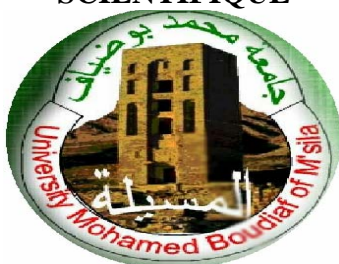


RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF DE M'SILA
FACULTE DES SCIENCES ET SCIENCES DE L'INGÉNIEUR

DÉPARTEMENT D'ÉLECTROTECHNIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ÉTUDE

PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPÔLME D'INGENIEUR
D'ÉTAT EN GÉNIE ÉLECTROTECHNIQUE

OPTION: ÉLECTROMÉCANIQUE

THÈME

ÉTUDE ET SIMULATION D'UN MOTEUR
ASYNCHRONE ALIMENTÉ PAR UN ONDULEUR
DE TENSION MULTI-NIVEAUX.

Présenté par :

Mr. LADGHEM CHICOUCHE Brahim.
Mr. MOKHTARI Raouf.

Proposé et dirigé par :

Mr. BEDBOUDI Mohamed.

ANNÉE UNIVERSITAIRE : 2004/2005

Remerciements

À l'issue de cette fin d'étude, nous adressons nos sincères remerciements premièrement à dieu tout puissant qui nous à donné la santé, la volonté et la patience, ensuite à notre promoteur monsieur BEDBOUDI Mohamed pour son dévouement incessant, ses orientations et surtout sa gentillesse afin de nous permettre l'accomplissement de ce travail.

Qu'il nous soit permis aussi d'exprimer nos vifs remerciements et notre gratitude à tous ceux qui ont accepté de juger ce travail, ainsi qu'à ceux qui nous ont aidé de près comme de loin pour le mener à bien.

ladghem chicouche et mokhtari.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
------------------------------------	----------

CHAPITRE I MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASÉE

I.1. Introduction.....	3
I.2. Modélisation de la machine asynchrone.....	3
I.2.1. Hypothèses simplificatrices.....	3
I.2.2. Equations générales.....	4
I.2.2.1. Equations électriques.....	4
I.2.2.2. Équations magnétiques.....	5
I.2.2.3. Équations mécaniques.....	5
I.2.3. Modélisation dans le repère de Park.....	6
I.2.3.1. Équations électriques.....	7
I.2.3.2. Equations magnétiques.....	7
I.2.3.3. Équations mécaniques.....	7
I.3. Représentation d'état.....	7
I.4. Simulation et interprétation.....	8
I.4.1. Démarrage à vide.....	8
I.4.2. Démarrage en charge.....	9
I.5. Conclusion.....	10

CHAPITRE II MODÉLISATION DE L'ONDULEUR TRIPHASÉ NPC À CINQ ET À SEPT NIVEAUX

II.1. Introduction.....	11
II.2. Modélisation de l'onduleur NPC.....	11
II.2.1. Modélisation de l'onduleur NPC à cinq niveaux.....	11
II.2.1.1. Structure de l'onduleur à cinq niveaux.....	11
II.2.1.2. Différentes configurations de l'onduleur à cinq niveaux.....	12
II.2.1.3. Hypothèse.....	14
II.2.1.4. Commande complémentaire.....	14
II.2.1.5. Fonction de connexion.....	14
II.2.1.6. Modélisation des valeurs instantanées.....	15
II.2.2. Modélisation de l'onduleur NPC à sept niveaux.....	16
II.2.2.1. Structure de l'onduleur à sept niveaux.....	16
II.2.2.2. Différentes configurations d'un bras.....	16
II.2.2.3. Commande complémentaire.....	19

II.2.2.4.	Fonction de connexion.....	19
II.2.2.5.	Modélisation des valeurs instantanées.....	20
II.3.	Conclusion.....	22

CHAPITRE III

STRATÉGIES DE COMMANDE DE L'ONDULEUR TRIPHASÉ NPC À CINQ ET À SEPT NIVEAUX

III.1.	Introduction.....	23
III.2.	Stratégies de commande de l'onduleur à cinq niveaux.....	23
III.2.1.	Commande en pleine onde.....	23
III.2.2.	Commande triangulo-sinusoïdal à n porteuses.....	24
III.2.2.1.	Commande triangulo-sinusoïdal à deux porteuses unipolaires.....	25
III.2.2.1.a.	Algorithme de commande.....	25
III.2.2.2.	Commande triangulo-sinusoïdal à deux porteuses unipolaires, injection de l'harmonique trois ($a = 0.2$).....	28
III.2.2.3.	Commande triangulo-sinusoïdal à quatre porteuses en dents de scie bipolaires.....	31
III.2.2.3.a.	Algorithme de commande.....	31
III.2.2.4.	Modulation vectorielle.....	34
III.3.	Stratégies de commande de l'onduleur à sept niveaux.....	37
III.3.1.	Commande en pleine onde.....	37
III.3.2.	Commande triangulo-sinusoïdal à trois porteuses unipolaires.....	38
III.3.2.a.	Algorithme de commande.....	38
III.3.3.	Commande triangulo-sinusoïdal à six porteuses bipolaires.....	42
III.3.3.a.	Algorithme de commande.....	42
III.3.4.	Commande triangulo-sinusoïdal à six porteuses bipolaires, injection de l'harmonique trois ($a = 0.2$).....	44
III.3.4.a.	Cas d'une porteuse en dents de scie.....	45
III.3.4.b.	Cas d'une porteuse en dents ordinaires.....	46
III.3.5.	Modulation vectorielle.....	48
III.4.	Conclusion.....	52

CHAPITRE IV

ASSOCIATION MACHINE ASYNCHRONE-ONDULEUR NPC

IV.1.	Introduction.....	53
IV.1.a.	Schéma équivalent et expression du couple.....	54
IV.1.b.	Variation de vitesse de la machine asynchrone.....	54
IV.2.	Association Machine asynchrone-Onduleur NPC à cinq niveaux (à vide $C_r=0$ N.m).....	56

IV.2.1.	Commande en pleine onde.....	56
IV.2.2.	Commande triangulo-sinusoïdal à deux porteuses unipolaires en dents ordinaires.....	57
IV.2.3.	Commande triangulo-sinusoïdal à quatre porteuses bipolaires en dents de scie.....	58
IV.2.4.	Commande triangulo-sinusoïdal à quatre porteuses bipolaires en dents de scie avec injection de l'harmonique trois.....	59
IV.2.5.	Modulation vectorielle, commande triangulo-sinusoïdal à quatre porteuses bipolaires en dents de scie.....	60
IV.3.	Association Machine asynchrone-Onduleur NPC à cinq niveaux (en charge : $C_r=15$ N.m).....	61
IV.3.1.	Commande en pleine onde.....	61
IV.3.2.	Commande triangulo-sinusoïdal à quatre porteuses bipolaires en dents de scie.....	61
IV.4.	Association Machine asynchrone-Onduleur NPC à sept niveaux (à vide : $C_r=0$ N.m).....	62
IV.4.1.	Commande en pleine onde.....	62
IV.4.2.	Commande triangulo-sinusoïdal à trois porteuses unipolaires en dents ordinaires.....	63
IV.4.3.	Commande triangulo-sinusoïdal à six porteuses bipolaires en dents de scie.....	64
IV.4.4.	Commande triangulo-sinusoïdal à six porteuses bipolaires en dents de scie avec injection de l'harmonique trois.....	65
IV.4.5.	Modulation vectorielle, commande triangulo-sinusoïdal à six porteuses en dents de scie bipolaires.....	66
IV.5.	Association Machine asynchrone-Onduleur NPC à sept niveaux (en charge : $C_r=15$ N.m).....	67
IV.5.1.	Commande en pleine onde.....	67
IV.5.2.	Commande triangulo-sinusoïdal à six porteuses bipolaires en dents de scie.....	67
IV.6.	Conclusion.....	68
CONCLUSION GÉNÉRALE.....		69

ANNEXE

- Annexe I : Modélisation de l'onduleur triphasé à structure NPC multiniveaux.
- Annexe II : Réalisation d'un logiciel global (ONDMAS Professionnel).
- Annexe III : Paramètres de la machine asynchrone.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

TABLE DES NOTATIONS ET SYMBOLES

1. Machine asynchrone

a, b, c	Axes liés aux enroulements triphasés.
d, q	Axes de référentiel de Park.
$[P]$	Matrice de Park.
$\alpha(rad)$	Angle entre le stator et le rotor.

Grandeurs électriques et magnétiques au stator

$V_s(V)$	Tension statorique.
$V_{sabc}(V)$	Tension statorique phase a, b ou c.
$V_{sdq}(V)$	Tension statorique sur l'axe d ou q.
$I_s(A)$	Courant statorique.
$i_{sabc}(A)$	Courant statorique phase a, b ou c.
$i_{sdq}(A)$	Courant statorique sur l'axe d ou q.
$R_s(\Omega)$	Résistance statorique par phase.
$l_s(H)$	Inductance propre statorique par phase.
$M_s(H)$	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
$L_s(H) = l_s - M_s$	Inductance statorique par phase.
$\varphi_{sabc}(Wb)$	Flux statorique phase a, b ou c.
$\varphi_{sdq}(Wb)$	Flux statorique sur l'axe d ou q.

Grandeurs électriques et magnétiques au rotor

$V_r(V)$	Tension rotorique.
$V_{rabc}(V)$	Tension rotorique phase a, b ou c.
$V_{rdq}(V)$	Tension rotorique sur l'axe d ou q.
$I_r(A)$	Courant rotorique.
$i_{rabc}(A)$	Courant rotorique phase a, b ou c.
$i_{rdq}(A)$	Courant rotorique sur l'axe d ou q.
$R_r(\Omega)$	Résistance rotorique par phase.
$l_r(H)$	Inductance propre rotorique par phase.
$M_r(H)$	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.
$L_r(H) = l_r - M_r$	Inductance rotorique par phase.
$\varphi_{rdq}(Wb)$	Flux rotorique sur l'axe d ou q.

Table des notations et symboles.

$M = (3/2).M_{sr}(H)$	Inductance mutuelle entre le stator et le rotor.
$M_{sr}(H)$	Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor, il est obtenu lorsque les axes sont aligné
P	Nombre de pôles.
$\omega_r(rad/s)$	Pulsation électrique rotorique.
$\Omega_r(rad/s)$	Vitesse mécanique rotorique.
$\sigma = 1 - (M^2 / L_r L_s)$	Coefficient de dispersion.
$T_r = L_r / R_r(s)$	Constant de temps rotorique.
$T_s = L_s / R_s(s)$	Constant de temps statorique.
$J(kg.m^2)$	Moment d'inertie des parties tournantes.
$f(Nm.s.rad^{-1})$	Coefficient de frottements visqueux.
$C_e(N.m)$	Couple électromagnétique.
$C_r(N.m)$	Couple résistant.

2. Onduleur

MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion.
NPC	Neutral Point Clamping
$U_c(V)$	Source de tension continue de l'onduleur.
$V_{ABCM}(V)$	Tension de demi-bras A, B ou C
$V_{ABC}(V)$	Tension de sortie de l'onduleur A, B ou C.
$V_{réf123}(V)$	Tension de référence 1, 2 ou 3 (sinusoïdal).
$V_m(V)$	Amplitude de la tension de référence.
$V_p(V)$	Porteuse triangulaire.
$V_{pm}(V)$	Amplitude de la porteuse triangulaire.
$\omega(rad/s)$	Pulsation électrique.
$f_{réf}(Hz)$	Fréquence de la tension de référence.
$f_p(Hz)$	Fréquence de la porteuse triangulaire.
m	Indice de modulation.
r	Taux de modulation.
$H_f(V)$	Harmonique fondamental.
$h_n(V)$	Harmonique de rang n.
$THD = \sqrt{\sum_{n=3}^i h_n^2} / H_f$	Taux de distorsion harmonique.

INTRODUCTION GÉNÉRALE

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Les progrès récemment réalisés dans les domaines de l'électronique de puissance et de la commande numérique ont permis depuis peu l'essor des variateurs de vitesse pour les machines à courant alternatif. Aujourd'hui ces machines peuvent remplacer celles à courant continu dans la plupart des entraînements à vitesse variable.

Certes, si les moteurs à courant continu bénéficient toujours d'une certaine faveur dans le domaine, il semble que les recherches des ces dernières années conduisent à une utilisation de plus en plus grande des moteurs à courant alternatif. Ces derniers (moteurs synchrones ou asynchrones) s'ils sont moins souples que les moteurs à courant continu pour le réglage de leur vitesse ont en revanche l'avantage d'être plus robustes et meilleur marché.

L'entraînement à vitesse variable des machines électriques était l'objectif de plusieurs études dans ces dernières années grâce à l'évolution technologique des convertisseurs statiques qui représentent le véritable cœur de tous systèmes électriques. À partir d'une source d'énergie brute, ils doivent alimenter les différents circuits en énergie, avec un flux maîtrisé et adapté aux conditions de fonctionnement. Si l'on sait aujourd'hui remplir toutes les fonctions de conversion, les concepteurs s'efforcent d'améliorer continuellement certaines performances. La réduction du coût d'exploitation global est bien souvent le critère principal pour l'utilisateur final, cet objectif ultime doit être décomposé en plusieurs objectifs intermédiaires : augmentation du rendement, amélioration de la puissance massique et volumique, augmentation des performances dynamiques, réduction des perturbations, recherche d'une meilleure sûreté de fonctionnement.

L'évolution de ces qualités est largement due à l'amélioration des performances des semi-conducteurs de puissance qui a été très importante ces dernières années. Cependant, même si les performances des semi-conducteurs en tension, courant et rapidité peuvent être encore améliorées, nous approchons aussi la limite du tolérable. En effet, si le rendement et la compacité demandent des composants extrêmement rapides, il n'en est pas de même vis à vis des critères de perturbation, et même dans une certaine mesure de la sûreté de fonctionnement. De toute évidence, le composant miracle qui commuterait des kilos Volts et des kilos Ampères en quelques nanosecondes ne passerait pas inaperçu, mais il serait sans doute à peu près inutilisable !

L'alimentation à fréquence variable de la machine se fait à l'aide d'un convertisseur statique généralement continu-alternatif. La source d'entrée peut être du type source de courant ou du type source de tension. À la sortie du convertisseur, on contrôle l'amplitude des tensions statoriques ou l'amplitude des courants statoriques et la fréquence qui est proportionnelle à la vitesse de rotation de la machine.

Les onduleurs à deux et à trois niveaux sont les plus utilisés dans les industries à cause de leurs prix qui sont moins chers par rapport aux autres (cinq et sept niveaux), ils sont plus économiques, et très approuvés du côté de la réalisation d'où une forte demande du côté commercial. Ils sont aussi plus faciles du côté de la commande électrique soit analogique concernant les amplificateurs opérationnels (comparateurs) soit numérique concernant les microprocesseurs.

