher les trois configurations les plus proches (situées sur les sommets et au centre de l'hexagone), et les appliquer successivement pendant une fraction adéquate de la période d'échantillonnage, de façon à obtenir en valeur moyenne le vecteur recherché.

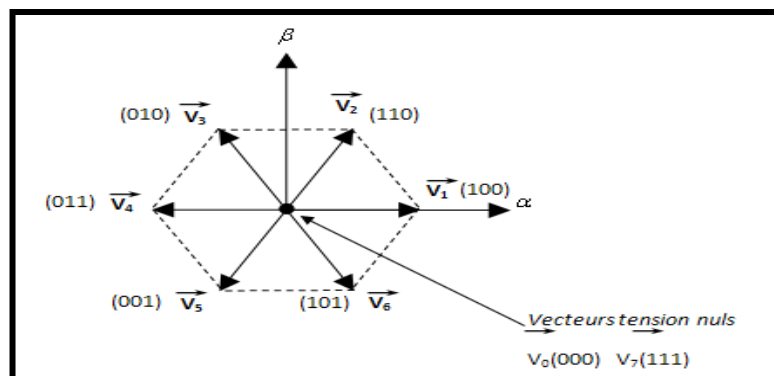


Fig. (IV-5): approximation du vecteur de référence par les tensions d'alimentation

La modulation vectorielle traite donc, les signaux triphasés comme un tout. L'onduleur triphasé à trois niveaux de tension ayant trois bras et trois configurations, il possède  $3^3 = 27$  modes de commutations possibles. Il peut donc générer 27 vecteurs différents de tension de sortie.

La représentation sur le plan  $(\alpha, \beta)$  de ces 27 vecteurs est donnée par la figure (IV-6), [44].

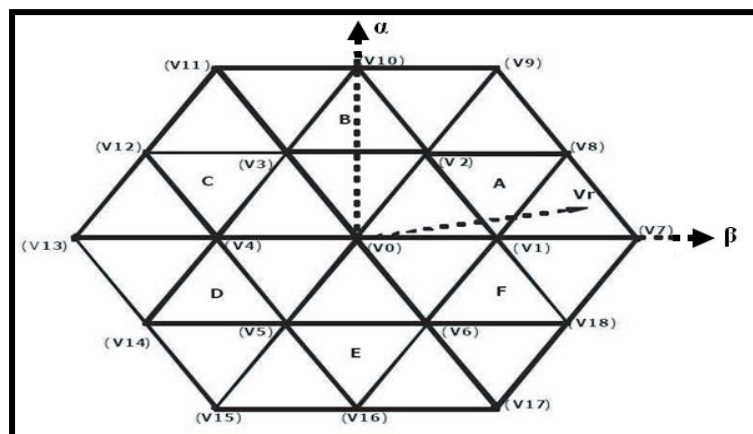


Fig. (IV-6): Représentation dans le plan  $(\alpha, \beta)$  des vecteurs de tension de l'onduleur à trois niveaux de tension

## VI-5 Conclusion

Dans ce chapitre, on a étudié différentes stratégie de commande des onduleurs de tension triphasés, à deux et à trois niveaux à structure NPC.

La modulation vectorielle a l'avantage par rapport à la modulation classique, en ce qui concerne le déchet de tension ou le résidu harmonique. La SVM ne s'appuie pas sur des calculs séparés des modulations par chacun des bras de l'onduleur comme la MLI sinusoidale, elle génère les signaux d'impulsion simultanément avec la rotation du vecteur de référence.

Dans le domaine des entraînements à vitesse variable avec moteur asynchrone ou synchrone, alimentés par les onduleurs de tension, on donne de plus en plus fréquemment, la préférence à la modulation vectorielle, c'est par ce que ce type de MLI s'intègre de façon naturelle dans les systèmes de régulation de ces entraînements.

Dans le V chapitre on va étudier l'application de la MLI vectorielle à l'onduleur triphasé à deux et à trois niveaux de tension de type NPC.

## V.1 Introduction

La MLI vectorielle dite « space vector » est surtout applicable aux variateurs de vitesse triphasés sans neutre. La SVM est la méthode récemment la mieux adaptée au contrôle des moteurs asynchrones contrairement à d'autre méthode. Elle produit des tensions avec un taux d'harmoniques plus faible Cette technique de commande est basée sur une transformation des variables triphasées dans un système plus simple à deux coordonnées  $(\alpha, \beta)$ . La commande vectorielle a été utilisée pour simplifier la complexité du modèle mathématique.

Dans ce chapitre nous allons étudier la MLI vectorielle bien détaillée appliquée aux onduleurs de tension triphasés à deux et à trois niveaux de type NPC.

## V.2 Présentation de l'onduleur à deux niveaux

Pour l'entraînement électrique asynchrone, le convertisseur continu alternatif est un onduleur de tension. Il est constitué de trois bras (A, B, C) composés chacun de deux transistors IGBT et de deux diodes en antiparallèle. Aux différentes configurations des interrupteurs correspondent les huit vecteurs tension appliqués à la machine figure (V-1), [45].

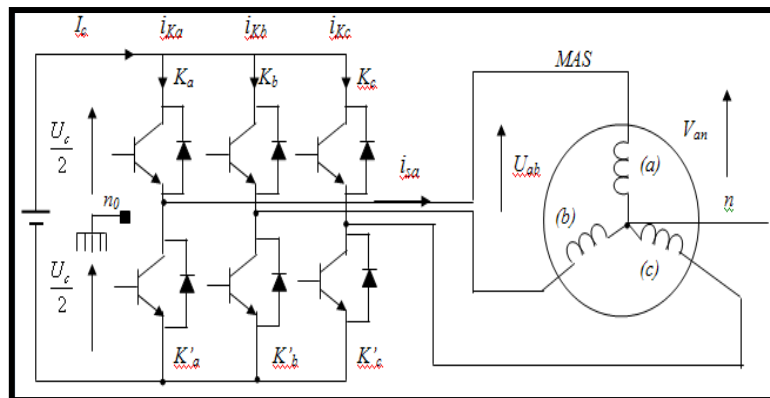


Fig. (V-1) : Schéma de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux

## V.3 Description et fonctionnement de l'onduleur triphasé à deux niveaux

$$U_{ab} = V_{an_0} - V_{bn_0} \quad , \quad U_{bc} = V_{bn_0} - V_{cn_0} \quad , \quad U_{ca} = V_{cn_0} - V_{an_0}$$

$$\begin{cases} V_{an} = (1/3)[U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = (1/3)[U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = (1/3)[U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (V-1)$$

$$\begin{cases} V_{an} + V_{nn_0} = V_{an_0} \\ V_{bn} + V_{nn_0} = V_{bn_0} \\ V_{cn} + V_{nn_0} = V_{cn_0} \end{cases}$$

$$V_{nn_0} = (1/3)[V_{an_0} + V_{bn_0} + V_{cn_0}]$$

## V.4 Modélisation vectorielle de l'onduleur à deux niveaux

L'état des interrupteurs, supposés parfaits  $\Leftrightarrow S_j (j = a, b, c)$

- $S_j = 1$  si l'interrupteur du haut est fermé et celui du bas ouvert,
- $S_j = 0$  si l'interrupteur du haut est ouvert et celui du bas fermé.

$$V_{jn_0} = S_j U_c - \frac{U_c}{2} \quad (V-2)$$

$$\vec{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c \left[ S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right]$$

Différents combinaisons des 3 grandeurs  $(S_a, S_b, S_c)$  figure (V-2)  $\Rightarrow$  8 positions du vecteur  $\vec{V}_s$ , 2 correspondent au vecteur nul :

$$\vec{V}_0 \Leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (0, 0, 0) \quad \vec{V}_7 \Leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (1, 1, 1)$$

$$\vec{V}_{Sn} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ V_{an} + V_{bn} e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{cn} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right]$$

$$\vec{V}_{Sn} = \vec{V}_{Sn_0}$$

$$\vec{V}_{Sn} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ \frac{3}{2} V_{an} + j \frac{\sqrt{3}}{2} (V_{bn} - V_{cn}) \right] \quad (V-3)$$

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$$

$$\vec{V}_{Sn} = V_{S\alpha} + j V_{S\beta}$$

## V.5 Modulation vectorielle (MLI vectorielle)

### V.5.1 Principe de la MLI vectorielle

Le principe de la modélisation vectorielle (SVM) consiste à reconstruire le vecteur tension  $V_{ref}$  à partir de huit vecteurs tension. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison des états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé, elle ne s'appuie pas sur des calculs séparés des modulations par chacun des bras de l'onduleur [42].

Cette technique de MLI suit les principes suivants :

$\vec{V}_{ref}$  Vecteur de référence est calculé globalement et approximé sur une période de modulation  $T_m$  par un vecteur tension moyen, [45].

Pour chaque phase, réalisation d'une impulsion de largeur  $T$  centrée sur la période dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence à l'instant d'échantillonnage.

Tous les interrupteurs d'un demi-pont ont un état identique aux centres et aux extrémités de la période.

Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs permet de calculer le vecteur de tension  $\begin{pmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{pmatrix}$ . Nous pouvons donc dresser un tableau, des différents états de l'onduleur, [5].

Vecteur	Sa	Sb	Sc	Vsa	Vsb	Vsc	Vs $\alpha$	Vs $\beta$	VecteurVi
<b>V0</b>	0	0	0	0	0	0	0	0	0
<b>V5</b>	0	0	1	-E/3	-E/3	2E/3	$-\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}}Ee^{\frac{j4\pi}{3}}$
<b>V3</b>	0	1	0	-E/3	2E/3	-E/3	$-\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$\sqrt{\frac{1}{2}}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}}Ee^{\frac{j2\pi}{3}}$
<b>V4</b>	0	1	1	-2E/3	E/3	E/3	$-\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0	$-\sqrt{\frac{2}{3}}E$
<b>V1</b>	1	0	0	2E/3	-E/3	-E/3	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$
<b>V6</b>	1	0	1	E/3	-2E/3	E/3	$\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}}Ee^{\frac{j5\pi}{3}}$
<b>V2</b>	1	1	0	E/3	E/3	-2E/3	$\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$\sqrt{\frac{1}{2}}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}}Ee^{\frac{j\pi}{3}}$
<b>V7</b>	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Tableau. V-1: table de vérité de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux

Avec :

$$V_{ref} = \sqrt{V_{ref}^2 + V_{ref}^2} \cdot e^{j\left(\alpha - \frac{\pi}{2}\right)} \quad (V-4)$$

Le vecteur de référence  $V_{ref}$  est approximé sur la période de modulation, par la génération d'un vecteur moyen élaboré par l'application des vecteurs disponibles, Voir tableau.V-1. Elle consiste à considérer globalement le système triphasé, et à lui appliquer une transformée de Concordia pour se ramener dans le plan  $(V_\alpha, V_\beta)$ . Le système triphasé des tensions à générer pour la durée d'échantillonnage en cours peut alors être représenté comme un unique vecteur dans ce plan. <.03

$$\begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} \quad (V-5)$$

Ce vecteur n'est pas directement réalisable par les interrupteurs du variateur, mais on peut chercher les trois configurations les plus proches (situées sur les sommets et au centre de l'hexagone), et les appliquer successivement pendant une fraction adéquate de la période d'échantillonnage, de façon à obtenir en valeur moyenne le vecteur recherché.

### V.5.2 Définition du vecteur tension de contrôle (vecteur de référence)

Le vecteur tension de contrôle  $\vec{V}_{ref}$  peut être défini de plusieurs manières dans le plan des tensions :

- En coordonnées triphasées :

$$\begin{cases} V_{an} = r \frac{U_c}{2} \cos \rho \\ V_{bn} = r \frac{U_c}{2} \cos \left( \rho - \frac{2\pi}{3} \right) \\ V_{cn} = r \frac{U_c}{2} \cos \left( \rho - \frac{4\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (V-6)$$

En régime établi  $\rho = \omega_s t$  avec  $\omega_s = 2\pi f_s$

- En coordonnées polaires :

$$\vec{V}_{ref} = r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_c}{2} e^{j\rho} \quad (V-7)$$

- En coordonnées cartésiennes (référentiel correspondant à la transformation de Clarke-Concordia) :

$$\vec{V}_{ref} = V_{\alpha n} + jV_{\beta n} \quad (V-8)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{\alpha n} = r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_c}{2} \cos \rho \\ V_{\beta n} = r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_c}{2} \sin \rho \end{cases} \quad (V-9)$$

Le vecteur de tension  $\vec{V}_{ref}$  est d'amplitude  $r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_c}{2}$  tournant dans le sens trigonométrique avec

une vitesse angulaire  $\omega_s$  qui se suit à tout instant dans l'un ou l'autre des six vecteurs, comme montré dans la figure (V-2).

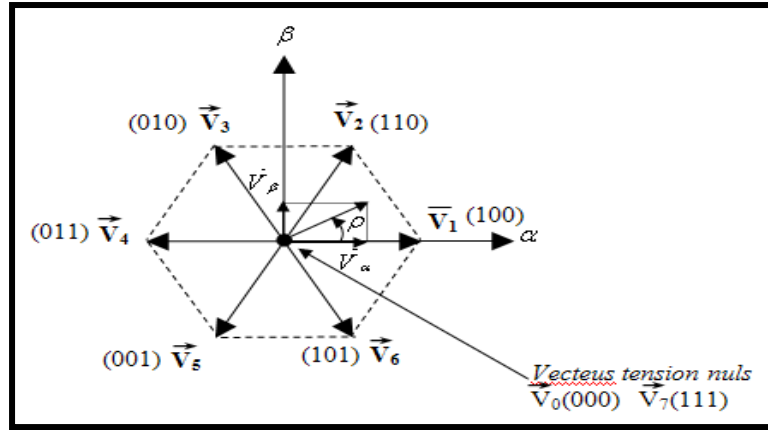


Fig. (V-2): Définition du vecteur de contrôle

### V.5.3. Approximation du vecteur tension de contrôle

Le vecteur tension de contrôle  $\vec{V}_{ref}$  est approché, sur la période de modulation  $T_m$ , par la génération d'un vecteur de tension moyen  $\langle \vec{V} \rangle$  élaboré par application des vecteurs d'état de l'onduleur  $\vec{V}_i$  et  $\vec{V}_{i+1}$  adjacents et des vecteurs nuls  $\vec{V}_0$  et  $\vec{V}_7$ .

Pour cela le vecteur tension de référence  $\vec{V}_{ref}$  est échantillonné à la fréquence  $f_m = \frac{1}{T_m}$ .

La valeur échantillonnée  $(\vec{V}_{ref})_n$  est utilisée ensuite pour résoudre les équations suivantes :

$$(\vec{V}_{ref})_n = \langle \vec{V} \rangle_n = \frac{1}{T_m} (T'_i \cdot \vec{V}_i + T'_{i+1} \cdot \vec{V}_{i+1}) \quad (V-10)$$

$$T'_0 = T_m - (T'_i + T'_{i+1}) \quad (V-11)$$

$T'_0$  est le temps d'application du ou des vecteurs nuls.

$\vec{V}_i$  et  $\vec{V}_{i+1}$  sont les deux vecteurs d'état qui délimitent le secteur (i) du plan des tensions où est situé  $(\vec{V}_{ref})_n$ , [49].

Donc :

$$\langle \bar{V} \rangle_n = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c \left[ \frac{T'_i}{T_m} e^{j(i-1)\frac{\pi}{3}} + \frac{T'_{i+1}}{T_m} e^{j\left(\frac{i\pi}{3}\right)} \right]$$

Par ailleurs :

$$\langle \bar{V} \rangle_n = (\bar{V}_{ref})_n = r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_c}{2} e^{j\rho} = V_{\alpha n} + V_{\beta n} \quad (V-12)$$

#### V.5.4 Définition de la séquence temporelle de vecteur d'état

Le vecteur tension souhaité est obtenu en valeur moyenne sur une période de modulation par l'application successive des vecteurs d'état de l'onduleur  $\bar{V}_i$  et  $\bar{V}_{i+1}$  adjacents des vecteurs nuls  $\bar{V}_0$  et  $\bar{V}_7$ .  $\bar{V}_i$  et  $\bar{V}_{i+1}$  délimite le secteur du plan dans lequel est situé  $\bar{V}_{ref}$ .

Par ailleurs, afin de réduire les commutations, les vecteurs nuls à appliquer sont sélectionnés de la manière suivante :

- $\bar{V}_0$  est utilisé avant et après les vecteurs impairs
- $\bar{V}_7$  est utilisé avant et après les vecteurs pairs

La succession des vecteurs tensions peut être représentée par le digramme de la figure (V-3).

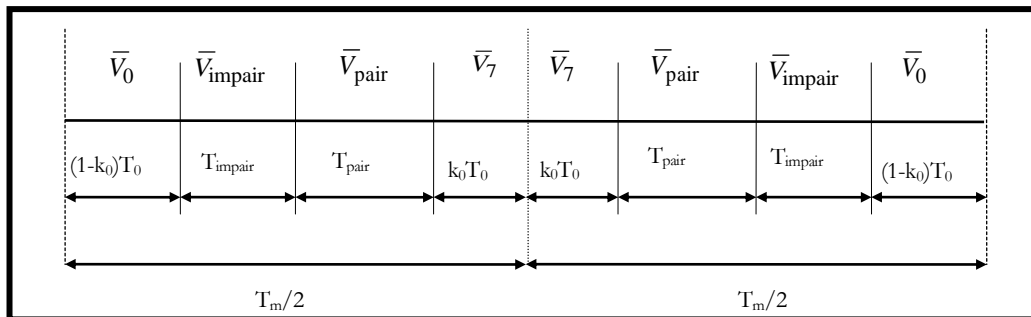


Fig. (V-3): Séquence d'application des vecteurs sur une période  $T_m$  ( $k_0$  facteur  $\in [0,1]$ )

(Succession des phases de conduction)

Dans ce cas, un bras ne commute que deux fois pendant  $T_m$ .

A chaque instant, le vecteur  $\bar{V}_{ref}$  peut être comme une combinaison linéaire des deux vecteurs de sortie qui lui sont adjacents, [45].

$$\begin{cases} T_i = \frac{\sqrt{3}}{2} r T_m \sin\left(i \frac{\pi}{3} - \rho\right) \\ T_{i+1} = \frac{\sqrt{3}}{2} r T_m \sin\left(\rho - (i-1) \frac{\pi}{3}\right) \\ T_0 = \frac{T_m}{2} - (T_i + T_{i+1}) \end{cases}$$

## V.6 Tension de référence dans les différents secteurs

### • Tension de référence dans le secteur (I)

Lorsque l'angle «  $\rho$  » que fait  $\vec{V}_{ref}$  avec l'axe «  $\alpha$  » compris entre 0 et  $\pi/3$ ,  $\vec{V}_{ref}$  se trouve dans le secteur (I) formé par les vecteurs d'état  $\vec{V}_1$  et  $\vec{V}_2$ .

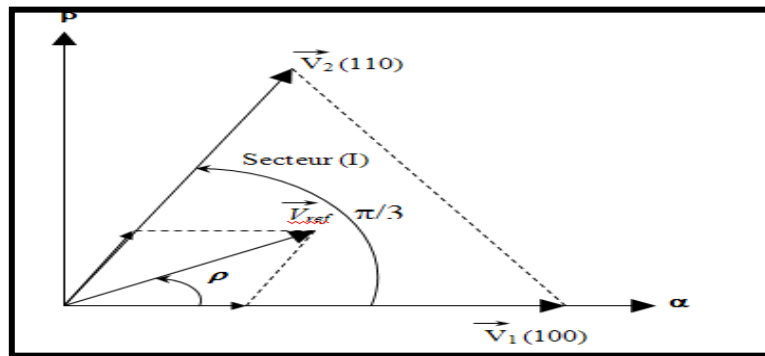
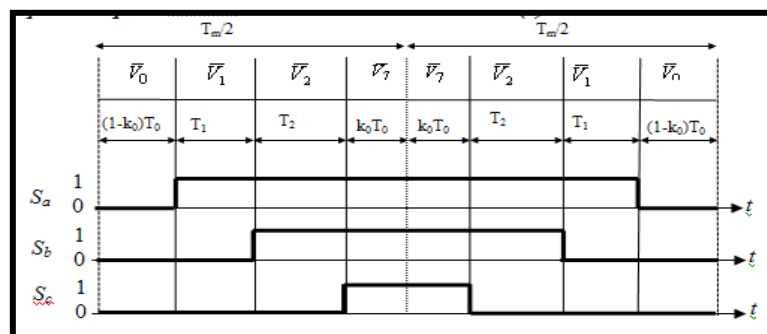


Fig. (V-4): tension de référence dans le secteur (I)

$$\vec{V}_{ref} = \sqrt{\frac{3}{2}} r \sin(\pi/3 - \rho) \vec{V}_1 + \sqrt{\frac{3}{2}} r \sin \rho \vec{V}_2$$

### ▪ Séquences pour la MLI vectorielle dans le secteur (I)



### Secteur (I)

$$\begin{cases} T_1 = \frac{\sqrt{3}}{2} r T_m \sin\left(\frac{\pi}{3} - \rho\right) \\ T_2 = \frac{\sqrt{3}}{2} r T_m \sin(\rho) \\ T_0 = \frac{T_m}{2} - (T_1 + T_2) \end{cases}$$

• tension de référence dans le secteur (II)

Lorsque «  $\rho$  » est compris entre  $\pi/3$  et  $2\pi/3$ ,  $\vec{V}_{ref}$  se trouve dans le secteur (II) formé par les vecteurs d'états  $\vec{V}_2$  et  $\vec{V}_3$ .

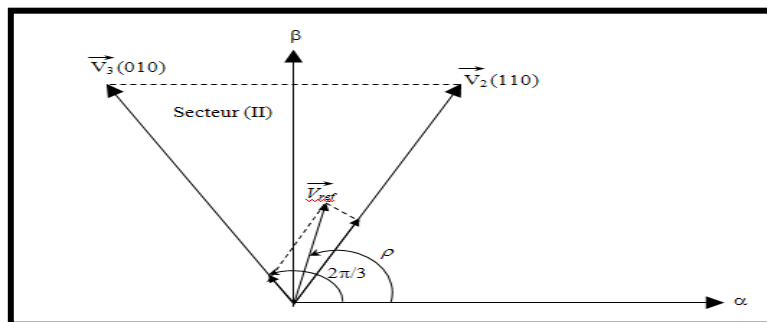
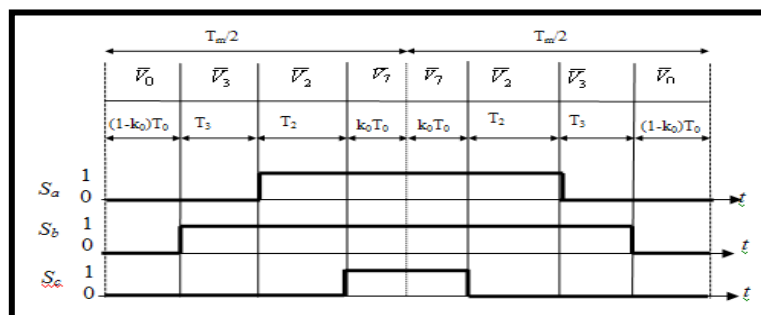


Fig. (V-5): tension de référence dans le secteur (II)

$$\vec{V}_{ref} = \sqrt{\frac{3}{2}} r \sin(2\pi/3 - \rho) \vec{V}_2 + \sqrt{\frac{3}{2}} r \sin(\rho - \pi/3) \vec{V}_3$$

▪ Séquence pour la MLI vectorielle dans le secteur (II)



Secteur (II)

$$\begin{cases} T_2 = \frac{\sqrt{3}}{2} r T_m \sin\left(\frac{2\pi}{3} - \rho\right) \\ T_3 = \frac{\sqrt{3}}{2} r T_m \sin\left(\rho - \frac{\pi}{3}\right) \\ T_0 = \frac{T_m}{2} - (T_2 + T_3) \end{cases}$$

• Tension de référence dans le secteur (III)

Lorsque l'angle «  $\rho$  » est compris entre  $2\pi/3$  et  $\pi$ ,  $\vec{V}_{ref}$  se trouve dans le secteur (III) formé par les vecteurs d'états  $\vec{V}_3$  et  $\vec{V}_4$ .

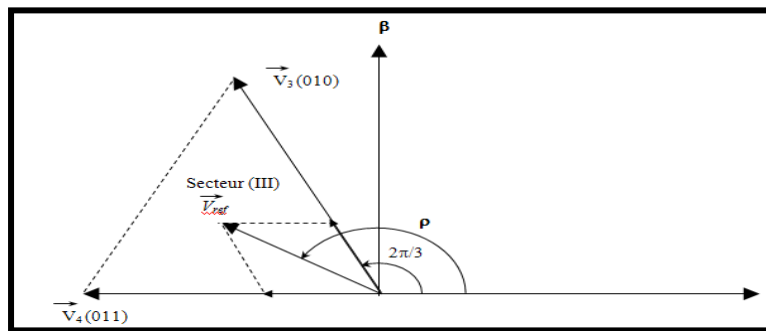
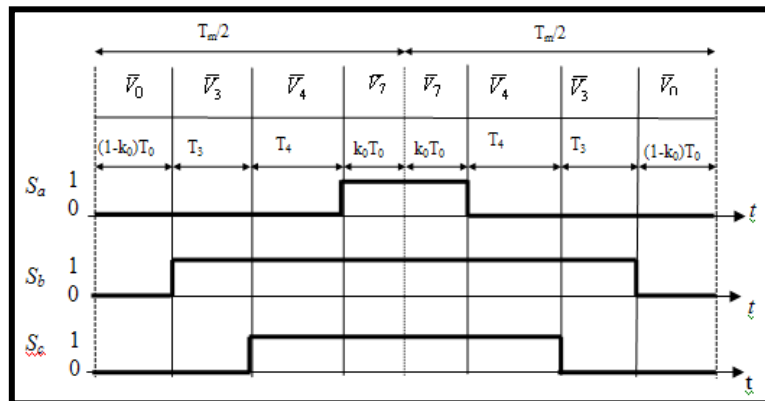


Fig. (V-6): tension de référence dans le secteur (III)

$$\vec{V}_{ref} = \sqrt{\frac{3}{2}} r \sin(\pi - \rho) \vec{V}_3 + \sqrt{\frac{3}{2}} r \sin(\rho - 2\pi/3) \vec{V}_4$$

▪ Séquence pour la MLI vectorielle dans le secteur (III)



Secteur (III)

$$\begin{cases} T_3 = \frac{\sqrt{3}}{2} r T_m \sin(\pi - \rho) \\ T_4 = \frac{\sqrt{3}}{2} r T_m \sin\left(\rho - \frac{2\pi}{3}\right) \\ T_0 = \frac{T_m}{2} - (T_3 + T_4) \end{cases}$$

• Tension de référence dans le secteur (IV)

Lorsque l'angle «  $\rho$  » est compris entre  $\pi$  et  $4\pi/3$ ,  $\vec{V}_{ref}$  se trouve dans le secteur (IV) formé par les vecteurs d'états  $\vec{V}_4$  et  $\vec{V}_5$ .

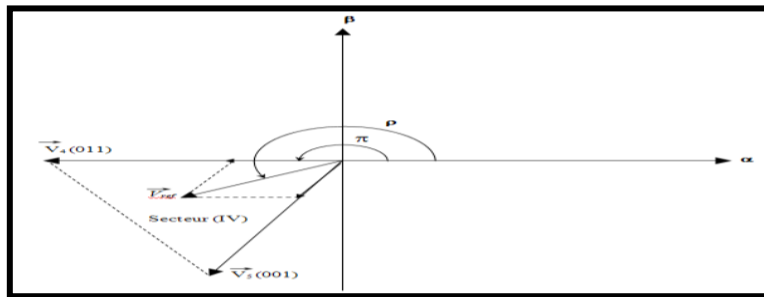
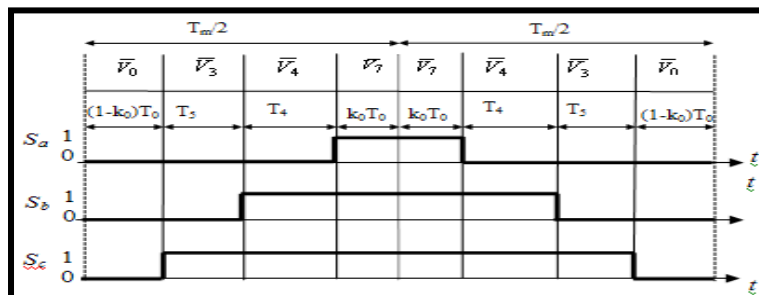


Fig. (V-7): tension de référence dans le secteur (IV)

$$\vec{V}_{ref} = \sqrt{\frac{3}{2}} r \sin(4\pi/3 - \rho) \vec{V}_4 + \sqrt{\frac{3}{2}} r \sin(\rho - \pi) \vec{V}_5$$

▪ Séquence pour la MLI vectorielle dans le secteur (IV)



$$\begin{cases} T_4 = \frac{\sqrt{3}}{2} r T_m \sin\left(\frac{4\pi}{3} - \rho\right) \\ T_5 = \frac{\sqrt{3}}{2} r T_m \sin(\rho - \pi) \\ T_0 = \frac{T_m}{2} - (T_4 + T_5) \end{cases} \text{ Secteur (IV)}$$

• Tension de référence dans le secteur (V)

Lorsque l'angle «  $\rho$  » est compris entre  $4\pi/3$  et  $5\pi/3$ ,  $\vec{V}_{ref}$  se trouve dans le secteur (V) formé par les vecteurs d'états  $\vec{V}_5$  et  $\vec{V}_6$ .

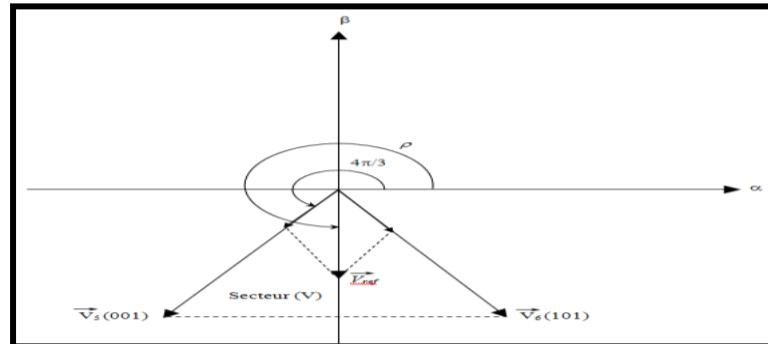
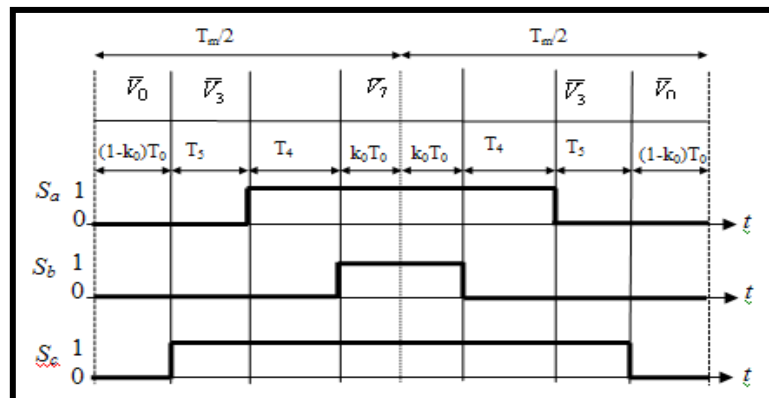


Fig. (V-8): tension de référence dans le secteur (V)

$$\vec{V}_{ref} = \sqrt{\frac{3}{2}} r \sin(5\pi/3 - \rho) \vec{V}_5 + \sqrt{\frac{3}{2}} r \sin(\rho - 4\pi/3) \vec{V}_6$$

▪ Séquence pour la MLI vectorielle dans le secteur (V)



Secteur (V)

$$\begin{cases} T_5 = \frac{\sqrt{3}}{2} r T_m \sin\left(\frac{5\pi}{3} - \rho\right) \\ T_6 = \frac{\sqrt{3}}{2} r T_m \sin\left(\rho - \frac{4\pi}{3}\right) \\ T_0 = \frac{T_m}{2} - (T_5 + T_6) \end{cases}$$

• Tension de référence dans le secteur (VI)

Lorsque l'angle «  $\rho$  » est compris entre  $5\pi/3$  et  $2\pi$ ,  $\vec{V}_{ref}$  se trouve dans le secteur (VI) formé par les vecteurs d'états  $\vec{V}_1$  et  $\vec{V}_6$ .

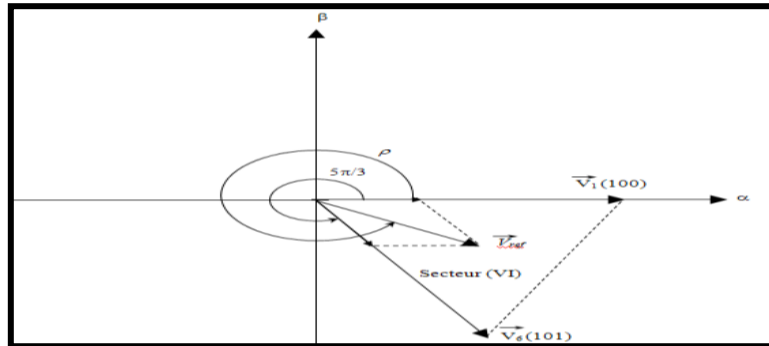
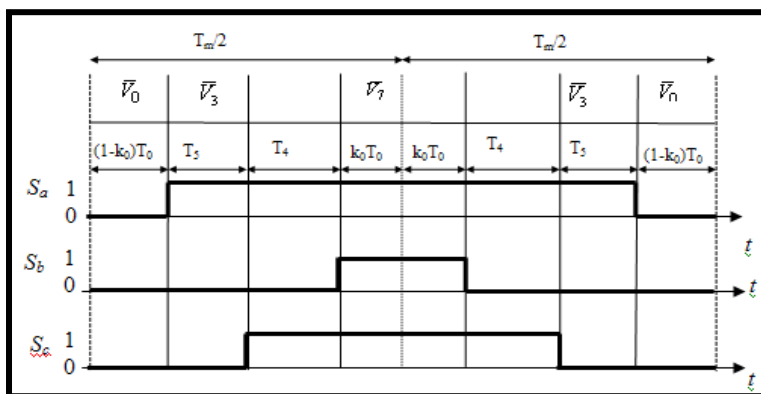


Fig. (V-9): tension de référence dans le secteur (VI)

$$\vec{V}_{ref} = \sqrt{\frac{3}{2}} r \sin(2\pi - \rho) \vec{V}_6 + \sqrt{\frac{3}{2}} r \sin(\rho - 5\pi/3) \vec{V}_1$$

▪ Séquence pour la MLI vectorielle dans le secteur (VI)



Secteur (VI)

$$\begin{cases} T_1 = \frac{\sqrt{3}}{2} r T_m \sin(2\pi - \rho) \\ T_6 = \frac{\sqrt{3}}{2} r T_m \sin\left(\rho - \frac{5\pi}{3}\right) \\ T_0 = \frac{T_m}{2} - (T_1 + T_6) \end{cases}$$

## V.7 Principe de base de la MLI vectorielle sur un onduleur à trois niveaux

Le schéma représentatif de la topologie d'un onduleur triphasé de tension à trois niveaux de type NPC et donné par la figure (V-10).