Pour ce qui est de la puissance, les onduleurs à deux et à trois niveaux ne peuvent atteindre plusieurs méga watts, dans le cas contraire, les semi-conducteurs de ces onduleurs courent le risque de vieillissement prématuré surtout à cause d'une longue utilisation.

Notre étude relative au traitement de l'alimentation d'une machine asynchrone par un onduleur multiniveaux, est constituée de quatre chapitres :

Le premier sera consacré à la modélisation de la machine asynchrone alimentée depuis le réseau. Dans celui-ci nous allons tirer toutes les équations nécessaires de cette machine, ensuite nous donnerons les différentes simulations pour pouvoir connaître l'aptitude de cette dernière.

Dans le deuxième, nous présentons la modélisation des deux types d'onduleur selon leurs niveaux choisis à étudier (cinq et sept niveaux) accompagnés par leurs structures et leurs différentes configurations qui correspondent à chaque séquence de commande.

Dans le troisième, nous présentons les différentes stratégies de commande de l'onduleur à structure NPC (commande pleine onde et MLI). Cette étude est consacrée à la conception d'une stratégie de commande qui permet de donner une meilleure forme de la tension de sortie de l'onduleur, donc une meilleure qualité spectrale.

Quant au dernier, on montre les résultats de l'association entre l'onduleur à structure NPC et la machine asynchrone.

CHAPITRE I
MODÉLISATION DE
LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASÉE

I.1. Introduction

On distingue deux types de machines asynchrones, selon que les enroulements rotoriques sont bobinés ou simplement constitués de barres métalliques reliées à leurs extrémités par des anneaux conducteurs « cage d'écureuil ». Dans le premier cas, on facilite le démarrage du moteur en introduisant des résistances dans le circuit rotorique, ce qui conduit à une augmentation du couple et à une diminution de l'intensité absorbée. Les avantages des moteurs à cage d'écureuil résident dans leur simplicité de construction, de manœuvre et d'entretien, leur robustesse mécanique et leur faible prix de revient. Le moteur asynchrone est très couramment utilisé, dans une gamme de puissances allant de quelques centaines de watts à plusieurs milliers de kilowatts. Il s'agit d'un engin simple et robuste, caractérisé par un fonctionnement stable, une vitesse pratiquement constante et un rendement élevé autour de la charge nominale.

Une machine asynchrone à cage est constituée de deux parties, le stator et le rotor. Le stator, représente la partie statique de la machine. Il est constitué d'un circuit magnétique comportant de multiples encoches à l'intérieur desquelles sont bobinées trois enroulements formant les enroulements statoriques. Au centre de ce cylindre, on retrouve le rotor de la machine dont le circuit magnétique est composé de barres généralement en cuivre ou en aluminium coulé. Ces barres sont reliées entre elles à chaque extrémité par un anneau de court-circuit. Notons que les barres sont légèrement inclinées pour éviter l'effet magnétique d'encoche dû à la forte variation de reluctance qui perturbe le couple. Cette cage est traversée par l'arbre mécanique qui peut sortir ou non de chaque côté [JOR 95].

I.2. Modélisation de la machine asynchrone

I.2.1. Hypothèses simplificatrices

On suppose que la saturation du circuit magnétique n'est pas considérée, ni son hystérésis, ce qui entraîne un champ magnétique sinusoïdal. On suppose que la construction mécanique est parfaitement équilibrée, l'entrefer est lisse, et la dispersion du champ magnétique aux deux bouts de la machine est négligeable. Au niveau de la méthode de modélisation mathématique, nous considérerons une machine à une paire de pôles, le passage à plusieurs paires de pôles s'effectuant de manière simple en divisant alors les angles par ce nombre de paires de pôles, on parle alors d'angle électrique. Le stator sera composé de trois bobines identiques (A, B et C) régulièrement déphasées de $2\pi/3$ radians électriques, la phase A sera prise comme référence angulaire. Le rotor sera considéré comme équivalent à trois bobines identiques (a, b et c) court-circuitées sur elles-mêmes également régulièrement déphasées de $2\pi/3$ radians électriques [CHO 97] [CAN 00].

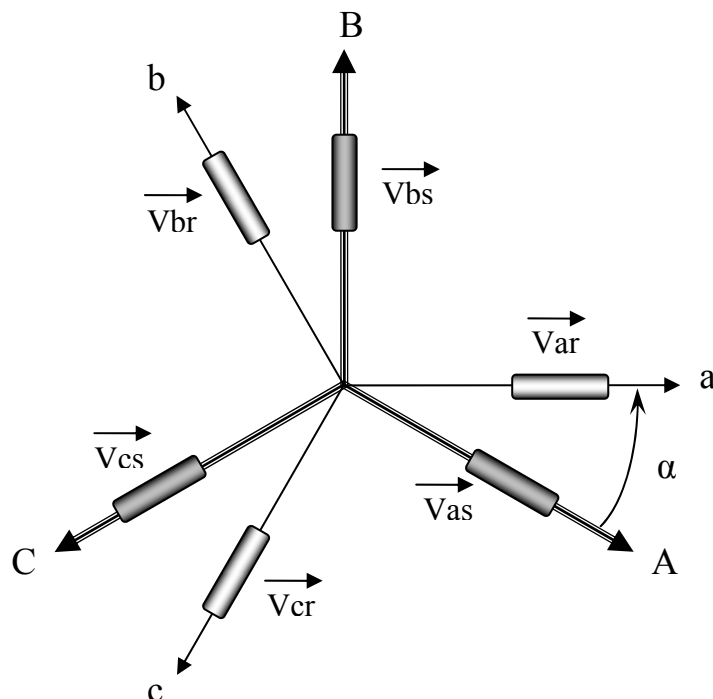


Figure I.1. Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

I.2.2. Equations générales

Le comportement de la machine asynchrone est entièrement défini par trois types d'équations à savoir :

- Les équations électriques.
- Les équations magnétiques.
- Les équations mécaniques.

I.2.2.1. Equations électriques

Nous pouvons à présent écrire le système matriciel électrique suivant dans le repère a, b, c :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \\ V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.01})$$

Ou de manière plus raccourcie :

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + (d/dt)[\Phi_{sabc}] \quad (\text{I.02})$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + (d/dt)[\Phi_{rabc}] \quad (\text{I.03})$$

I.2.2.2. Équations magnétiques

Maintenant, nous devons exprimer les grandeurs magnétiques au stator et au rotor, toujours dans le repère a, b, c :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_3 & M_2 & l_r & M_r & M_r \\ M_2 & M_1 & M_3 & M_r & l_r & M_r \\ M_3 & M_2 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.04})$$

Pour l'écriture condensée, on met :

$$[L_{SS}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.05}) \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.06})$$

On aura :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha - 2\pi/3) \\ \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{I.07})$$

On aura finalement :

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + (d/dt)([L_{SS}][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}]) \quad (\text{I.08})$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + (d/dt)([L_{rr}][i_{rabc}] + [M_{rs}][i_{sabc}]) \quad (\text{I.09})$$

I.2.2.3. Équations mécaniques

Pour étudier les phénomènes transitoires électromécaniques avec une vitesse rotorique variable (par exemple le démarrage, le freinage, la variation de la charge à l'arbre, etc...), il faut ajouter l'équation de mouvement au système d'équations différentielles [ABD 97].

$$J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \cdot \Omega_r \quad (\text{I.10})$$

Notons que la vitesse électrique du rotor est donnée par l'expression suivante :

$$\omega_r = p \cdot \Omega_r \quad (\text{I.11})$$

- **Conclusion**

Cette modélisation triphasée présente un inconvénient majeur pour notre application. Les matrices $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ dépendent de l'angle de rotation mécanique, et nécessitent donc d'être recalculées à chaque pas d'échantillonnage [FRA 05].

I.2.3. Modélisation dans le repère de Park

A présent, nous devons effectuer une transformation de notre repère triphasé en un repère biphasé. Nous avons classiquement le choix entre trois repères. Le premier se situe sur le champ statorique et est communément appelé $\alpha\beta$, le second se place quant à lui sur le champ tournant et est appelé dq , et le dernier se place sur le champ électromagnétique est appelé XY . La modélisation en $\alpha\beta$ voit des grandeurs sinusoïdales alternatives tournant à la fréquence statorique. Celle en dq voit par contre des grandeurs continues car elle est située sur le champ tournant. Cette transformation des équations de phase en un système équivalent biphasé est effectuée grâce à la matrice de transformation de Park [GRE 97].

Dans la théorie de Park, on utilise la transformation unique pour les courants, tensions et flux.

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

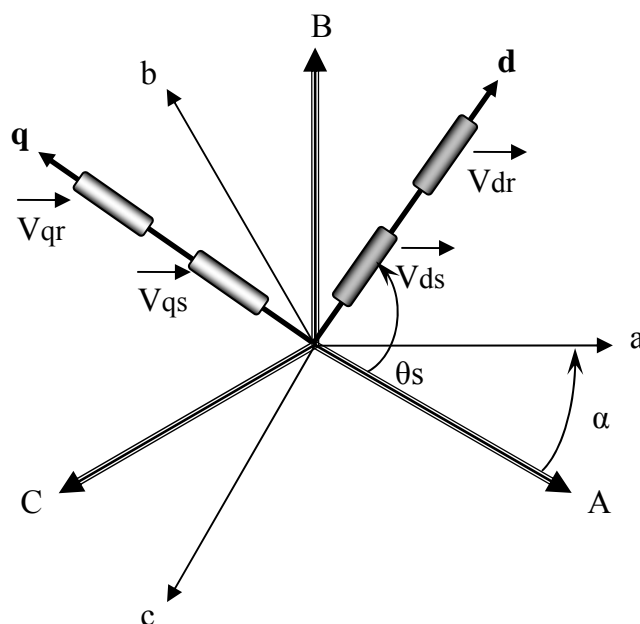


Figure I.2. Représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé

I.2.3.1. Équations électriques

$$V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \cdot \Phi_{qs} \quad (I.13)$$

$$V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \Phi_{ds} \quad (I.14)$$

$$V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \cdot \Phi_{qr} = 0. \quad (I.15)$$

$$V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \cdot \Phi_{dr} = 0 \quad (I.16)$$

I.2.3.2. Equations magnétiques

$$\Phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr}. \quad (I.17) \quad \Phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds}. \quad (I.18)$$

$$\Phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr}. \quad (I.19) \quad \Phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs}. \quad (I.20)$$

I.2.3.3. Équations mécaniques

$$J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \cdot \Omega_r \quad (I.21)$$

$$C_e = (3/2) \cdot p \cdot M \cdot (i_{rd} \cdot i_{sq} - i_{sd} \cdot i_{rq}).$$

$$\omega_r = p \cdot \Omega_r.$$

N.B : pour notre étude, nous avons choisi le référentiel lié au stator parcequ'il est mieux adapté à notre étude.

I.3. Représentation d'état

$$\left[X' \right] = [A][X] + [B][U] \quad (I.22)$$

$$[X] : \text{Vecteur d'état, avec } [X] = \begin{bmatrix} i_{ds} & i_{qs} & i_{dr} & i_{qr} \end{bmatrix}^t. \quad (I.23)$$

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

[B] : Matrice de la commande.

[U] : Vecteur du système de commande.

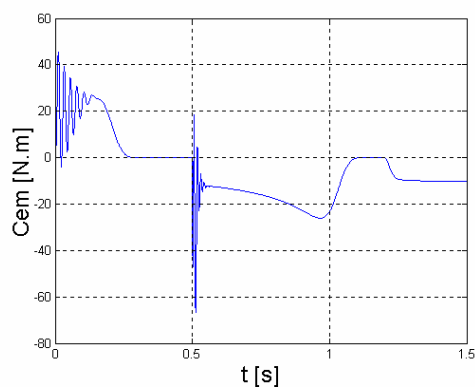
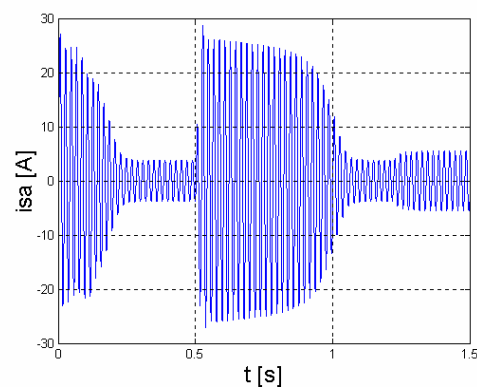
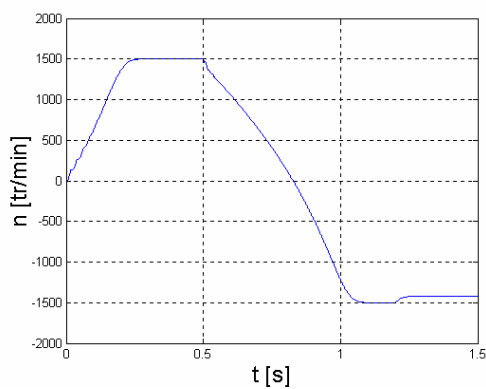
$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma T_s} & \frac{M^2 \cdot \omega_r}{L_s \cdot L_r} & \frac{M}{\sigma \cdot L_s \cdot T_r} & \frac{M \cdot \omega_r}{\sigma \cdot L_s} \\ \frac{M^2 \cdot \omega_r}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} & -\frac{1}{\sigma T_s} & -\frac{M \cdot \omega_r}{\sigma \cdot L_s} & \frac{M}{\sigma \cdot L_s \cdot T_r} \\ \frac{M}{\sigma \cdot L_r \cdot T_s} & \frac{M \cdot \omega_r}{\sigma \cdot L_s} & -\frac{1}{\sigma T_r} & -\frac{\omega_r}{\sigma} \\ \frac{M \cdot \omega_r}{\sigma \cdot L_r} & \frac{M}{\sigma \cdot L_r \cdot T_s} & \frac{\omega_r}{\sigma} & -\frac{1}{\sigma T_r} \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

$$[U] = [V_{ds} \quad V_{qs} \quad 0 \quad 0]^t \quad (I.25)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma.L_S} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma.L_S} & 0 & 0 \\ -\frac{M}{\sigma.L_S.L_r} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{M}{\sigma.L_S.L_r} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

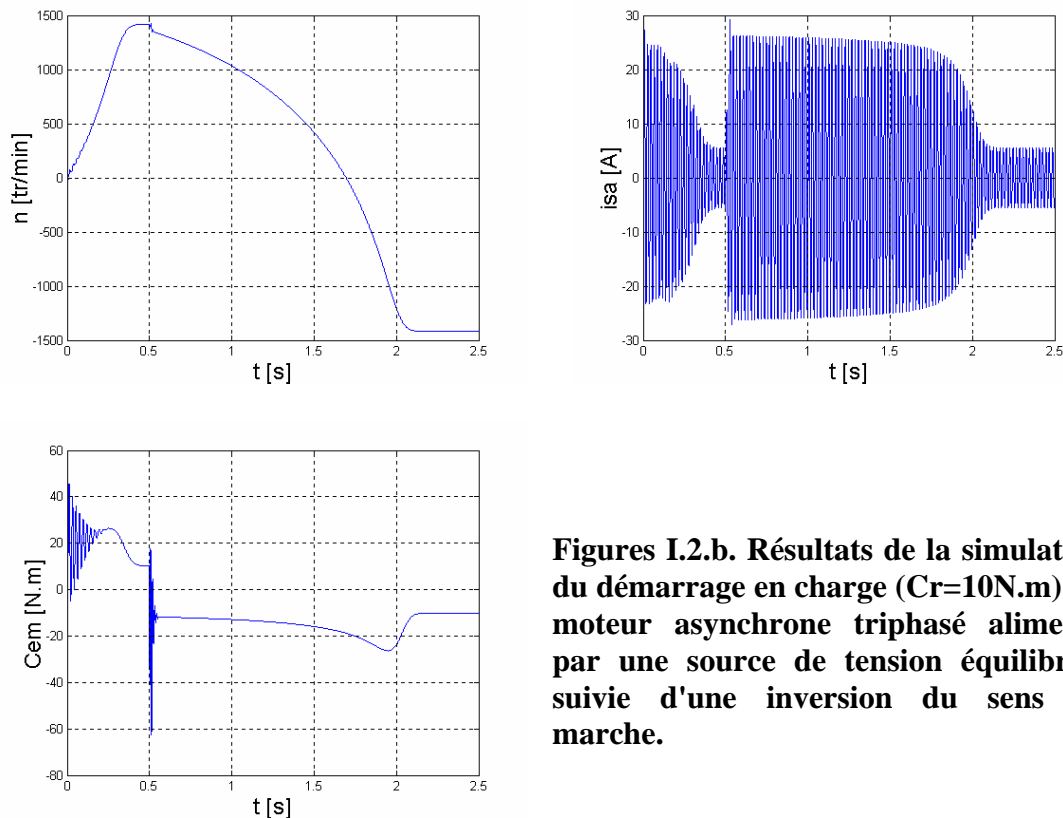
I.4. Simulation et interprétation

I.4.1. Démarrage à vide



Figures I.2.a. Résultats de la simulation du démarrage à vide du moteur asynchrone triphasé alimenté par une source de tension équilibrée, suivie d'une inversion du sens de marche et application d'un couple résistant ($C_r=10$ N.m) à l'instant $t=1.2$ s.

I.4.2. Démarrage en charge ($C_r=10\text{N.m}$)



Figures I.2.b. Résultats de la simulation du démarrage en charge ($C_r=10\text{N.m}$) du moteur asynchrone triphasé alimenté par une source de tension équilibrée, suivie d'une inversion du sens de marche.

- **La vitesse :**

Au démarrage et dans un temps étroit, la vitesse présente une oscillation inclinée suivie par un accroissement presque linéaire jusqu'à la valeur de synchronisme, cette variation instantanée dépend de la caractéristique du moteur choisi.

On remarque aussi la possibilité d'inversion du sens de rotation du moteur, elle dépend du temps qui est en relation avec les caractéristiques du moteur et la charge associée (perturbation).

Lorsqu'on applique un couple résistant (perturbation) on remarque que la vitesse est décroissante ce qui signifie qu'il y a un glissement.

- **Le courant statorique**

Au démarrage, le courant prend sa valeur maximale, au moment où le moteur joue un rôle de transformateur. Le courant oscille autour de zéro jusqu'à l'instant où il prend sa valeur permanente (sinusoïdal).

Lorsqu'on applique une charge (perturbation), on remarque naturellement une demande (augmentation) du courant ce qui implique un échauffement des enroulements du moteur surtout lorsque le couple résistant devient plus grand que celui du nominal.

- **Le couple électromagnétique**

La croissance de la vitesse au démarrage indique la présence du fort couple électromagnétique (ou plus un couple résistant), ce dernier oscille de manière décroissante jusqu'à la valeur 0.

Lorsqu'on applique un couple résistant (au démarrage ou après), on remarque une augmentation du couple électromagnétique jusqu'à la valeur de perturbation associée.

I.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation du moteur asynchrone alimenté par une source de tension sinusoïdal triphasée et équilibrée à fréquence constante établi sous des hypothèses simplificatrices. Après, nous avons utilisé la transformation du Park pour éviter la complexité des équations différentielles. Cette transformation permet le changement du système triphasé réel au système biphasé linéaire équivalent de cette machine ce qui signifie une facilité de résolution et de simulation.

CHAPITRE II
MODÉLISATION DE L'ONDULEUR TRIPHASÉ NPC
À CINQ ET À SEPT NIVEAUX

II.1. Introduction

L'onduleur en tension assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternative. Cette application est très répandue dans le monde de la conversion d'énergie et aujourd'hui, la réalisation d'onduleur à base de composants en Carbone de Silicium (SiC) est un nouvel axe de recherche de laboratoire. Il s'agit d'une conversion directe à partir d'une source de tension réversible en courant (ou instantanément condensateur électrochimique). La charge est une source de courant réversible en courant et en tension qui peut être une machine asynchrone. L'onduleur peut être utilisé à fréquence fixe, par exemple alimenter un système alternatif à partir d'une batterie. L'onduleur est aussi utilisé en fréquence variable pour faire de la variation de la vitesse pour les machines électriques (MLI, Modulation de Largeurs d'Impulsion ou PMW, Pulse Width Modulation). Selon l'utilisation, les interrupteurs sont commandables soit à l'ouverture ou à la fermeture (fréquence fixe) ou à l'ouverture et à la fermeture (MLI) [BRO 04].

II.2. Modélisation de l'onduleur NPC

II.2.1. Modélisation de l'onduleur NPC à cinq niveaux

II.2.1.1. Structure de l'onduleur à cinq niveaux

L'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC « Neutral Point Clamping » étudié est constitué de trois(3) bras et quatre(4) sources de tension continue, chaque bras comporte huit(8) interrupteurs, dont six(6) en série et deux(2) en parallèle, ainsi que deux(2) diodes. Chaque interrupteur est composé d'un transistor et d'une diode montée en tête bêche. Pour simplifier la représentation schématique de cet onduleur, on peut représenter chaque paire transistor (T_{ks})-diode (D_{ks}) par un seul interrupteur bidirectionnel (TD_{ks}) comme présenté dans la **Figure II.1.**[BER 95] [BOU 01]

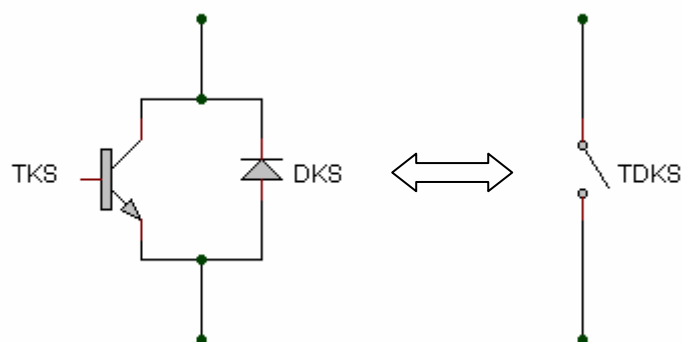


Figure II.1. Interrupteur bidirectionnel équivalent à la paire diode-transistor.

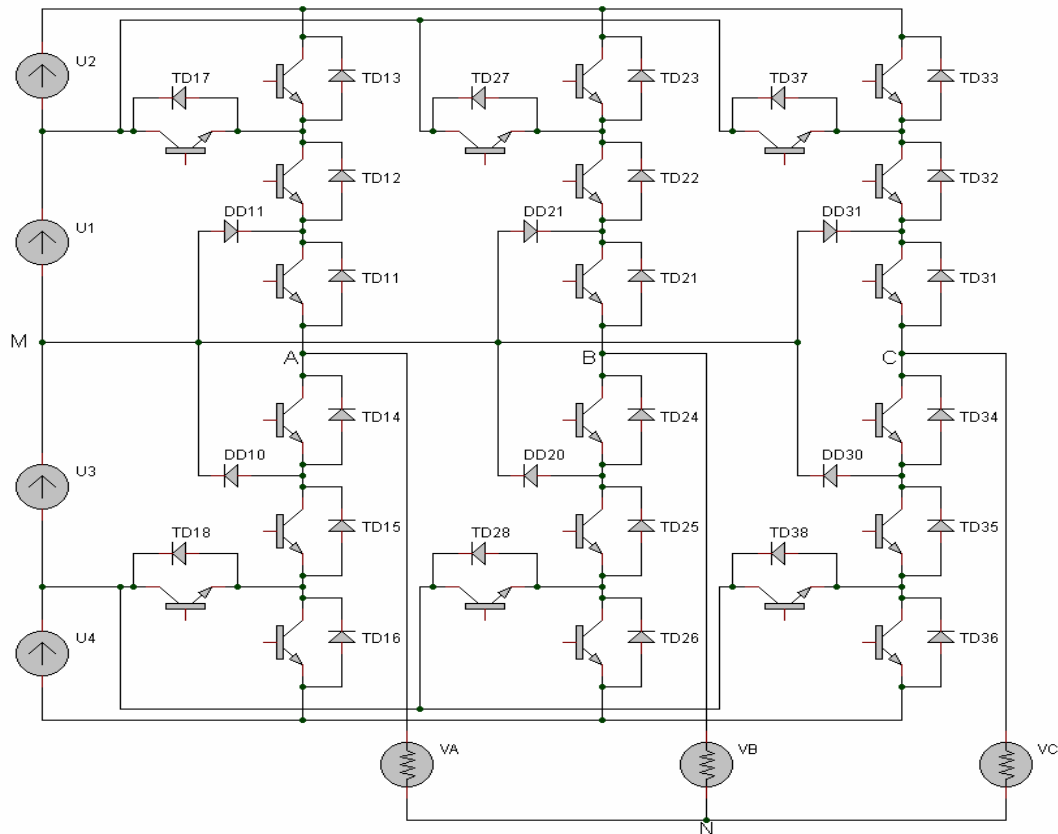


Figure II.2. Onduleur à cinq niveaux à structure NPC.

II.2.1.2. Différentes configurations de l'onduleur à cinq niveaux

Grâce à la symétrie de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, on procède par bras. Ainsi, on définit en premier lieu un modèle global d'un bras sans a priori sur la commande, ensuite on déduit celui de l'onduleur complet.

Une analyse topologique d'un bras montre sept configurations possibles. Ces différentes configurations sont présentées par la **Figure II.3**. Les grandeurs électriques caractérisant chacun de ces configurations sont données dans le **tableau (II.1)**. Pour la configuration **E0**, le potentiel V_{km} dépend de la charge de l'onduleur.

CONFIGURATION	GRANDEURS ELECTRIQUES
Etat 0	$I_k = 0$
Etat 1	$V_{km} = U1+U2=2U_c$
Etat 2	$V_{km} = U1=U_c$
Etat 3	$V_{km} = 0$
Etat 4	$V_{km} = -U3= -U_c$
Etat 5	$V_{km} = -U3-U4= -2U_c$
Etat 6	$V_{km} = 0$

Tableau II.1. Grandeurs électriques correspondantes pour chacune des configurations d'un bras k.

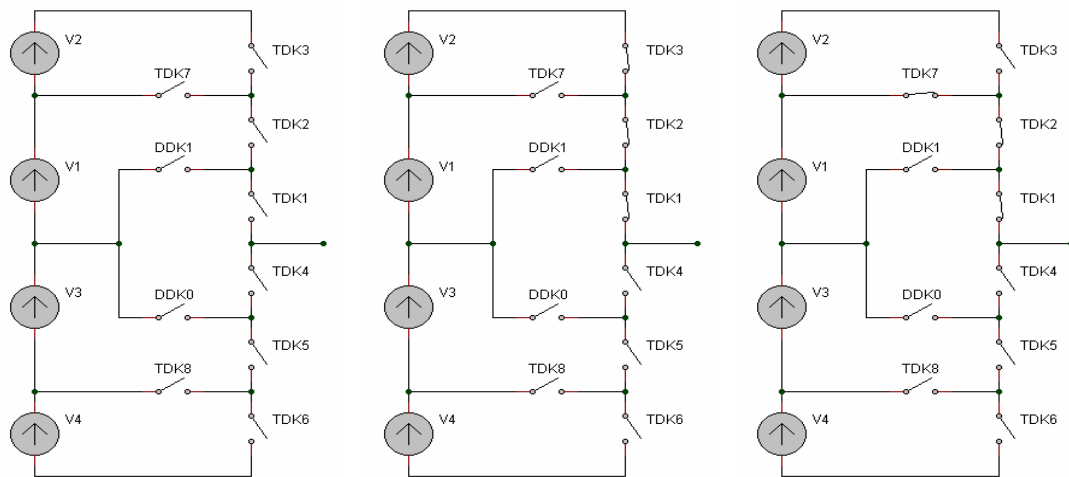


Figure II.3.a Configuration E0. Figure II.3.b Configuration E1. Figure II.3.c Configuration E2

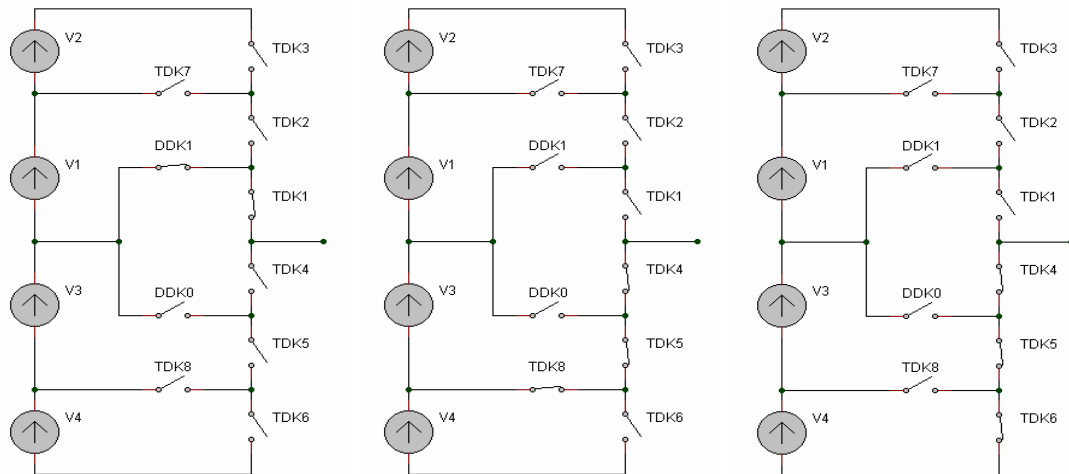


Figure II.3.d Configuration E3. Figure II.3.e Configuration E4. Figure II.3.f Configuration E5

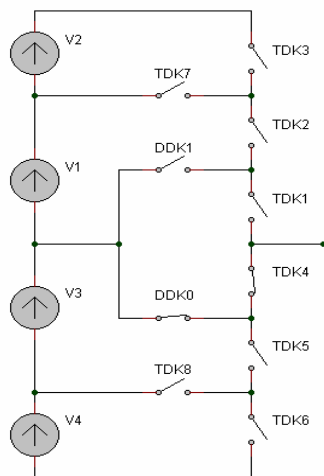


Figure II.3.g Configuration E6.