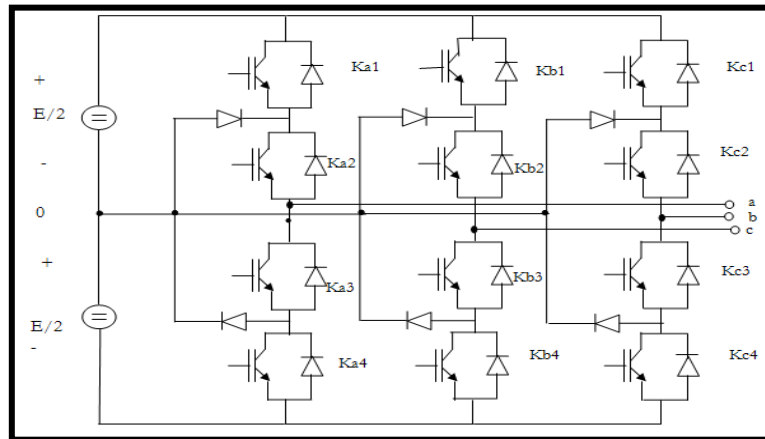


Fig. (V-10): Onduleur de tension à trois niveaux de type NPC

Cette topologie d'onduleur produit des trois niveaux de tension ( $-E/2, 0, +E/2$ ) en fonction de la tension de la source continue  $E$  et le variable d'état  $C_i$ , ou  $i$  est l'indicateur de phase ( $i=a, b, c$ ).  $K_{i1}, K_{i2}, K_{i3}$ , et  $K_{i4}$  sont des commutateurs pour le bras  $i$ , et  $V_{io}$  est la tension simple entre la phase et le point fictif  $o$ . le principe de fonctionnement est manifesté sur le tableau.V-2. Dans l'ordre pour obtenir les trois niveaux de tension désirés [46], le convertisseur doit s'assurer les complémentaires entre les paires de commutateurs :  $(K_{i1}, K_{i3})$  et  $(K_{i2}, K_{i4})$ .

C <sub>i</sub>	Etat des interrupteurs				Tension de sortie V <sub>io</sub>
	K <sub>i1</sub>	K <sub>i2</sub>	K <sub>i3</sub>	K <sub>i4</sub>	
1	1	1	0	0	<b>E/2</b>
0	0	1	1	0	<b>0</b>
-1	0	0	1	1	<b>-E/2</b>

Tableau. V-2: Principe de fonctionnement d'un onduleur à trois niveaux

### V.7.1 Transformation triphasée biphasée

$V_{io}$  est liée à la tension  $E$  à travers :

$$V_{io} = C_i \cdot \frac{E}{2} \quad (V-13)$$

La tension simple  $V_{in}$  entre la phase et le point neutre est en fonction est de la tension  $V_{io}$ :

$$V_{in} = V_{io} - V_{no} \quad (V-14)$$

Avec ; (i = a, b, c)

Supposant que le système est équilibré, la somme de  $V_{in}$  est égale à zéro :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (V-15)$$

Par les expressions (V-14) et (V-15) on trouve :

$$V_{no} = \frac{1}{3} \cdot (V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (V-16)$$

Par le remplacement du (V-16) dans (V-14), nous obtenons le système suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (V-17)$$

On applique la transformation de Concordia au vecteur  $V_{in}$  on trouve :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (V-18)$$

Maintenant, vu les g états du variable  $C_i$  ( $C_i = 1, 0, -1$ ), nous obtenons la «  $g^q$  » combinaison possible pour un onduleur à trois niveaux de tension (ou,  $q$  : est le nombre de phase, ici ( $q=3$ )). Le résultat est 27 vecteurs groupés en tableau.V-3, [37].

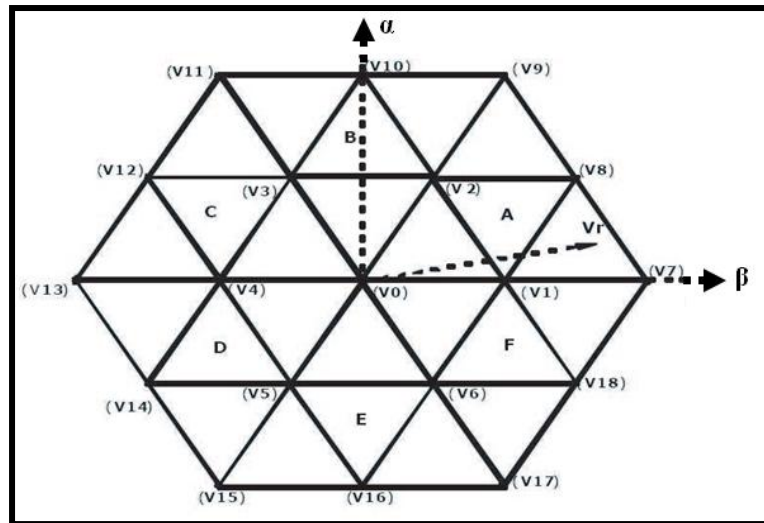
Tableau.V-3: Les 27 vecteurs de tensions à la sortie d'un onduleur à trois niveaux

Ca	Cb	Cc	Ka1	Ka2	Kb1	Kb2	Kc1	Kc2	Vao	Vbo	Vco	Van	Vbn	Vcn	V $\alpha$	V $\beta$	V	N°
0	0	0	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	V0	1
1	0	0	1	1	0	1	0	1	E/2	0	0	E/3	-E/6	-E/6	E/ $\sqrt{6}$	0	V1	2
0	-1	-1	0	1	0	0	0	0	0	-E/2	-E/2	E/3	-E/6	-E/6	E/ $\sqrt{6}$	0	V1'	3
1	1	0	1	1	1	1	0	1	E/2	E/2	0	E/6	E/6	-E/3	E/ $\sqrt{24}$	E/ $\sqrt{8}$	V2	4
0	0	-1	0	1	0	1	0	0	0	0	-E/2	E/6	E/6	-E/3	E/ $\sqrt{24}$	E/ $\sqrt{8}$	V2'	5
0	1	0	0	1	1	1	0	1	0	E/2	0	-E/6	E/3	-E/6	-E/ $\sqrt{24}$	-E/ $\sqrt{8}$	V3	6
-1	0	-1	0	0	0	1	0	0	-E/2	0	-E/2	-E/6	E/3	-E/6	-E/ $\sqrt{24}$	E/ $\sqrt{8}$	V3'	7
0	1	1	0	1	1	1	1	1	0	E/2	E/2	-E/3	E/6	E/6	-E/ $\sqrt{6}$	0	V4	8
-1	0	0	0	0	0	1	0	1	-E/2	0	0	-E/3	E/6	E/6	-E/ $\sqrt{6}$	0	V4'	9
0	0	1	0	1	0	1	1	1	0	0	E/2	-E/6	-E/6	E/3	-E/ $\sqrt{24}$	-E/ $\sqrt{8}$	V5	10
-1	-1	0	0	0	0	0	0	1	-E/2	-E/2	0	-E/6	-E/6	E/3	-E/ $\sqrt{24}$	-E/ $\sqrt{8}$	V5'	11
1	0	1	1	1	0	1	1	1	E/2	0	E/2	E/6	-E/3	E/6	E/ $\sqrt{24}$	-E/ $\sqrt{8}$	V6	12
0	-1	0	0	1	0	0	0	1	0	-E/2	0	E/6	-E/3	E/6	E/ $\sqrt{24}$	-E/ $\sqrt{8}$	V6'	13
1	1	1	1	1	1	1	1	1	E/2	E/2	E/2	0	0	0	0	0	V7	14
1	0	-1	1	1	0	1	0	0	E/2	0	-E/2	E/2	0	-E/2	E $\sqrt{2}/\sqrt{8}$	E/ $\sqrt{8}$	V9	15
0	1	-1	0	1	1	1	0	0	0	E/2	-E/2	0	E/2	-E/2	0	E/ $\sqrt{2}$	V10	16
-1	1	0	0	0	1	1	0	1	-E/2	E/2	0	-E/2	E/2	0	-E $\sqrt{2}/\sqrt{8}$	E/ $\sqrt{8}$	V11	17
-1	0	1	0	0	0	1	1	1	-E/2	0	E/2	-E/2	0	E/2	-E $\sqrt{2}/\sqrt{8}$	-E/ $\sqrt{8}$	V12	18
0	-1	1	0	1	0	0	1	1	0	-E/2	E/2	0	-E/2	E/2	0	-E/ $\sqrt{2}$	V13	19
1	-1	0	1	1	0	0	0	1	E/2	-E/2	0	E/2	-E/2	0	E $\sqrt{2}/\sqrt{8}$	-E/ $\sqrt{8}$	V8	20
-1	-1	-1	0	0	0	0	0	0	-E/2	-E/2	-E/2	0	0	0	0	0	V14	21
-1	-1	-1	1	1	0	0	0	0	E/2	-E/2	-E/2	2E/3	-E/3	-E/3	E $\sqrt{2}/\sqrt{3}$	0	V15	22
-1	1	-1	1	1	1	1	0	0	E/2	E/2	-E/2	E/3	E/3	-2E/3	E/ $\sqrt{6}$	E/ $\sqrt{2}$	V16	23
-1	1	-1	0	0	1	1	0	0	-E/2	E/2	-E/2	-E/3	2E/3	-E/3	-E/ $\sqrt{6}$	E/ $\sqrt{2}$	V17	24
-1	1	1	0	0	1	1	1	1	-E/2	E/2	E/2	-2E/3	E/3	E/3	-E $\sqrt{2}/\sqrt{3}$	0	V18	25
-1	-1	1	0	0	0	0	1	1	-E/2	-E/2	E/2	-E/3	-E/3	2E/3	-E/ $\sqrt{6}$	-E/ $\sqrt{2}$	V19	26
1	-1	1	1	1	0	0	1	1	E/2	-E/2	E/2	E/3	-2E/3	E/3	E/ $\sqrt{6}$	-E/ $\sqrt{2}$	V20	27

La figure (V-11, 12)) montre la représentation, de 27 vecteurs de tension pour un onduleur à trois niveaux. Selon la grandeur des vecteurs de tension, nous les divisions en quatre groupes :

- Les vecteurs nuls de tension (VNT):  $V_0$ ,  $V_7$  et  $V_{14}$ , qui se trouvent au milieu du diagramme. Ces vecteurs connectent les trois phases au même niveau de tension.

(a)



(b)

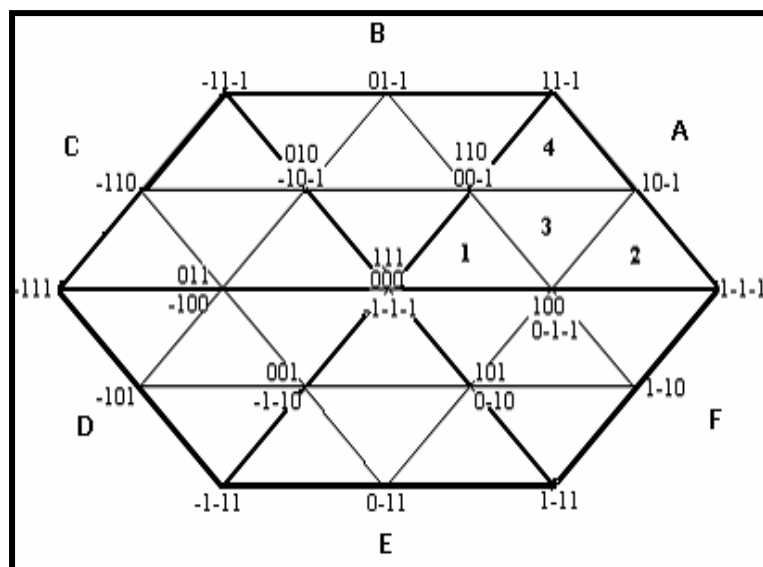


Fig. (V-11, 12): Les vecteurs de tension pour un onduleur à trois niveaux; (a): la représentation des vecteurs de tension dans le plan  $(\alpha, \beta)$ , (b) : les états de commutation

pour un onduleur à trois niveaux, [49, 50].

- Les vecteurs courts de tension (VCT) :  $V_1, V_1', V_2, V_2', V_3, V_3', V_4, V_4', V_5, V_5', V_6$  et  $V_6'$ , Qui peuvent être obtenus par deux vecteurs différents.
- Les vecteurs moyens de tension (VMT) :  $V_8, V_9, V_{10}, V_{11}, V_{12}$ , et  $V_{13}$ , qui ont toujours une sortie connectée au point milieu du bus continu.
- Les vecteurs longs de tension (VLT) :  $V_{15}, V_{16}, V_{17}, V_{18}, V_{19}$  et  $V_{20}$ , qui génèrent l'amplitude de la tension de sortie la plus grande [36, 47, 48].

La surface de l'hexagone peut être divisé en six secteurs (A à F), chaque secteur est divisée en quatre régions (1 à 4) donner tout à fait 24 régions [46, 51].

Comme dans les onduleurs de tension à deux niveaux, la technique MLI vectorielle appliquée aux onduleurs multi-niveaux suit les mêmes étapes de calcul:

- Détermination des rapports cycliques des vecteurs de commutation  $T_a, T_b, T_c$  pour chaque région.
- Détermination du période de commutation de chaque interrupteur ( $S_{a1}, S_{a2}, S_{b1}, S_{b2}, S_{c1}, S_{c2}$ ), [52].

### V.7.2 Calcul des rapports cycliques des vecteurs de commutation pour chaque région

On prend le cas où le vecteur de référence se trouve dans le secteur **A** :

#### ✚ Région 1

La figure (V-13) représente la projection du vecteur de référence lorsqu'il se trouve dans la première région du secteur **A**, [53].

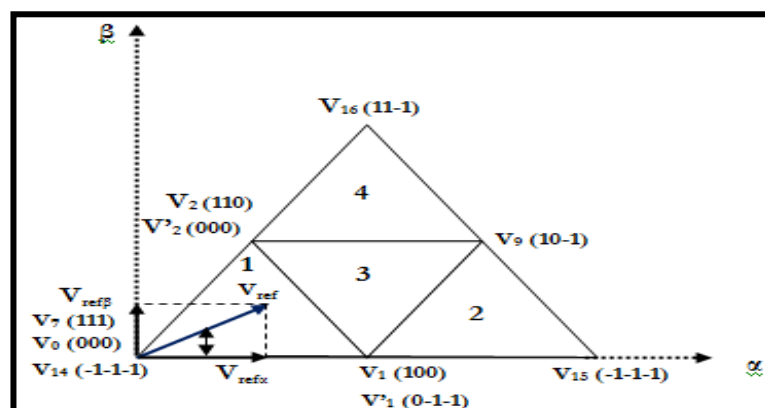


Fig. (V-13): Projection du vecteur de référence dans la première région

Les vecteurs concernent sont :  $V_0$  ou  $V_7$  ou  $V_{14}$ ,  $V_1$  et  $V_2$

$$\int_0^{T_m} V_{ref} \cdot dt = \int_0^{T_a} V_1 \cdot dt + \int_{T_a}^{T_a+T_c} V_2 \cdot dt + \int_{T_a+T_c}^{T_m} V_0 \cdot dt$$

$$T_m \cdot \overline{V_{ref}} = T_a \cdot \overline{V_1} + T_c \cdot \overline{V_2}$$

$$T_m \cdot \overline{V_{ref}} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} = T_a \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} \cdot E \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_c \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} \cdot E \cdot \begin{bmatrix} \cos \frac{\pi}{3} \\ \sin \frac{\pi}{3} \end{bmatrix}$$

$$T_m \cdot V_{ref} \cdot \cos \theta = \frac{E}{\sqrt{6}} \cdot T_a + \frac{E}{\sqrt{6}} \cdot T_c \cdot \frac{1}{2} \quad (V-19)$$

$$T_m \cdot V_{ref} \cdot \sin \theta = \frac{E}{\sqrt{6}} \cdot T_c \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (V-20)$$

$$T_m = T_a + T_b + T_c$$

$$(V-20) \Rightarrow \frac{E}{2\sqrt{2}} \cdot T_a = T_m \cdot V_{ref} \cdot \sin \theta \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \quad \Rightarrow T_c = \frac{2\sqrt{2} \cdot T_m \cdot V_{ref}}{E} \cdot \sin \theta \quad (V-21)$$

On remplace l'expression du  $T_c$  dans (V-19) on trouve :

$$T_m \cdot V_{ref} \cdot \cos \theta = \frac{E}{\sqrt{6}} \cdot T_a + \frac{E}{\sqrt{6}} \cdot \frac{2\sqrt{2} \cdot T_m \cdot V_{ref}}{E} \cdot \sin \theta \cdot \frac{1}{2} \quad \Rightarrow T_a = \frac{2\sqrt{2} \cdot T_m \cdot V_{ref}}{E} \cdot \sin \left( \frac{\pi}{3} - \theta \right)$$

$$(V-21) \Rightarrow T_b = T_m - T_a - T_c = T_m \cdot \left[ 1 - \frac{2\sqrt{2} \cdot V_{ref}}{E} \cdot \sin \left( \frac{\pi}{3} + \theta \right) \right]$$

$$\text{On prend: } K = \frac{2\sqrt{2} \cdot T_m \cdot V_{ref}}{E}$$

$$\text{Donc: } T_a = K \cdot T_m \cdot \sin \left( \frac{\pi}{3} - \theta \right)$$

$$T_b = T_m \cdot \left[ 1 - K \cdot \sin \left( \frac{\pi}{3} + \theta \right) \right]$$

$$T_c = K \cdot T_m \cdot \sin \theta$$

## ✚ Région 2

La figure (V-14) représente la projection du vecteur de référence lorsqu'il se trouve dans la deuxième région du secteur A.

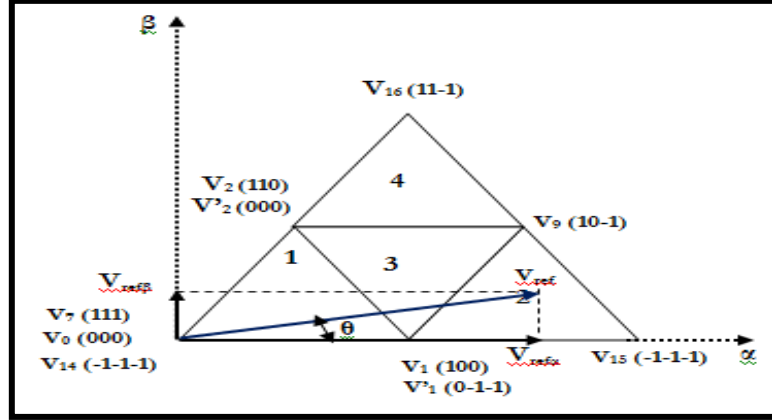


Figure. (V-14): Projection du vecteur de référence dans la deuxième région

Les vecteurs concernés sont : V1, V15 et V9

$$\int_0^{T_m} V_{ref} \cdot dt = \int_0^{T_a} V_1 \cdot dt + \int_{T_a}^{T_a+T_c} V_{15} \cdot dt + \int_{T_a+T_c}^{T_m} V_9 \cdot dt$$

$$T_m \cdot \overline{V_{ref}} = T_a \cdot \overline{V_1} + T_c \cdot \overline{V_{15}} + T_b \cdot \overline{V_9}$$

$$T_m \cdot |\overline{V_{ref}}| \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} = T_a \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} \cdot E \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_c \cdot \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot E \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_b \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot E \cdot \begin{bmatrix} \cos \frac{\pi}{6} \\ \sin \frac{\pi}{6} \end{bmatrix}$$

$$T_m \cdot V_{ref} \cdot \cos \theta = \frac{E}{\sqrt{6}} T_a + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot E T_c + \frac{E}{\sqrt{2}} T_b \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (V-22)$$

$$T_m \cdot V_{ref} \cdot \sin \theta = \frac{E}{\sqrt{2}} T_b \cdot \frac{1}{2} \quad (V-23)$$

$$T_m = T_a + T_b + T_c \quad (V-24)$$

$$(V-23) \quad \Rightarrow T_b = \frac{2\sqrt{2}.T_m.V_{ref}}{E} . \sin \theta$$

$$(V-24) \quad \Rightarrow T_c = T_m - T_a - T_b$$

On remplace l'expression de  $T_b$  et  $T_c$  dans (V-22) on trouve :

$$T_m.V_{ref} . \cos \theta = \frac{E}{\sqrt{6}} . T_a + (T_m - T_a - T_b) . E . \sqrt{\frac{2}{3}} + \frac{E}{\sqrt{2}} . T_b . \frac{\sqrt{3}}{2}$$

$$T_m.V_{ref} . \cos \theta = T_m . E . \sqrt{\frac{2}{3}} - \frac{1}{\sqrt{6}} . E . T_a - \frac{E}{2\sqrt{6}} . T_b$$

$$T_m.V_{ref} . \cos \theta = T_m . E . \sqrt{\frac{2}{3}} - \frac{1}{\sqrt{6}} . E . T_a - \frac{E}{2\sqrt{6}} . T_b . \frac{2\sqrt{2}.T_m.V_{ref}}{E} . \sin \theta$$

$$\Rightarrow T_a = \frac{\sqrt{6}}{E} . \left[ T_m . E . \sqrt{\frac{2}{3}} - \frac{T_m.V_{ref}}{\sqrt{3}} . \sin \theta - T_m.V_{ref} . \cos \theta \right]$$

$$= \sqrt{6} . \sqrt{\frac{2}{3}} . T_m . - \frac{\sqrt{2}.T_m.V_{ref}}{E} . \sin \theta - \frac{\sqrt{6}.T_m.V_{ref}}{E} . \cos \theta$$

$$= 2.T_m - \frac{2\sqrt{2}.T_m.V_{ref}}{E} . \left( \frac{1}{2} . \sin \theta + \frac{\sqrt{3}}{2} . \cos \theta \right) \Rightarrow T_a = T_m . \left[ 2 - \frac{2\sqrt{2}.T_m.V_{ref}}{E} . \sin \left( \frac{\pi}{3} + \theta \right) \right]$$

$$\Rightarrow T_c = T_m - T_a - T_b = T_m - T_m . \left[ 2 - \frac{2\sqrt{2}.T_m.V_{ref}}{E} . \sin \left( \frac{\pi}{3} + \theta \right) \right] - \frac{2\sqrt{2}.V_{ref}.T_m}{E} . \sin \theta$$

$$\Rightarrow T_c = T_m . \left[ \frac{2\sqrt{2}.V_{ref}}{E} . \sin \left( \frac{\pi}{3} - \theta \right) - 1 \right]$$

On prend:

$$K = \frac{2\sqrt{2}.TV_{ref}}{E}$$

$$\text{Donc: } \Rightarrow T_a = T_m \left[ 2 - K \cdot \sin \left( \frac{\pi}{3} + \theta \right) \right]$$

$$T_b = K \cdot T_m \cdot \sin \theta$$

$$T_c = T_m \cdot \left[ K \cdot \sin \left( \frac{\pi}{3} - \theta \right) - 1 \right]$$

### Région 3

La figure (V-15) représente la projection du vecteur de référence lorsque se trouve dans la troisième région du secteur A.

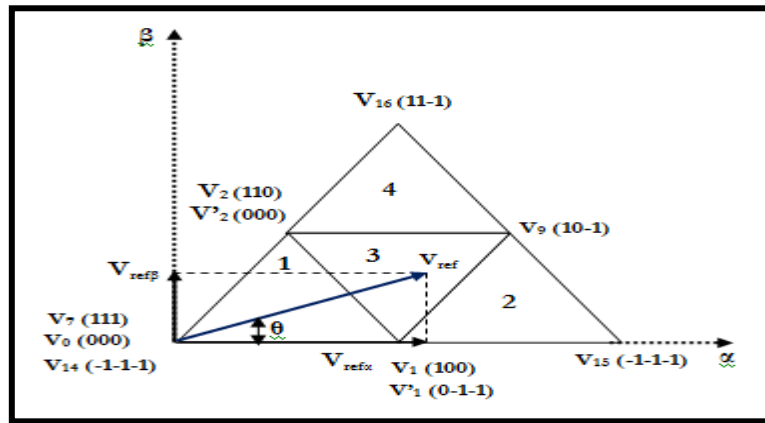


Fig. (V-15): projection du vecteur de référence dans la troisième région

Les vecteurs concernés sont : V1, V2 et V9

$$\int_0^{T_m} \overline{V_{ref}} \cdot dt = \int_0^{T_a} \overline{V_1} \cdot dt + \int_{T_a}^{T_a+T_c} \overline{V_2} \cdot dt + \int_{T_a+T_c}^{T_m} \overline{V_9} \cdot dt$$

$$T_m \cdot \overline{V_{ref}} = T_a \cdot \overline{V_1} + T_c \cdot \overline{V_2} + T_b \cdot \overline{V_9}$$

$$T_m \cdot \overline{V_{ref}} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} = T_a \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} \cdot E \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_b \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot E \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_c \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} \cdot E \cdot \begin{bmatrix} \cos \frac{\pi}{6} \\ \sin \frac{\pi}{6} \end{bmatrix}$$

$$T_m \cdot \overline{V_{ref}} \cdot \cos \theta = \frac{E}{\sqrt{6}} \cdot T_a + \frac{E}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot T_b \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{E}{\sqrt{6}} \cdot T_c \cdot \frac{1}{2} \quad (\text{V-25})$$

$$T_m.V_{ref}.\sin\theta = \frac{E}{\sqrt{2}}.T_b.\frac{1}{2} + \frac{E}{\sqrt{6}}.T_c.\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (V-26)$$

$$T_m = T_a + T_b + T_c \quad (V-27)$$

$$\Rightarrow T_c = \frac{2\sqrt{2}.T_m.V_{ref}}{E}.\sin\theta - T_b \quad (V-28)$$

$$(V-26) \quad \Rightarrow T_c.\frac{E}{2\sqrt{2}} = T_m.V_{ref}.\sin\theta - T_b.\frac{E}{2\sqrt{2}}$$

On remplace l'expression du (V-28) dans (V-27) on trouve :

$$(V-27) \quad \Rightarrow T_m = T_a + T_b + \frac{2\sqrt{2}.T_m.V_{ref}}{E}.\sin\theta - T_b = T_a + \frac{2\sqrt{2}.T_m.V_{ref}}{E}.\sin\theta$$

$$\Rightarrow T_a = T_m \left[ 1 - \frac{2\sqrt{2}.T_m.V_{ref}}{E}.\sin\theta \right]$$

Puis, on remplace l'expression du  $T_a$  dans (V-25), on obtient :

$$\Rightarrow T_m.V_{ref}.\cos\theta = \frac{E}{\sqrt{6}}.T_m \left[ 1 - \frac{2\sqrt{2}.V_{ref}}{E}.\sin\theta \right] + \frac{\sqrt{3}.E}{2\sqrt{2}}.T_b + \frac{E}{2\sqrt{6}} \left[ \frac{2\sqrt{2}.T_m.V_{ref}}{E}.\sin\theta - T_b \right]$$

$$T_m.V_{ref}.\cos\theta = \frac{E}{\sqrt{6}}.T_m - \frac{T_m.V_{ref}}{\sqrt{3}}.\sin\theta + \frac{E}{\sqrt{6}}.T_b$$

$$\Rightarrow T_b = T_m \left[ -1 + \left( \frac{2\sqrt{2}.V_{ref}}{E} \right) \left( \frac{\sqrt{3}}{2}.\cos\theta + \frac{1}{2}.\sin\theta \right) \right] \Rightarrow T_b = T_m \left[ \frac{2\sqrt{2}.V_{ref}}{E}.\sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right) - 1 \right]$$

$$(V-28) \quad \Rightarrow T_c = \frac{2\sqrt{2}.T_m.V_{ref}}{E}.\sin\theta - T_m \left[ \frac{2\sqrt{2}.V_{ref}}{E}.\sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right) - 1 \right]$$

$$\Rightarrow T_c = T_m \left[ 1 + \frac{2\sqrt{2}.V_{ref}}{E}.\sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) \right]$$



$$T_m \cdot V_{ref} \cdot \sin \theta = E \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot T_a \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{E}{\sqrt{6}} \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot T_c \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{E}{\sqrt{2}} \cdot T_b \cdot \frac{1}{2} \quad (V-30)$$

$$T_m = T_a + T_b + T_c \quad (V-31)$$

$$(V-30) \quad \Rightarrow T_c = T_m - T_a - T_b \quad (V-32)$$

$$(V-31) \quad \Rightarrow T_c = T_m - T_a - T_b \quad (V-33)$$

On remplace cette expression dans (V-30), on trouve :

$$T_m \cdot V_{ref} \cdot \sin \theta = \frac{E\sqrt{2}}{2} \cdot T_a + (T_m - T_a - T_b) \cdot \frac{E}{2\sqrt{2}} + \frac{E}{2\sqrt{2}} \cdot T_b$$

$$\Leftrightarrow T_m \cdot V_{ref} \cdot \sin \theta = \frac{2E}{2\sqrt{2}} \cdot T_a + \frac{E}{2\sqrt{2}} \cdot T_b + \frac{E}{2\sqrt{2}} \cdot T_m - \frac{E}{2\sqrt{2}} \cdot T_a - \frac{E}{2\sqrt{2}} \cdot T_b$$

$$\Leftrightarrow T_m \cdot V_{ref} \cdot \sin \theta = \frac{E}{2\sqrt{2}} \cdot T_a + \frac{E}{2\sqrt{2}} \cdot T_m \Rightarrow T_a = T_m \cdot \left[ \frac{2\sqrt{2} \cdot V_{ref} \cdot \sin \theta - 1}{E} \right]$$

On remplace les expressions de  $T_a$  et (V-32) dans (V-29), on obtient :

$$T_m \cdot V_{ref} \cdot \cos \theta = \frac{E}{\sqrt{2}} \cdot T_b \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} + E \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot T_m \cdot \left[ \frac{2\sqrt{2} \cdot V_{ref} \cdot \sin \theta - 1}{E} \cdot \frac{1}{2} + \frac{E}{\sqrt{6}} \cdot \frac{1}{2} \left( T_m - T_m \left( \frac{2\sqrt{2} \cdot V_{ref} \cdot \sin \theta - 1}{E} \right) - T_b \right) \right]$$

$$T_m \cdot V_{ref} \cdot \cos \theta = \frac{E}{\sqrt{6}} \cdot T_b + T_m \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot V_{ref} \cdot \sin \theta - \frac{E}{2\sqrt{6}} \cdot T_m - \frac{E}{2\sqrt{6}} \cdot T_m \cdot \left( \frac{2\sqrt{2} \cdot V_{ref} \cdot \sin \theta - 1}{E} \right)$$

$$T_m \cdot V_{ref} \cdot \cos \theta = \frac{E}{\sqrt{6}} \cdot T_b + T_m \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot V_{ref} \cdot \sin \theta - \frac{E}{2\sqrt{6}} \cdot T_m - \frac{E}{2\sqrt{6}} \cdot T_m - \frac{T_m \cdot V_{ref}}{\sqrt{3}} \cdot \sin \theta$$

$$\Leftrightarrow T_m \cdot V_{ref} \cdot \cos \theta = \frac{E}{\sqrt{6}} \cdot T_b + \frac{T_m \cdot V_{ref}}{\sqrt{3}} \cdot \sin \theta$$

$$\Rightarrow T_b = \frac{2\sqrt{2} \cdot V_{ref}}{E} \cdot T_m \cdot \left( \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \cos \theta - \frac{1}{2} \cdot \sin \theta \right) \Rightarrow T_b = \frac{2\sqrt{2} \cdot V_{ref}}{E} \cdot T_m \cdot \sin \left( \frac{\pi}{3} - \theta \right)$$

$$(V-32) \Rightarrow T_c = T_m - \frac{2\sqrt{2}V_{ref}}{E} T_m \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) - T_m \left[ \frac{2\sqrt{2}V_{ref}}{E} \cdot \sin\theta - 1 \right]$$

$$\Rightarrow T_c = T_m \cdot \left[ 2 - \frac{2\sqrt{2}V_{ref}}{E} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right) \right]$$

On prend:  $K = \frac{2\sqrt{2}TV_{ref}}{E}$

Donc:  $\Rightarrow T_a = T_m \cdot [K \cdot \sin\theta - 1]$

$$T_b = K \cdot T_m \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)$$

$$T_c = T_m \cdot \left[ 2 - K \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right) \right]$$

De la même manière on calcul les temps de commutation pour les autres secteurs (de **B** à **F**), et on résume ça dans le tableau suivant :

Secteur		Région 1	Région 2	Région 3	Région 4
<b>A</b>	<b>T<sub>a</sub></b>	$K.T_m.\sin(\pi/3-\theta)$	$T_m.[2-K.\sin(\pi/3+\theta)]$	$T_m.[1-K.\sin\theta]$	$T_m.[K.\sin\theta-1]$
	<b>T<sub>b</sub></b>	$T_m.[1-K.\sin(\pi/3+\theta)]$	$K.T_m.\sin\theta$	$T_m.[K.\sin(\pi/3+\theta)-1]$	$K.T_m.\sin(\pi/3-\theta)$
	<b>T<sub>c</sub></b>	$K.T_m.\sin\theta$	$T_m.[K.\sin(\pi/3-\theta)-1]$	$T_m.[1+K.\sin(\theta-\pi/3)]$	$T_m.[2-K.\sin(\pi/3+\theta)]$
<b>B</b>	<b>T<sub>a</sub></b>	$K.T_m.\sin(\theta-\pi/3)$	$T_m.[K.\sin(\pi/3+\theta)-1]$	$T_m.[1-K.\sin(\pi/3+\theta)]$	$T_m.[2-K.\sin\theta]$
	<b>T<sub>b</sub></b>	$T_m.[1-K.\sin\theta]$	$K.T_m.\sin(\theta-\pi/3)$	$T_m.[K.\sin\theta-1]$	$K.T_m.\sin(\theta+\pi/3)$
	<b>T<sub>c</sub></b>	$K.T_m.\sin(\theta+\pi/3)$	$T_m.[2-K.\sin\theta]$	$T_m.[1-K.\sin(\theta-\pi/3)]$	$T_m.[K.\sin(\theta-\pi/3)-1]$
<b>C</b>	<b>T<sub>a</sub></b>	$K.T_m.\sin\theta$	$T_m.[2-K.\sin(\theta-\pi/3)]$	$T_m.[1+K.\sin(\pi/3+\theta)]$	$-T_m.[1+K.\sin(\pi/3+\theta)]$
		$T_m.[1-K.\sin(\theta-\pi/3)]$	$K.T_m.\sin(\theta+\pi/3)$	$T_m.[K.\sin(\theta-\pi/3)-1]$	$K.T_m.\sin\theta$
	<b>T<sub>b</sub></b>	$-K.T_m.\sin(\theta+\pi/3)$	$T_m.[K.\sin\theta-1]$	$T_m.[1-K.\sin\theta]$	$T_m.[2-K.\sin(\theta-\pi/3)]$
	<b>T<sub>c</sub></b>				
<b>D</b>	<b>T<sub>a</sub></b>	$-K.T_m.\sin\theta$	$T_m.[K.\sin(\theta-\pi/3)-1]$	$T_m.[1-K.\sin(\theta-\pi/3)]$	$T_m.[2+K.\sin(\pi/3+\theta)]$
		$T_m.[1+K.\sin(\pi/3+\theta)]$	$-K.T_m.\sin\theta$	$-T_m.[1+K.\sin(\pi/3+\theta)]$	$K.T_m.\sin(\theta-\pi/3)$
	<b>T<sub>b</sub></b>	$K.T_m.\sin(\theta-\pi/3)$	$T_m.[2+K.\sin(\pi/3+\theta)]$		$-T_m.[1-K.\sin\theta]$
	<b>T<sub>c</sub></b>		$T_m.[1+K.\sin\theta]$		
<b>E</b>	<b>T<sub>a</sub></b>	$-K.T_m.\sin(\theta+\pi/3)$	$T_m.[2+K.\sin\theta]$	$T_m.[1+K.\sin(\theta-\pi/3)]$	$T_m.[K.\sin(\pi/3-\theta)-1]$
	<b>T<sub>b</sub></b>	$T_m.[1+K.\sin\theta]$	$K.T_m.\sin(\pi/3-\theta)$	$-T_m.[1+K.\sin\theta]$	$-K.T_m.\sin(\theta+\pi/3)$
	<b>T<sub>c</sub></b>	$K.T_m.\sin(\pi/3-\theta)$	$-T_m.[1+K.\sin(\pi/3+\theta)]$	$T_m.[1+K.\sin(\pi/3+\theta)]$	$T_m.[2+K.\sin\theta]$
		$-T_m.[1+K.\sin\theta]$	$T_m.[1+K.\sin\theta]$	$T_m.[2+K.\sin(\theta-\pi/3)]$	
<b>F</b>	<b>T<sub>a</sub></b>	$K.T_m.\sin(\theta+\pi/3)$	$K.T_m.\sin(\theta+\pi/3)$	$T_m.[K.\sin(\pi/3-\theta)-1]$	$-K.T_m.\sin\theta$
		$T_m.[1+K.\sin(\theta-\pi/3)]$			
	<b>T<sub>b</sub></b>	$-K.T_m.\sin\theta$	$T_m.[2+K.\sin(\theta-\pi/3)]$	$T_m.[1-K.\sin(\pi/3+\theta)]$	$T_m.[K.\sin(\pi/3+\theta)-1]$
	<b>T<sub>c</sub></b>				

Tableau. V-4: Les expressions analytiques du temps de commutation pour les vecteur de tension dans les différents secteurs et régions

Avec :

$$K \frac{2\sqrt{2}TV_{rd}}{E} \quad (V-34)$$

$$d_a = \frac{T_a}{T_m}, d_b = \frac{T_b}{T_m}, d_c = \frac{T_c}{T_m} \quad (V-35)$$

Où :  $d_a$ ,  $d_b$  et  $d_c$  sont les rapports cycliques des vecteurs de commutation.

Après la détermination de ces rapports cycliques le choix d'un algorithme de modulation est nécessaire selon les critères suivants :

- Le choix du vecteur 0 si nous voudrions employer  $V_0$  (000), ou  $V_7$  (111) ou  $V_{14}$  (-1-1-1).
- Ordre des vecteurs de commutation.
- Diviser les rapports cycliques des vecteurs de commutation sans présenter les commutations additionnelles.

Il existe quatre types d'algorithme de modulation vectorielle sont mentionnés comme suit :

- La séquence alignée à droite (Right aligned sequence).
- La séquence symétrique (Symmetric sequence).
- La séquence alternante de vecteur nul (Alternating zero vector sequence).
- La sequence non commuté de courant le plus élevé (High current not-switched sequence).

Parmi ces algorithmes de modulation vectorielle, la séquence symétrique est généralement préférée, qui à le plus bas THD [54], dans notre étude on a utilisé ce type d'algorithme de modulation.

### V.7.3 Calcul des temps de commutation pour chaque interrupteur

Pour chacun des secteurs, nous allons décrire les différentes formes d'ondes obtenues. Il faut tenir compte plusieurs propriétés choisies pour avoir une MLI symétrique en termes de commutation.

Chaque forme d'onde est symétrique par rapport à la demi-période de découpage.

#### ➤ Secteur A

##### ❖ Région 1

La figure (IV-17) représente les formes d'ondes montrant l'ordre des états de commutation pour la région 1 dans le secteur A pour les trois bras de l'onduleur ( $S_{a1}$ ,  $S_{a2}$ ), ( $S_{b1}$ ,  $S_{b2}$ ) et ( $S_{c1}$ ,  $S_{c2}$ ). :  $T_a$ ,  $T_b$  et  $T_c$  sont respectivement les temps d'application des vecteurs ( $V_1$  ou  $V'_1$ ), ( $V_0$  ou  $V_7$  ou  $V_{14}$ ) et ( $V_2$ ,  $V'_2$ ).

Avec :

( $S_{i1}$ ,  $S_{i2}$ ): sont respectivement les temps de commutation des interrupteurs en haut ( $K_{i1}$ ,  $K_{i2}$ ) pour

le bras i, [39h].

Avec : (i=a, b,

c).

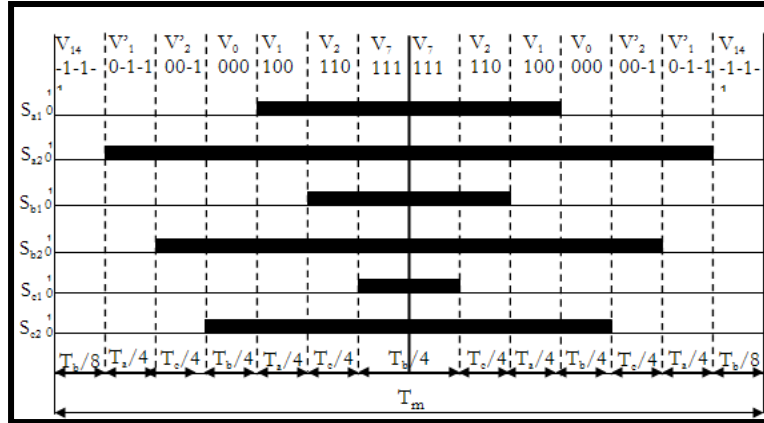


Fig. (V-17): les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 1 du secteur A

Donc on peut calculer les temps de commutation des commutateurs pour les trois bras de l'onduleur à trois niveaux à partir de cette figure:

$$S_{a1} = 2 \cdot \left( \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \Rightarrow S_{a1} = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{4}$$

$$S_{a2} = 2 \cdot \left( \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \Rightarrow S_{a2} = S_{a1} + \frac{1}{2} \cdot (T_a + T_c + T_b)$$

$$S_{b1} = 2 \cdot \left( \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \Rightarrow S_{b1} = \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{4}$$

$$S_{b2} = 2 \cdot \left( \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \Rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \frac{1}{2} \cdot (T_a + T_c + T_b)$$

$$S_{c1} = \frac{T_b}{4}$$

$$S_{c2} = 2 \cdot \left( \frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \Rightarrow S_{c2} = S_{c1} + \frac{1}{2} \cdot (T_a + T_c + T_b)$$

### ❖ Région 2

$$S_{a1} = 2 \cdot \left( \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{2} \right) \Rightarrow S_{a1} = \frac{T_a}{2} + T_c + T_b$$

$$S_{a2} = 2 \cdot \left( \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} \right) \Rightarrow S_{a2} = S_{a1} + \frac{T_a}{2}$$

$$S_{b1} = 0$$

$$S_{b2} = 2 \cdot \left( \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} \right) \Rightarrow S_{b2} = T_b + \frac{T_a}{2}$$

$$S_{c1} = 0$$

$$S_{c2} = \frac{T_a}{2}$$

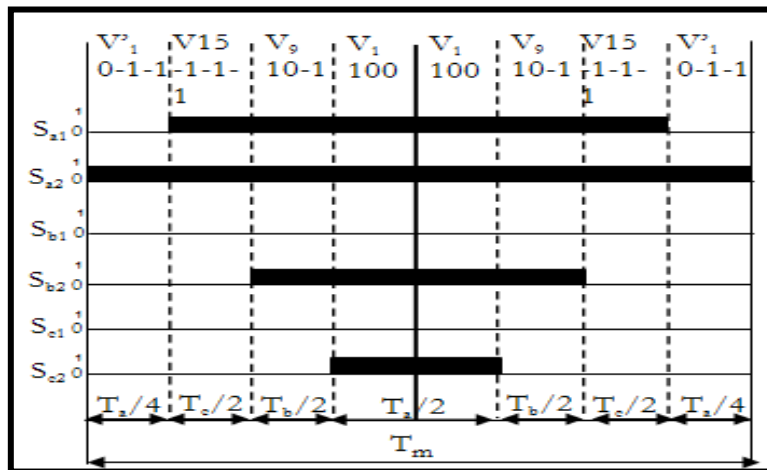


Fig. (V-18): Les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 2 du secteur A

### ❖ Région 3

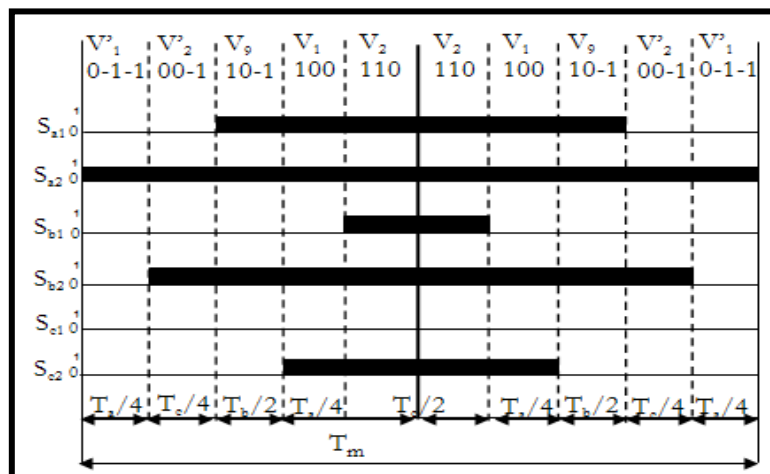


Fig. (V-19): Les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 3 du secteur A

$$S_{a1} = 2 \cdot \left( \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} \right) \Rightarrow S_{a1} = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2} + T_b$$

$$S_{a2} = 2 \cdot \left( \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} \right) \Rightarrow S_{a2} = S_{a1} + \frac{1}{2} \cdot (T_a + T_c)$$

$$S_{b1} = 2 \cdot \left( \frac{T_c}{4} \right) \Rightarrow S_{b1} = \frac{T_c}{2}$$

$$S_{b2} = 2 \cdot \left( \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} \right) \Rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \left( T_b + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2} \right)$$

$$S_{c1} = 0$$

$$S_{c2} = 2 \cdot \left( \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} \right) \Rightarrow S_{c2} = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2}$$

❖ Région 4

$$S_{a1} = 2 \cdot \left( \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} \right) \Rightarrow S_{a1} = \frac{T_c}{2} + T_a + T_b$$

$$S_{a2} = 2 \cdot \left( \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{4} \right) \Rightarrow S_{a2} = S_{a1} + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{b1} = 2 \cdot \left( \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{4} \right) \Rightarrow S_{b1} = T_a + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{b2} = 2 \cdot \left( \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{4} \right) \Rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \left( T_b + \frac{T_c}{2} \right)$$

$$S_{c1} = 0$$

$$S_{c2} = \frac{T_c}{2}$$

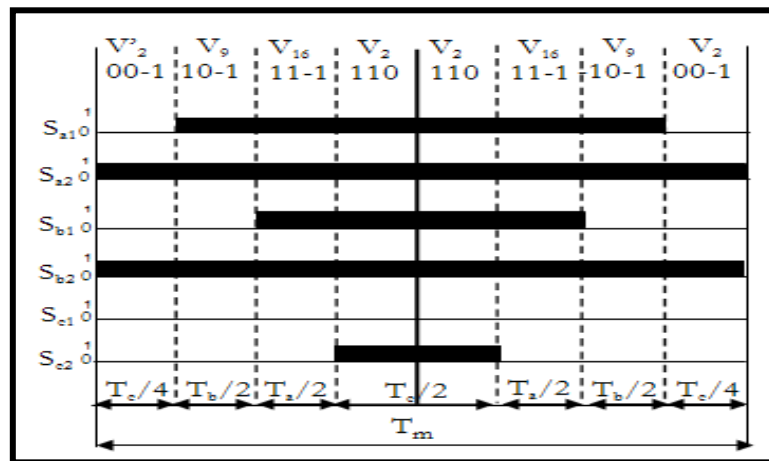


Fig. (V-20): les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 4 du secteur A

➤ Secteur B

❖ Région 1

$$S_{a1} = 2 \cdot \left( \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \Rightarrow S_{a1} = \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{4}$$

$$S_{a2} = 2 \cdot \left( \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \Rightarrow S_{a2} = S_{a1} + \frac{1}{2} \cdot (T_a + T_c + T_b)$$

$$S_{b1} = 2 \cdot \left( \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{4} \right) \Rightarrow S_{b1} = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{4}$$

$$S_{b2} = 2 \cdot \left( \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \Rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \frac{1}{2} \cdot (T_a + T_b + T_c)$$

$$S_{c1} = \frac{T_b}{4}$$

$$S_{c2} = 2 \cdot \left( \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \Rightarrow S_{c2} = S_{c1} + \frac{1}{2} \cdot (T_a + T_c + T_b)$$

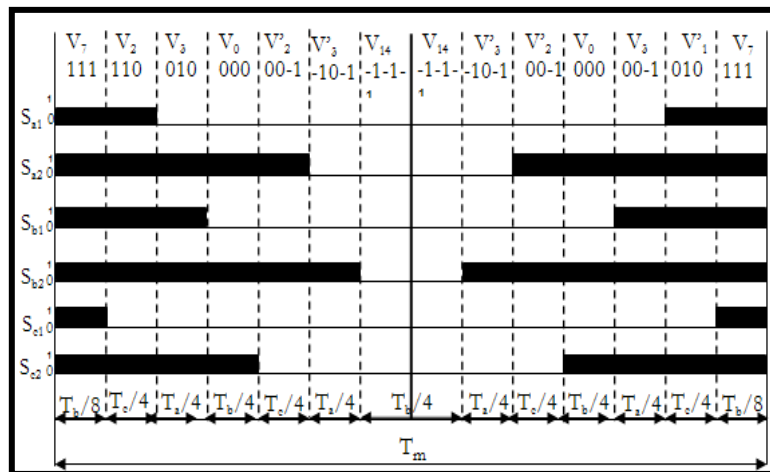


Fig. (V-21): les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 1 du secteur B

### ❖ Région 2

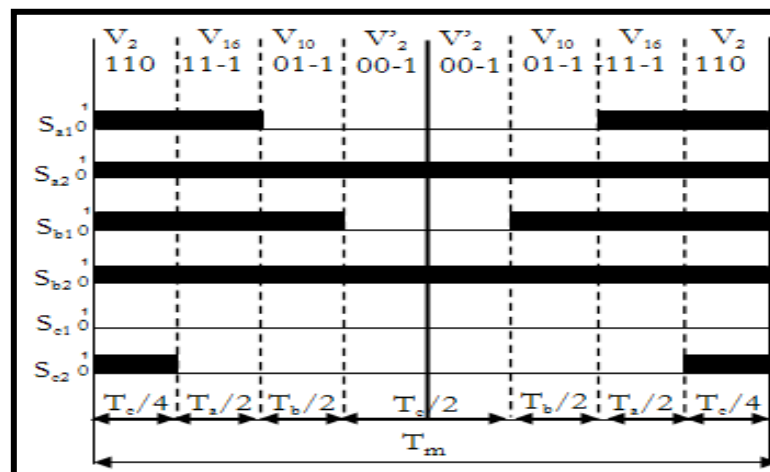


Fig. (V-22): les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 2 du secteur B

$$S_{a1} = 2 \cdot \left( \frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{2} \right) \Rightarrow S_{a1} = T_a + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{a2} = 2 \cdot \left( \frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{4} \right) \Rightarrow S_{a2} = S_{a1} + \left( T_b + \frac{T_c}{2} \right)$$

$$S_{b1} = 2 \cdot \left( \frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_b}{2} \right) \Rightarrow S_{b1} = T_a + T_b + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{b2} = 2 \cdot \left( \frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{4} \right) \Rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{c1} = 0$$

$$S_{c2} = \frac{T_c}{2}$$

❖ Région 3

$$S_{a1} = 2 \cdot \left( \frac{T_c}{4} \right) \Rightarrow S_{a1} = \frac{T_c}{2}$$

$$S_{a2} = 2 \cdot \left( \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} \right) \Rightarrow S_{a2} = S_{a1} + \left( T_b + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2} \right)$$

$$S_{b1} = 2 \cdot \left( \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} \right) \Rightarrow S_{b1} = T_b + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{b2} = 2 \cdot \left( \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} \right) \Rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \frac{1}{2} \cdot (T_a + T_c)$$

$$S_{c1} = 0$$

$$S_{c2} = 2 \cdot \left( \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} \right) \Rightarrow S_{c2} = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2}$$

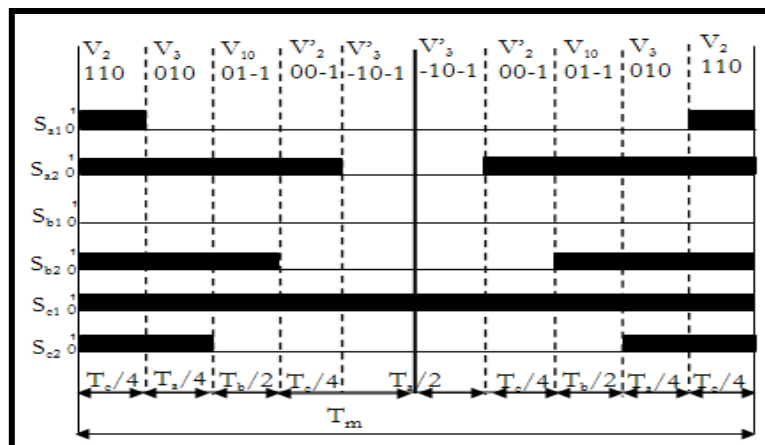


Fig. (V-23): les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 3 du secteur B

❖ Région 4

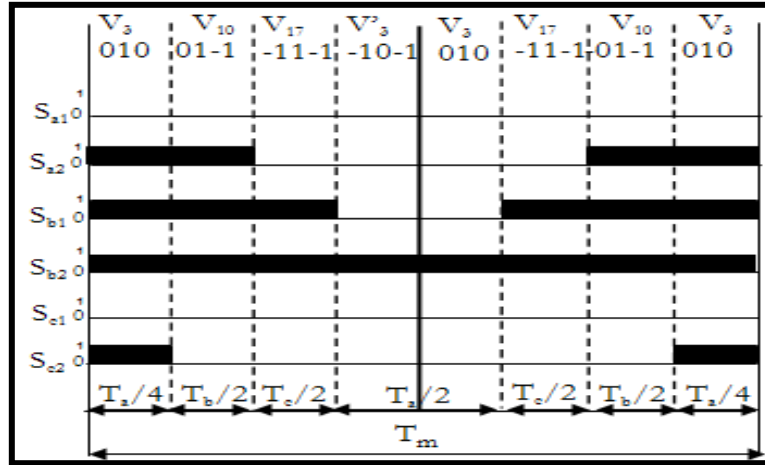


Fig. (V-24): les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 4 du secteur B

$$S_{a1} = 2 \cdot \left( \frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2} \right) \Rightarrow S_{a1} = T_b + \frac{T_a}{2}$$

$$S_{a2} = 2 \cdot \left( \frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2} \right) \Rightarrow S_{a2} = T_b + \frac{T_a}{2}$$

$$S_{b1} = 2 \cdot \left( \frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{2} \right) \Rightarrow S_{b1} = T_b + T_c + \frac{T_a}{2}$$

$$S_{b2} = 2 \cdot \left( \frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_a}{4} \right) \Rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \frac{T_a}{2}$$

$$S_{c1} = 0$$

$$S_{c2} = \frac{T_a}{2}$$

➤ Secteur C

❖ Région 1

$$S_{a1} = \frac{T_b}{4}$$

$$S_{a2} = 2 \cdot \left( \frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \Rightarrow S_{a2} = S_{a1} + \frac{1}{2} \cdot (T_a + T_b + T_c)$$

$$S_{b1} = 2 \cdot \left( \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \Rightarrow S_{b1} = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{4}$$

$$S_{b2} = 2 \cdot \left( \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \Rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \frac{1}{2} \cdot (T_a + T_b + T_c)$$

$$S_{c1} = 2 \cdot \left( \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \Rightarrow S_{c1} = \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{4}$$

$$S_{c2} = 2 \cdot \left( \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \Rightarrow S_{c2} = S_{c1} + \frac{1}{2} \cdot (T_a + T_b + T_c)$$

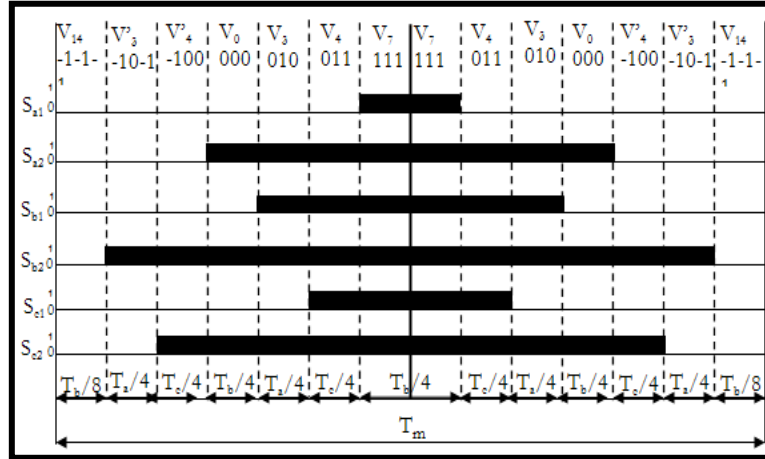


Fig. (V-25): les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 1 du secteur C

#### ❖ Région 2

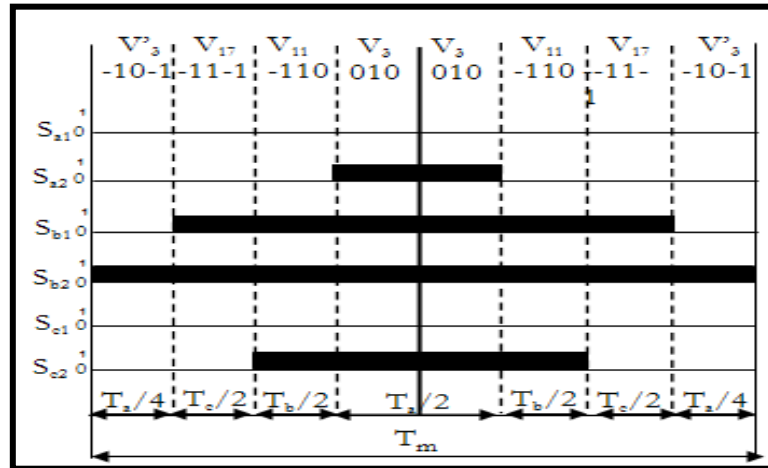


Fig. (V-26): les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 2 du secteur C

$$S_{a1} = 0$$

$$S_{a2} = \frac{T_a}{2}$$

$$S_{b1} = 2 \cdot \left( \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} \right) \Rightarrow S_{b1} = T_c + T_b + \frac{T_a}{2}$$

$$S_{b2} = 2 \cdot \left( \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} \right) \Rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \frac{T_a}{2}$$

$$S_{c1} = 0$$

$$S_{c2} = 2 \cdot \left( \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} \right) \Rightarrow S_{c2} = T_b + \frac{T_a}{2}$$

### ❖ Région 3

$$S_{a1} = 0$$

$$S_{a2} = 2 \cdot \left( \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} \right) \Rightarrow S_{a2} = S_{a1} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2} \cdot (+T_c)$$

$$S_{b1} = 2 \cdot \left( \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} \right) \Rightarrow S_{b1} = T_b + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{b2} = 2 \cdot \left( \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} \right) \Rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \frac{1}{2} \cdot (T_a + T_c)$$

$$S_{c1} = 2 \cdot \left( \frac{T_c}{4} \right) \Rightarrow S_{c1} = \frac{T_c}{2}$$

$$S_{c2} = 2 \cdot \left( \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} \right) \Rightarrow S_{c2} = S_{c1} + \left( T_b + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2} \right)$$

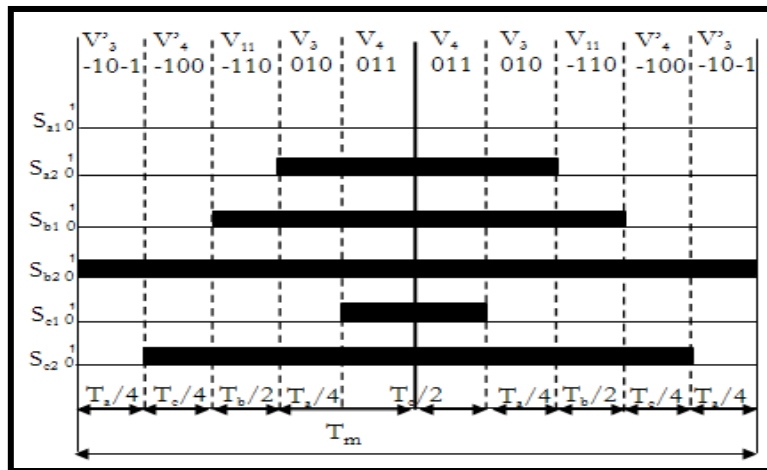


Fig. (V-27): Les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 3 du secteur C

### ❖ Région 4

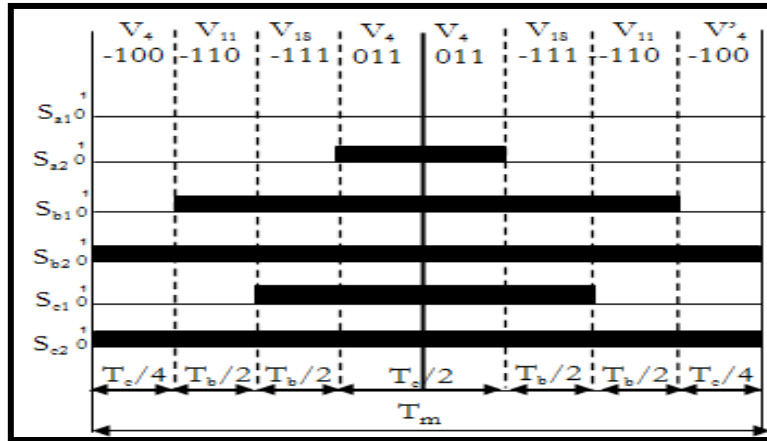


Fig. (V-28): les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 4 du secteur C

$$S_{a1} = 0$$

$$S_{a2} = \frac{T_c}{2}$$

$$S_{b1} = 2 \left( \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{4} \right) \Rightarrow S_{b1} = T_a + T_b + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{b2} = 2 \left( \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{4} \right) \Rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{c1} = 2 \left( \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{4} \right) \Rightarrow S_{c1} = T_a + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{c2} = 2 \left( \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{4} \right) \Rightarrow S_{c2} = S_{c1} + \left( T_b + \frac{T_c}{2} \right)$$

➤ Secteur D

❖ Région 1

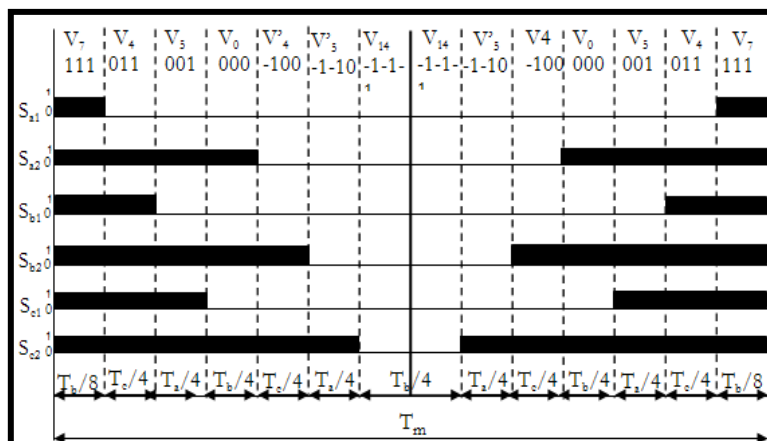


Fig. (V-29): les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 1 du secteur D

$$S_{a1} = \frac{T_b}{4}$$

$$S_{a2} = 2 \cdot \left( \frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \Rightarrow S_{a2} = S_{a1} + \frac{1}{2} \cdot (T_a + T_c + T_b)$$

$$S_{b1} = 2 \cdot \left( \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \Rightarrow S_{b1} = \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{4}$$

$$S_{b2} = 2 \cdot \left( \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \Rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \frac{1}{2} \cdot (T_a + T_b + T_c)$$

$$S_{c1} = 2 \cdot \left( \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \Rightarrow S_{c1} = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{4}$$

$$S_{c2} = 2 \cdot \left( \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \Rightarrow S_{c2} = S_{c1} + \frac{1}{2} \cdot (T_a + T_c + T_b)$$

❖ Région 2

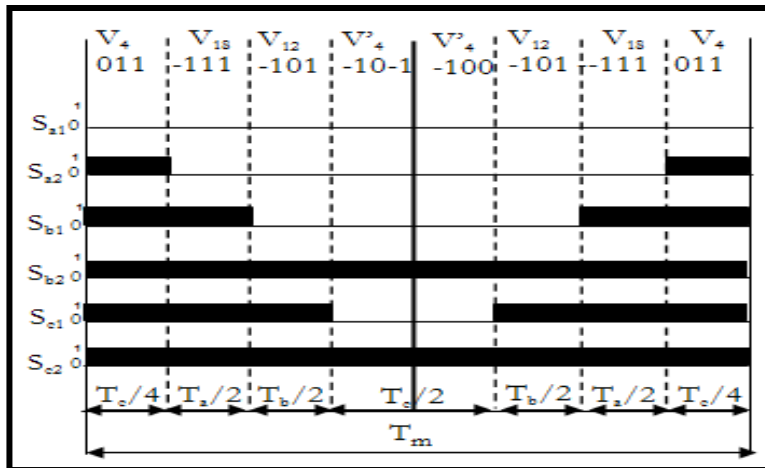


Fig. (V-30): les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 2 du secteur D

$$S_{a1} = 0$$

$$S_{a2} = \frac{T_c}{2}$$

$$S_{b1} = 2 \cdot \left( \frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{2} \right) \Rightarrow S_{b1} = T_a + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{b2} = 2 \cdot \left( \frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{4} \right) \Rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \left( T_b + \frac{T_c}{2} \right)$$

$$S_{c1} = 2 \cdot \left( \frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_b}{2} \right) \Rightarrow S_{c1} = T_a + T_b + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{c2} = 2 \cdot \left( \frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{4} \right) \Rightarrow S_{c2} = S_{c1} + \frac{T_c}{2}$$

❖ Région 3

$$S_{a1} = 0$$

$$S_{a2} = 2 \cdot \left( \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} \right) \Rightarrow S_{a2} = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{b1} = 2 \cdot \left( \frac{T_c}{4} \right) \Rightarrow S_{b1} = \frac{T_c}{2}$$

$$S_{b2} = 2 \cdot \left( \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} \right) \Rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \left( T_b + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2} \right)$$

$$S_{c1} = 2 \cdot \left( \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} \right) \Rightarrow S_{c1} = T_b + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{c2} = 2 \cdot \left( \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} \right) \Rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \frac{1}{2} \cdot (T_a + T_c)$$

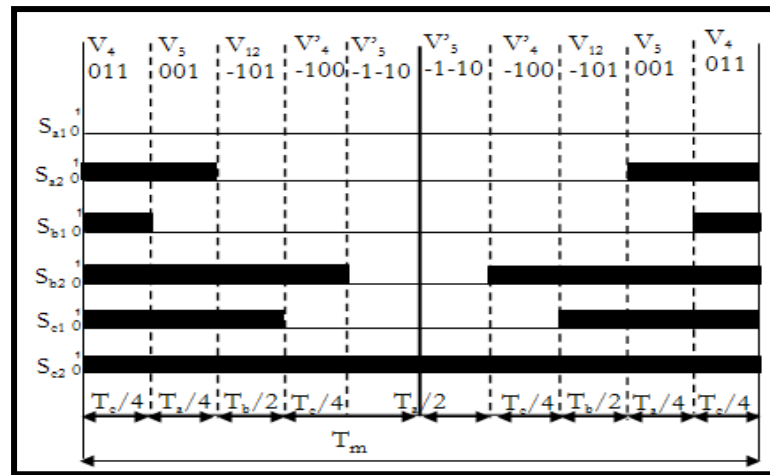


Fig. (V-31): les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 3 du secteur D

❖ Région 4

$$S_{a1} = 0$$

$$S_{a2} = \frac{T_a}{2}$$

$$S_{b1} = 0$$

$$S_{b2} = 2 \cdot \left( \frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2} \right) \Rightarrow S_{b2} = T_b + \frac{T_a}{2}$$

$$S_{c1} = 2 \cdot \left( \frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{2} \right) \Rightarrow S_{c1} = T_b + T_c + \frac{T_a}{2}$$

$$S_{c2} = 2 \cdot \left( \frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_a}{4} \right) \Rightarrow S_{c2} = S_{c1} + \frac{T_a}{2}$$

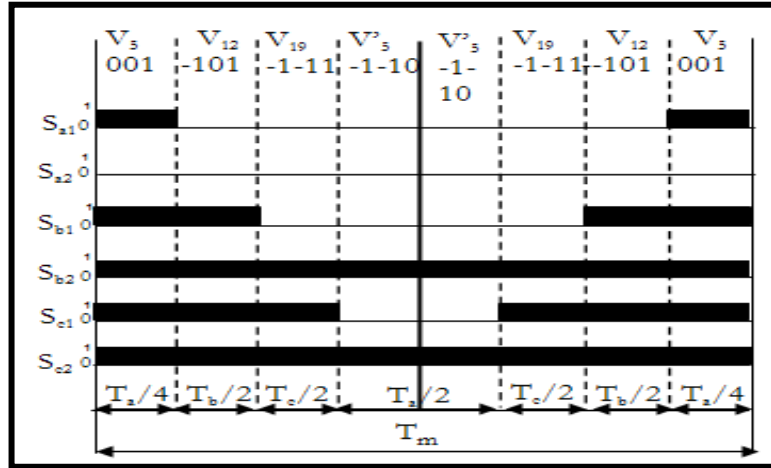


Fig. (V-32): les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 4 du secteur D