Figure II.3. Les différentes configurations possibles pour un bras k de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC.

II.2.1.3. Hypothèse

Les tensions d'entrée de l'onduleur sont supposées parfaites. En pratique, cela se traduit par le fait que, quelque soit le courant i_k délivré par cette alimentation, la tension à ses bornes reste constante $U1 = U2 = U3 = U4 = U_c$. La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est négligeable devant la tension d'alimentation qui est de l'ordre de quelques centaines de volts [AME, LOU, BER, MAN 98].

II.2.1.4. 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.

$$\begin{cases} B_{k4} = \overline{B_{k2}} \\ B_{k5} = \overline{B_{k1}} \\ B_{k6} = \overline{B_{k3}} \end{cases} \quad (\text{II.01})$$

Avec B_{ks} , commande de base du transistor T_{ks} d'un bras k .

Remarque : un convertisseur statique est dit en mode commandable si les transitions entre les différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe [BER 95].

II.2.1.5. Fonction de connexion F_{ki}

Elle définit l'état de l'interrupteur, elle vaut 1 si l'interrupteur est fermé et 0 dans le cas contraire. En mode commandable, les fonctions de connexion de l'onduleur sont liées par la relation (II.02). [BER 95], [BOU 01].

$$\begin{cases} F_{k4} = 1 - F_{k2} \\ F_{k5} = 1 - F_{k1} \\ F_{k6} = 1 - F_{k3} \end{cases} \quad (\text{II.02})$$

On définit en plus, une fonction de connexion du demi-bras, qu'on notera F_{km}^b avec :

$$\begin{cases} k : \text{numéro de bras.} \\ m = 1, \text{ pour le demi - bras du haut.} \\ m = 0, \text{ pour le demi - bras du bas.} \end{cases}$$

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

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1}F_{k2}F_{k3} \\ F_{k0}^b = F_{k4}F_{k5}F_{k6} \end{cases} \quad (\text{II.03})$$

Le tableau suivant montre la table d'excitation associée à cette commande complémentaire :

B_{k1}	B_{k2}	B_{k3}	B_{k4}	B_{k5}	B_{k6}	V_{kM}
1	1	1	0	0	0	$2U_c$
1	1	0	0	0	1	U_c
1	0	0	1	0	1	0
0	0	1	1	1	0	$-U_c$
0	0	0	1	1	1	$-2U_c$

Tableau II.2. Tableau logique de la commande des interrupteurs.

II.2.1.6. Modélisation des valeurs instantanées

Les tensions de sortie de l'onduleur à cinq niveaux par rapport au point M sont définies comme suit :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}F_{12}\overline{F_{13}}U_1 + F_{11}F_{12}F_{13}(U_1 + U_2) - F_{14}F_{15}\overline{F_{16}}U_3 - F_{14}F_{15}F_{16}(U_3 + U_4). \\ V_{BM} = F_{21}F_{22}\overline{F_{23}}U_1 + F_{21}F_{22}F_{23}(U_1 + U_2) - F_{24}F_{25}\overline{F_{26}}U_3 - F_{24}F_{25}F_{26}(U_3 + U_2). \\ V_{CM} = F_{31}F_{32}\overline{F_{33}}U_1 + F_{31}F_{32}F_{33}(U_1 + U_2) - F_{34}F_{35}\overline{F_{36}}U_3 - F_{34}F_{35}F_{36}(U_3 + U_4). \end{cases} \quad (\text{II.04})$$

Les fonctions de connexion des demi-bras sont définies selon les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11}F_{12}F_{13} & F_{21}^b = F_{21}F_{22}F_{23} & F_{31}^b = F_{31}F_{32}F_{33} \\ F_{10}^b = F_{14}F_{15}F_{16} & F_{20}^b = F_{24}F_{25}F_{26} & F_{30}^b = F_{34}F_{35}F_{36} \end{cases} \quad (\text{II.05})$$

Les fonctions des interrupteurs placés en parallèle sont définies comme suit :

$$\begin{cases} F_{17} = F_{11}F_{12}\overline{F_{13}} & F_{27} = F_{21}F_{22}\overline{F_{23}} & F_{37} = F_{31}F_{32}\overline{F_{33}} \\ F_{18} = F_{14}F_{15}\overline{F_{16}} & F_{28} = F_{24}F_{25}\overline{F_{26}} & F_{38} = F_{34}F_{35}\overline{F_{36}} \end{cases} \quad (\text{II.06})$$

D'après ces systèmes des équations (II.05), (II.06), on peut écrire les valeurs des tensions V_{AM} , V_{BM} et V_{CM} sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{17} + F_{11}^b \\ F_{27} + F_{21}^b \\ F_{37} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_1 + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_2 - \begin{bmatrix} F_{18} + F_{10}^b \\ F_{28} + F_{20}^b \\ F_{38} + F_{30}^b \end{bmatrix} U_3 - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_4 \quad (\text{II.07})$$

Le système montre qu'un onduleur à cinq niveaux est une mise en série de quatre onduleurs à deux niveaux ou deux onduleurs à trois niveaux.

Dans le cas où ($U_1=U_2=U_3=U_4=U_c$) la relation (II-7) se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{17} + 2F_{11}^b - F_{18} - 2F_{10}^b \\ F_{27} + 2F_{21}^b - F_{28} - 2F_{20}^b \\ F_{37} + 2F_{31}^b - F_{38} - 2F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad (\text{II.08})$$

Les tensions composées en fonction des tensions par rapport au point milieu sont :

$$\begin{cases} U_{AB} = V_{AM} - V_{BM} \\ U_{BC} = V_{BM} - V_{CM} \\ U_{CA} = V_{CM} - V_{AM} \end{cases} \quad (\text{II.09})$$

Pour passer aux tensions simples on a :

$$\begin{cases} V_A = (U_{AB} - U_{AC})/3 = (2.V_{AM} - V_{BM} - V_{CM})/3. \\ V_B = (U_{BC} - U_{BA})/3 = (2.V_{BM} - V_{CM} - V_{AM})/3. \\ V_C = (U_{CA} - U_{CB})/3 = (2.V_{CM} - V_{AM} - V_{BM})/3. \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

On peut écrire aussi les tensions V_A , V_B et V_C précédentes (équation II.10) en fonction de F_{ks}^b et U_C sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{12}^b - F_{12}^b \\ F_{13}^b - F_{13}^b \end{bmatrix} U_C \quad (\text{II.11})$$

II.2.2. Modélisation de l'onduleur NPC à sept niveaux

II.2.2.1. Structure de l'onduleur à sept niveaux

L'onduleur triphasé à sept niveaux à structure NPC « Neutral Point Clamping » étudié est constitué de trois(3) bras et (6) sources de tension continue, chaque bras comporte douze(12) interrupteurs, dont huit(8) en série et quatre(4) en parallèle, ainsi que deux(2) diodes. Chaque interrupteur est composé d'un transistor et d'une diode montée en tête bêche. Pour simplifier la représentation schématique de cet onduleur, on peut représenter chaque paire transistor (T_{ks})-diode (D_{ks}) par un seul interrupteur bidirectionnel (TD_{ks}) comme présenté dans la **Figure II.1**.

II.2.2.2. Différentes configurations d'un bras

Grâce à la symétrie de l'onduleur triphasé à sept niveaux, on procède par bras. Ainsi, on définit en premier lieu un modèle global d'un bras sans a priori sur la commande, ensuite on déduit celui de l'onduleur complet.

Une analyse topologique d'un bras montre neuf configurations possibles. Ces différentes configurations sont présentées par la **Figure II.4**. Les grandeurs

électriques caractérisant chacune de ces configurations sont données dans le **tableau (II.3)**.

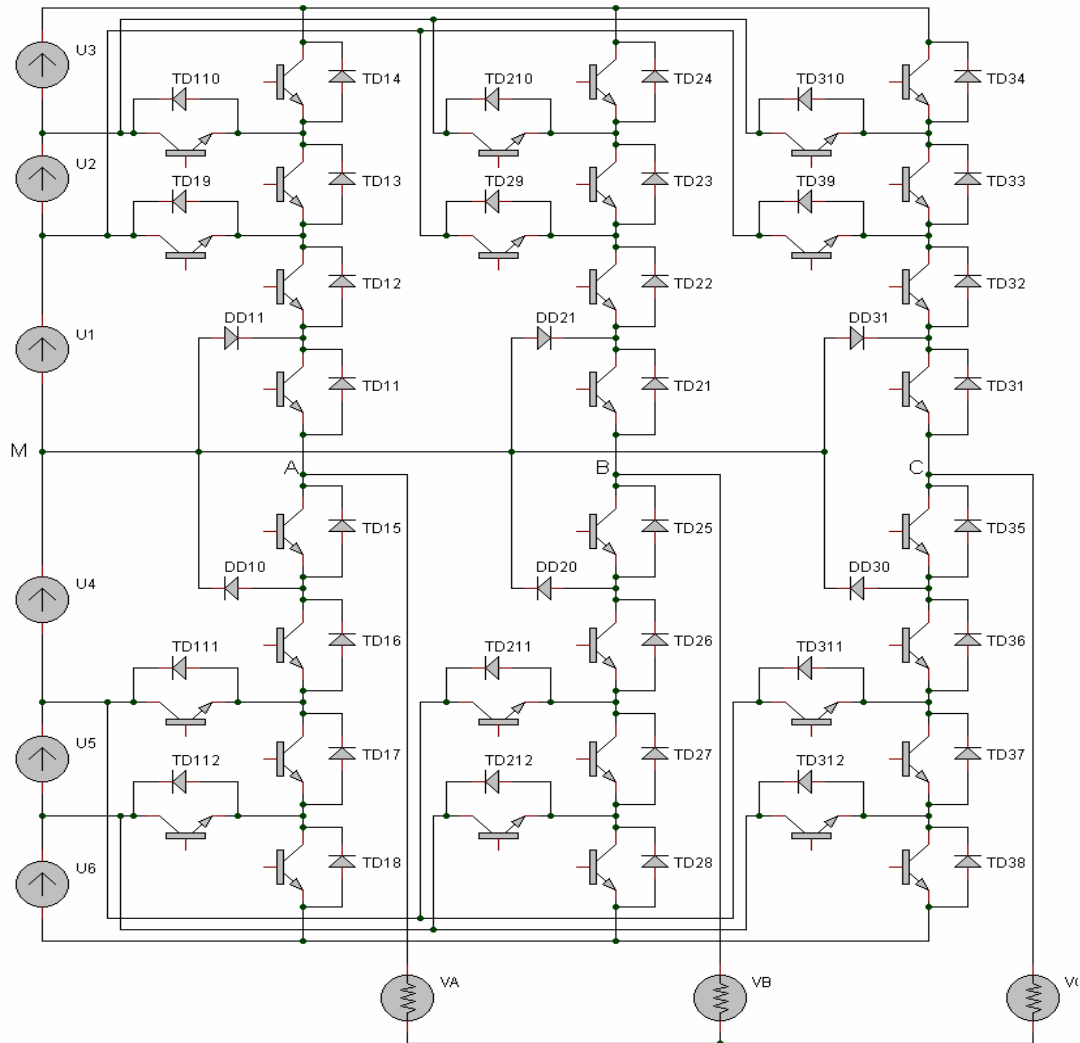


Figure II.4. Onduleur à sept niveaux à structure NPC.

CONFIGURATION	GRANDEURS ELECTRIQUES
Etat 0	$I_k = 0$
Etat 1	$V_{km} = U1+U2+U3=3U_c$
Etat 2	$V_{km} = U1+U2=2U_c$
Etat 3	$V_{km} = U1= U_c$
Etat 4	$V_{km} = 0$
Etat 5	$V_{km} = -U4= -U_c$
Etat 6	$V_{km} = -U4-U5=-2 U_c$
Etat 7	$V_{km} = -U4-U5-U6=-3U_c$
Etat 8	$V_{km} = 0$

Tableau II.3. Grandeurs électriques correspondantes pour chacune des configurations d'un bras k.

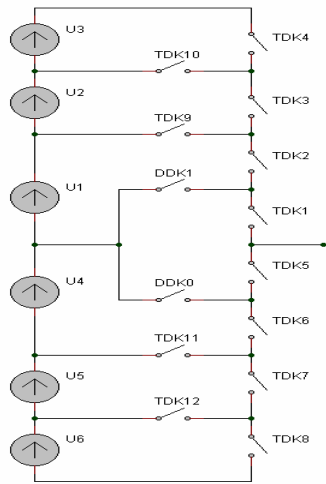


Figure II.5.a Configuration E0.

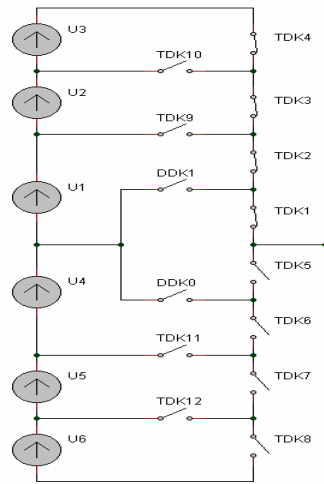


Figure II.5.b Configuration E1.

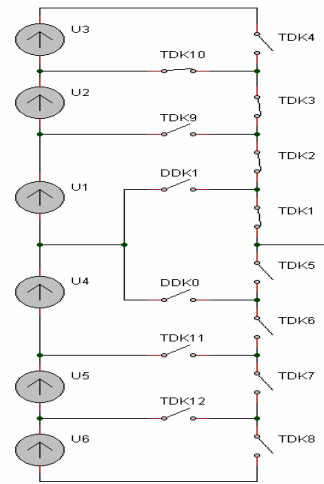


Figure II.5.c Configuration E2.