### ➤ Secteur E

#### ❖ Région 1

$$S_{a1} = 2 \cdot \left( \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \Rightarrow S_{a1} = \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{4}$$

$$S_{a2} = 2 \cdot \left( \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \Rightarrow S_{a2} = S_{a1} + \frac{1}{2} \cdot (T_a + T_c + T_b)$$

$$S_{b1} = \frac{T_b}{4}$$

$$S_{b2} = 2 \cdot \left( \frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \Rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \frac{1}{2} \cdot (T_a + T_c + T_b)$$

$$S_{c1} = 2 \cdot \left( \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \Rightarrow S_{c1} = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{4}$$

$$S_{c2} = 2 \cdot \left( \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \Rightarrow S_{c2} = S_{c1} + \frac{1}{2} \cdot (T_a + T_c + T_b)$$

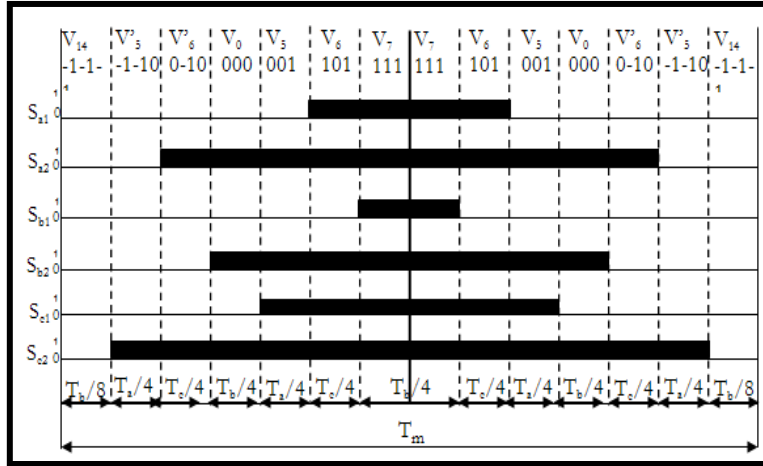


Fig. (V-33): les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 1 du secteur E

❖ Région 2

$$S_{a1} = 0$$

$$S_{a2} = 2 \cdot \left( \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} \right) \Rightarrow S_{a2} = T_b + \frac{T_a}{2}$$

$$S_{b1} = 0$$

$$S_{b2} = \frac{T_a}{2}$$

$$S_{c1} = 2 \cdot \left( \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} \right) \Rightarrow S_{c1} = T_c + T_b + \frac{T_a}{2}$$

$$S_{c2} = 2 \cdot \left( \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} \right) \Rightarrow S_{c2} = S_{c1} + \frac{T_a}{2}$$

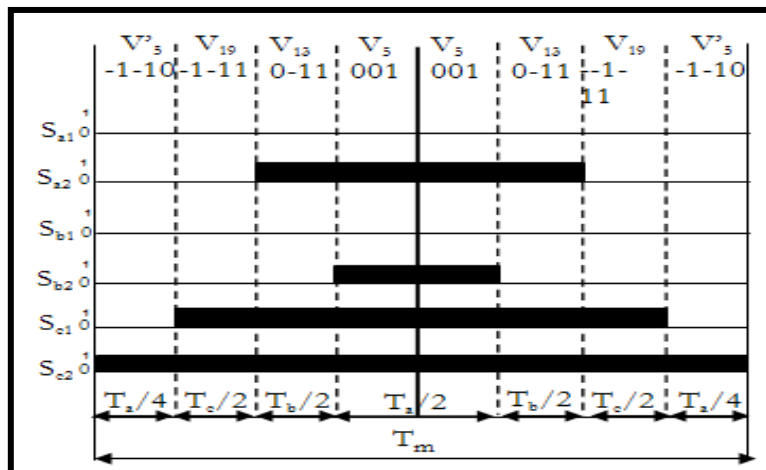


Fig. (V-34): les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 2 du secteur E

❖ Région 3

$$S_{a1} = 2 \cdot \left( \frac{T_c}{4} \right) \Rightarrow S_{a1} = + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{a2} = 2 \cdot \left( \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} \right) \Rightarrow S_{a2} = S_{a1} + \frac{1}{2} \cdot \left( T_b + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2} \right)$$

$$S_{b1} = 0$$

$$S_{b2} = 2 \cdot \left( \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} \right) \Rightarrow S_{b2} = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{c1} = 2 \cdot \left( \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} \right) \Rightarrow S_{c1} = T_b + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{c2} = 2 \cdot \left( \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} \right) \Rightarrow S_{c2} = S_{c1} + \frac{1}{2} \cdot (T_a + T_c)$$

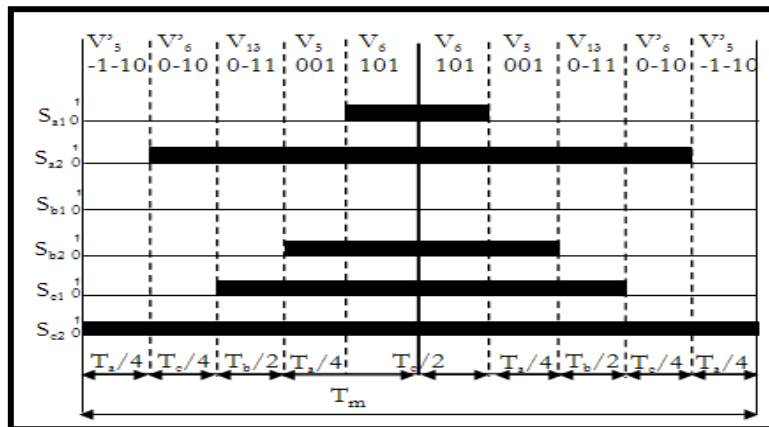


Fig. (V-35): Les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 3 du secteur E

❖ Région 4

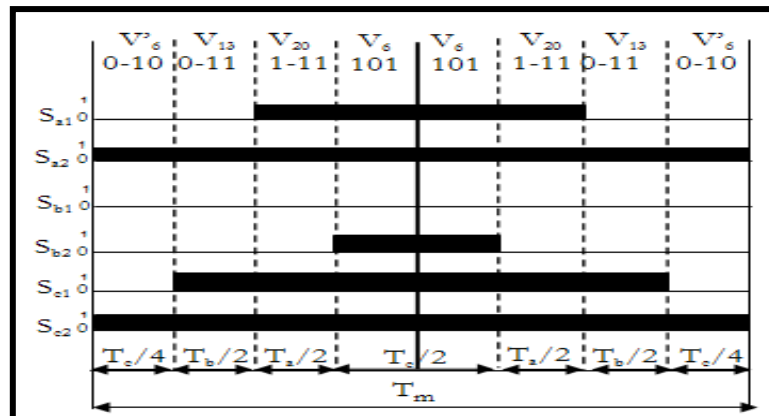


Fig. (V-36): les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 4 du secteur E

$$S_{a1} = 2 \cdot \left( \frac{T_c}{2} + \frac{T_a}{4} \right) \Rightarrow S_{a1} = T_a + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{a2} = 2 \cdot \left( \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{4} \right) \Rightarrow S_{a2} = S_{a1} + \left( T_b + \frac{T_c}{2} \right)$$

$$S_{b1} = 0$$

$$S_{b2} = \frac{T_c}{2}$$

$$S_{c1} = 2 \cdot \left( \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{4} \right) \Rightarrow S_{c1} = T_a + T_b + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{c2} = 2 \cdot \left( \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{4} \right) \Rightarrow S_{c2} = S_{c1} + \frac{T_c}{2}$$

➤ Secteur F

❖ Région 1

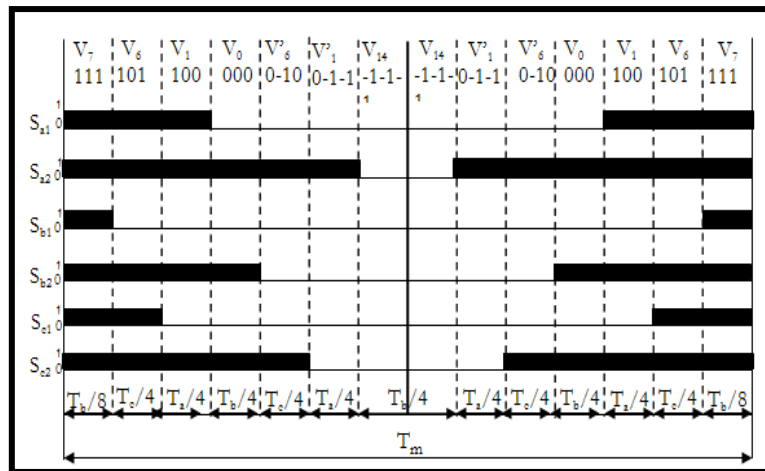


Fig. (V-37): les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 1 du secteur F

$$S_{a1} = 2 \cdot \left( \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \Rightarrow S_{a1} = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{4}$$

$$S_{a2} = 2 \cdot \left( \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \Rightarrow S_{a2} = S_{a1} + \frac{1}{2} \cdot (T_a + T_c + T_b)$$

$$S_{b1} = \frac{T_b}{4}$$

$$S_{b2} = 2 \cdot \left( \frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \Rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \frac{1}{2} \cdot (T_a + T_c + T_b)$$

$$S_{c1} = 2 \cdot \left( \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \Rightarrow S_{c1} = \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{4}$$

$$S_{c2} = 2 \cdot \left( \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \Rightarrow S_{c2} = S_{c1} + \frac{1}{2} \cdot (T_a + T_c + T_b)$$

❖ **Région 2**

$$S_{a1} = 2 \cdot \left( \frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_b}{2} \right) \Rightarrow S_{a1} = T_a + T_b + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{a2} = 2 \cdot \left( \frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{4} \right) \Rightarrow S_{a2} = S_{a1} + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{b1} = 0$$

$$S_{b2} = \frac{T_c}{2}$$

$$S_{c1} = 2 \cdot \left( \frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{2} \right) \Rightarrow S_{c1} = T_a + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{c2} = 2 \cdot \left( \frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{4} \right) \Rightarrow S_{c2} = S_{c1} + \left( T_b + \frac{T_c}{2} \right)$$

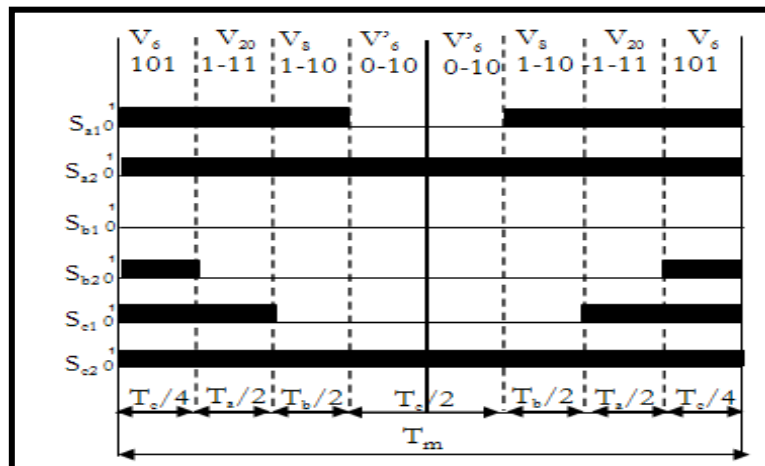


Fig. (V-38): les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 2 du secteur F

❖ **Région 3**

$$S_{a1} = 2 \cdot \left( \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} \right) \Rightarrow S_{a1} = T_b + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{a2} = 2 \cdot \left( \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} \right) \Rightarrow S_{a2} = S_{a1} + \frac{1}{2} \cdot (T_a + T_c)$$

$$S_{b1} = 0$$

$$S_{b2} = 2 \cdot \left( \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} \right) \Rightarrow S_{b2} = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{c1} = 2 \cdot \left( \frac{T_c}{4} \right) \Rightarrow S_{c1} = \frac{T_c}{2}$$

$$S_{c2} = 2 \cdot \left( \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} \right) \Rightarrow S_{c2} = S_{c2} + \left( T_b + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2} \right)$$

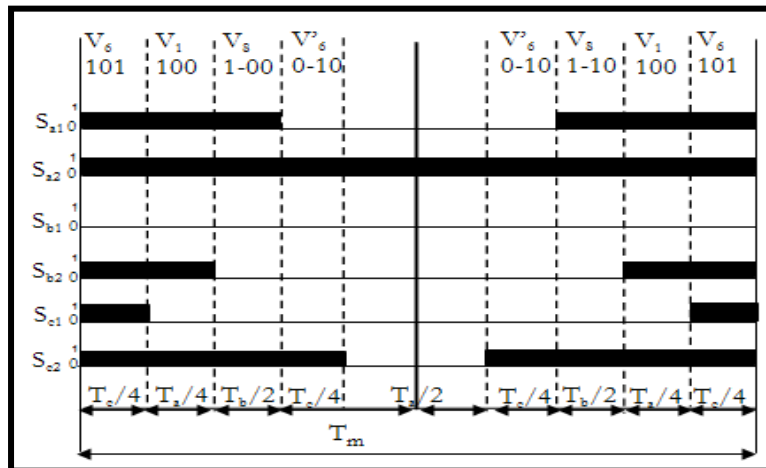


Fig. (V-39): les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 3 du secteur F

#### ❖ Région 4

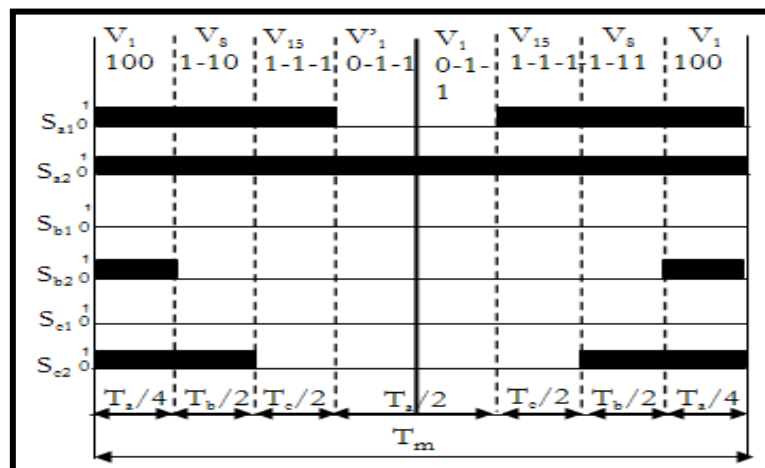


Fig. (V-40): les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 4 du secteur F

$$S_{a1} = 2 \cdot \left( \frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{2} \right) \Rightarrow S_{a1} = T_a + T_c + \frac{T_b}{2}$$

$$S_{a2} = 2 \cdot \left( \frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_a}{4} \right) \Rightarrow S_{a2} = S_{a1} + \frac{T_a}{2}$$

$$S_{b1} = 0$$

$$S_{b2} = \frac{T_a}{2}$$

$$S_{c1} = 0$$

$$S_{c2} = 2 \cdot \left( \frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2} \right) \Rightarrow S_{c2} = T_b + \frac{T_a}{2}$$

On résume tout ça dans le tableau suivant :

Secteur	Intr	Région 1	Région 2	Région 3	Région 4
<b>A</b>	Sa1	$(T_a+T_c)/2+T_b/4$	$T_c+T_b+T_a/2$	$T_b+(T_a+T_c)/2$	$T_a+T_b+T_c/2$
	Sa2	$Sa1+(T_a+T_b+T_c)/2$	$Sa1+T_a/2$	$Sa1+(T_a+T_c)/2$	$Sa1+T_c/2$
	Sb1	$T_c/2+T_b/2$	0	0	$T_a+T_c/2$
	Sb2	$Sb1+(T_a+T_b+T_c)/2$	$T_b+T_a/2$	$Sb1+T_b+(T_a+T_c)/2$	$Sb1+T_b+T_c/2$
	Sc1	$T_b/4$	0	0	0
	Sc2	$Sc1+(T_a+T_b+T_c)/2$	$T_a/2$	$T_a+T_c/2$	$T_c/2$
<b>B</b>	Sa1	$T_c/2+T_b/4$	$T_a+T_c/2$	$T_c/2$	0
	Sa2	$Sa1+(T_a+T_b+T_c)/2$	$Sa1+T_b+T_c/2$	$Sa1+T_b+(T_a+T_c)/2$	$T_b+T_a/2$
	Sb1	$(T_a+T_c)/2+T_b/4$	$T_a+T_b+T_c/2$	$T_b+(T_a+T_c)/2$	$T_c+T_b+T_a/2$
	Sb2	$Sb1+(T_a+T_b+T_c)/2$	$Sb1+T_c/2$	$Sb1+(T_a+T_c)/2$	$Sb1+T_a/2$
	Sc1	$T_b/4$	0	0	0
	Sc2	$Sc1+(T_a+T_b+T_c)/2$	$T_c/2$	$(T_a+T_c)/2$	$T_a/2$
<b>C</b>	Sa1	$T_b/4$	0	0	0
	Sa2	$Sa1+(T_a+T_b+T_c)/2$	$T_a/2$	$T_a+T_c/2$	$T_c/2$
	Sb1	$(T_a+T_c)/2+T_b/4$	$T_c+T_b+T_a/2$	$T_b+(T_a+T_c)/2$	$T_a+T_b+T_c/2$
	Sb2	$Sb1+(T_a+T_b+T_c)/2$	$Sb1+T_a/2$	$Sb1+(T_a+T_c)/2$	$Sb1+T_c/2$
	Sc1	$T_c/2+T_b/4$	0	$T_c/2$	$T_a+T_c/2$
	Sc2	$Sc1+(T_a+T_b+T_c)/2$	$T_b+T_a/2$	$Sc1+T_b+(T_a+T_c)/2$	$Sc1+T_b+T_c/2$
<b>D</b>	Sa1	$T_b/4$	0	0	0
	Sa2	$Sa1+(T_a+T_b+T_c)/2$	$T_c/2$	$(T_a+T_c)/2$	$T_a/2$
	Sb1	$T_c/2+T_b/4$	$T_a+T_c/2$	$T_c/2$	0
	Sb2	$Sb1+(T_a+T_b+T_c)/2$	$Sb1+T_b+T_c/2$	$Sb1+T_b+(T_a+T_c)/2$	$T_b+T_a/2$
	Sc1	$(T_a+T_c)/2+T_b/4$	$T_a+T_b+T_c/2$	$T_b+(T_a+T_c)/2$	$T_c+T_b+T_a/2$
	Sc2	$Sc1+(T_a+T_b+T_c)/2$	$Sc1+T_c/2$	$Sc1+(T_a+T_c)/2$	$Sa1+T_a/2$
<b>E</b>	Sa1	$T_c/2+T_b/4$	0	$T_c/2$	$T_a+T_c/2$
	Sa2	$Sa1+(T_a+T_b+T_c)/2$	$T_b+T_a/2$	$Sa1+T_b+(T_a+T_c)/2$	$Sa1+T_b+T_c/2$
	Sb1	$T_b/4$	0	0	0
	Sb2	$Sb1+(T_a+T_b+T_c)/2$	$T_a/2$	$(T_a+T_c)/2$	$T_c/2$
	Sc1	$(T_a+T_c)/2+T_b/4$	$T_c+T_b+T_a/2$	$T_b+(T_a+T_c)/2$	$T_a+T_b+T_c/2$
	Sc2	$Sc1+(T_a+T_b+T_c)/2$	$Sc1+T_a/2$	$Sc1+(T_a+T_c)/2$	$Sc1+T_c/2$
<b>F</b>	Sa1	$(T_a+T_c)/2+T_b/4$	$T_a+T_b+T_c/2$	$T_b+(T_a+T_c)/2$	$T_c+T_b+T_a/2$
	Sa2	$Sa1+(T_a+T_b+T_c)/2$	$Sa1+T_c/2$	$Sa1+(T_a+T_c)/2$	$Sa1+T_a/2$
	Sb1	$T_b/4$	0	0	0
	Sb2	$Sb1+(T_a+T_b+T_c)/2$	$T_c/2$	$(T_a+T_c)/2$	$T_a/2$
	Sc1	$T_c/2+T_b/4$	$T_a+T_c/2$	$T_c/2$	0
	Sc2	$Sc1+(T_a+T_b+T_c)/2$	$Sc1+T_b+T_c/2$	$Sc1+T_b+(T_a+T_c)/2$	$T_b+T_a/2$

Tableau. V-5: Les temps de commutation des interrupteurs en haut d'un onduleur dans chaque région

Donc on peut déterminer les temps de commutation des interrupteurs en bas pour les trois bras d'onduleur ( $S_{i3}, S_{i4}$ ) dans n'importe région à l'aide de ces expressions :

$$S_{i3} = T_m - S_{i1}$$

$$S_{i4} = T_m - S_{i2}$$

Avec :  $i=a, b, c$

## V-8 Conclusion

Dans ce chapitre, on a appliqué une méthode simplifiée de la modulation vectorielle de l'onduleur à deux et à trois niveaux de tension à diode de bouclage (type NPC). Cette méthode est basée sur la décomposition du diagramme vectorielle de l'onduleur à trois niveaux en six diagrammes vectoriels de l'onduleur à deux niveaux. Ces décompositions permettent de réduire considérablement la complexité de l'algorithme et le temps de calcul.

Cette technique de modulation (SVM) peut être étendue à des onduleurs de niveaux plus élevés.

L'algorithme de la commande vectorielle est appliqué sur l'onduleur à trois niveaux est très similaire à l'algorithme de la modulation vectorielle de l'onduleur conventionnel à deux niveaux. La SVM a l'avantage de produire des tensions avec un taux d'harmoniques plus faibles.

Dans le dernier chapitre, on présentera la simulation et l'interprétation du résultat des différentes commandes telles que la commande en pleine onde, la commande sinusoïdale et la commande vectorielle.

## VI.1 Introduction

Actuellement, plusieurs outils de simulation parmi les quels MATLAB/simulink sont utilisés dans l'industrie et dans les milieux universitaires.

La simulation de ce travail est faite par l'utilisation d'un logiciel MATLAB/simulink 6.5 et 7.7 qui est destiné principalement au calcul scientifique, de la modélisation et de la simulation, le noyau de calcul est associé à l'environnement SIMULINK permettant une modélisation basée sur des schémas blocs. Pour la plupart des domaines scientifiques nécessitant des moyens des calculs importants : automatique, traitement de signal, mathématique appliquées à base de l'algorithme ODE 45 qui donne les meilleurs résultats pour notre travail.

A l'aide de la simulation on a pu visualiser les courbes de réponse. L'exploitation des courbes ultérieur est réalisée à l'aide des blocs 'To Workspace'.

Dans notre travail nous avons simulé la machine asynchrone à cage, marche à vide et en charge. Ainsi la partie la plus importante qui est l'association de l'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC commandé par des différentes techniques de commandes, avec la machine asynchrone.

## VI.2 Simulation de la machine asynchrone

Le schéma bloc de la machine asynchrone est présenté par la figure (VI-1):

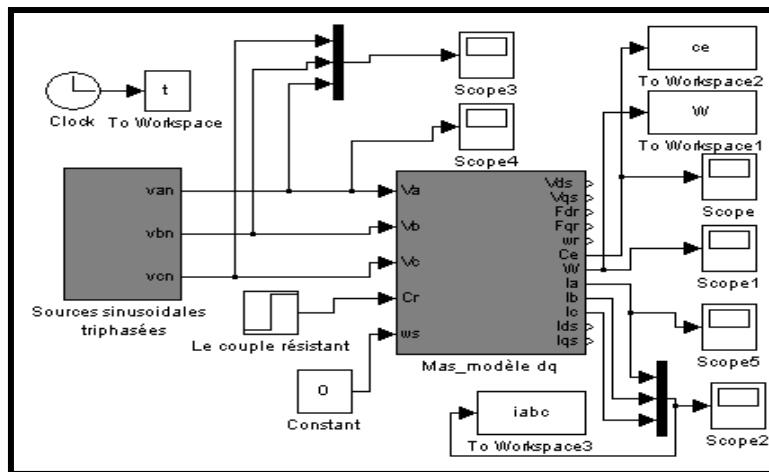


Fig. (VI-1): schéma bloc de la machine asynchrone alimenté par un réseau industriel équilibré

### VI.2.1 Simulation de la machine asynchrone à vide

- Toute machine alimentée depuis le réseau triphasé 220V, 50Hz impose la forme et l'amplitude de la tension d'entrée  $C_e$  qui est traduit par les figures (VI-2) et (VI-3).

### VI.2.1.1 Résultat de simulation

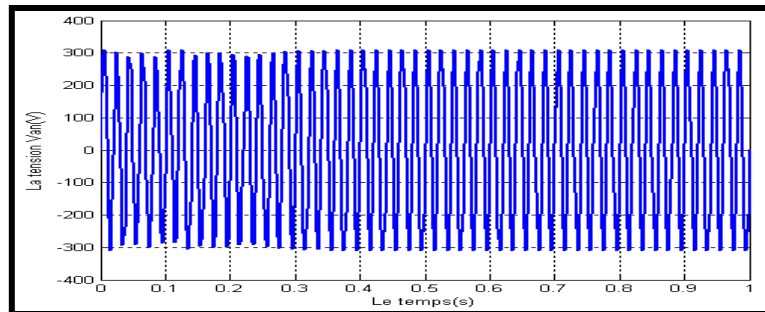
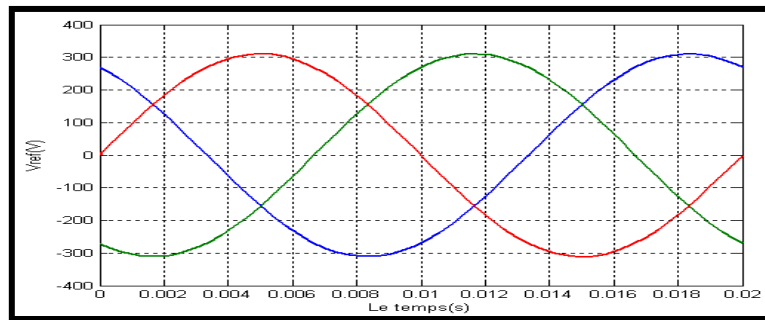


Fig. (VI-2): forme d'onde des tensions alimentant la MAS

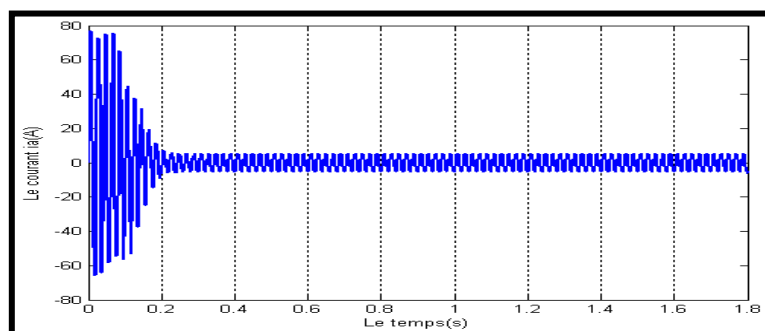
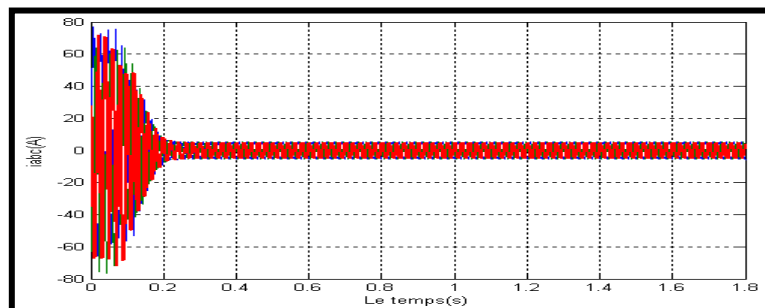


Fig. (VI- 3): Forme d'onde de courant de MAS à vide

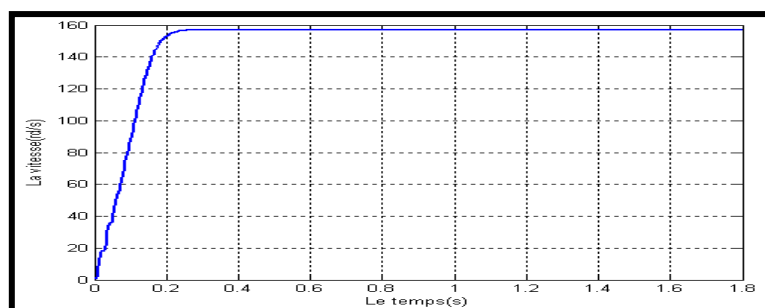


Fig. (VI- 4): courbe de la vitesse  $\omega(t)$  marche à vide

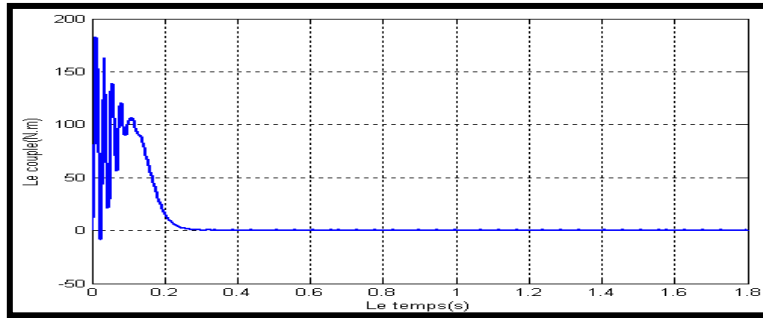


Fig. (VI- 5): courbe du couple  $C_e$  (t) marche à vide

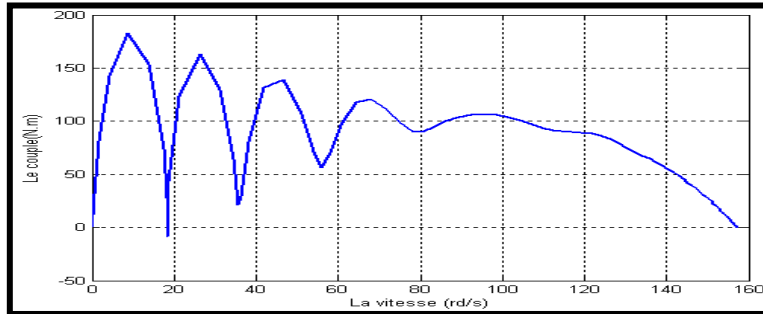


Fig. (VI- 6): courbe de  $C_e$  ( $\omega$ ) marche à vide

## VI.2.2 Simulation de la machine asynchrone en charge

### VI.2.2.1 Résultat de simulation

En charge la machine démarre avec un couple qui entraîne un appel du courant très important, une diminution de la vitesse et une augmentation du couple qui tend vers le couple de charge comme est visualisé dans la figure (VI-9).

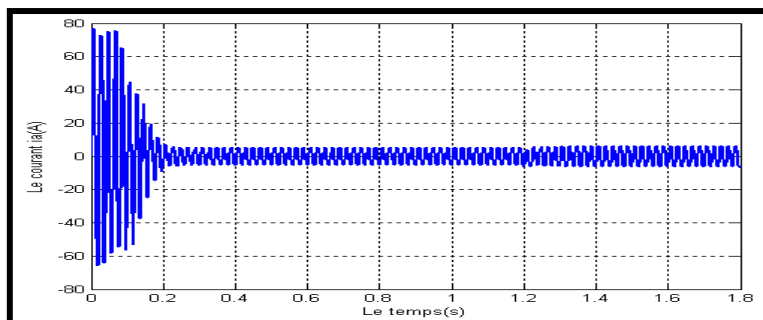


Fig. (VI- 7): forme d'onde de courants de MAS en charge

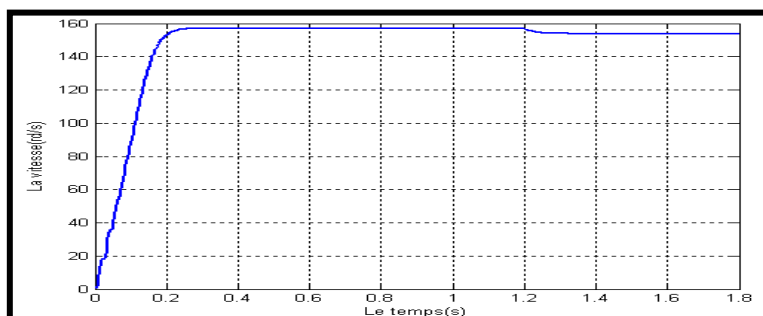


Fig. (VI-8): courbe de la vitesse  $\omega$  (t) marche en charge

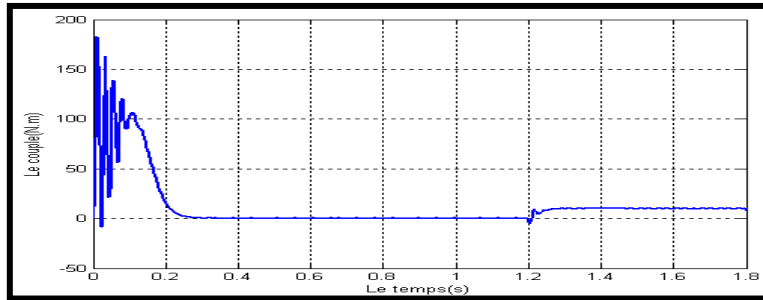


Fig. (VI- 9): courbe du couple  $C_e$  (t) marche en charge

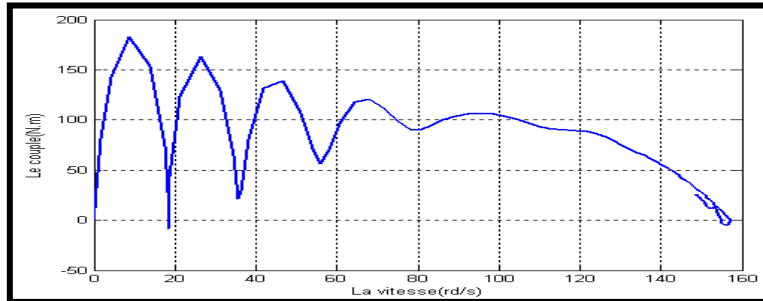
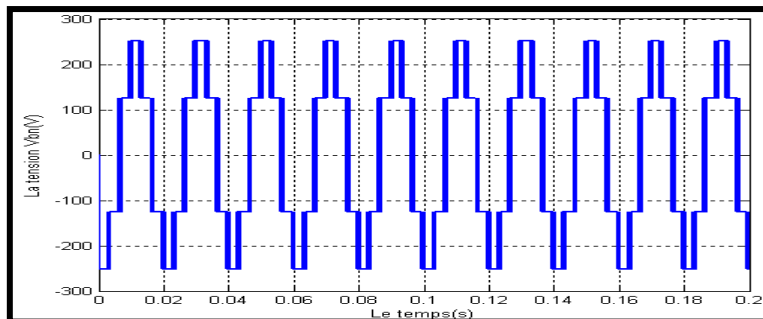
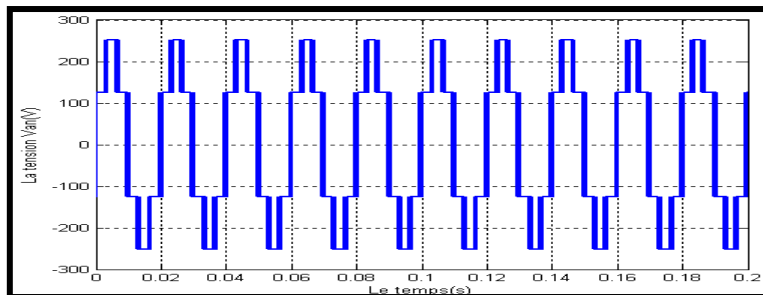


Fig. (VI-10): courbe de  $C_e$  ( $\omega$ ) marche en charge

### VI.3 Simulation de la machine asynchrone à cage alimenté par un onduleur à deux niveaux commandé par La SVM

#### VI.3.1 Résultat de simulation à base d'IGBT



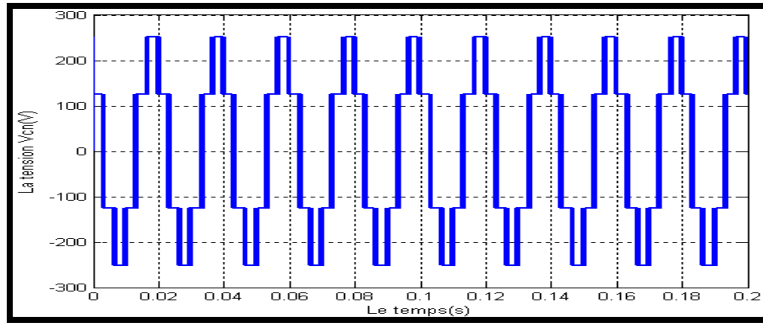


Fig. (VI-11): Les tensions simples  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$  à la sortie d'un onduleur à deux niveaux. à SVM

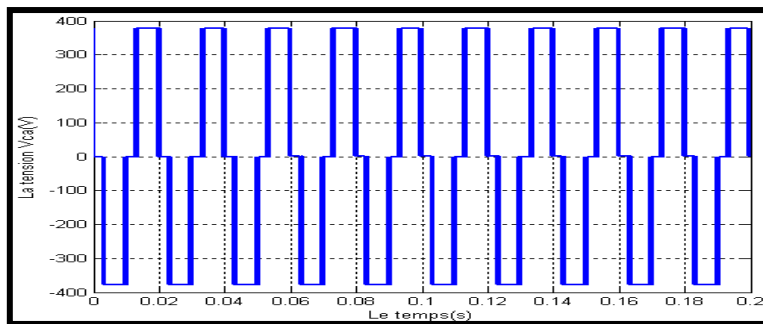
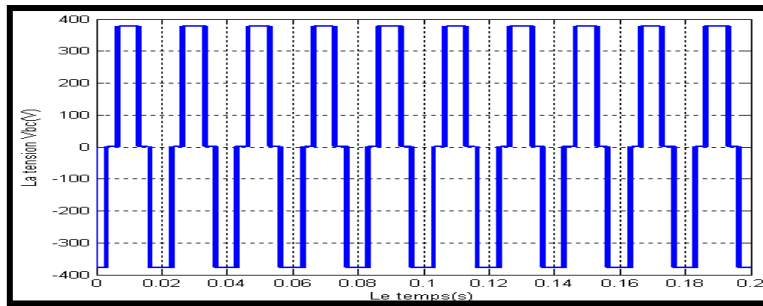
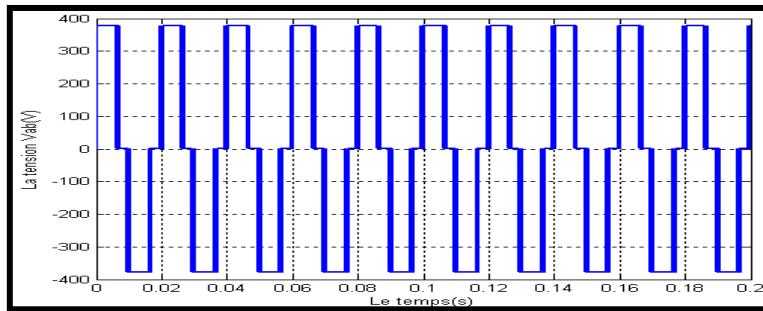


Fig. (VI-12): Les tensions composées  $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$  et  $V_{ca}$  à la sortie d'un onduleur à deux niveaux. à SVM

Le fondamental 50(HRZ), THD=35.71%

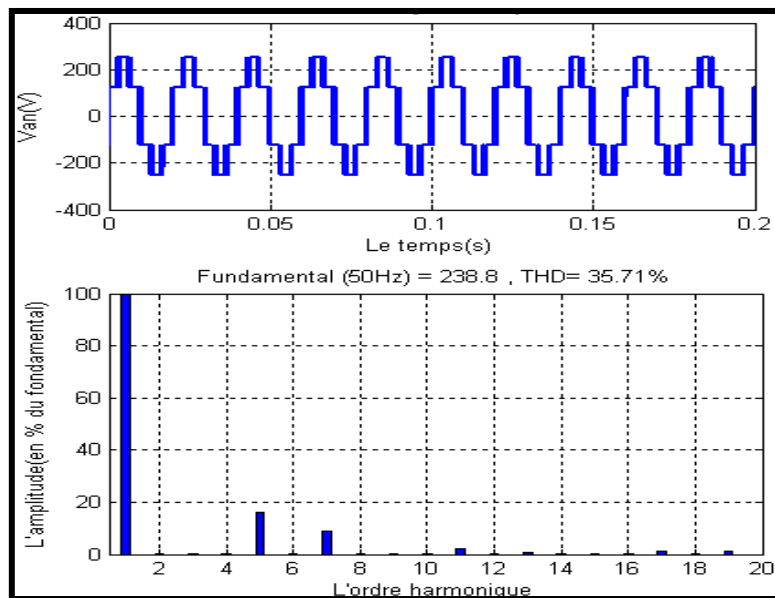


Fig. (VI-13): Le spectre d'harmonique de la tension de phase  $V_{an}$

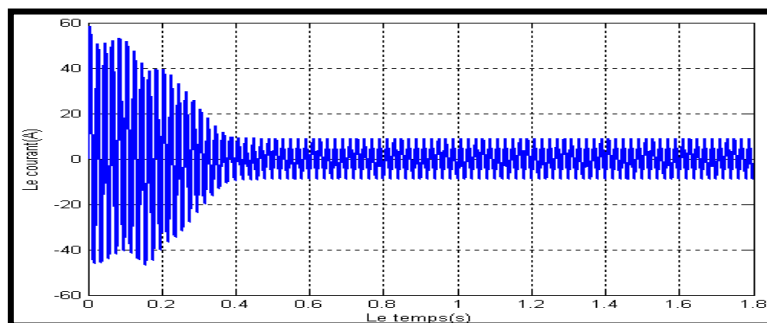


Fig. (VI-14): Le courant  $i_a$  de la phase d'une MAS alimentée par un onduleur à deux niveaux à SVM

THD=22.85%

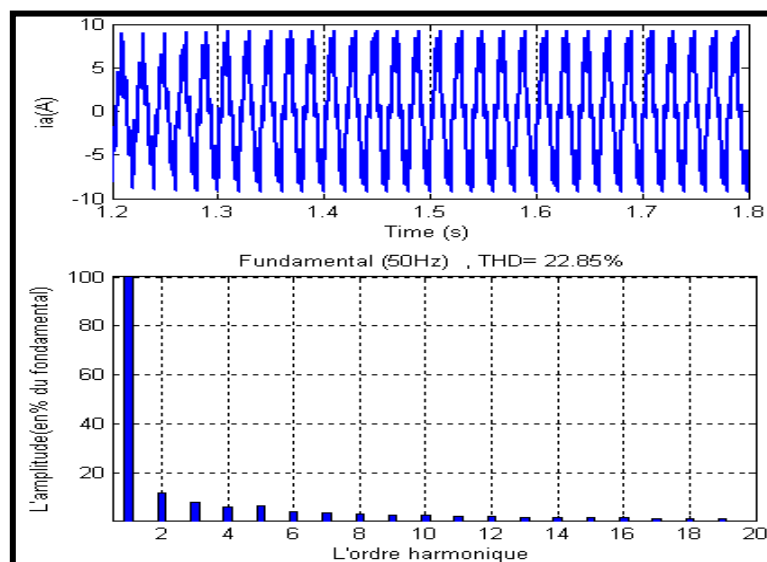


Fig. (VI-15): Le spectre d'harmonique du courant  $i_a$

### 1. Marche à vide; $C_r=0\text{N.m}$

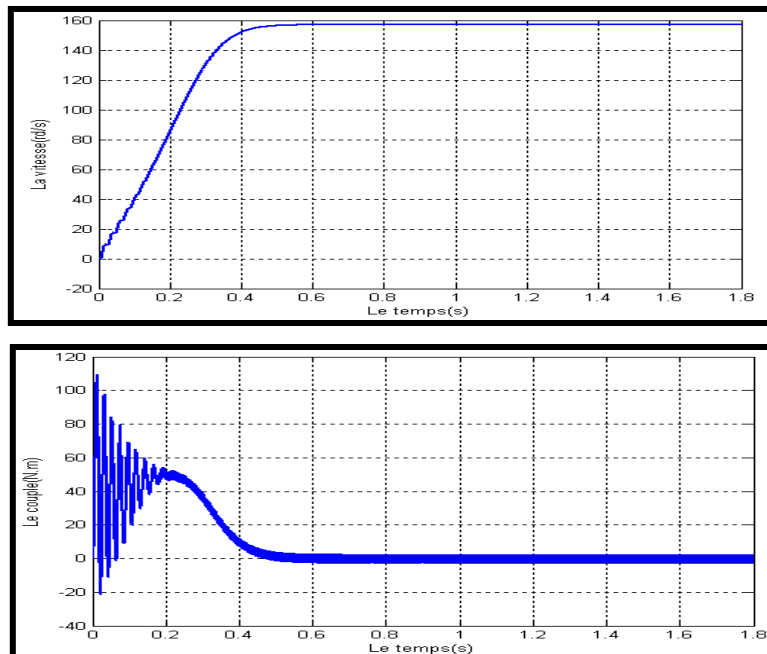


Fig. (VI-16): Les courbes de la variation du couple électromécanique  $C_e(t)$ , et de la vitesse  $\omega(t)$

### 2. Marche en charge; $C_r=10\text{ N.m}$

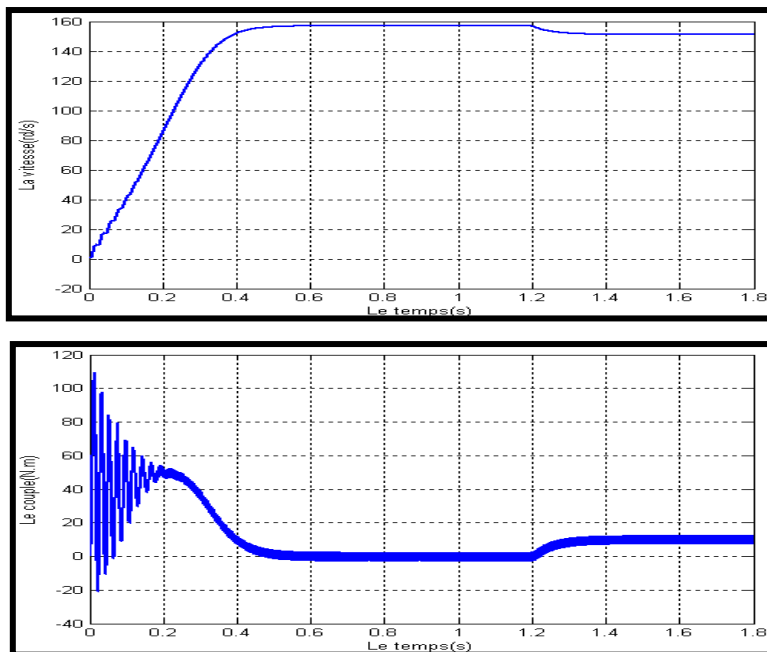


Fig. (VI-17): Les courbes de la variation du couple électromécanique  $C_e(t)$ , et de la vitesse  $\omega(t)$

## VI.3.2 Résultat de simulation à base de GTO

### 1. Marche à vide; $C_r=0\text{N.m}$

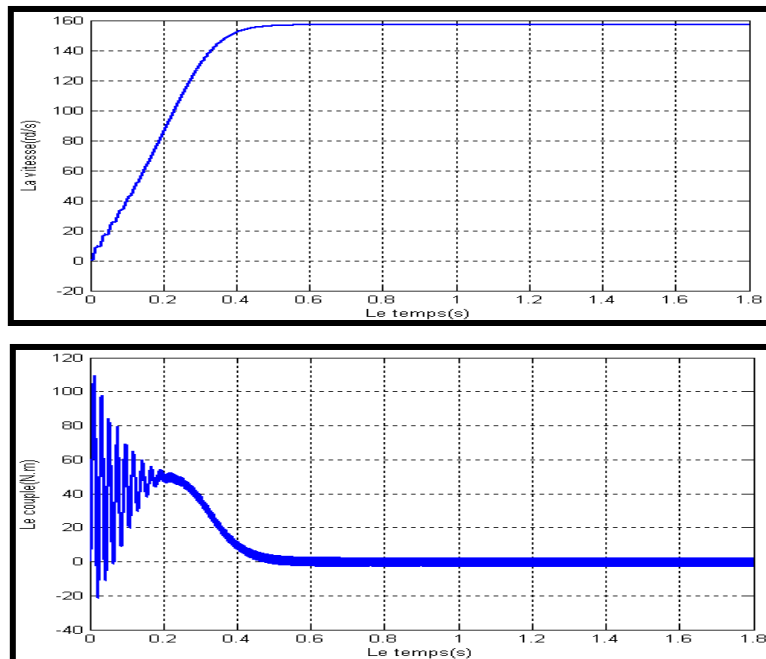


Fig. (VI-18): Les courbes de la variation du couple électromécanique  $C_e(t)$ , et de la vitesse  $\omega(t)$

### Marche en charge; $C_r=10\text{ N.m}$

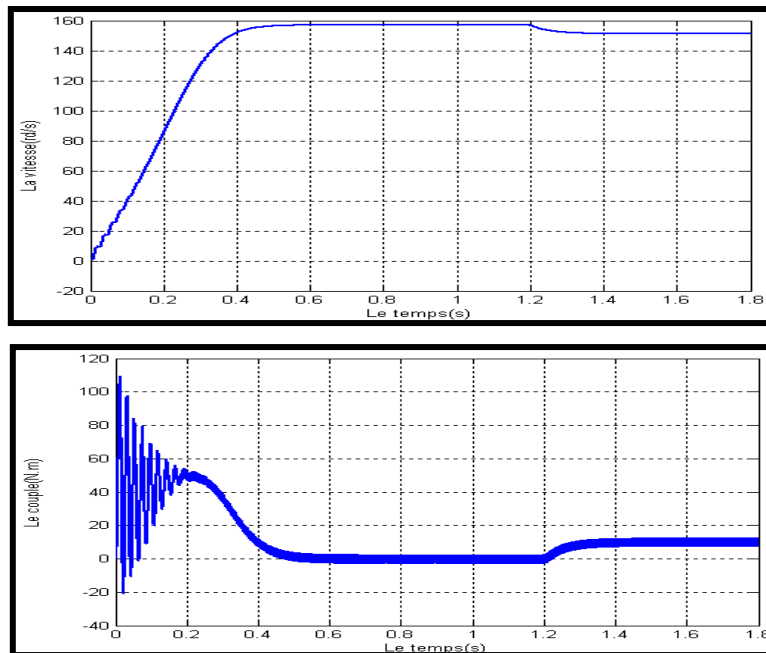


Fig. (VI-19): Les courbes de la variation du couple électromécanique  $C_e(t)$ , et de la vitesse  $\omega(t)$

## VI.4 Simulation de la machine asynchrone à cage alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux de type NPC

### VI.4.1 La commande en pleine onde

L'idée de cette structure est basée sur la création d'un point milieu qui nous aide à la mise à zéro de l'onduleur de tension à trois niveaux, qui est illustré par l'angle d'allumage  $\alpha = 15^\circ$  ou le retard imposé à la commande des interrupteurs.

La tension continue E est répartie de façon égale entre les deux sources secondaires alimentant chacun notre onduleur de tension.

L'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC que nous avons utilisé, comporte des semi-conducteurs de type « GTO et IGBT ».

La commande d'ouverture et de fermeture des interrupteurs est réalisée par des blocs « Pulse Générateur ». Les interrupteurs en bas de l'onduleur sont commandés de façon complémentaire aux interrupteurs de haut.

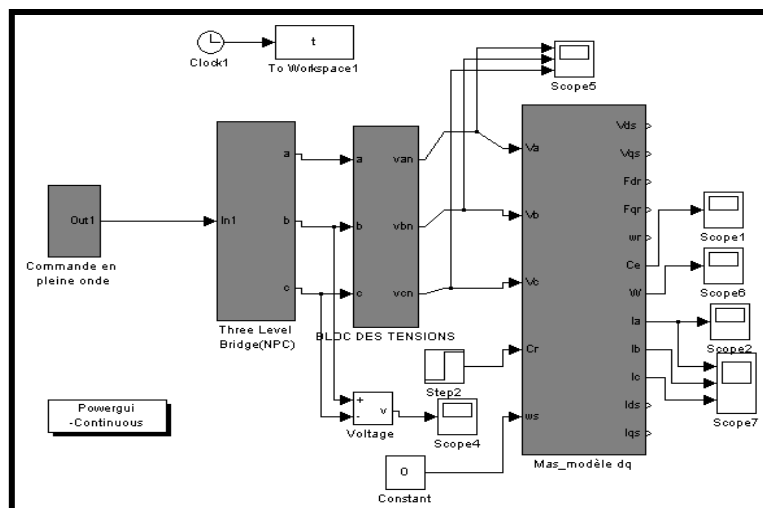
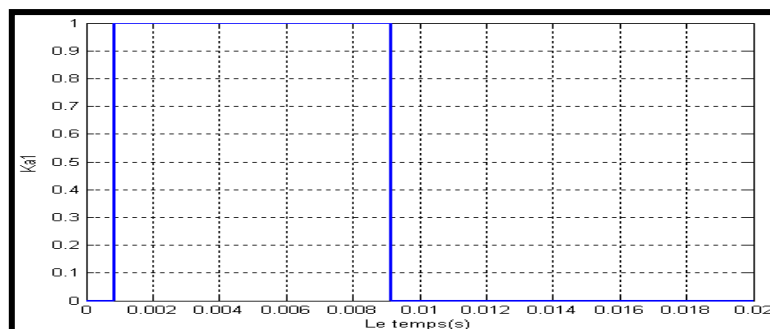


Fig. (VI-20): Schéma bloc de la machine asynchrone à cage associée à un onduleur de tension à trois niveaux de type NPC à commande en pleine onde

#### VI.4.1.1 Résultat de simulation : $\alpha = 15^\circ$

##### a. Résultat de simulation à base d'IGBT



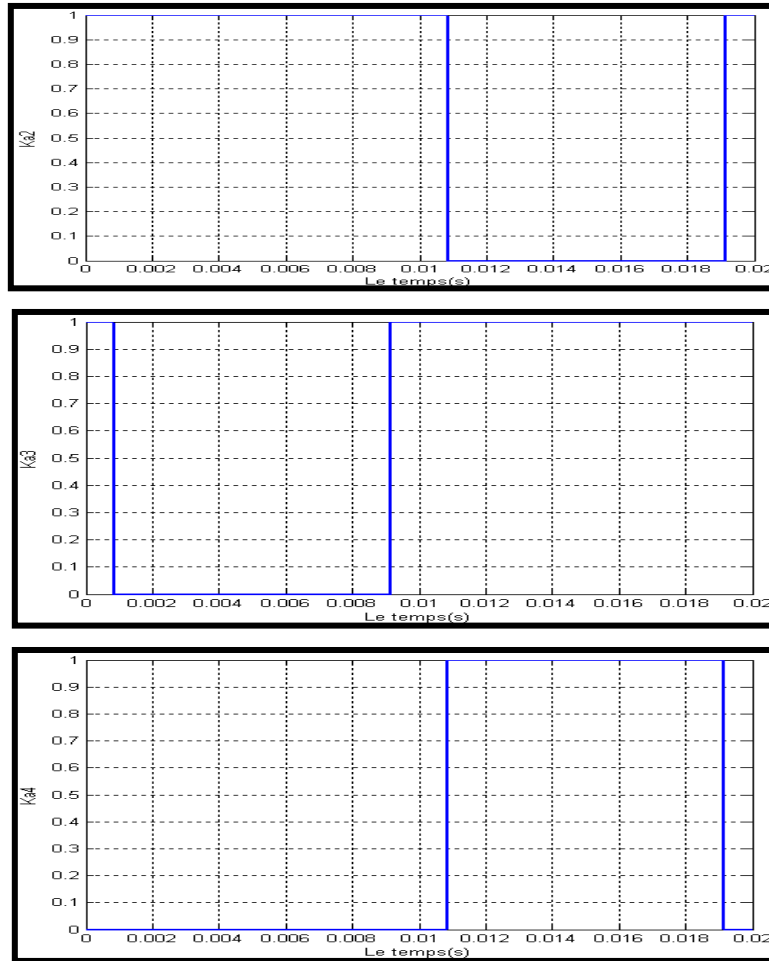
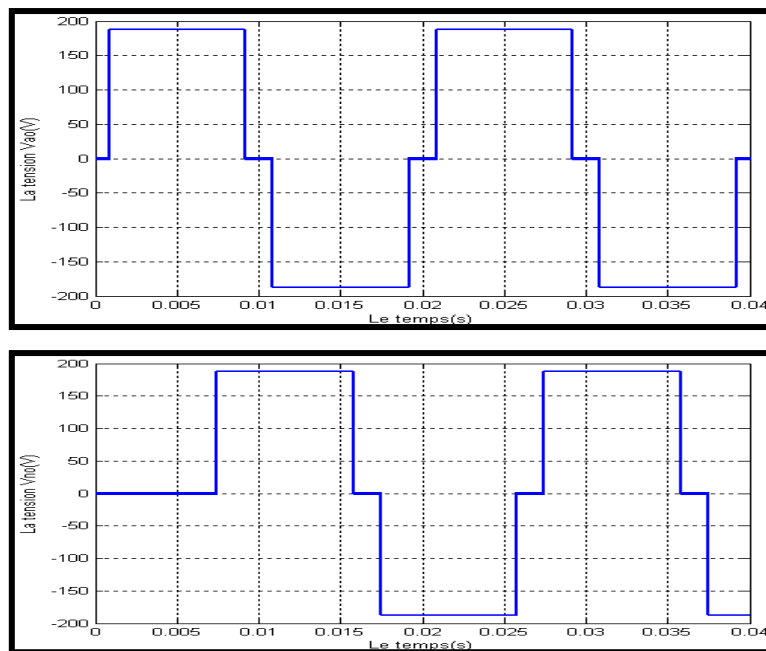


Fig. (VI-21): Les signaux des impulsions Ka1, Ka2, Ka3 et Ka4 des interrupteurs d'un bras a de l'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC



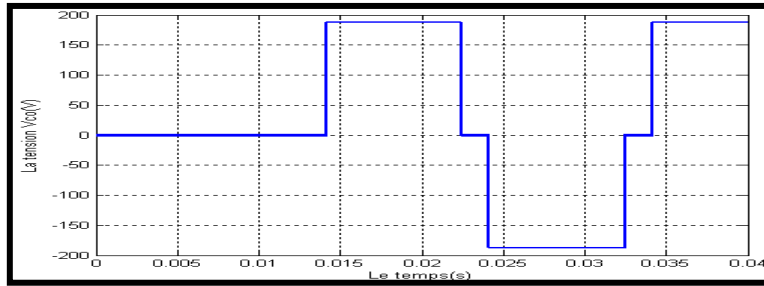


Fig. (VI-22): Les tensions simples  $V_{ao}$ ,  $V_{bo}$ , et  $V_{co}$  d'un onduleur de tension à trois niveaux de type NPC

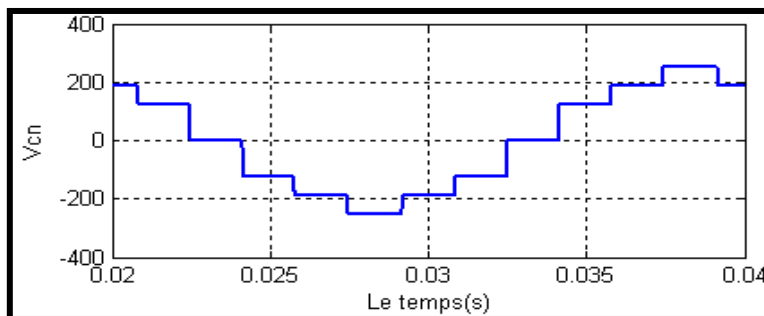
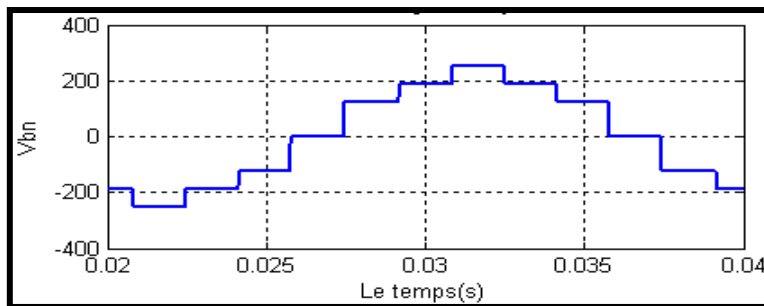
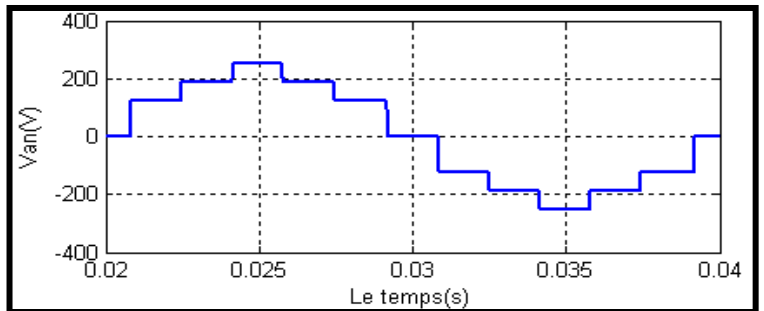
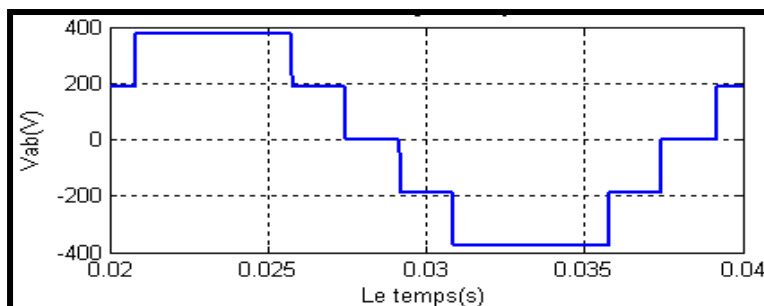


Fig. (VI-23): Les tensions simples  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$ , et  $V_{cn}$  à la sortie d'un onduleur de tension à trois niveaux de type NPC



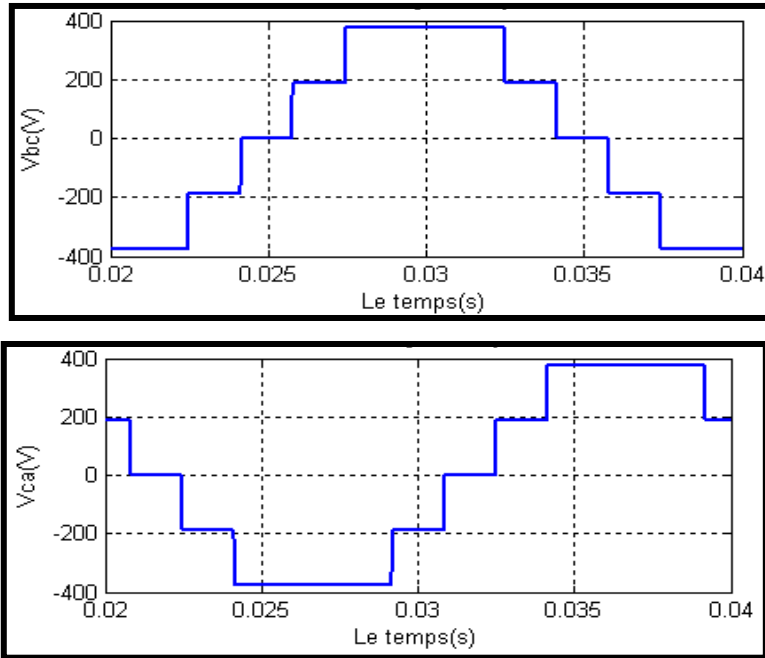


Fig. (VI-24): Les tensions composées  $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$ , et  $V_{ca}$  à la sortie d'un onduleur de tension à trois niveaux de type NPC

Le fondamental 50(HRZ), THD=21.99%

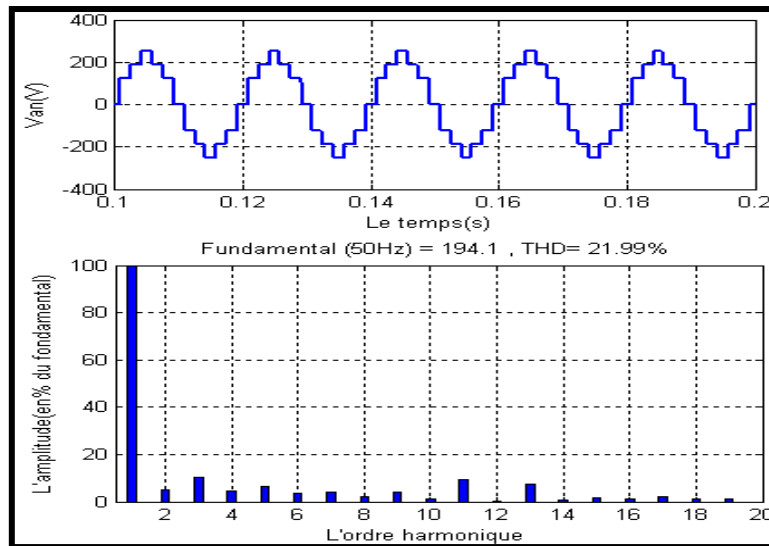


Fig. (VI-25): Le spectre d'harmonique de la tension de phase  $V_{an}$

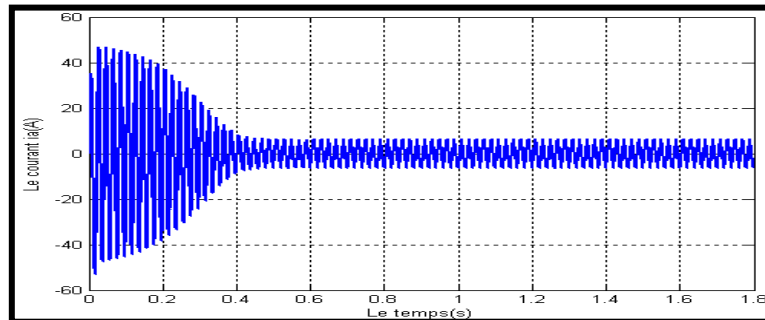


Fig. (VI-26): Le courant statorique  $i_a$  de la phase d'une MAS alimentée par un onduleur à trois niveaux à commande en pleine onde

THD=20.60%

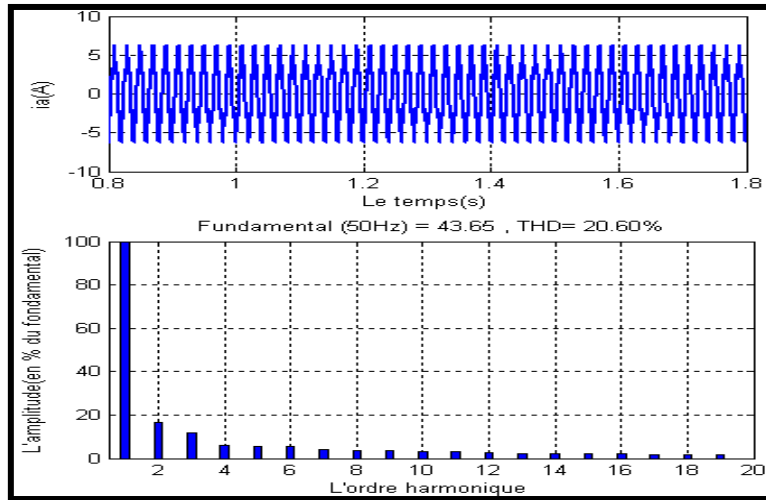


Fig. (VI-27): Le spectre d'harmonique du courant statorique

### 1. Marche à vide; $C_r=0\text{N.m}$

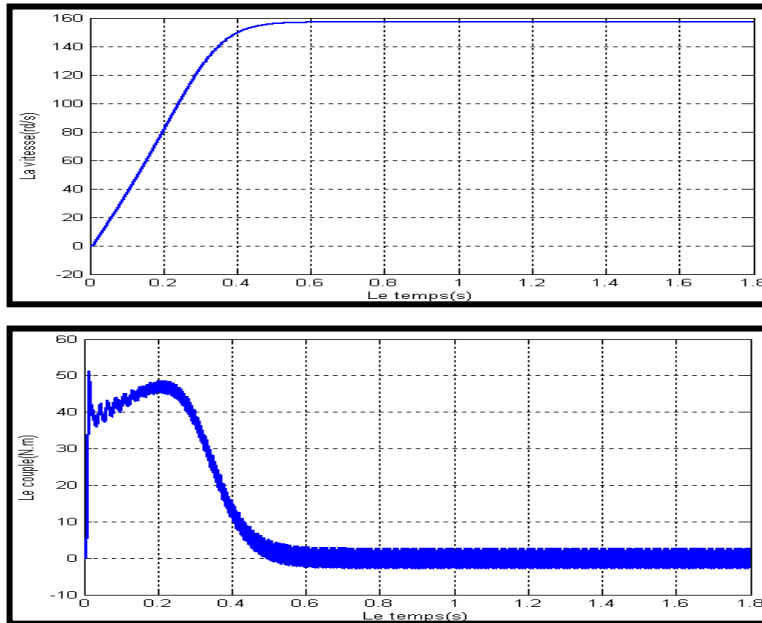


Fig. (VI-28) : Les courbes de la variation du couple électromécanique

$C_e(t)$ , et de la vitesse  $\omega(t)$

### 2. Marche en charge; $C_r=10\text{N.m}$

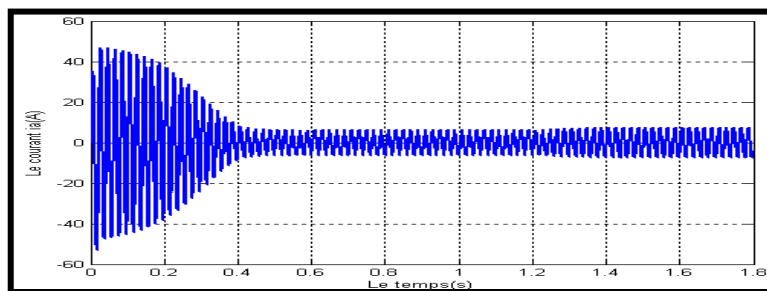


Fig. (VI-29): Le courant statorique  $i_a$  de la phase a d'une MAS alimentée par un onduleur à trois niveaux à commande en pleine onde