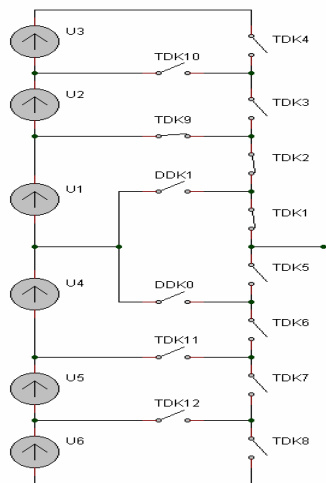


Figure II.5.d Configuration E3.

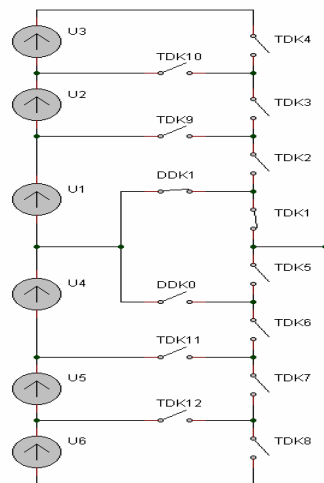


Figure II.5.e Configuration E4.

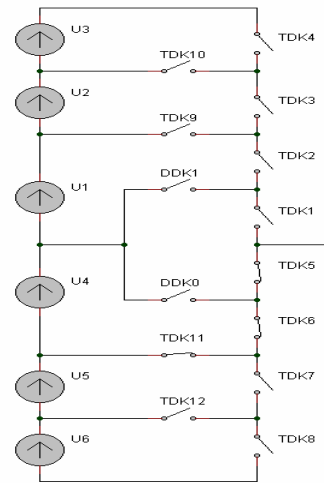


Figure II.5.f Configuration E5.

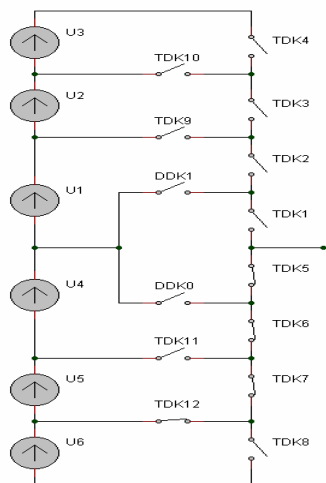


Figure II.5.g Configuration E6.

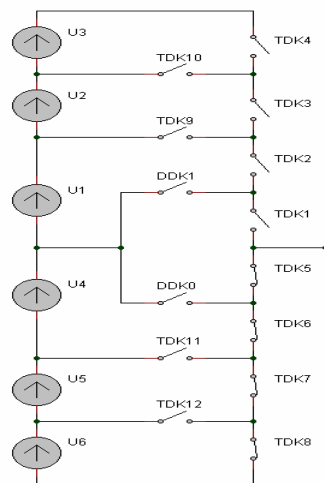


Figure II.5.h Configuration E7.

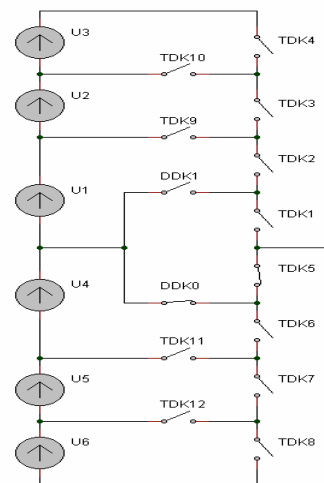


Figure II.5.i Configuration E8.

Figure II.5. Les différentes configurations possibles pour un bras k de l'onduleur à sept niveaux à structure NPC.

Remarque : Nous rappelons par l'hypothèse qu'on a citée pendant l'étude de l'onduleur à cinq niveaux, mais cette fois, on a ajouté une nouvelle paire de source de tension et six paires d'interrupteurs. Les tensions d'entrée de l'onduleur supposées toujours parfaites, quelque soit le courant i_k délivré par cette alimentation ($U_1=U_2=U_3=U_4=U_5=U_6=U_C$). La chute de tension aux bornes de semi-conducteurs est négligeable devant la tension d'alimentation qui est de l'ordre de quelques centaines de volts.

II.2.2.3. Commande complémentaire

Afin d'avoir un fonctionnement totalement commandable qui permet à l'onduleur de délivrer les sept niveaux de tension désirée, on adopte une commande complémentaire.

$$\begin{cases} B_{k5} = \overline{B_{k2}} \\ B_{k6} = \overline{B_{k1}} \\ B_{k7} = \overline{B_{k3}} \\ B_{k8} = \overline{B_{k4}} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

II.2.2.4. Fonction de connexion F_{ki}

Les fonctions de connexion des interrupteurs du bras k sont liées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{k5} = 1 - F_{k2} \\ F_{k6} = 1 - F_{k1} \\ F_{k7} = 1 - F_{k3} \\ F_{k8} = 1 - F_{k4} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

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

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1}F_{k2}F_{k3}F_{k4} \\ F_{k0}^b = F_{k5}F_{k6}F_{k7}F_{k8} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

Le tableau suivant montre la table d'excitation associée à cette commande complémentaire :

B_{k1}	B_{k2}	B_{k3}	B_{k4}	B_{k5}	B_{k6}	B_{k7}	B_{k8}	V_{kM}
1	1	1	1	0	0	0	0	$3U_C$
1	1	1	0	0	0	0	1	$2U_C$
1	1	0	0	0	0	1	1	U_C
1	0	0	0	1	0	1	1	0
0	0	1	1	1	1	0	0	$-U_C$
0	0	0	1	1	1	1	0	$-2U_C$
0	0	0	0	1	1	1	1	$-3U_C$

Tableau II.4. Tableau logique de la commande des interrupteurs.

II.2.2.5. Modélisation des valeurs instantanées

Les tensions de sortie de l'onduleur à sept niveaux par rapport au point M sont définies comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{AM} = F_{11}F_{12}\overline{F_{13}}\overline{F_{14}}U_1 + F_{11}F_{12}F_{13}\overline{F_{14}}(U_1 + U_2) + \\ F_{11}F_{12}F_{13}F_{14}(U_1 + U_2 + U_3) - F_{15}F_{16}\overline{F_{17}}\overline{F_{18}}U_4 - \\ F_{15}F_{16}F_{17}\overline{F_{18}}(U_4 + U_5) - F_{15}F_{16}F_{17}F_{18}(U_4 + U_5 + U_6) \\ \\ V_{BM} = F_{21}F_{22}\overline{F_{23}}\overline{F_{24}}U_1 + F_{21}F_{22}F_{23}\overline{F_{24}}(U_1 + U_2) + \\ F_{21}F_{22}F_{23}F_{24}(U_1 + U_2 + U_3) - F_{25}F_{26}\overline{F_{27}}\overline{F_{28}}U_4 - \\ F_{25}F_{26}F_{27}\overline{F_{28}}(U_4 + U_5) - F_{25}F_{26}F_{27}F_{28}(U_4 + U_5 + U_6) \\ \\ V_{CM} = F_{31}F_{32}\overline{F_{33}}\overline{F_{34}}U_1 + F_{31}F_{32}F_{33}\overline{F_{34}}(U_1 + U_2) + \\ F_{31}F_{32}F_{33}F_{34}(U_1 + U_2 + U_3) - F_{35}F_{36}\overline{F_{37}}\overline{F_{38}}U_4 - \\ F_{35}F_{36}F_{37}\overline{F_{38}}(U_4 + U_5) - F_{35}F_{36}F_{37}F_{38}(U_4 + U_5 + U_6) \end{array} \right. \quad (\text{II.15})$$

Les fonctions de connexion des demi-bras sont définies selon les relations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{11}^b = F_{11}F_{12}F_{13}F_{14} \\ F_{10}^b = F_{15}F_{16}F_{17}F_{18} \end{array} \right\} \left\{ \begin{array}{l} F_{21}^b = F_{21}F_{22}F_{23}F_{24} \\ F_{20}^b = F_{25}F_{26}F_{27}F_{28} \end{array} \right\} \left\{ \begin{array}{l} F_{31}^b = F_{31}F_{32}F_{33}F_{34} \\ F_{30}^b = F_{35}F_{36}F_{37}F_{38} \end{array} \right. \quad (\text{II.16})$$

Les fonctions de connexion des interrupteurs placés en parallèle sont définies comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{19} = F_{11}F_{12}\overline{F_{13}}\overline{F_{14}} \\ F_{110} = F_{11}F_{12}F_{13}\overline{F_{14}} \\ F_{111} = F_{15}F_{16}\overline{F_{17}}\overline{F_{18}} \\ F_{112} = F_{15}F_{16}F_{17}\overline{F_{18}} \end{array} \right\} \left\{ \begin{array}{l} F_{29} = F_{21}F_{22}\overline{F_{23}}\overline{F_{24}} \\ F_{210} = F_{21}F_{22}F_{23}\overline{F_{24}} \\ F_{211} = F_{25}F_{26}\overline{F_{27}}\overline{F_{28}} \\ F_{212} = F_{25}F_{26}F_{27}\overline{F_{28}} \end{array} \right\} \left\{ \begin{array}{l} F_{39} = F_{31}F_{32}\overline{F_{33}}\overline{F_{34}} \\ F_{310} = F_{31}F_{32}F_{33}\overline{F_{34}} \\ F_{311} = F_{35}F_{36}\overline{F_{37}}\overline{F_{38}} \\ F_{312} = F_{35}F_{36}F_{37}\overline{F_{38}} \end{array} \right. \quad (\text{II.17})$$

En introduisant ces fonctions dans le système (II-15), on aboutit au système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{AM} = F_{19}U_1 + F_{110}(U_1 + U_2) + F_{111}^b(U_1 + U_2 + U_3) - F_{111}U_4 - \\ F_{112}(U_4 + U_5) - F_{10}^b(U_4 + U_5 + U_6) \\ \\ V_{BM} = F_{29}U_1 + F_{210}(U_1 + U_2) + F_{211}^b(U_1 + U_2 + U_3) - F_{211}U_4 - \\ F_{212}(U_4 + U_5) - F_{20}^b(U_4 + U_5 + U_6) \end{array} \right. \quad (\text{II.18})$$

$$\begin{cases} V_{CM} = F_{39}U_1 + F_{310}(U_1 + U_2) + F_{31}^b(U_1 + U_2 + U_3) - F_{311}U_4 - \\ F_{312}(U_4 + U_5) - F_{30}^b(U_4 + U_5 + U_6) \end{cases}$$

On peut écrire les équations ci-dessus (II.18) sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{19} + F_{110} + F_{11}^b \\ F_{29} + F_{210} + F_{21}^b \\ F_{39} + F_{310} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_1 + \begin{bmatrix} F_{110} + F_{11}^b \\ F_{210} + F_{21}^b \\ F_{310} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_2 + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_3 - \\ \begin{bmatrix} F_{111} + F_{112} + F_{10}^b \\ F_{211} + F_{212} + F_{20}^b \\ F_{311} + F_{312} + F_{30}^b \end{bmatrix} U_4 - \begin{bmatrix} F_{112} + F_{10}^b \\ F_{212} + F_{20}^b \\ F_{312} + F_{30}^b \end{bmatrix} U_5 - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_6 \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

Le système (II.19) montre qu'un onduleur à sept niveaux est une mise en série de trois onduleurs à trois niveaux ou six onduleurs à deux niveaux.

Après l'application de l'hypothèse qu'on a signée, on aura le résultat de simplification suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{19} + 2F_{110} + 3F_{11}^b - F_{111} - 2F_{112} - 3F_{10}^b \\ F_{29} + 2F_{210} + 3F_{21}^b - F_{211} - 2F_{212} - 3F_{20}^b \\ F_{39} + 2F_{310} + 3F_{31}^b - F_{311} - 2F_{312} - 3F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad (\text{II.20})$$

D'après l'équation (II.10), on peut écrire les tensions V_A , V_B et V_C en fonction de F_{ks} , F_{ks}^b et U_C sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{19} + 2F_{110} + 3F_{11}^b - F_{111} - 2F_{112} - 3F_{10}^b \\ F_{29} + 2F_{210} + 3F_{21}^b - F_{211} - 2F_{212} - 3F_{20}^b \\ F_{39} + 2F_{310} + 3F_{31}^b - F_{311} - 2F_{312} - 3F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad (\text{II.21})$$

Pour simplifier la matrice ci-dessus, on partage chaque ligne en deux formules :

$$\begin{cases} F_{11}^{bt} = F_{19} + 2F_{110} + 3F_{11}^b \\ F_{10}^{bt} = F_{111} + 2F_{112} + 3F_{10}^b \end{cases} \begin{cases} F_{21}^{bt} = F_{29} + 2F_{210} + 3F_{21}^b \\ F_{20}^{bt} = F_{211} + 2F_{212} + 3F_{20}^b \end{cases} \begin{cases} F_{31}^{bt} = F_{39} + 2F_{310} + 3F_{31}^b \\ F_{30}^{bt} = F_{311} + 2F_{312} + 3F_{30}^b \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

On aura :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^{bt} - F_{10}^{bt} \\ F_{21}^{bt} - F_{20}^{bt} \\ F_{31}^{bt} - F_{30}^{bt} \end{bmatrix} U_C \quad (\text{II.23})$$

II.3. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle de fonctionnement d'un bras d'onduleur triphasé à structure NPC à cinq et à sept niveaux, ainsi que le modèle complet.

Nous avons montré dans ce chapitre que les onduleurs à cinq et à sept niveaux sont mis en série de plusieurs onduleurs à deux ou à trois niveaux. Le premier (cinq niveaux), est une mise en série de quatre onduleurs à deux niveaux ou deux onduleurs à trois niveaux. Quant au second (sept niveaux), est une mise en série de six onduleurs à deux niveaux ou trois onduleurs à trois niveaux.

Nous remarquons que la commande des interrupteurs (diode-transistor) de l'onduleur à sept niveaux n'est qu'une extension de celui à cinq niveaux. Donc on peut juger que la modélisation des valeurs instantanées de l'onduleur à cinq niveaux est un cas particulier par rapport à celui à sept niveaux.

En générale, ce chapitre permet de donner une idée globale de la modélisation de tous les onduleurs à structure NPC ce qu'est démontré dans l'annexe I.

CHAPITRE III
STRATÉGIES DE COMMANDE DE L'ONDULEUR TRIPHASÉ NPC
À CINQ ET À SEPT NIVEAUX

III.1. Introduction

L'objectif de ce chapitre est de concevoir une stratégie de commande permettant de générer une amplitude maximale pour le fondamental de la tension ondulée (alternative) et des amplitudes minimales aux fréquences inutiles pour la charge utilisée, et donc une meilleure qualité spectrale de ces ondes.

III.2. Stratégies de commande de l'onduleur à cinq niveaux

- Commande en pleine onde.
- Commande triangulo-sinusoïdal à deux ou à quatre porteuses.
- Modulation vectorielle.