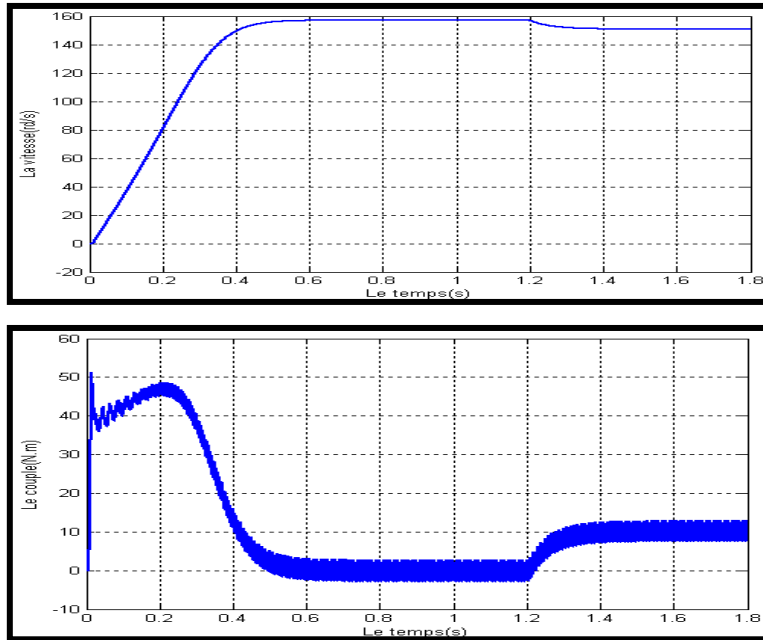


Fig. (VI-30): Les courbes de la variation du couple électromécanique  $C_e(t)$ , et de la vitesse  $\omega(t)$

**b. Résultat de simulation à base de GTO**

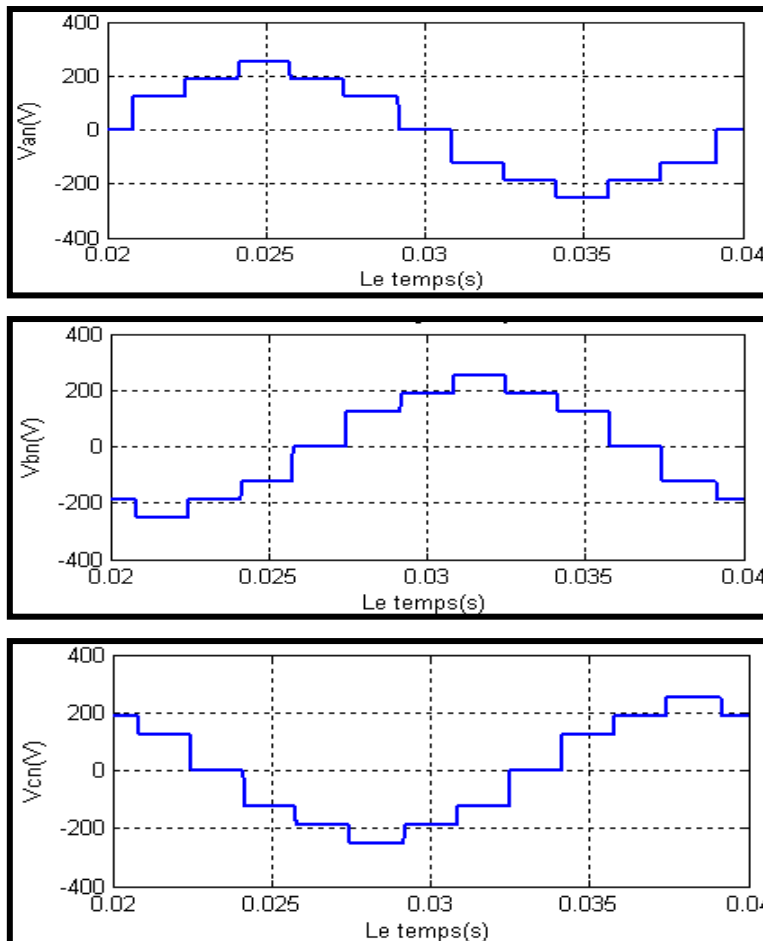


Fig. (VI-31): Les tensions simples  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$ , et  $V_{cn}$  à la sortie d'un onduleur de tension à trois niveaux de type NPC

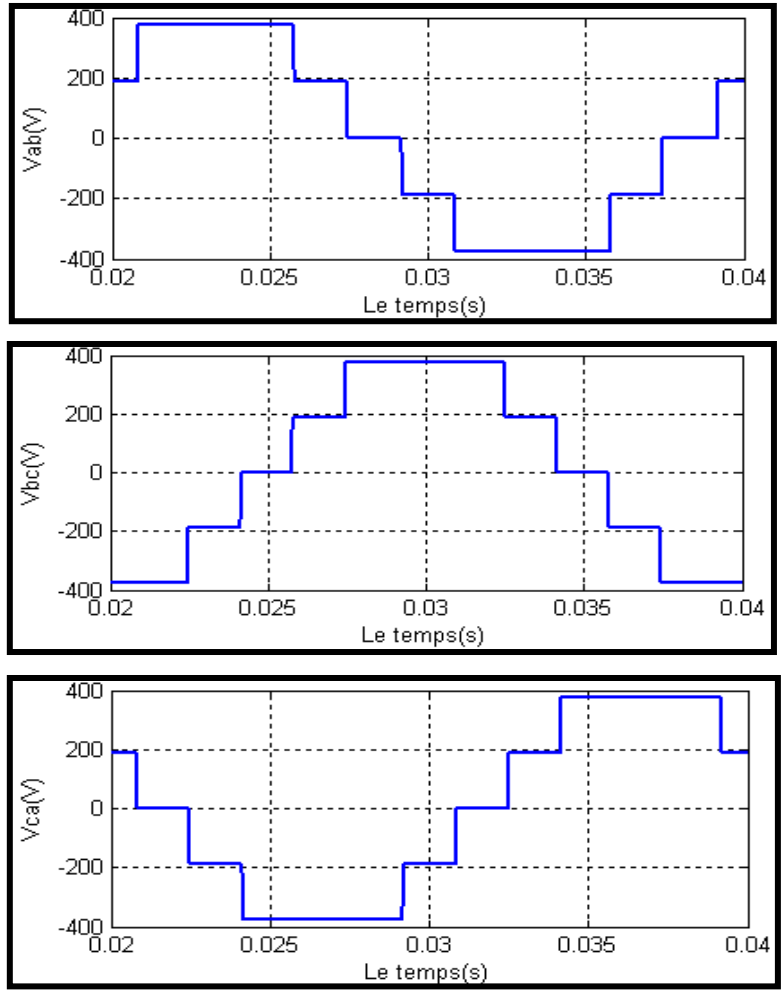


Fig. (VI-32): Les tensions composées  $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$ , et  $V_{ca}$  à la sortie d'un onduleur de tension à trois niveaux de type NPC

Le fondamental 50(HRZ), THD=21.99%

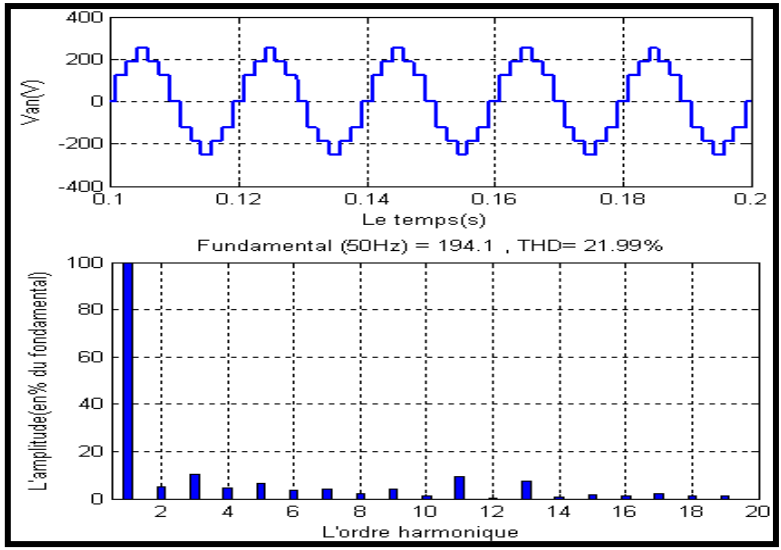


Fig. (VI-33): Le spectre d'harmonique de la tension de phase  $V_{an}$

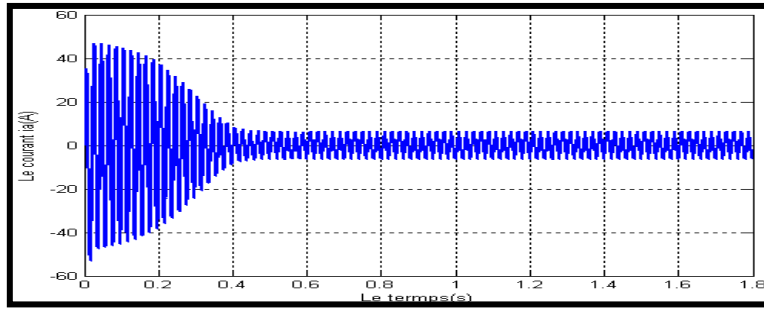


Fig. (VI-34): Le courant statorique  $i_a$  de la phase a d'une MAS alimentée par un onduleur à trois niveaux à commande en pleine onde

THD = 20.60%

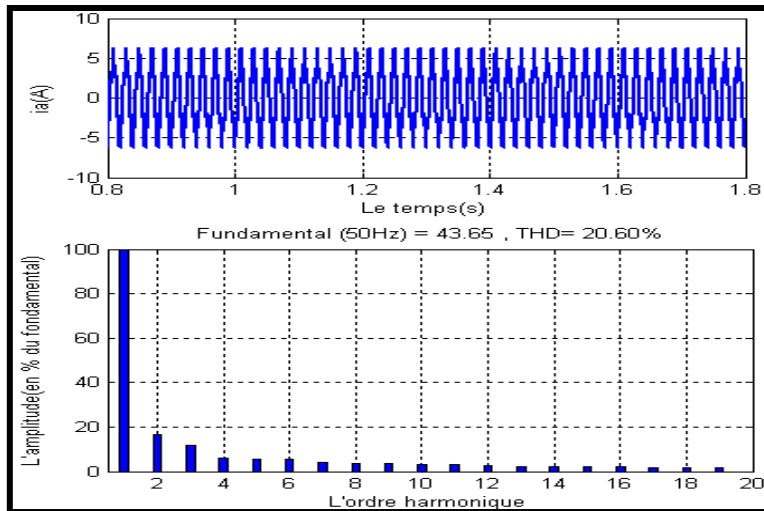


Fig. (VI-35): Le spectre d'harmonique du courant statorique  $i_a$

### 1. Marche à vide; $C_r=0N.m$

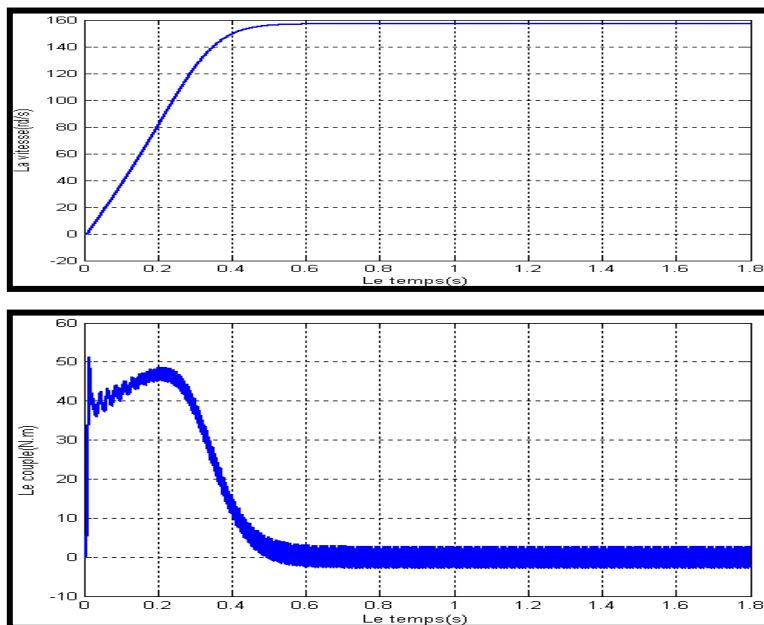


Fig. (VI-36): Les courbes de la variation du couple électromécanique  $C_e(t)$ , et de la vitesse  $\omega(t)$

## 2. Marche en charge; Cr=10N.m

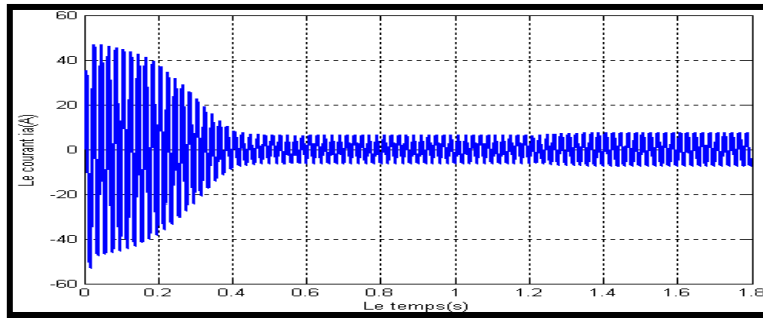


Fig. (VI-37): Le courant statorique  $i_a$  de la phase a d'une MAS alimentée par un onduleur à trois niveaux à commande en pleine onde

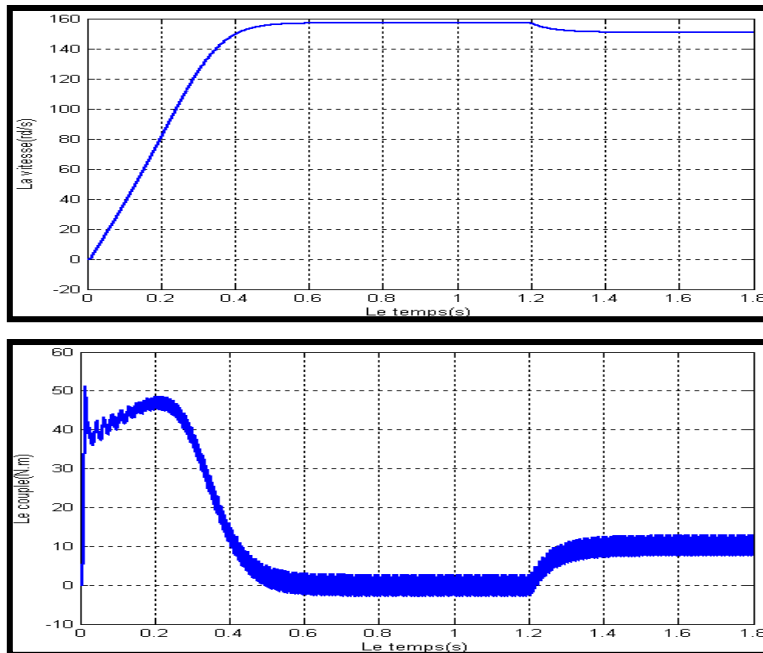


Fig. (VI-38): Les courbes de la variation du couple électromécanique  $C_e(t)$ , et de la vitesse  $\omega(t)$

### VI.4.2 La commande triangulo-sinusoidale avec une seule porteuse unipolaire de l'onduleur à trois niveaux de type NPC

L'algorithme de cette stratégie pour un bras K (K=a, b, c) peut se résumer par le système d'équation (VI-1) suivant :

$$\begin{aligned} (|v_{refK}| \leq U_p) &\Rightarrow B_{K1} = 0 \text{ et } B_{K2} = 1 \\ (|v_{refK}| > U_p) \text{ et } (v_{refK} > 0) &\Rightarrow B_{K1} = 1 \text{ et } B_{K2} = 1 \text{ avec } \begin{cases} B_{K3} = \overline{B_{K1}} \\ B_{K4} = \overline{B_{K2}} \end{cases} \\ (|v_{refK}| > U_p) \text{ et } (v_{refK} < 0) &\Rightarrow B_{K1} = 0 \text{ et } B_{K2} = 0 \end{aligned} \quad (VI-1)$$

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé utilisé, qui permettent d'avoir une symétrie triphasée équilibrée directe ou inverse, sont données par le système d'équations suivant:

$$V_{réf1} = V_m \cdot \sin(\omega t - \varphi)$$

$$V_{réf2} = V_m \cdot \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$V_{réf3} = V_m \cdot \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}\right)$$

(VI-2)

Avec:

$V_{réf}$  : représente la variation de l'amplitude de l'onde de la référence.

$U_p$  : représente la variation de l'amplitude de l'onde de la porteuse.

$B_{Ki}$  : la commande des interrupteurs de l'onduleur.

Le schéma bloc de la commande MLI triangulo-sinusoidale de l'onduleur NPC à trois niveaux est représenté sur la figure (VI-39) suivante:

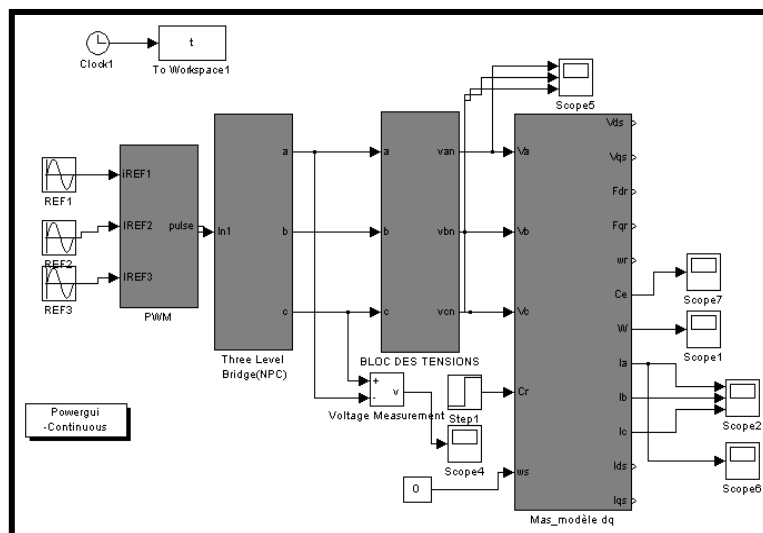
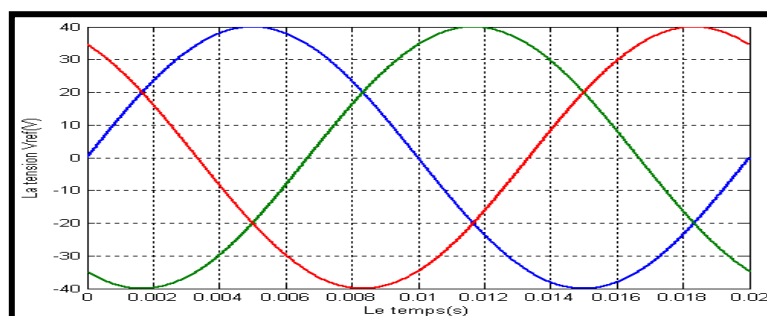


Fig. (VI-39): Schéma bloc de la machine asynchrone à cage associée à un onduleur de tension à trois niveaux de type NPC commandé par la MLI triangulo-sinusoidale

#### VI.4.2.1 Les résultats de simulation

La figure (VI-40) montre le principe de cette modulation pour la génération des impulsions de commande des interrupteurs pour  $m=15$  et  $r=0.8$ .

➤ pour  $m=15$  et  $r=0.8$ .



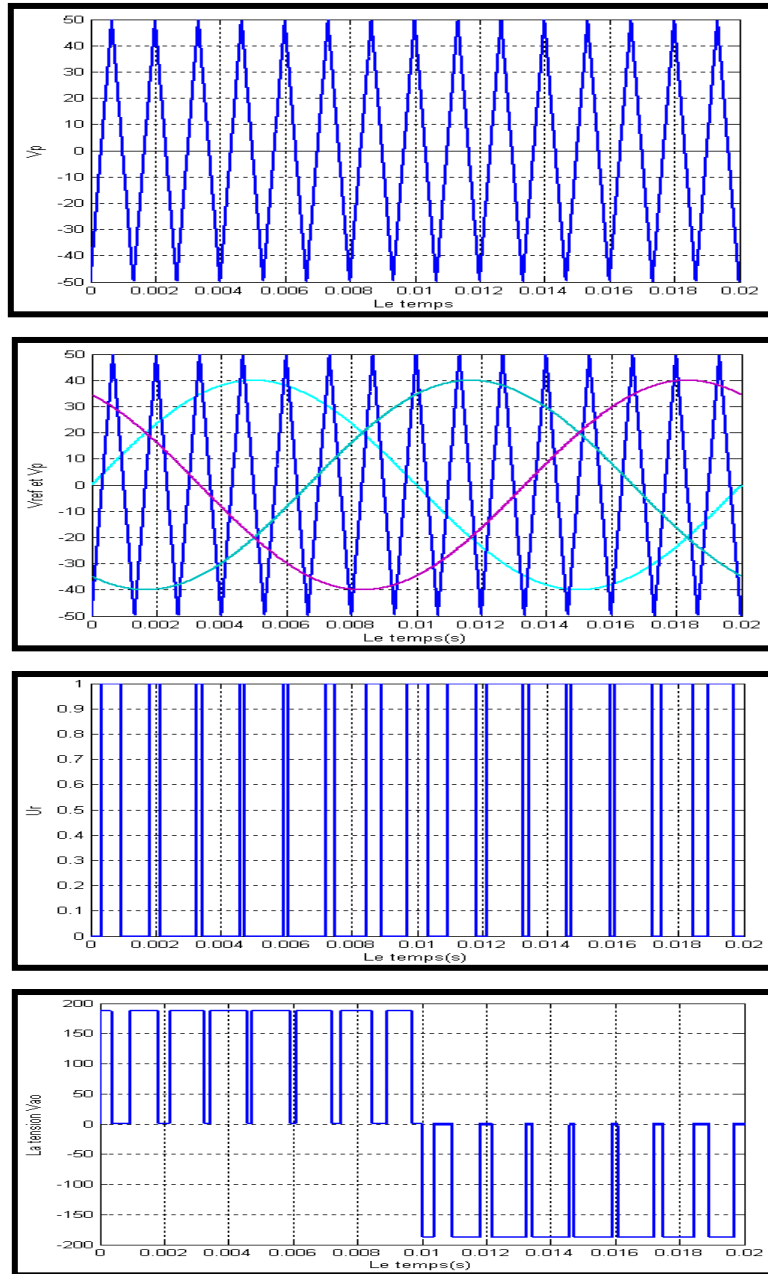
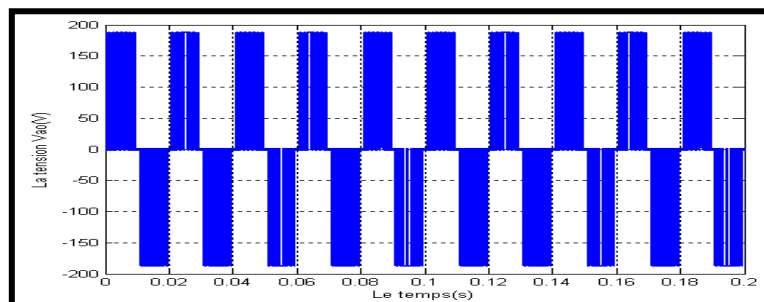


Fig. (VI-40): Principe de modulation d'un onduleur triphasé à MLI  
sinusoïdale à une seule porteuse pour  $m=15$  et  $r=0.8$

**a. Résultat de simulation à base d'IGBT**

➤ Pour  $m=40$  et  $r=0.8$



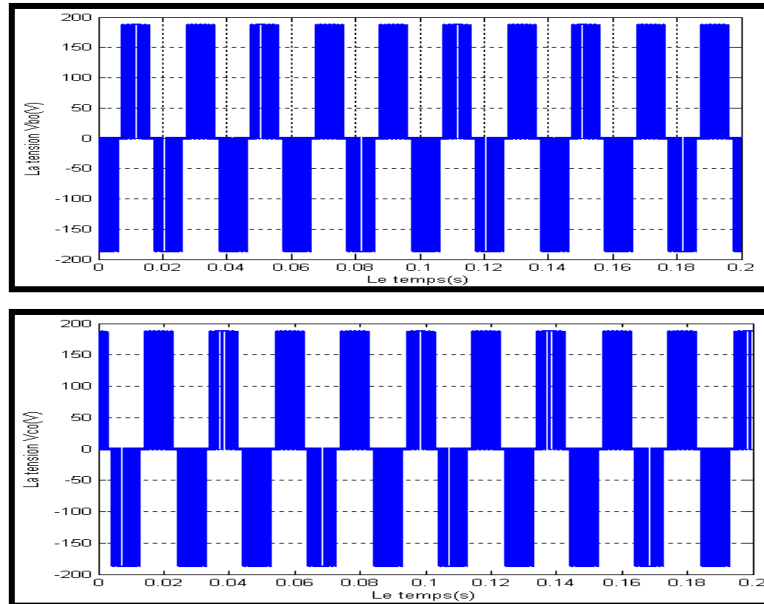


Fig. (VI-41): Les tensions simple  $V_{ao}$ ,  $V_{bo}$  et  $V_{co}$  à la sortie d'un onduleur à trois niveaux à MLI sinusoïdale à une seule porteuse pour  $m=40$  et  $r=0.8$

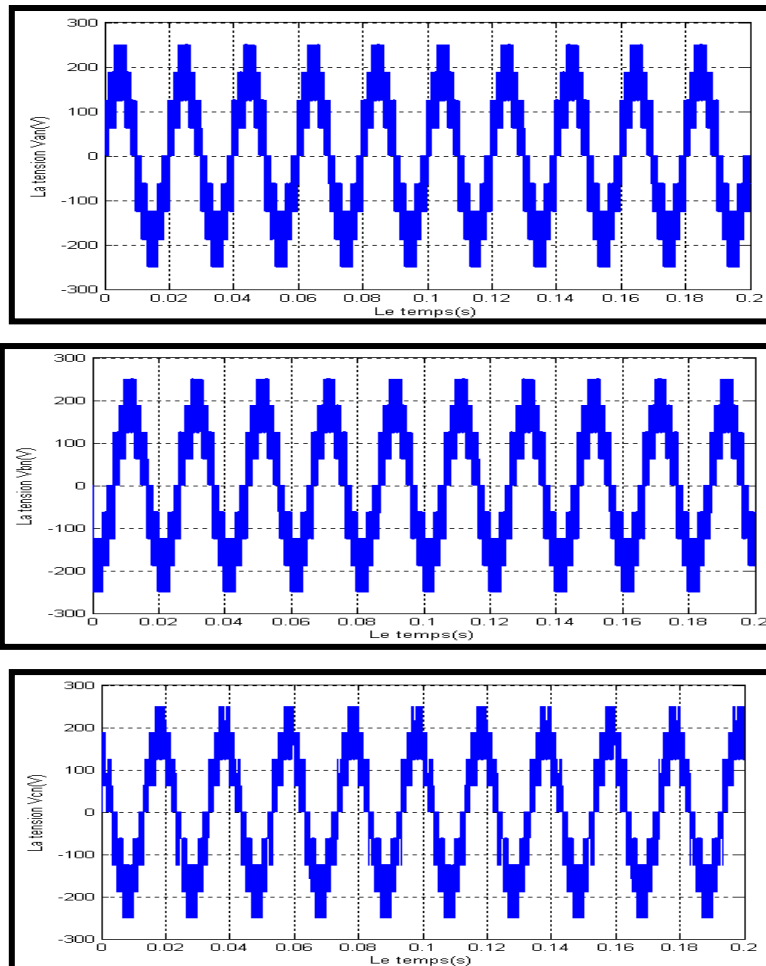


Fig. (VI-42): Les tensions simples  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$  à la sortie d'un onduleur à trois niveaux. à MLI sinusoïdale à une seule porteuse pour  $m=40$  et  $r=0.8$

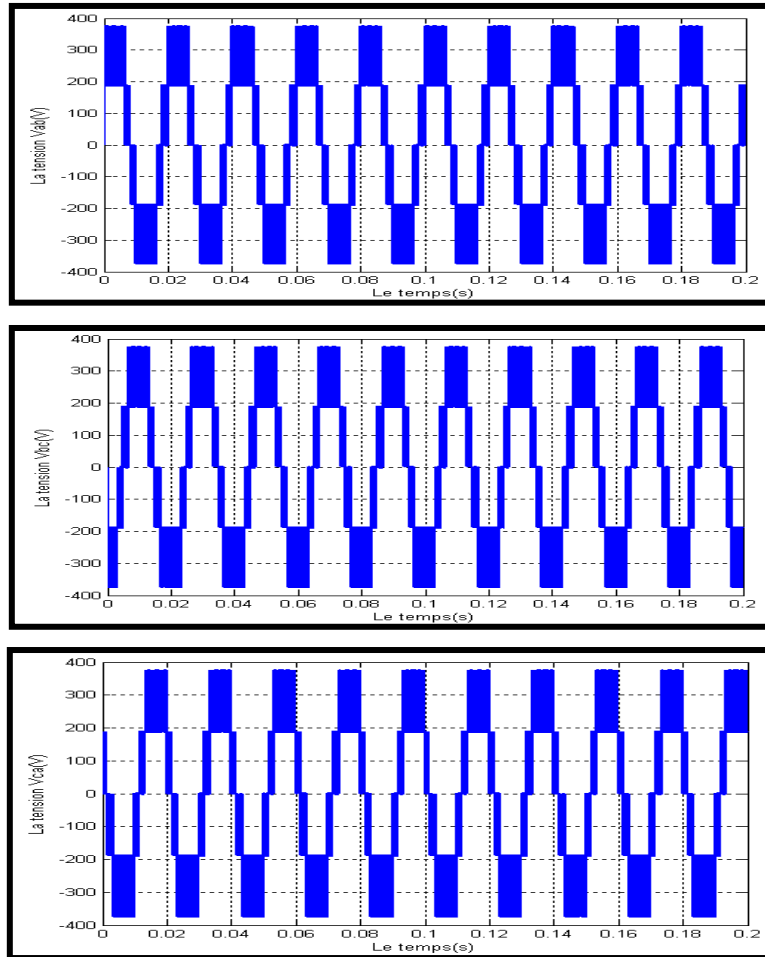


Fig. (VI-43): Les tensions composées  $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$  et  $V_{ca}$  à la sortie d'un onduleur à trois niveaux à MLI sinusoïdale à une seule porteuse pour  $m=15$  et  $r=0.8$

Le fondamental 50(HRZ), THD=18.22%

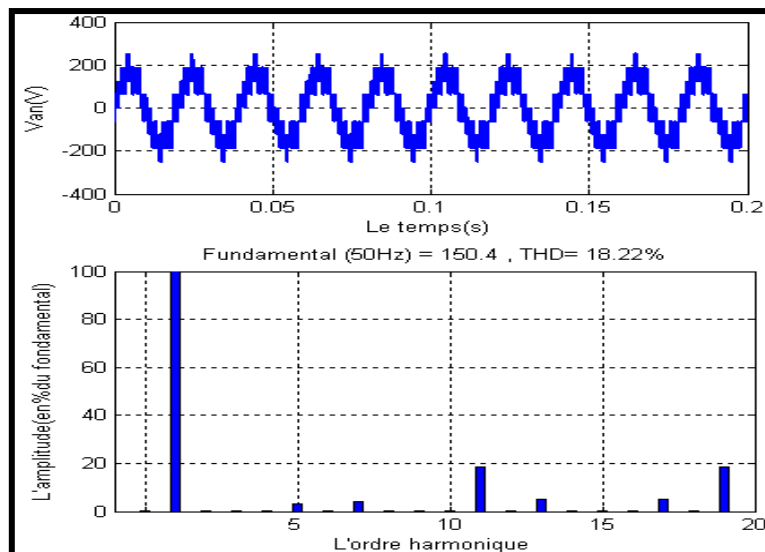


Fig. (VI-44): Le spectre d'harmonique de la tension de phase  $V_{an}$

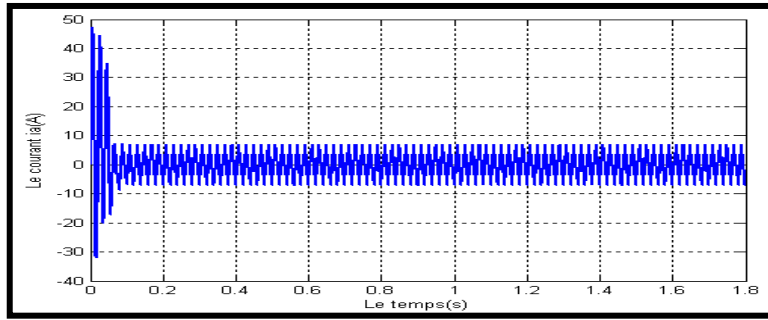


Fig. (VI-45): Le courant statorique  $i_a$  de la phase a d'une MAS alimentée par un onduleur à trois niveaux à MLI sinusoïdale à une seule porteuse pour  $m=40$  et  $r=0.8$   
THD=14.60%