III.2.1. Commande en pleine onde

Avec cette commande on génère un système de tension dont les fondamentaux constituent un système triphasé équilibré.

La commande des interrupteurs de l'onduleur à cinq niveaux est représentée sur la **Figure III.2.1.a** ci-dessous

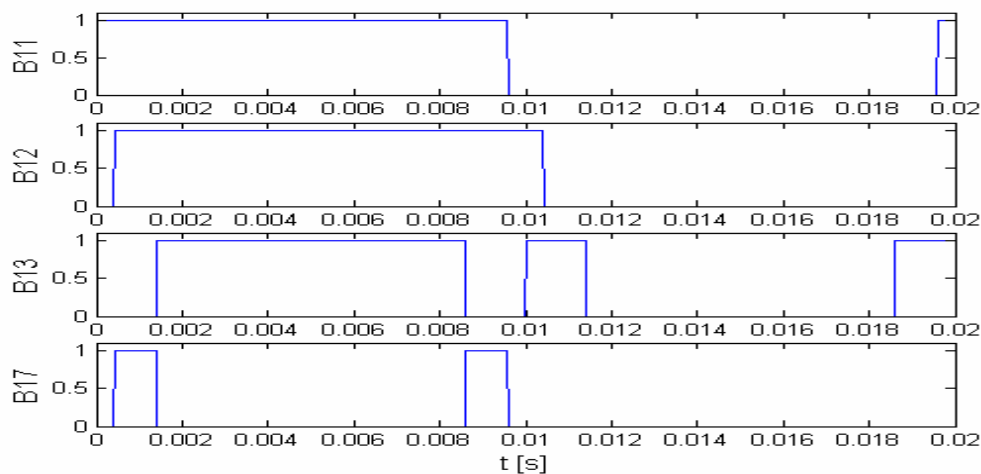


Figure III.2.1.a. Séquence de commande des interrupteurs.

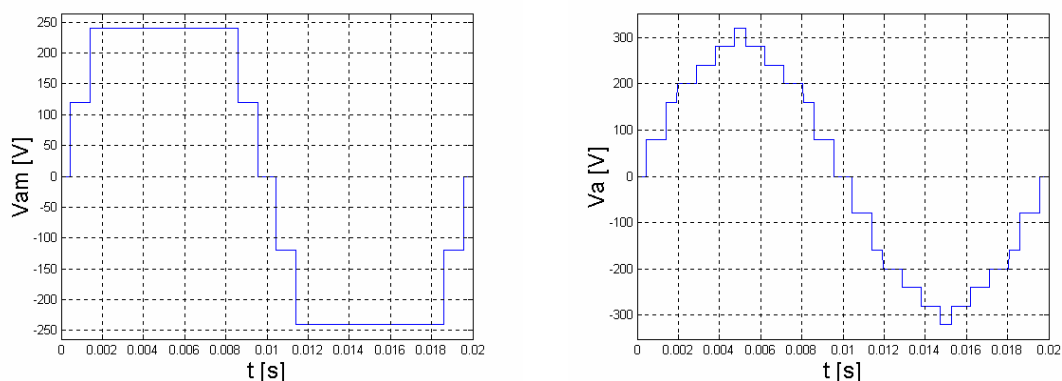


Figure III.2.1.b. La tension V_{am} et ses cinq niveaux, ainsi que la tension V_a de la première phase de l'onduleur à cinq niveaux.

Le spectre fréquentiel discret de la tension V_a montre que les harmoniques de rangs impairs existent. Cette remarque signifie que le signal de V_a est symétrique par rapport au quart de sa période.

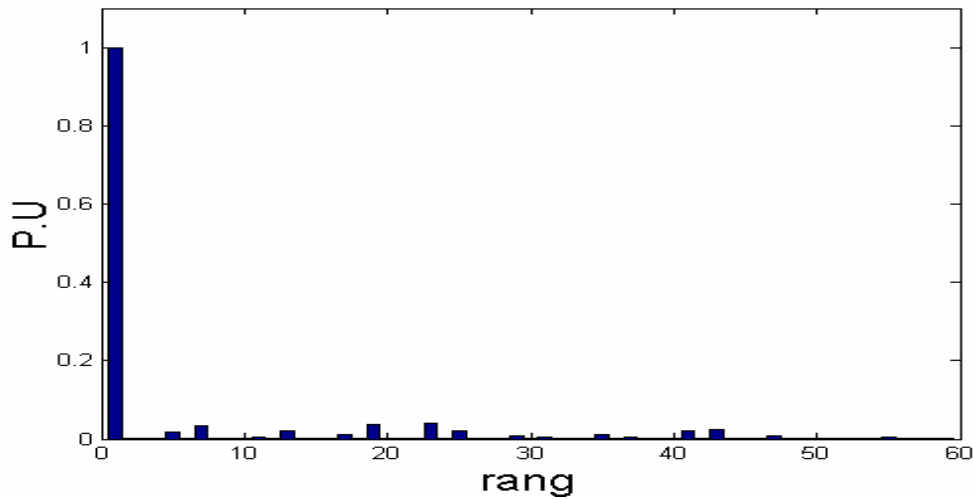


Figure III.2.1.c. Le spectre fréquentiel discret de la tension V_a .

III.2.2. Commande triangulo-sinusoidal à n porteuses

Le principe de cette stratégie de commande, est de comparer le signal de référence ou modulante $V_{réf}$ (sinusoïdal) avec le signal de n porteuses V_{pn} (triangulaires); cette comparaison compte sur les intersections.

Toutes les stratégies de commande triangulo-sinusoidal sont caractérisées par deux paramètres :

- L'indice de modulation \mathbf{m} .
- Taux de modulation \mathbf{r} .

L'indice de modulation \mathbf{m} est le rapport entre la fréquence de la porteuse f_p et la fréquence de la tension de référence $f_{réf}$, ($\mathbf{m} = f_p / f_{réf}$).

La modulation est **synchrone** lorsque \mathbf{m} est entier, elle est **asynchrone** dans le cas contraire.

De l'autre coté, le taux de modulation \mathbf{r} est le rapport entre l'amplitude de la tension de référence V_m et l'amplitude de la porteuse V_{pm} , ($\mathbf{r} = V_m / V_{pm}$).

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé qui permettent d'obtenir un système de tension triphasée équilibré directe ou inverse, ainsi que les porteuses triangulaires sont données par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{réf1} = V_m \cdot \sin(\omega t - \varphi). \\ V_{réf2} = V_m \cdot \sin(\omega t - \varphi - 2\pi / 3 \cdot marche). \\ V_{réf3} = V_m \cdot \sin(\omega t - \varphi - 4\pi / 3 \cdot marche). \end{cases} \quad (III.01)$$

La variable "marche" permet un fonctionnement du moteur triphasé alimenté par l'onduleur triphasé commandé par cette technique, dans les quatre quadrants du plan couple vitesse.

$$\begin{cases} V_p = V_{pm} \cdot \arctan(\tan(\omega t - \psi)) \cdot 2/\pi \dots\dots\dots \text{dents de scie.} \\ V_p = V_{pm} \cdot (\text{abs}(\arctan(\tan(\omega t - \psi))) \cdot 4/\pi - 1) \dots\dots \text{dents ordinaires.} \end{cases} \quad (\text{III.02})$$

III.2.2.1. Commande triangulo-sinusoidal à deux porteuses unipolaires

Cette stratégie de commande est définie par deux porteuses identiques, dont l'une est déphasée par rapport à l'autre de $\pi/2$.

On admet que toutes les sources de tensions continues de l'onduleur sont égales

$$\begin{aligned} U_1 = U_2 = U_3 = U_4 = U_c \\ V_{réfn} = V_m \cdot \sin(\omega t - (n-1) \cdot 2\pi/3). \quad n = [1 \quad 3] \\ V_{pn} = V_{pm} \cdot \text{abs}(\arctan(\tan(\omega t - (2n-1) \cdot \pi/4))) \cdot 2/\pi. \quad n = [1 \quad 2] \end{aligned} \quad (\text{III.03})$$

III.2.2.1.a. Algorithme de commande

L'algorithme de la commande triangulo-sinusoidal à deux porteuses unipolaires se résume pour un bras k de l'onduleur comme suit :

$$\begin{aligned} \text{si } (V_{réfk} \geq 0) \text{ et } (V_{réfk} \geq V_{p1}) &\Rightarrow (V_{km0} = U_c \quad \text{si non } V_{km0} = 0). \\ \text{si } (V_{réfk} \geq 0) \text{ et } (V_{réfk} \geq V_{p2}) &\Rightarrow (V_{km1} = U_c \quad \text{si non } V_{km1} = 0). \\ \text{si } (V_{réfk} < 0) \text{ et } (|V_{réfk}| \geq V_{p1}) &\Rightarrow (V_{km0} = -U_c \quad \text{si non } V_{km0} = 0). \\ \text{si } (V_{réfk} < 0) \text{ et } (|V_{réfk}| \geq V_{p2}) &\Rightarrow (V_{km1} = -U_c \quad \text{si non } V_{km1} = 0). \end{aligned} \quad (\text{III.04})$$

$$V_{km} = V_{km0} + V_{km1}.$$

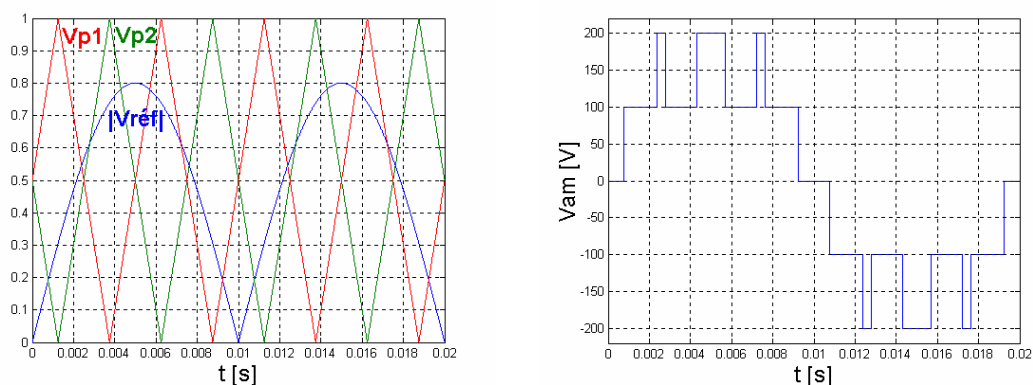
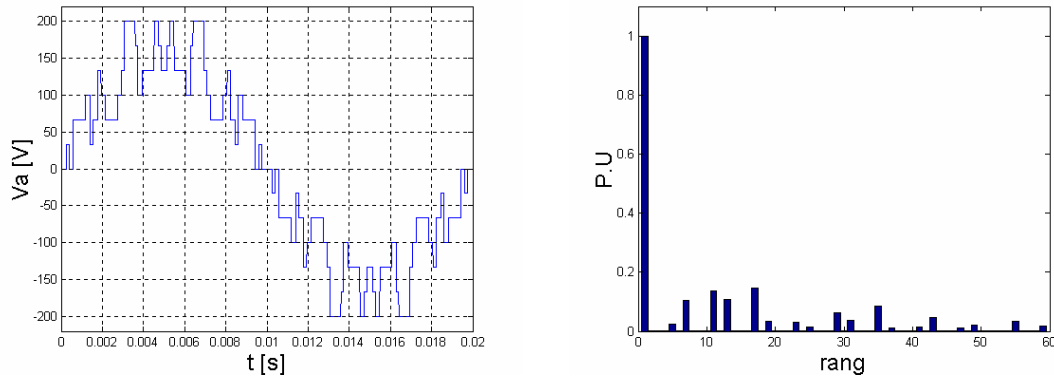
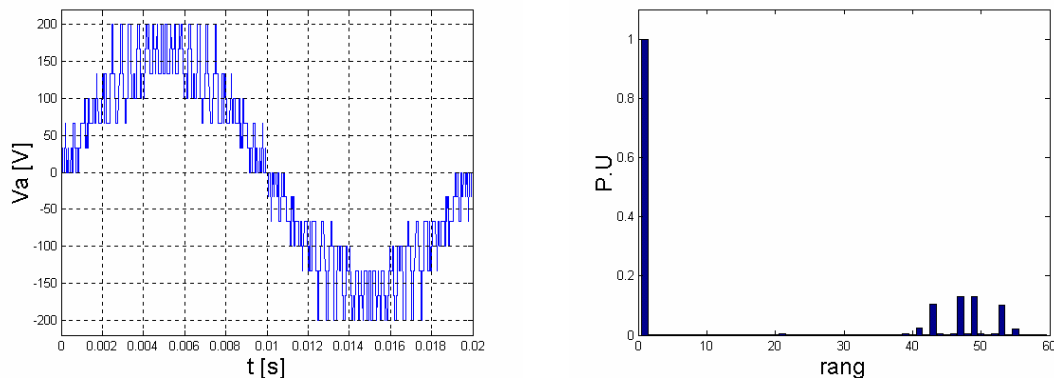
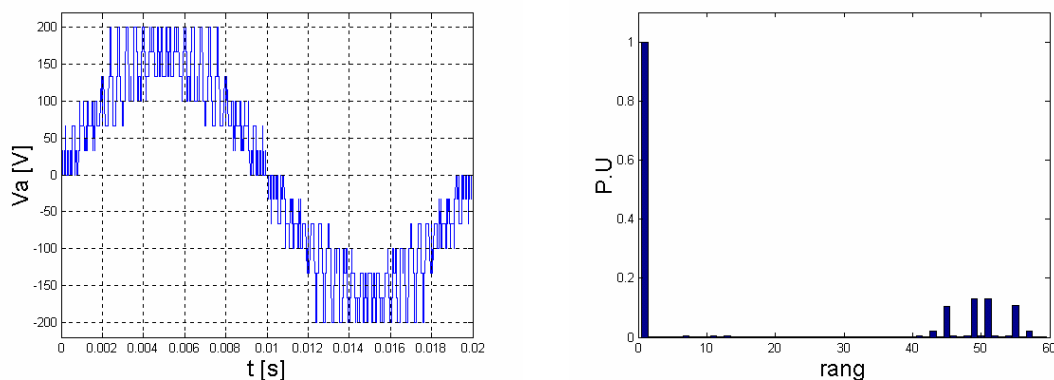


Figure III.2.2.a. Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidal à deux porteuses unipolaires, ainsi que la tension V_{am} ($m = 4$, $r = 0.8$).

Nous rappelons que la commande des interrupteurs B_{ks} est déterminée comme suit :

$B_{k1} = 1$	$B_{k2} = 1$	$B_{k3} = 1$	$B_{k7} = 0$	$V_{km} = 2U_c$
$B_{k1} = 1$	$B_{k2} = 1$	$B_{k3} = 0$	$B_{k7} = 1$	$V_{km} = U_c$
$B_{k1} = 1$	$B_{k2} = 0$	$B_{k3} = 0$	$B_{k7} = 0$	$V_{km} = 0$
$B_{k4} = 1$	$B_{k5} = 1$	$B_{k6} = 0$	$B_{k8} = 1$	$V_{km} = -U_c$
$B_{k4} = 1$	$B_{k5} = 1$	$B_{k6} = 1$	$B_{k8} = 0$	$V_{km} = -2U_c$

Tableau III.1. Tableau logique de la commande des interrupteurs.

Figure III.2.2.b. La tension V_a de la première phase de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, et son spectre harmonique pour ($m = 6$, $r = 0.8$).Figure III.2.2.c. La tension V_a de la première phase de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, et son spectre harmonique pour ($m = 24$, $r = 0.8$).Figure III.2.2.d. La tension V_a de la première phase de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, et son spectre harmonique pour ($m = 25$, $r = 0.8$).

Les figures (**Figure III.2.2.b**, **Figure III.2.2.c**, **Figure III.2.2.d**) représentées ci-dessus montrent :

- Pour les différentes valeurs de l'indice de modulation m (paire ou impaire), on remarque que les harmoniques de rang impair existent.
- Les harmoniques de la tension V_a se regroupent autour des fréquences multiples de $2 \cdot f_p$.
- L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques de la tension V_a vers les fréquences les plus élevées, d'où un avantage pour faciliter le filtrage.

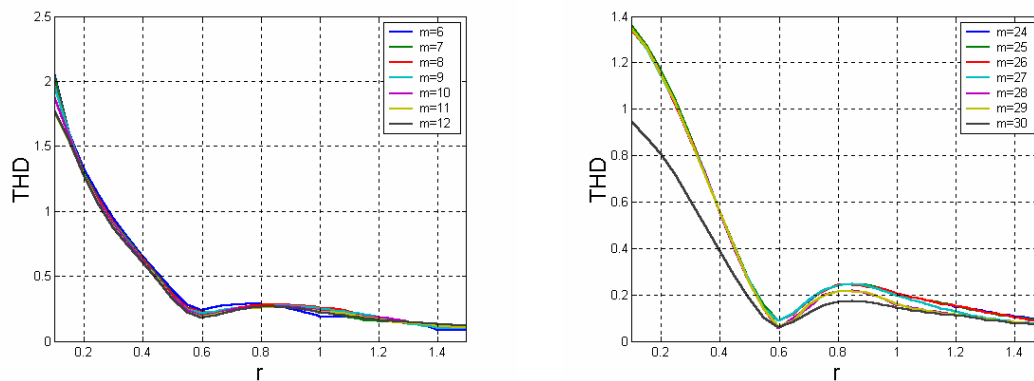


Figure III.2.2.e. Les différentes variations de THD en fonction de r pour un nombre maximum des harmoniques égal à 60.

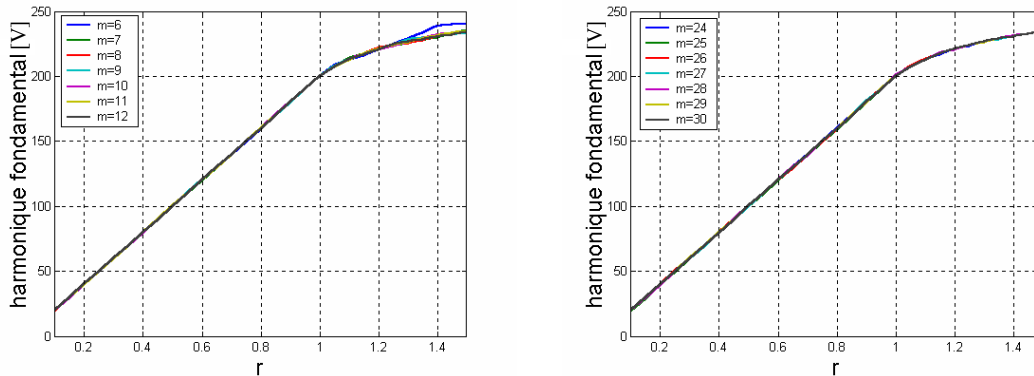


Figure III.2.2.f. Les différentes variations de l'harmonique fondamental en fonction de r .

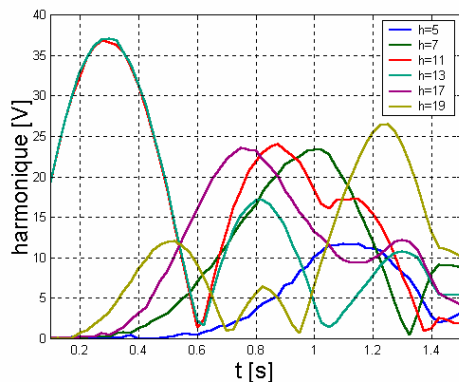


Figure III.2.2.g. Variation de l'amplitude des harmoniques les plus importants en fonction de r pour ($m = 6$).

Les figures ci-dessus (**Figure III.2.2.e**, **Figure III.2.2.f**) montrent la variation du taux de distorsion d'harmonique THD et l'amplitude de l'harmonique fondamental en fonction du taux de modulation r , ces variations montrent :

- Le taux de modulation ($r = 0...1$) permet un réglage linéaire de l'amplitude de l'harmonique fondamental ($H_f = 2.U_c.r$).
- L'augmentation du taux de modulation ($r = 0...1$) permet de diminuer le THD.
- La variation de l'amplitude de l'harmonique fondamental ne dépend pas de la variation de l'indice de modulation m .

III.2.2.2. Commande triangulo-sinusoidal à deux porteuses unipolaires, injection de l'harmonique trois ($a = 0.2$)

Le principe de cette commande est d'injecter les harmoniques de rang multiple de trois, les tensions de référence sont modifiées et représentées comme suit :

$$\begin{cases} V_{réf1} = V_m \cdot (\sin(\omega.t - \varphi) + a \cdot \sin 3(\omega.t - \varphi)) \\ V_{réf2} = V_m \cdot (\sin(\omega.t - \varphi - 2\pi/3) + a \cdot \sin 3(\omega.t - \varphi)) \\ V_{réf3} = V_m \cdot (\sin(\omega.t - \varphi - 4\pi/3) + a \cdot \sin 3(\omega.t - \varphi)) \end{cases} \quad (III.05)$$

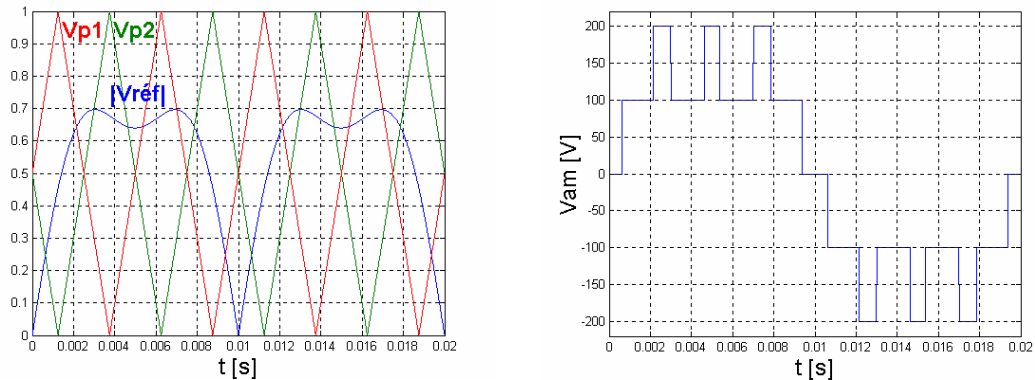


Figure III.2.3.a. Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidal à deux porteuses unipolaires avec injection de l'harmonique trois, ainsi que la tension V_{am} , ($a = 0.2$, $m = 4$, $r = 0.8$).

Les figures ci-dessous (**Figure III.2.3.b**, **Figure III.2.3.c**, **Figure III.2.3.d**) montrent :

- Pour les différentes valeurs de l'indice de modulation m (paire ou impaire), on remarque que les seuls harmoniques existant sont ceux de rang impair.
- Les harmoniques de la tension V_a se regroupent autour des fréquences multiples de $2 \cdot f_p$.

- L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques de V_a vers les fréquences les plus élevées.
- L'injection de l'harmonique trois permet d'améliorer la forme de la tension V_a et d'augmenter la valeur de son amplitude fondamentale.

De l'autre côté les figures (**Figure III.2.3.e**, **Figure III.2.3.f**) montrent que :

- Le taux de modulation r permet un réglage linéaire de l'amplitude de l'harmonique fondamental ($H_f = 2.U_c.r$) jusqu'à la valeur ($r = 1.15$).
- L'augmentation du taux de modulation ($r = 0...1.15$) permet de diminuer le THD.
- L'augmentation du taux de modulation r permet d'augmenter le nombre des harmoniques dans une famille et en même temps de diminuer l'amplitude de ces derniers.
- La variation de l'amplitude de l'harmonique fondamental ne dépend pas de la variation de l'indice de modulation m .

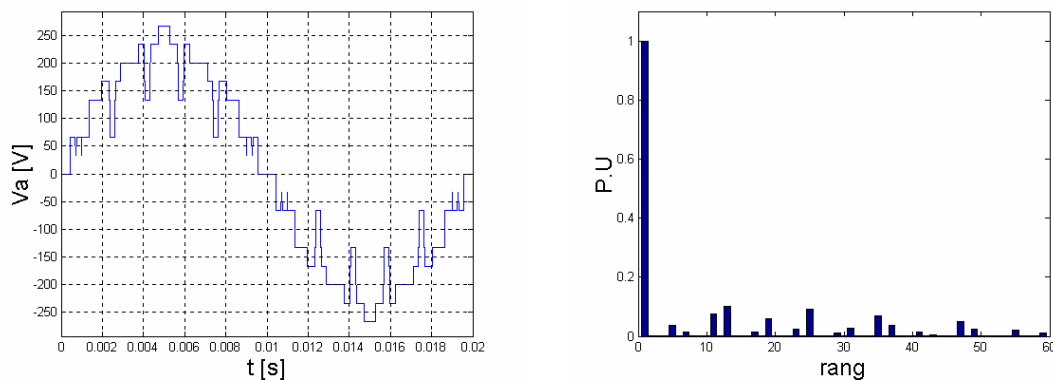


Figure III.2.3.b. La tension V_a de la première phase de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, et son spectre harmonique pour ($m = 6, r = 1.1$).

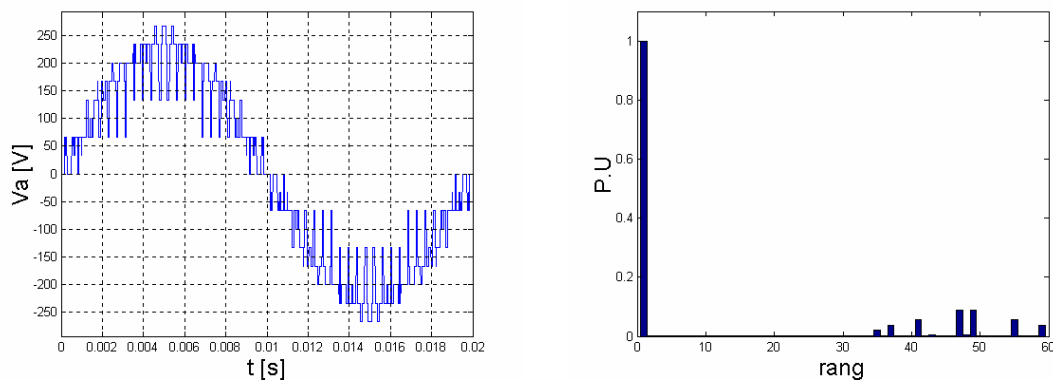


Figure III.2.3.c. La tension V_a de la première phase de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, et son spectre harmonique pour ($m = 24, r = 1.1$).

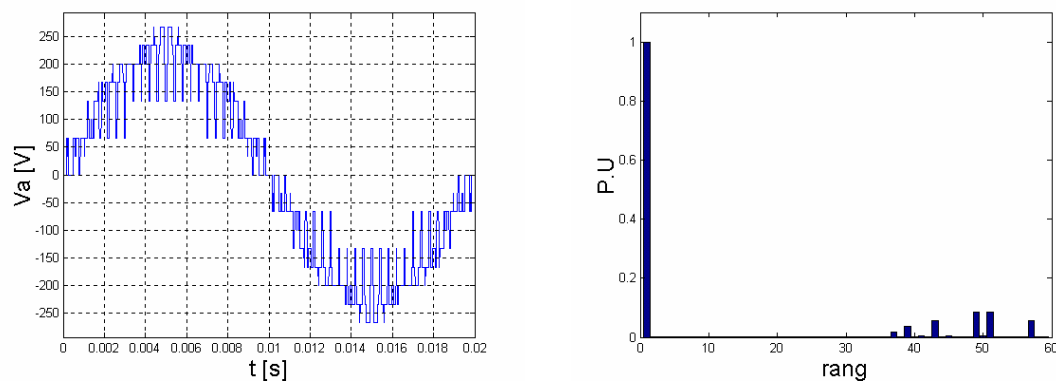


Figure III.2.3.d. La tension V_a de la première phase de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, et son spectre harmonique pour ($m = 25$, $r = 1.1$).

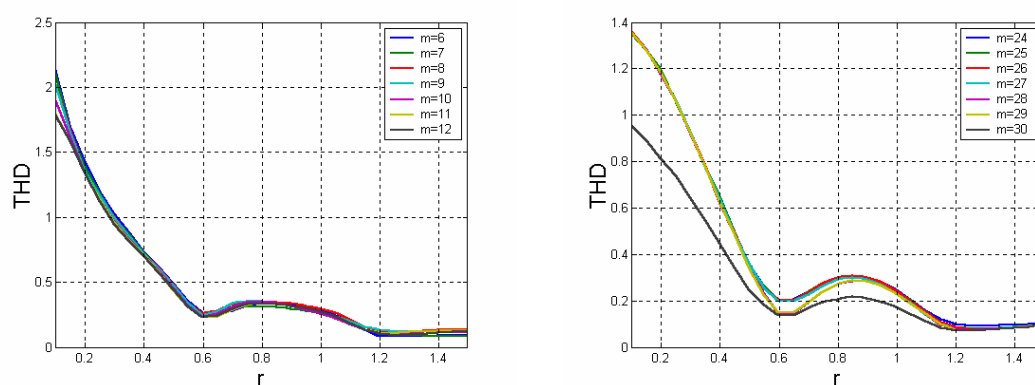


Figure III.2.3.e. Les différentes variations de THD en fonction de r pour un nombre maximum des harmoniques égal à 60.