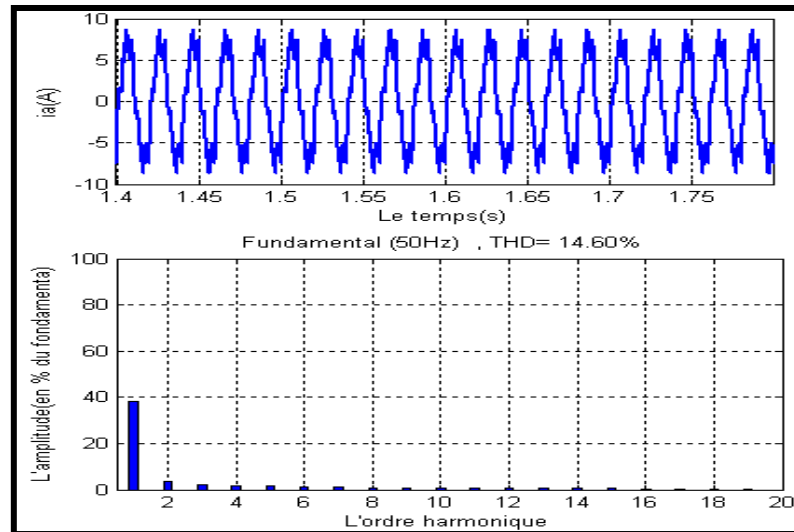


Fig. (VI-46): Le spectre d'harmonique du courant statorique  $i_a$

### 1. Marche à vide; $C_r=0N.m$

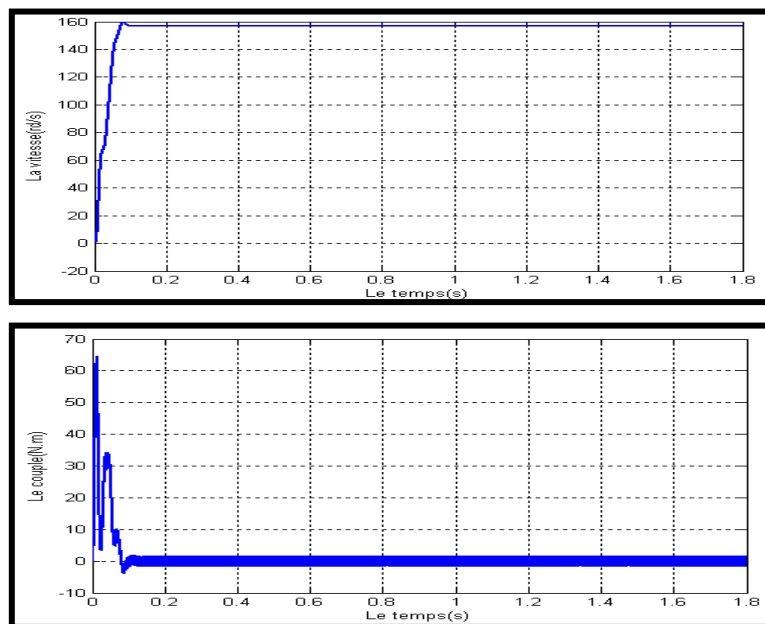


Fig. (VI-47): Les courbes de la variation du couple électromécanique  $C_e(t)$ , et de la vitesse  $\omega(t)$

## 2. Marche en charge; $C_r=10N.m$

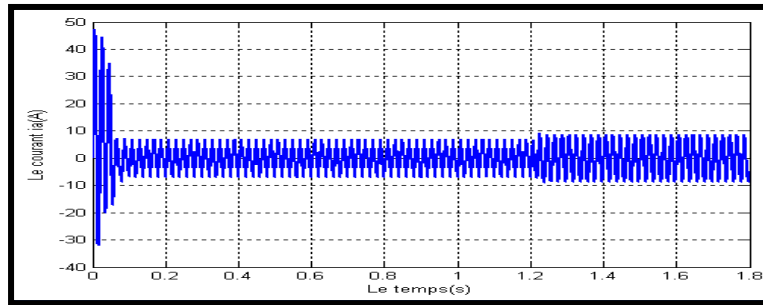


Fig. (VI-48): Le courant statorique  $i_a$  de la phase a d'une MAS alimentée par un onduleur à trois niveaux à MLI sinusoidale à une seule porteuse pour  $m=40$  et  $r=0.8$

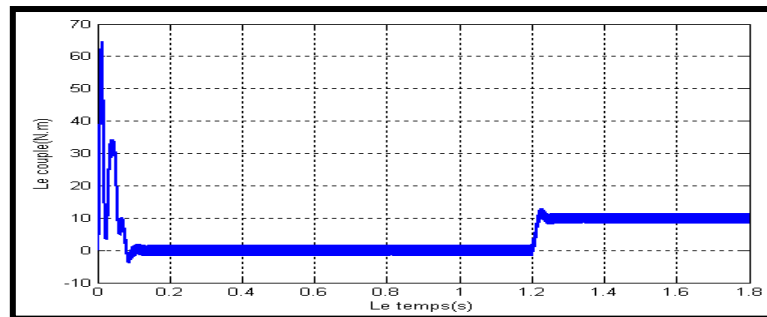
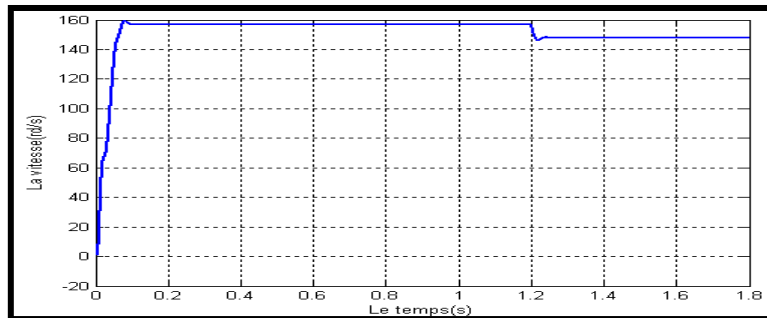


Fig. (VI-49): Les courbes de la variation du couple électromécanique  $C_e(t)$ , et de la vitesse  $\omega(t)$

### b. Résultat de simulation à base de GTO

➤ Pour  $m=40$  et  $r=0.8$

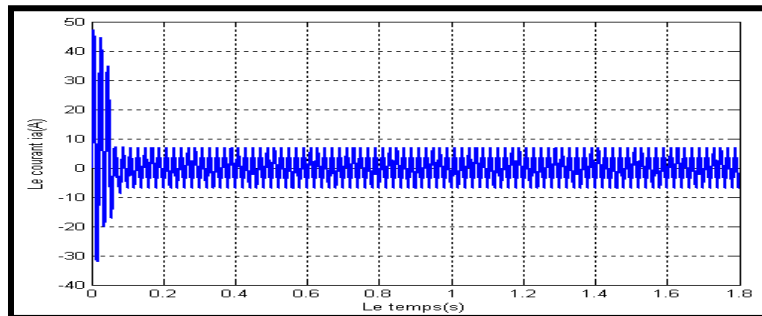


Fig. (VI-50): Le courant statorique  $i_a$  de la phase a d'une MAS alimentée par un onduleur à trois niveaux à MLI sinusoidale à une seule porteuse pour  $m=40$  et  $r=0.8$

## 1. Marche à vide; $C_r=0\text{N.m}$

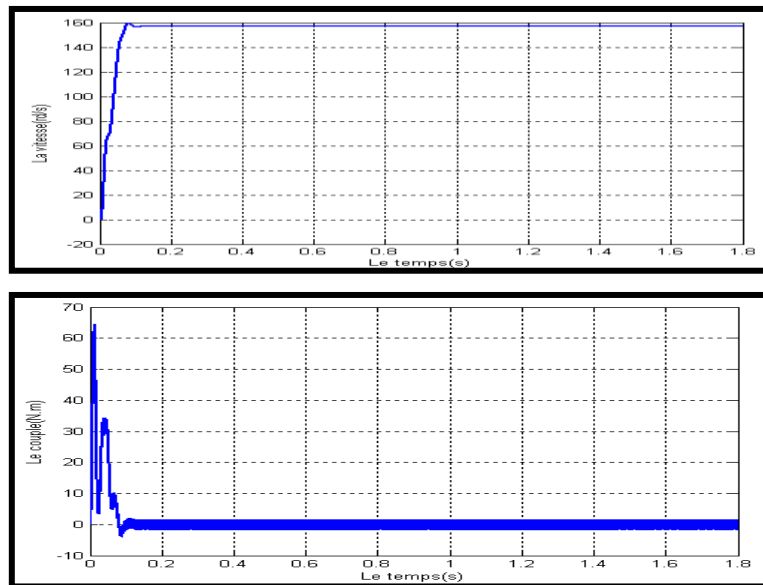


Fig. (VI-51): Les courbes de la variation du couple électromécanique  $C_e(t)$ , et de la vitesse  $\omega(t)$

## 2. Marche en charge; $C_r=10\text{ N.m}$

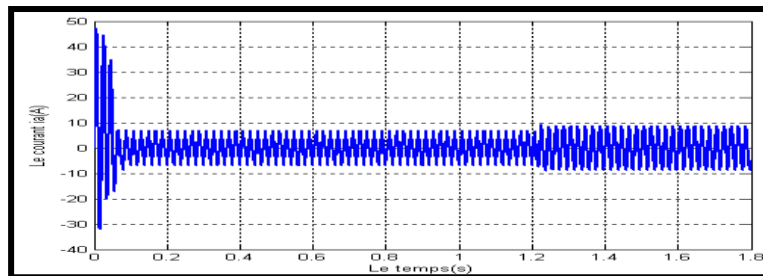


Fig. (VI-52): Le courant statorique  $i_a$  de la phase a d'une MAS alimentée par un onduleur à trois niveaux à MLI sinusoïdale à une seule porteuse pour  $m=40$  et  $r=0.8$

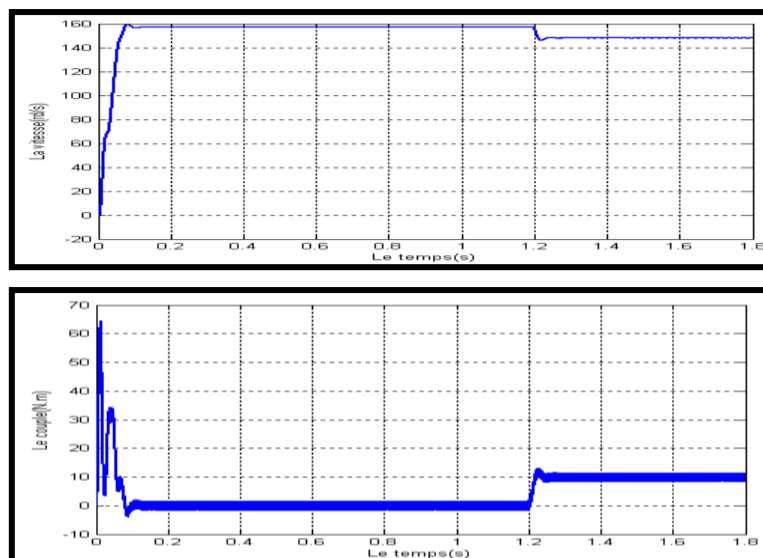


Fig. (VI-53): Les courbes de la variation du couple électromécanique  $C_e(t)$ , et de la vitesse  $\omega(t)$

### VI.4.3 La commande triangulo-sinusoidale avec deux porteuses unipolaires

L'algorithme de cette stratégie pour un bras K (K=a, b, c) peut se résumer par le système d'équation (VI-4) suivant :

$$\begin{aligned} (V_{refK} \geq U_{p1}) &\Rightarrow B_{K1} = 1 \text{ et } B_{K2} = 1 \\ (V_{refK} < U_{p2}) &\Rightarrow B_{K1} = 0 \text{ et } B_{K2} = 0 \quad \text{avec} \begin{cases} B_{K3} = \overline{B_{K1}} \\ B_{K4} = \overline{B_{K2}} \end{cases} \end{aligned} \quad (VI-3)$$

$$(V_{refK} < U_{p1}) \text{ et } (V_{refK} \geq U_{p2}) \Rightarrow B_{K1} = 0 \text{ et } B_{K2} = 1$$

Avec :

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

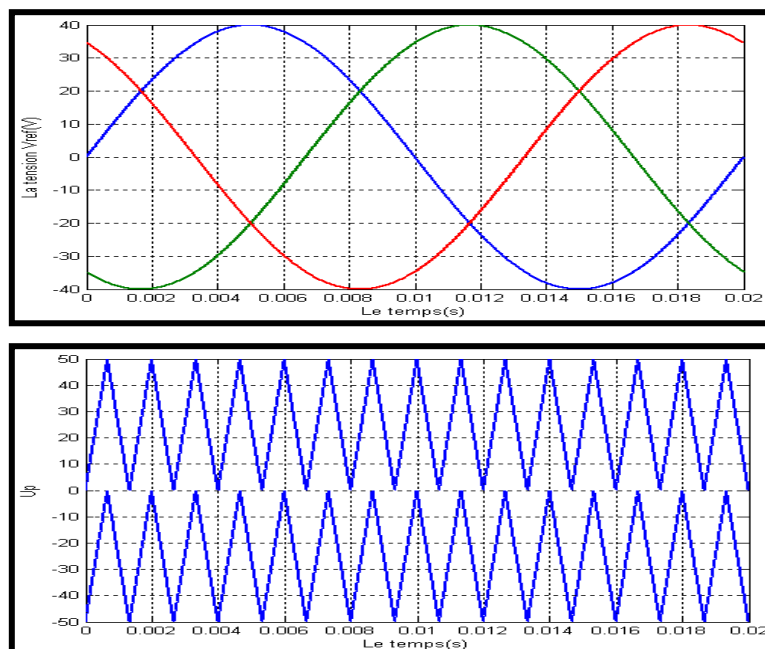
$U_{p2}$  : représente la variation de l'amplitude de l'onde de la porteuse en bas.

Cette stratégie est caractérisée, comme la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse par l'indice de modulation m et le taux de modulation r. les tensions de référence équilibrée sont définies par le système d'équation (VI-4) suivant :

$$\begin{aligned} V_{ref1} &= V_m \cdot \sin(\omega t - \varphi) \\ V_{ref2} &= V_m \cdot \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{ref3} &= V_m \cdot \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (VI-4)$$

#### VI.4.3.1 Résultat de simulation

➤ Pour m=15 et r=0.8



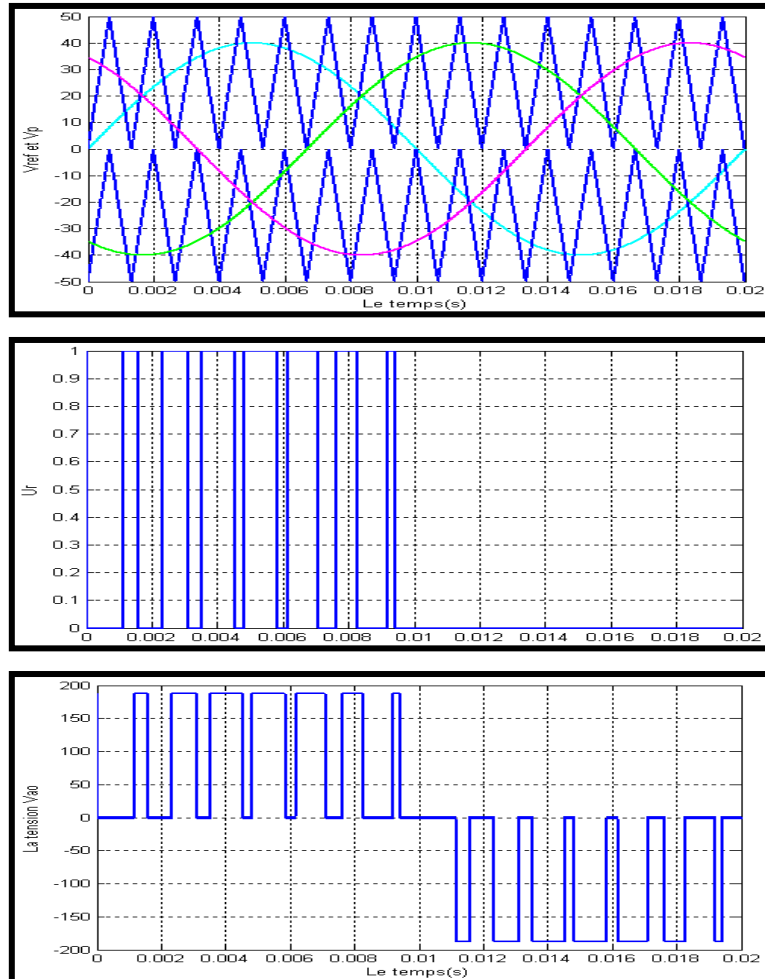
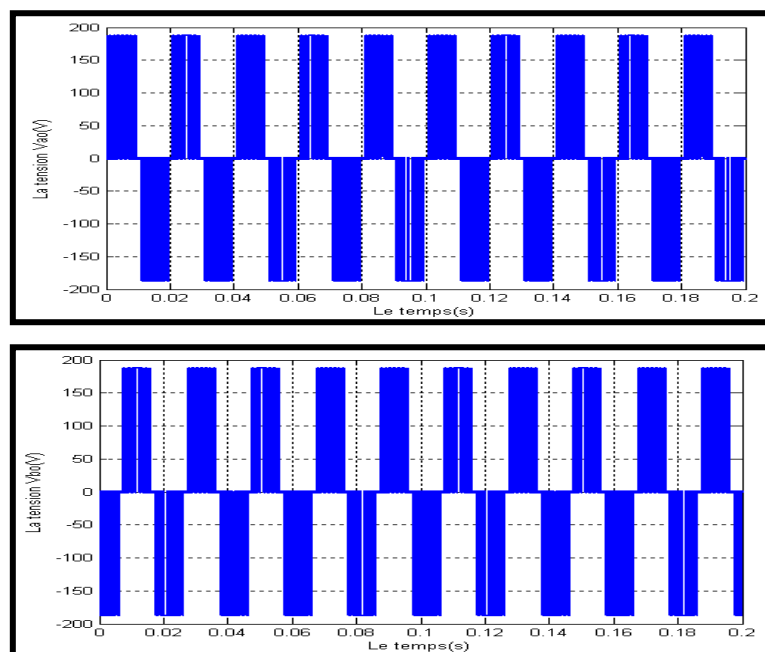


Fig. (VI-54): Principe de modulation d'un onduleur triphasé à trois niveaux à MLI sinusoidale à deux porteuses pour  $m=15$  et  $r=0.8$

a. Résultat de simulation à base d'IGBT

➤ Pour  $m=40$  et  $r=0.8$



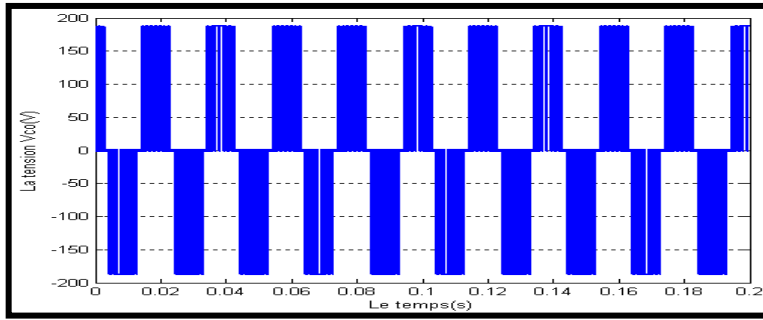


Fig. (VI-55): Les tensions simple  $V_{ao}$ ,  $V_{bo}$  et  $V_{co}$  à la sortie d'un onduleur à trois niveaux à MLI sinusoidale à deux porteuses pour  $m=40$  et  $r=0.8$

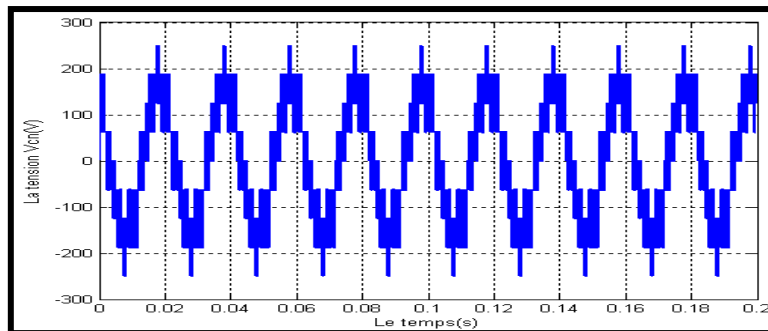
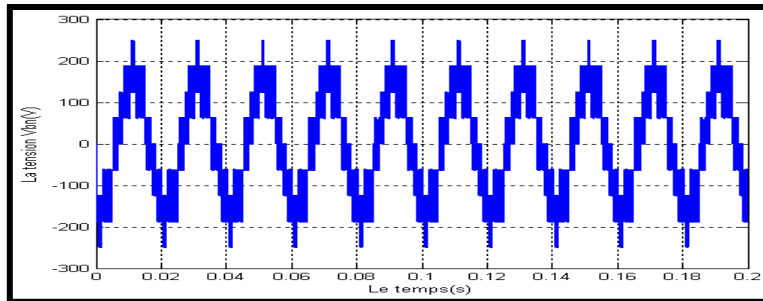
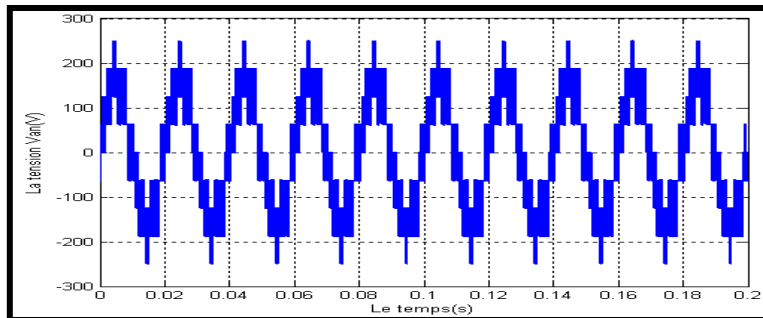
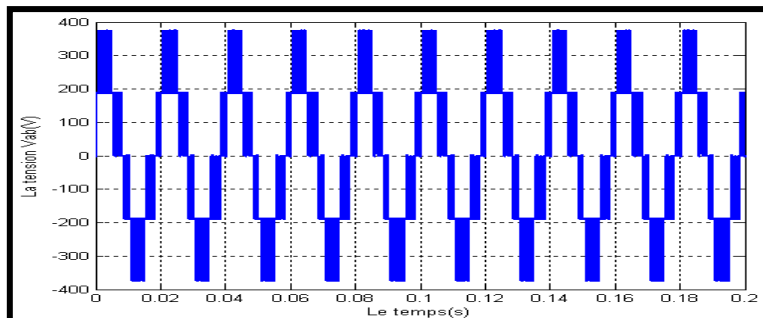


Fig. (VI-56): Les tensions simples  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$  à la sortie d'un onduleur à trois niveaux. à MLI sinusoidale à deux porteuses pour  $m=40$  et  $r=0.8$



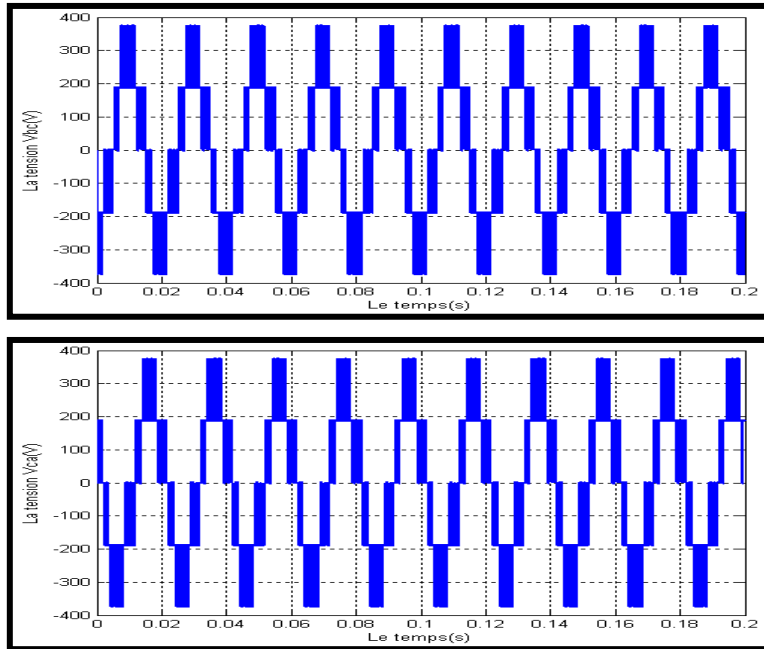


Fig. (VI-57): Les tensions composées  $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$  et  $V_{ca}$  à la sortie d'un onduleur à trois niveaux, à MLI sinusoidale à deux porteuses pour  $m=40$  et  $r=0.8$

Le fondamental 50(HRZ), THD=14.21%

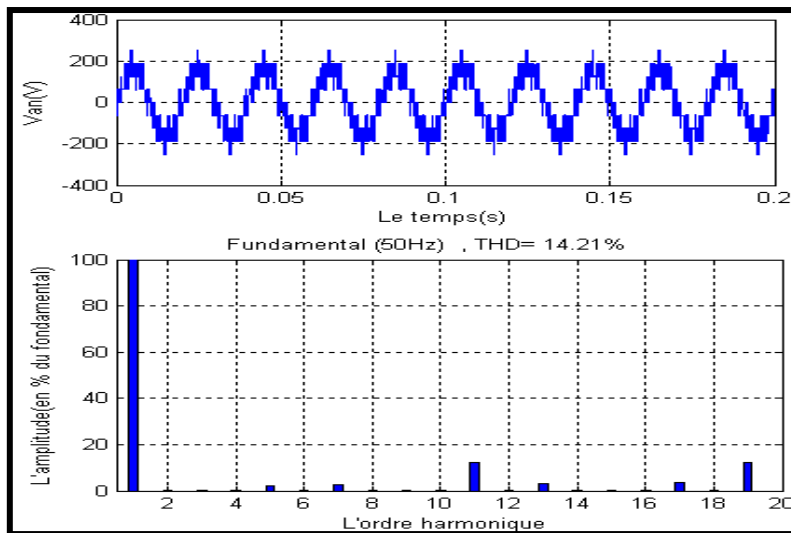


Fig. (VI-58): Le spectre d'harmonique de la tension de phase  $V_{an}$

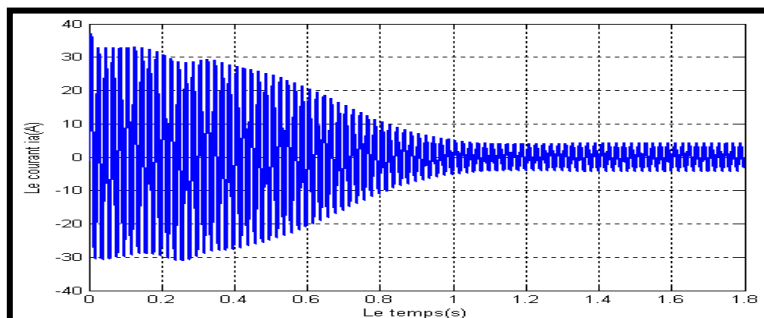


Fig. (VI-59): Le courant statorique  $i_a$  de la phase a d'une MAS alimentée par un onduleur à trois niveaux à MLI sinusoidale à une seule porteuse pour  $m=40$  et  $r=0.8$

THD=7.33%

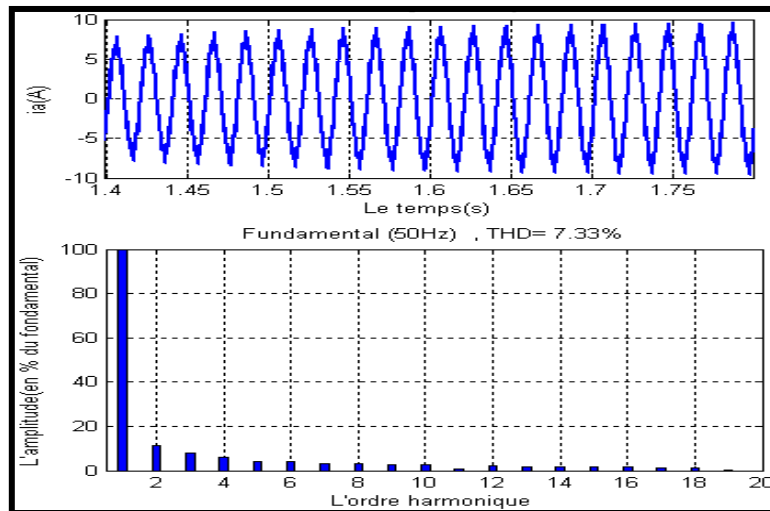


Fig. (VI-60): Le spectre d'harmonique du courant statorique  $i_a$

### 1. Marche à vide; $C_r=0\text{N.m}$

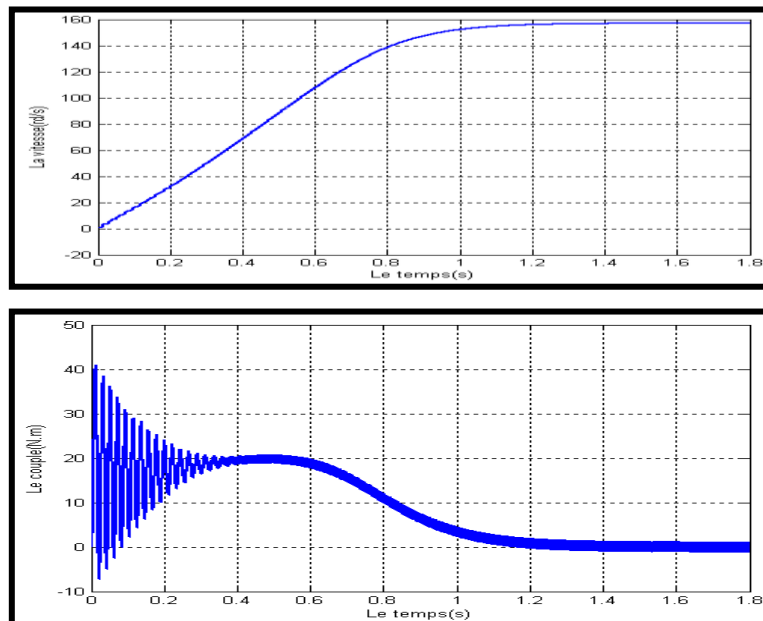


Fig. (VI-61): Les courbes de la variation du couple électromécanique  $C_e(t)$ , et de la vitesse  $\omega(t)$

### 1. Marche en charge; $C_r=10\text{N.m}$

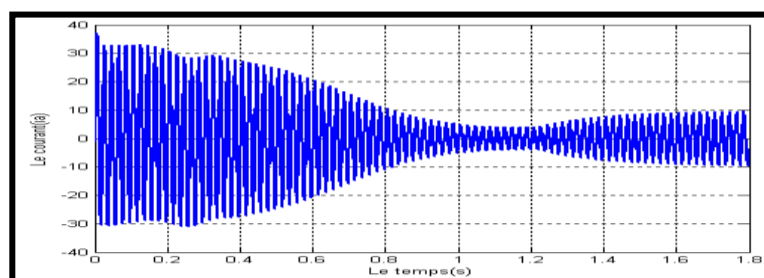


Fig. (VI-62): Le courant statorique  $i_a$  de la phase a d'une MAS alimentée par un onduleur à trois niveaux à MLI sinusoidale à deux porteuses pour  $m=40$  et  $r=0.8$

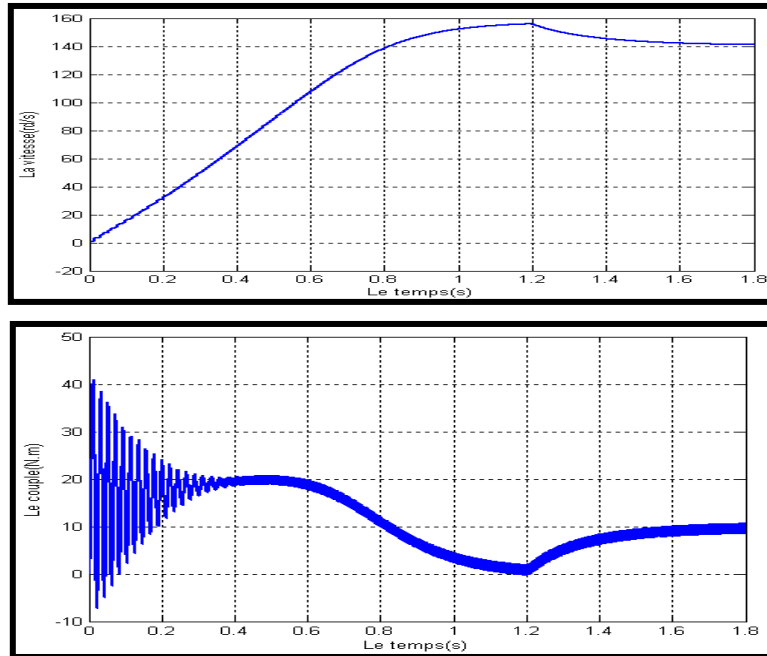
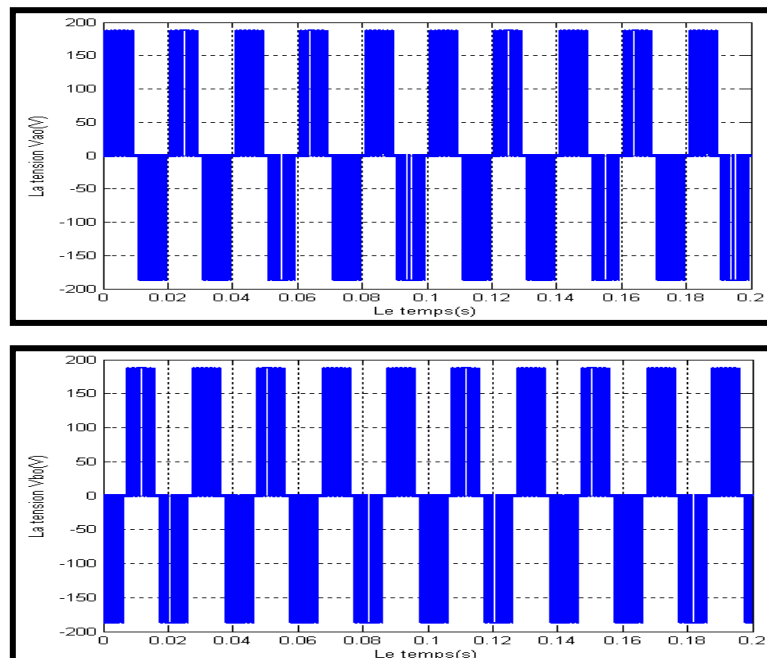


Fig. (VI-63): Les courbes de la variation du couple électromécanique  $C_e(t)$ , et de la vitesse  $\omega(t)$

### b. Résultat de simulation à base de GTO

➤ Pour  $m=40$  et  $r=0.8$



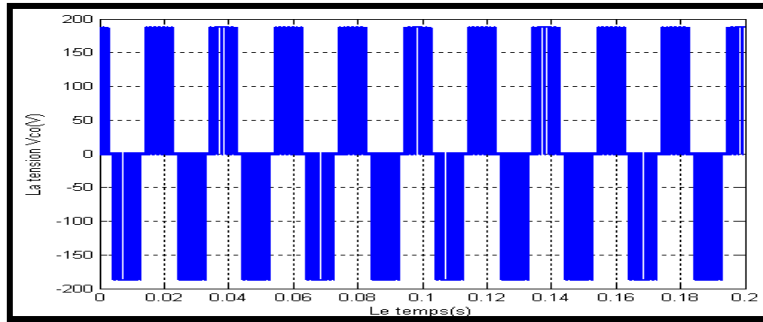


Fig. (VI-64): Les tensions simple  $V_{ao}$ ,  $V_{bo}$  et  $V_{co}$  à la sortie d'un onduleur à trois niveaux à MLI sinusoidale à deux porteuses pour  $m=40$  et  $r=0.8$ .

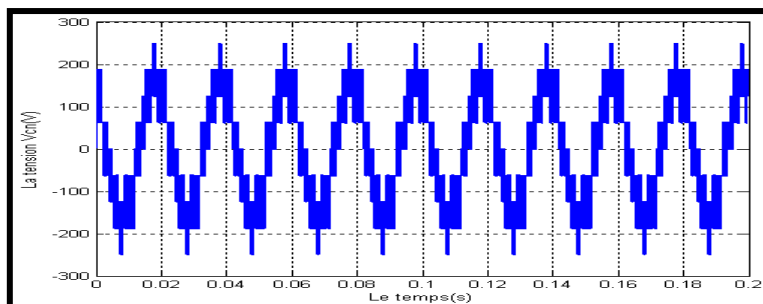
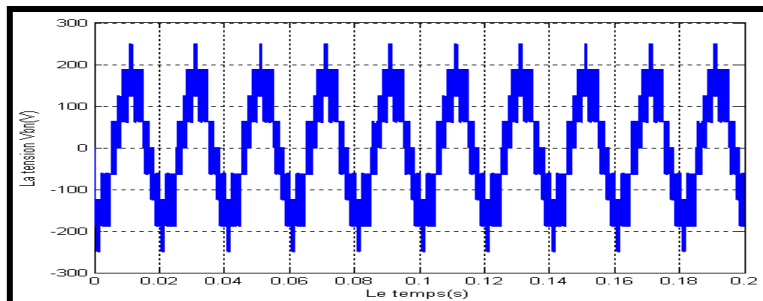
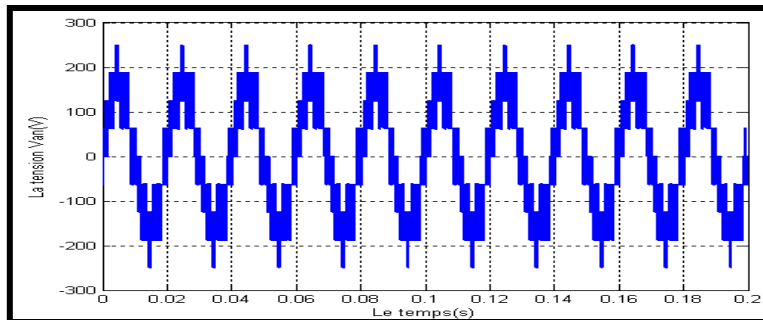
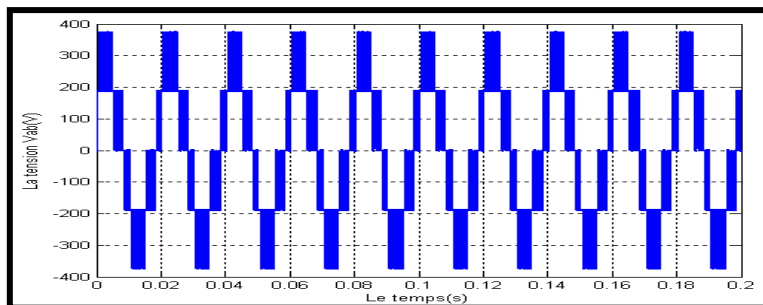


Fig. (VI-65): Les tensions simples  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$  à la sortie d'un onduleur à trois niveaux. à MLI sinusoidale à deux porteuses pour  $m=40$  et  $r=0.8$



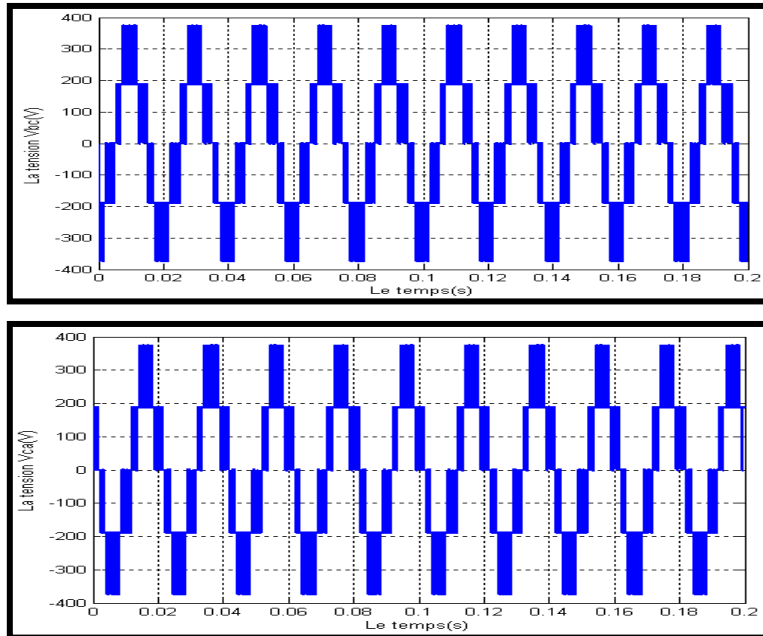


Fig. (VI-66): Les tensions composées  $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$  et  $V_{ca}$  à la sortie d'un onduleur à trois niveaux. à MLI sinusoïdale à deux porteuses pour  $m=40$  et  $r=0.8$

Le fondamental 50(HRZ), THD=14.21%

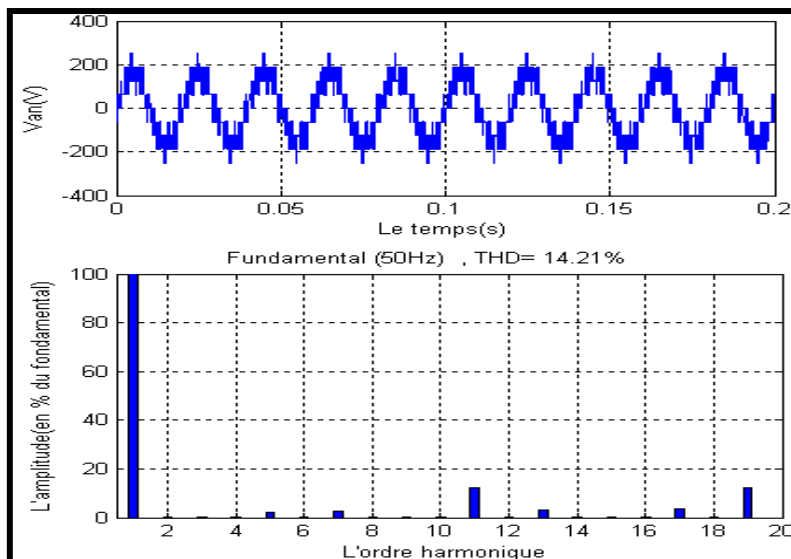


Fig. (VI-67): Le spectre d'harmonique de la tension de phase  $V_{an}$

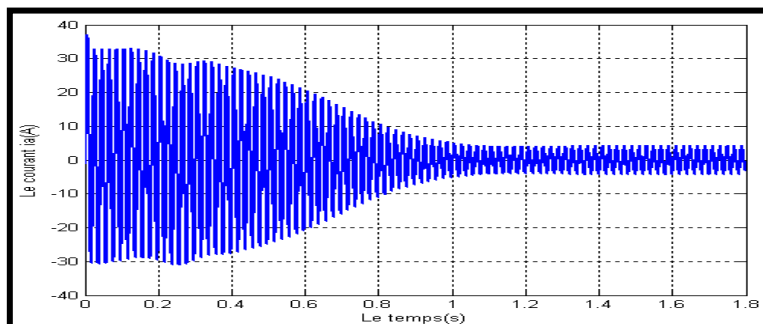


Fig. (VI-68): Le courant statorique  $i_a$  de la phase a d'une MAS alimentée par un onduleur à trois niveaux à MLI sinusoïdale à deux porteuses pour  $m=40$  et  $r=0.8$

THD=7.33%

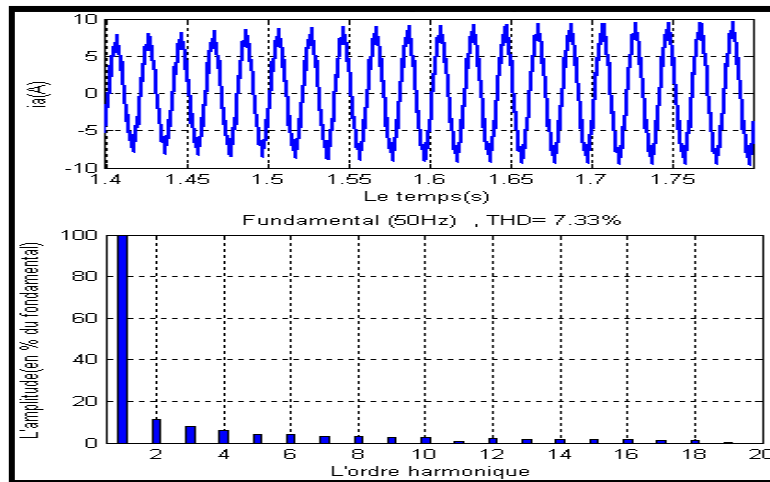


Fig. (VI-69): Le spectre d'harmonique du courant statorique  $i_a$

### 1. Marche à vide; $C_r=0\text{N.m}$

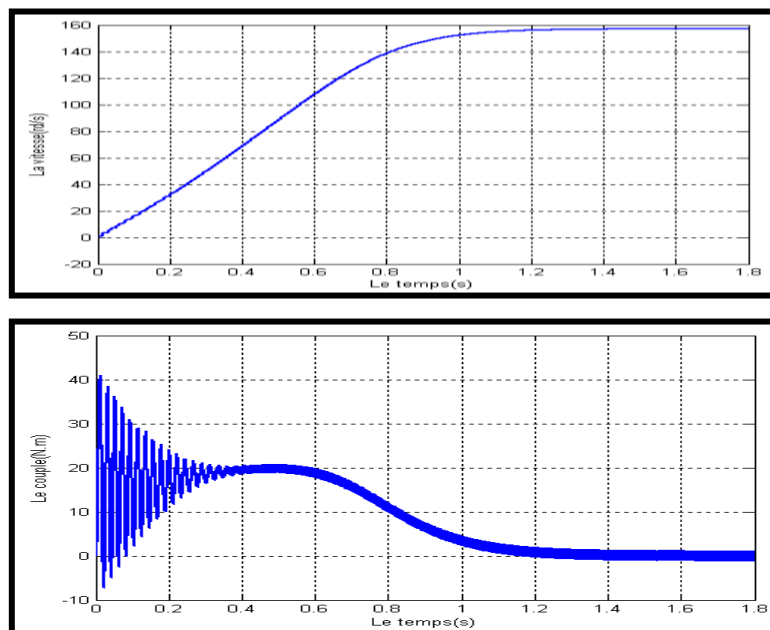


Fig. (VI-70): Les courbes de la variation du couple électromécanique  $C_e(t)$ , et de la vitesse  $\omega(t)$

### 2. Marche en charge; $C_r=10\text{N.m}$

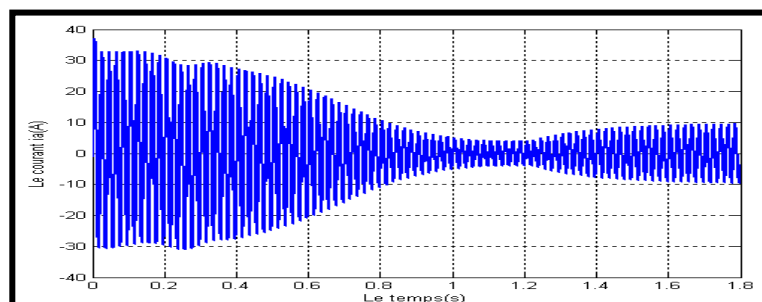


Fig. (VI-71): Le courant statorique  $i_a$  de la phase a d'une MAS alimentée par un onduleur à trois niveaux à MLI sinusoïdale à deux porteuses pour  $m=40$  et  $r=0.8$

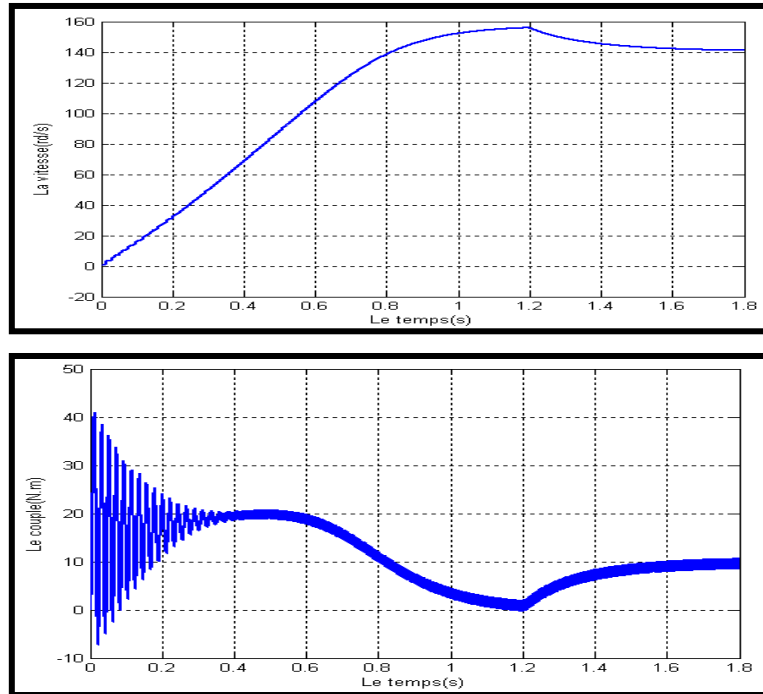


Fig. (VI-72): Les courbes de la variation du couple électromécanique  $C_e(t)$ , et de la vitesse  $\omega(t)$

## VI.5 Interprétation des résultats de simulation

### VI.5.1 Interprétation des résultats de l'alimentation directe de la machine asynchrone

Avant de traiter les résultats de simulation obtenus lors de l'association de la machine asynchrone avec l'onduleur en utilisant les trois techniques de commande à commande en pleine onde, MLI sinusoïdale, et la MLI vectorielle, on préfère présenter le cas idéal d'une machine asynchrone parfaitement sinusoïdale, qu'on considérera comme référence, selon laquelle on discutera les résultats obtenus en associant la machine à notre onduleur de tension à deux et à trois niveaux.

Les courbes représentées dans les figures (VI-2), (VI-3), (VI-4), (VI-5) montrent bien l'évolution du courant statorique ( $i_{as}$ ) dans la phase a de la machine, le couple électromagnétique ( $C_e$ ), la vitesse ( $\omega$ ), et la caractéristique mécanique  $\omega=f(C_e)$ .

- Dans la figure (VI-3) on remarque un appel important du courant au démarrage presque égal 5 fois le courant nominal, après sa disparition, le régime permanent atteint au bout de 0.2(s) avec un courant sinusoïdal à vide d'amplitude constant. Mais dans la figure (VI-7) marche en charge, le moteur à partir de  $t=1.2(s)$  le courant augmente à une valeur adéquate.
- Dans la figure (VI-5) on remarque des oscillations avec augmentation du couple pendant le régime transitoire, et après disparition de ce dernier, le couple tend vers zéro (marche à vide). dans la figure (VI-9) marche en charge à partir du  $t=1.2(s)$  le couple électromagnétique tend vers la valeur du couple résistant  $C_r=10(N.m)$ .

- Les oscillations du couple se font évidemment ressentir sur l'évolution de la vitesse figure (VI-4) dans les premiers instants de démarrage, avec accroissement presque linéaire au régime permanent, la vitesse s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme. Dans la figure (VI-8) marche en charge, la vitesse a diminué grâce à l'application du couple résistant  $C_r=10(N.m)$ .
- Les caractéristique mécaniques  $\omega=f(C_e)$  sont présentées dans les figures (VI-6), (VI-10), montrent clairement l'évolution vers le point de fonctionnement du moteur asynchrone.

### VI.5.2 Interprétation des résultats de l'association onduleur-machine asynchrone

- Presque dans les trois techniques de commande, pendant le régime transitoire le couple électromagnétique et le courant statorique atteint des valeurs élevées. En régime permanent le courant statorique varie selon une allure qui n'est pas parfaitement sinusoïdale. Mais le couple électromagnétique oscille autour de sa valeur moyenne, et à partir du  $t=1.2(s)$  le couple tend vers la valeur du couple résistant  $C_r=10(N.m)$ , autour de cette valeur il continue aussi à osciller.
- On marche à vide, on remarque l'évolution de la vitesse de rotation dans les premiers instants de démarrage, avec accroissement presque linéaire au régime permanent. La vitesse s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme, mais à la mise en charge la vitesse diminue puisque elle est proportionnelle au couple.

Les valeurs de distorsion totale des harmoniques obtenus, pour la tension simple de phase  $V_{an}$  et le courant statorique  $i_a$  sont résumés dans le tableau suivant:

Les différentes techniques de commande	THD de la tension simple(%)	THD du courant statorique(%)
MLI vectorielle appliquée à l'onduleur à deux niveaux	35.71	22.85
Commande en pleine onde appliquée à l'onduleur à trois niveaux, pour $\alpha=15^\circ$	21.99	20.60
MLI sinusoïdale à une seule porteuse appliquée à l'onduleur à trois niveaux, pour $m=40$	18.22	14.60
MLI sinusoïdale à deux porteuses appliquées à l'onduleur à trois niveaux, pour $m=40$	14.21	7.33

Tableau. VI-1 : Les valeurs de THD pour les différentes techniques de commande

- Pour une nette diminution du THD en augmente l'indice de modulation  $m$  jusqu'à  $m=40$  et le coefficient de réglage jusqu'à  $r=0.8$ .
- Pour la MLI à une seule porteuse, on remarque que le THD du spectre harmonique de la tension simple de phase  $V_{an}$  a diminué par rapport à celui de l'onduleur à deux niveaux contrôlé par la commande vectorielle. La même chose pour l'allure de courant et son spectre harmonique.

Pour améliorer le THD de l'onduleur à trois niveaux, on remplace la MLI sinusoïdale à une seule porteuse par la MLI sinusoïdale à deux porteuses.

- Pour la tension simple de phase  $V_{an}$  et son spectre harmonique de l'onduleur à trois niveaux à MLI sinusoïdale à deux porteuses, on constate que le taux de distorsion harmonique a diminué par rapport à l'onduleur à trois niveaux à MLI sinusoïdale à une seule porteuse.
- Pour l'allure du courant de la phase  $a$  de la machine asynchrone et son spectre harmonique de l'onduleur à trois niveaux, on remarque que le taux de distorsion harmonique a diminué d'environ presque la moitié par rapport à celui de l'onduleur à trois niveaux à une seule porteuse.
- Pour la tension simple de phase  $V_{an}$  et son spectre harmonique de l'onduleur à trois niveaux à MLI sinusoïdale à une seule porteuse, on constate que le taux de distorsion harmonique a diminué par rapport à l'onduleur à trois niveaux à commande en pleine onde.
- Pour l'allure du courant de la phase  $a$  de la machine asynchrone et son spectre harmonique de l'onduleur à trois niveaux à MLI à deux porteuses, on remarque que le taux de distorsion harmonique est mieux par rapport à celui de l'onduleur à trois niveaux à une seule porteuse.

Pour  $m=40$ , la valeur de distorsion totale des harmoniques pour la tension simple  $V_{an}$  est :

THD (commande en pleine onde)=21.99% > THD (MLI sinusoïdale à une seule porteuse)=18.22%.

THD (MLI sinusoïdale à 1 seule porteuse)=18.22% > THD (MLI sinusoïdale à 2 porteuses)=14.21%.

THD (onduleur à deux niveaux à MLI vectorielle)=35.71% > THD (onduleur à trois niveaux à commande en pleine onde)=21.99%.

Pour  $m=40$ , la valeur de distorsion totale des harmoniques pour le courant statorique est:

THD (MLI sinusoïdale à 1 seule porteuse)=14.60% < THD (commande en pleine onde)=20.60%.

THD (MLI sinusoïdale à 1 seule porteuse)=14.60% > THD (MLI sinusoïdale à 2 porteuses)=7.33%.

THD (onduleur à deux niveaux à MLI vectorielle)=22.85% > THD (onduleur à trois niveaux à commande en pleine onde)=20.60.

La qualité spectrale de l'onde de tension et du courant à la sortie d'un onduleur de tension à trois niveaux de type NPC commandé par la MLI sinusoïdale à deux porteuses unipolaires est la meilleure par rapport à celle de la commande en pleine onde.

## **VI.6 Conclusion**

Dans ce dernier chapitre, on a simulé l'onduleur de tension à deux niveaux contrôlé par la commande vectorielle. Ainsi l'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC contrôlé par la commande en pleine onde, la MLI sinusoïdale à une seule porteuse, et la MLI sinusoïdale à deux porteuses.

Sur l'étude comparative entre l'onduleur à trois niveaux de tension de type NPC à base d'IGBT et GTO, on ne remarque aucune différence. Remarquant qu'avec ces deux types de semi-conducteurs on a obtenu des bons résultats.

On a démontré que la MLI sinusoïdale à deux porteuses appliqué à l'onduleur à trois niveaux à une meilleure distorsion harmonique par rapport à celle de la commande en pleine onde, la MLI sinusoïdale à une seule porteuse, et la MLI vectorielle appliqué à l'onduleur à deux niveaux.

Malgré que la commande vectorielle soit la plus développée les résultats obtenus montrent clairement que l'onduleur à trois niveaux contrôlé par la MLI sinusoïdale à deux porteuses plus performant, comparant par celui de l'onduleur à deux niveaux contrôlé par la MLI vectorielle.

## Conclusion 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.

Nous avons commencé par la présentation du modèle de la machine en vue de l'alimentation directe au réseau. La modélisation de la machine asynchrone est basée sur la transformation de Park, ce qui a permis de simplifier les équations de la machine électrique. Les résultats obtenus montrent bien la validité du modèle de Park pour la détermination des différentes caractéristiques de la machine.

Le développement rapide des convertisseurs statique et grâce au progrès récent effectué au niveau de la technologie de composants de puissances à semi-conducteurs, la structure de l'onduleur de tension à trois niveaux est plus adaptée par rapport à la structure de l'onduleur à deux niveaux.

Pour la commande en pleine onde j'ai pris  $\alpha=15^\circ$ , pour avoir un taux de distorsion harmonique un peu mieux que  $\alpha>15^\circ$ . Pour cela on peut dire que l'angle  $\alpha$  nous offre un degré de liberté pour le choix des performances de l'onduleur de tension à trois niveaux.

L'allure du courant à la sortie de l'onduleur à trois niveaux de type NPC contrôlé par la commande en pleine onde n'est pas parfaitement sinusoïdale, elle est très riche en harmoniques.

Le taux d'harmonique décroît quand le taux de modulation augmente, et avec l'ordre du niveau de tension de l'onduleur.

L'évolution de la technologie des algorithmes de commande très performants des machines à courant alternatif impose des moyens de réglage tout aussi performant des machines. Afin de générer une tension sinusoïdale que possible, différentes stratégies de commande à MLI des onduleurs à deux et à trois niveaux sont traitées. La MLI vectorielle appliquée à l'onduleur à deux niveaux et la MLI sinusoïdale à une seule et deux porteuses appliquée à l'onduleur à trois niveaux.

L'allure du courant de l'onduleur à trois niveaux contrôlé par la MLI sinusoïdale à deux porteuse unipolaires est moins d'harmonique THD=7.33%.

Finalement les résultats obtenus nous conduire à conclure qu'à partir des essais effectués sous MATLAB, nous montrent l'efficacité de la commande à MLI sinusoïdale à deux porteuses par rapport à une seule porteuse, et la commande en pleine onde appliquée à l'onduleur à trois niveaux.

Comme perspective pour ce travail, une étude plus poussée en effectuant:

- Réalisation de l'onduleur de tension à N niveaux contrôlé par la commande sinusoïdale à plusieurs porteuses.
- Réalisation de l'onduleur à trois et N niveaux commandé par la commande vectorielle.























- 
- [1] **M. L. Doumbia, G. Roy, V. Rajagopalon**, « An Integrated Solution for simulating Electrical Drive Systems with Matlab/Simulink. » International Symposium on Industrial Electronics, 1997.
- [2] **F. Barret**, « Régime transitoire des machines tournantes Electrique ». Collection des Etudes de Recherches Edition Eyrolles, Paris 1982.
- [3] **L. Baghli**, « Modélisation et Commande des Machines Asynchrone », Cours de Commande IUFM de Lorraine UHP, 03/04.
- [4] **M. Kadjoudj**, « Contribution à La Commande D'une MSAP », Thèse de Doctorat D'état, Université de Batna 2003.
- [5] **J. P. Caron, J.P. Hautier**, « Modélisation Et Commande de La Machine Asynchrone ». Edition TECHNIP, Paris 1995.
- [6] **R. Abdessemed, M. Kadjoudj**, « Modélisation Des Machines Electriques », Presses de L'université de Batna 1997.
- [7] **Philippe Barret**, « Régimes transitoires des Machines Tournantes Electriques », Edition Eyrolles 1989.
- [8] **G. Guy, C. Guy**, « Actionneurs Electriques, Principes Modèles Commande », Edition Eyrolles, 2000.
- [9] **Abdoulaye. T, Doumbia. M.L.**, « Modélisation et Simulation d'une Machine Asynchrone à Cage à l'aide du Logiciel MATLAB/Simulink », Ecole Polytechnique de Montréal, Canada, 2000.
- [10] **B. K. Bose**, « Power Electronics and AC Drives », Edition Practice Hall, 1986.
- [11] **L. M. Tolbert**, « Multilevel converters for Large Electric Drives », IEEE Transactions on Industry Application, Vol. 35, pp. 36-44, January/February 1999.
- [12] **Y. Cheng, M.L. Crow**, « A Diode Clamped Multilevel For The Statcom Bess », IEEE Transactions On Power Electronics, 2002.
- [13] **S. Bernet**, « Recent Developments Of High Power Converters For Industry And Traction Applications », IEEE Trans, Power Electronics, November 2000.
- [14] **Dr J. Y. HaGGEGE**, « Technologie Générale » Support de cours, Institut Supérieur des Etudes Technologique de Radés. Département De Génie Electrique, Technologie à l'ISSET de Radés, 2003.
- [15] **Gruning H.**, « High Power Hard Driven GTO module For 4.5KV/3KV Snubberless Operation », PCIM Conférence 21-23 mai 1996, Nuremberg.
- [16] **Gruning H. Zuckerberger, A.**, « Hard Driven of High power GTO, Better Switching Capacity Obtained Through Improved Gate Units », IEEE Paper 0-7803-3544-9, 1996

- [16] **Gruning H. Zuckerberger, A**, “Hard Driven of High power GTO, Better Switching Capacity Obtained Through Improved Gate Units”, IEEE Paper 0-7803-3544-9, 1996
- [17] **Kelaiaia Mounia Samira**, « Amélioration de la Qualité d’Energie Délivrée Par Un Onduleur Multiniveaux Alimentant Une Machine Asynchrone A Cage » Thèse De Doctorat, Département d’Electrotechnique, 2007.
- [18] **E.M.Berkouk**, « Contribution à la Conduite des Machines Monophasées et Triphasées Alimentées par des Convertisseurs Directs et Indirects, Applications aux Gradateurs et Onduleurs Multiniveaux », Thèse de Doctorat, CNAM 1995.
- [19] **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.
- [20] **X.Yuan, Barbi**, “ Fundamentals of a New Diode Clamping Multilvel Inverter”. IEEE Transactions on power Electronics, Vol.15, N°4, juillet 2000.
- [21] **A. Nabac, I.Takhashi, H. Akagy**, “ A New Neutral point Clamped PWM Inverter”. IEEE Ind. Appllic. Soc. Conf. Proceed. Pp. 761-766, 1980.
- [22] **Nikola Celanovic**, « Space Vector Modulation and Control of Multilevel Converter », Thesis for the Degree of Doctor of Philosophy in Electrical Engineering and Computer Engineering, Virginia Polytechnic Institute and State University, September 2000.
- [23] **Surin Khomfoi, Leon M. Tolbert**, “Multilevel Power Converters”, the University of Tennessee USA, Department of Electrical and Computer Engineering, August 2007.
- [24] **Roberto Rajas, 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.
- [25] **A. Nabac, 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.
- [26] **G Beinhod, R Jakob, M Nahrstaed**, “A New Range of Medium Voltage Multilevel Inverter Drives With Floating Capacitor Technology”, In Conf Rec EPE, Graz, Austria, 2001.
- [27] **F Z Peng, J W Adams**, “A Power Line Conditioner Using Cascade Multilevel Inverters for Distribution Systems” IEEE Transactions On Industry Applications, November/December 1998.
- [28] **BOUAKAZ OUAHID**, “Contribution à l’Analyse des Onduleurs Multiniveaux Fonctionnement Symétrique et asymétrique ”, Mémoire d’ingénieur d’état, Département d’électrotechnique, université de Batna, 2005.

- [29] **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.
- [30] **Jean- Sébastien MARIETHOZ**, “Etude Formelle pour la Synthèse de convertisseurs Multiniveaux Asymétriques: Topologies, Modulation et Commande”, Thèse de doctorat, Ecole Polytechnique fédérale de Lausanne, 2005.
- [31] **Siroj Sirisukprasert**, “Optimized Harmonic Stepped-Waveform for Multilevel Inverter”, Thesis for the Degree of Master of Science in Electrical Engineering, Virginia Polytechnic Institute, September 1999.
- [32] **Takafumi Maruyama , Masayochi Kumano , Masahiro Ashiya**, “A New Asynchronous PWM Method for a Three Level Inverter”, IEEE , pp.366-371,1991.
- [33] **J. P. Caron, J. P. Hautier**, « Convertisseurs Statiques- Méthodologie Causale de Modélisation et de Commande », Editions Technip, Paris 1999.
- [34] **A. Boualem, E. M. Berkouk, G. Manesse**, “Commande de la Machine Asynchrone Autopilotée Alimentée par un Onduleur NPC à Cinq Niveaux”, Institut d’Electrotechnique/ Université-Badji Mokhtar-Annaba. SNAPSEA’1998.
- [35] **R. Ameer, C. Larouci, e. M. Berkouk, G. Manesse**, “Commande de Position par la Méthode du Flux Orienté de la Machine à Induction de Forte Puissance Alimentée par un Onduleur à Sept Niveaux”, Institut d’Electrotechnique/ Université-Badji Mokhtar-Annaba. SNAPSEA’1998.
- [36] **Yo- Han Lee , Bum-Seok Suh , Dong-Seok Hyun**, “A Novel PWM Scheme for a Three – Level Voltage Source Inverter with Gto Thyristors”, IEEE Transactions on Industry Applications Vol. 32. No. 2 March/April pp.509-517,1996.
- [37] **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.
- [38] **Djaafer Lalili, Nabil Lourci, El madjid Berkouk, Fares Boudjema, J. Petzold**, “Simplified Space Vector Pulse Width Modulation Algorithm for Three Level Inverter with Neutral Point Potential Control”, Research Journal of Applied Sciences 1(1-4), pp. 19-25, 2006.
- [39] **Hind Djeghloud, Hocine Benalla**, “Space Vector Pulse Width Modulation Applied to the Three-Level Voltage Inverter”, Electrotechnic’s Laboratory of Constantine, mentouri-Constantine University.
- [40] **V. G. Agelidis, H. c. Goh**, « Low Distortion Variable Level PWM Technique », IEEE Proc-Electr. Power Appl, Vol. 145, N°2, pp. 73-78, March 1998.

- [41] **C. Carloss de Wit**, « Modélisation contrôle vectoriel et DTC », Edition Hermes Sciences Europe, 2000.
- [42] **A. Sarinar Toled**, « Commande Directe et Observation des convertisseurs de puissance : Application à l'Onduleur de tension Triphasé », These de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, France, 2000.
- [43] **Seo, J. H, C. H. Choi, and D. S. Hyun**, « A new Simplified Space-Vector PWM Method for Three-Level Inverters », IEEE Trans, Power Electronics. Vol. 16. 527-534. July 2001].
- [44] **Constern-Sünke Berendsen**, « Méthodes de Diagnostic dans la Partie Commande des Associations Convertisseurs- Machines Tournantes », Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 1992.
- [45] **J. Bonal, G. Seguier**, « Entraînement Electrique à Vitesse Variable, Rappels d'Electrotechnique de Puissance et d'Automatique les Variateurs Electroniques de Vitesse », Volume 2, Edition Technique et Documentation, Paris, 1998.
- [46] **Subrata K. Mondal, Bimal K. Bose, Valentin Oleschuk and Joao. 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.
- [47] **Richard Lund**, « Multilevel power Electronic Converters for Electrical Motor Drives », Thesis for the Degree of Master of Science in Electrical Power Engineering, Norwegian University of Science and Technology, 2005.
- [48] **Roberto Rojas, Tokuo Ohnishi, Takayuki Suzuki**, « Neutral Point Clamped Inverter With Improved Voltage Waveform and Control Range », IEEE Transactions on Industry Electronics, Vol. 42, N°6, pp. 587-594, December 1995.
- [49] **M. Manjrekar and G. Venkataramanan**, «Advanced Topologies and Modulation Strategies for Multi level Inverters», Power Electronics Specialists Conference, Vol. 2, 23-27 June 1996, pp. 1013-1018.
- [50] **Hu, L., H. Y. Wang, Y. Deng, and X. N. He**, «A Simple SVPWM Algorithm for Multilevel Inverters», 2004 35th Annual IEEE Power Electronics Specialist Conference, 3476–3480, 2004.

- [51] **Subrata K. Mondal, Joao O. P. Pinto and Bimal K. Bose**, “A Neutral 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.
- [52] **P. Purkait, R. S. Sriramakavacham**, “A New Generalized Space Vector Modulation Algorithm for Neutral Point Clamped Multilevel Converters”, Progress in Electromagnetic Research Symposium, Cambridge, pp. 330-335, March 2006.
- [53] **B. Kaku, I. Miyashita, S. Sone**, “ Switching Loss Minimised Space Vector PWM Method for IGBT Three Level Inverter”, IEEE Proc-Electronics Power Applications, Vol. 144, N°3, pp. 182-190, March/May 1998.
- [54] **Bilal Akin**, “ State Estimation Technique for Speed Sensorless Field Oriented Control of Induction Motors”, thesis for the Degree of Master of Science in the Department of Electrical and Electronics Engineering, the east Technical University, August 2003.
- [55] **Benaissa Malika**, “ Minimisation des Pulsations du Couple dans une Commande Directe du Couple”DTC” d’une Machine Asynchrone à Cage”, Diplome de Magister en électrotechnique, faculté des sciences de l’ingénieur department d’électrotechnique, université de Batna.

# Annexe

## Paramètres de la MAS utilisées :

Symboles	Description	Valeurs	Unités
$R_s$	Résistance statorique	1.2	$\Omega$
$R_r$	Résistance rotorique	1.8	$\Omega$
$L_s$	Inductance statorique	0.1564	H
$L_r$	Inductance rotorique	0.1564	H
$J$	Inertie du moteur	0.024	KG.m <sup>2</sup>
$M$	Inductance mutuelle	0.15	H
$F$	Coefficient de frottement	0	N.m/rd/s
$P$	Nombre de paires de pôles	2	
$P_n$	Puissance nominale	4	KW
$\omega_n$	Vitesse nominale	150	rd/s
$C_n$	Couple électromagnétique	26	N.m