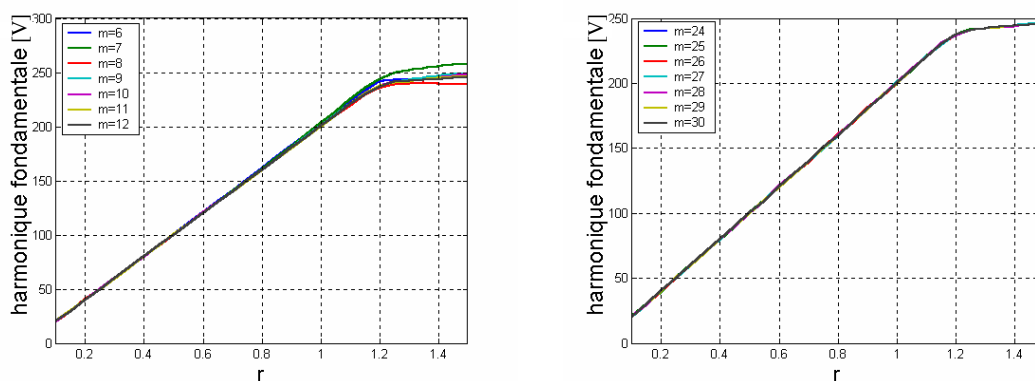


Figure III.2.3.f. Les différentes variations de l'harmonique fondamental en fonction de r .

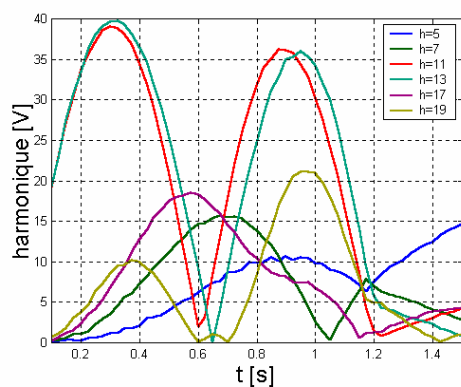


Figure III.2.3.g. Variation de l'amplitude des harmoniques importants en fonction de r pour ($m = 6$).

III.2.2.3. Commande triangulo-sinusoidal à quatre porteuses en dents de scie bipolaires

Dans cette commande on utilise quatre porteuses bipolaires en dents de scie identiques, dont l'une est déphasée par rapport à l'autre de $\pi/4$.

On admet toujours que toutes les sources de tensions continues de l'onduleur triphasé à cinq niveaux sont égales.

$$V_{pn} = V_{pm} \cdot \arctan(\tan(\omega t - (n-1)\pi/4)) \cdot 2/\pi \quad n = [1 \quad 4] \quad (III.06)$$

$$U_1 = U_2 = U_3 = U_4 = U_c$$

III.2.2.3.a. Algorithme de commande

L'algorithme de la commande triangulo-sinusoidal à quatre porteuses en dents de scie bipolaires se résume pour un bras k de l'onduleur comme suit :

$$\begin{aligned} \text{si } (V_{réfk} \geq V_{p1}) &\Rightarrow (V_{km1} = U_c \quad \text{si non } V_{km1} = 0). \\ \text{si } (V_{réfk} \geq V_{p2}) &\Rightarrow (V_{km2} = U_c \quad \text{si non } V_{km2} = 0). \\ \text{si } (V_{réfk} \geq V_{p3}) &\Rightarrow (V_{km3} = 0 \quad \text{si non } V_{km3} = -U_c). \\ \text{si } (V_{réfk} \geq V_{p4}) &\Rightarrow (V_{km4} = 0 \quad \text{si non } V_{km4} = -U_c) \end{aligned} \quad (III.07)$$

$$V_{km} = V_{km1} + V_{km2} + V_{km3} + V_{km4}.$$

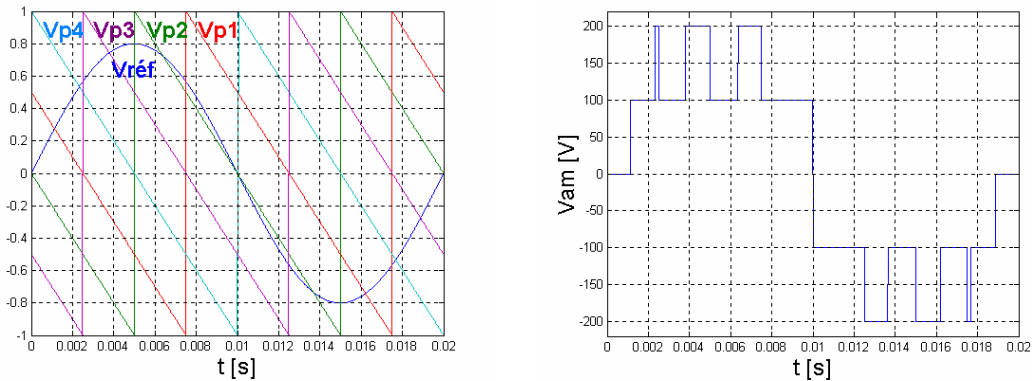


Figure III.2.4.a. Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidal à quatre porteuses en dents de scie bipolaires, ainsi que la tension V_{am} ($m = 2, r = 0.8$).

Le principe de la commande des interrupteurs B_{ks} reste le même dans celui de l'algorithme à deux porteuses unipolaires.

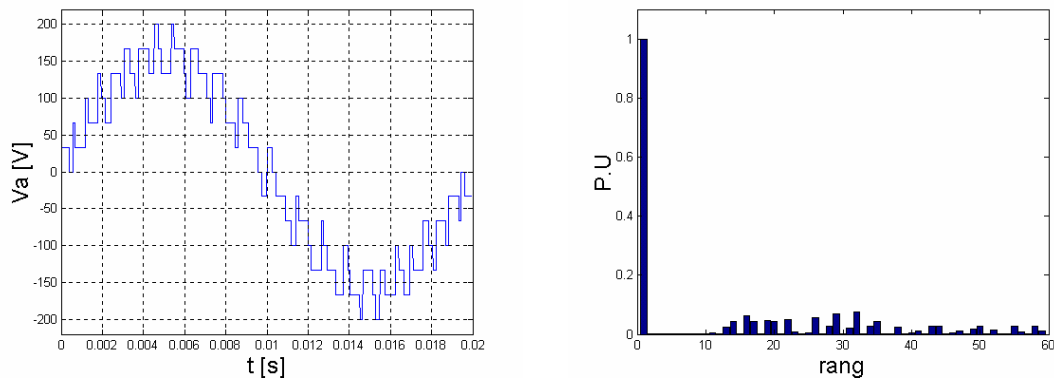


Figure III.2.4.b. La tension V_a de la première phase de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, et son spectre harmonique pour ($m = 6$, $r = 0.8$).

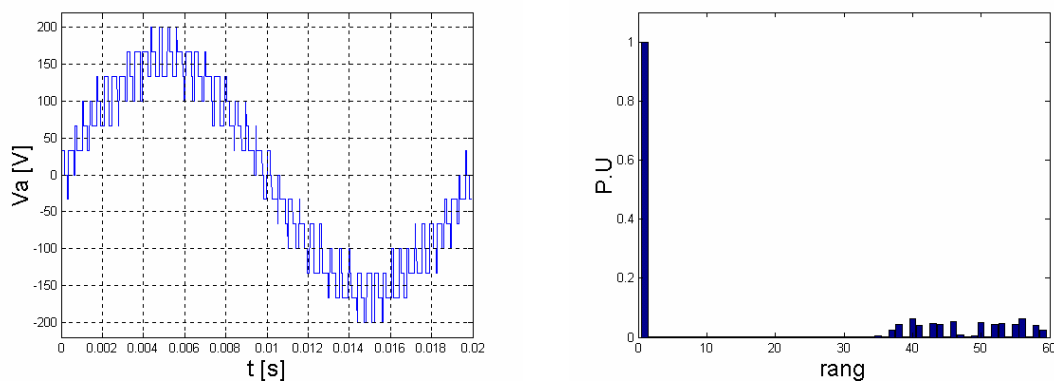


Figure III.2.4.c. La tension V_a de la première phase de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, et son spectre harmonique pour ($m = 12$, $r = 0.8$).

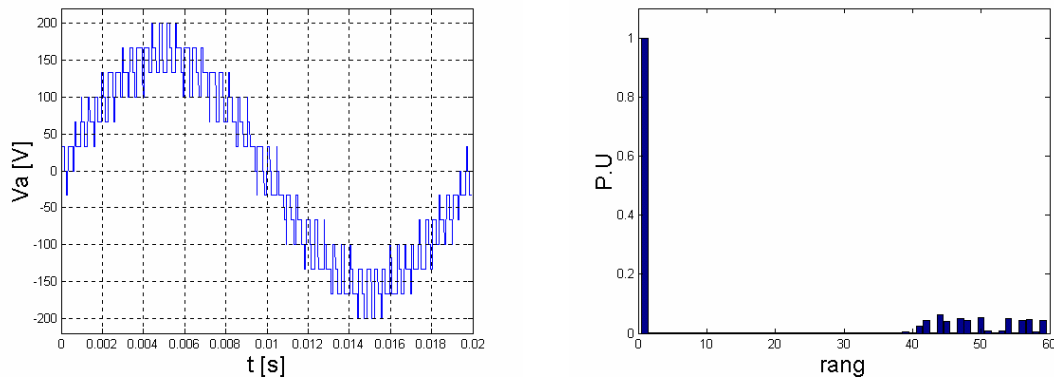


Figure III.2.4.d. La tension V_a de la première phase de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, et son spectre harmonique pour ($m = 13$, $r = 0.8$).

Les figures représentées ci-dessus (Figure III.2.4.b, Figure III.2.4.c, Figure III.2.4.d) montrent :

- Quelle que soit la valeur de l'indice de modulation m (paire ou impaire), on remarque que les harmoniques prennent des rangs pairs et impairs.

- Les harmoniques de la tension V_a se regroupent autour des fréquences multiples de $4 \cdot f_p$.
- L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques de V_a vers les fréquences les plus élevées.

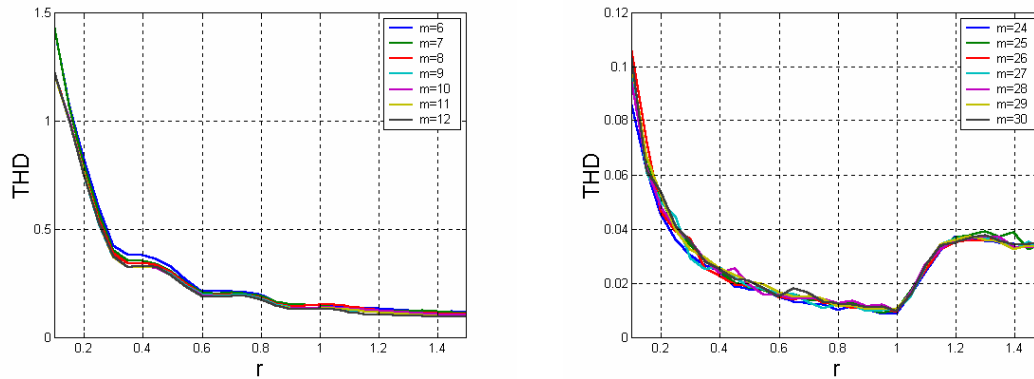


Figure III.2.4.d. Les différentes variations de THD en fonction de r pour un nombre maximum des harmoniques égal à 60.

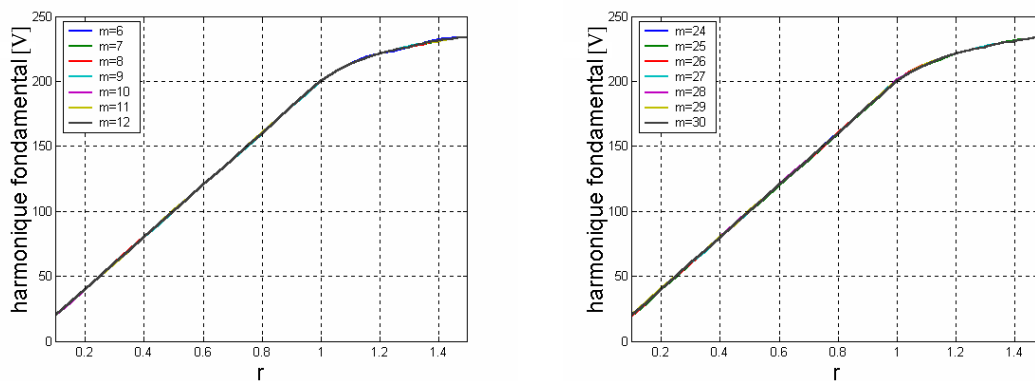


Figure III.2.4.f. Les différentes variations de l'harmonique fondamental en fonction de r .

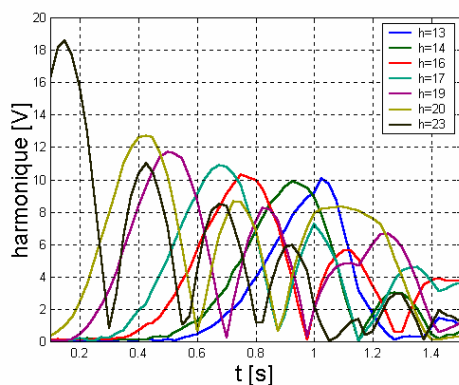


Figure III.2.4.g. Variation de l'amplitude des harmoniques les plus importants en fonction de r pour ($m = 6$).

- Le taux de modulation r permet un réglage linéaire de l'amplitude de l'harmonique fondamental ($H_f = 2 \cdot U_c \cdot r$) jusqu'à la valeur ($r = 1$).
- L'augmentation du taux de modulation ($r = 0 \dots 1$) permet de diminuer le THD.
- La variation de l'amplitude de l'harmonique fondamental ne dépend pas de la variation de l'indice de modulation m .

III.3.4. Modulation vectorielle

Dans cette partie, nous présentons la stratégie de modulation vectorielle à quatre porteuses bipolaires pour la commande de l'onduleur à cinq niveaux [BER 95], [BOU 01], [GHE, BER, MAN].

On définit le vecteur de tension de référence $V_{réf}$, avec $V_{réf} = (V_{réf1}, V_{réf2}, V_{réf3})^t$. A partir de ce dernier, on définit un nouveau vecteur de référence $V_{réf1}$.

$$V_{réf1}[i] = V_{réf}[i] + V_0 \quad \text{avec } i = 1, 2, 3. \quad (\text{III.08})$$

La tension V_0 est donnée par l'expression suivante :

$$V_0 = -[\max(V_{réf}) + \min(V_{réf})] / 2. \quad (\text{III.09})$$

Les quatre porteuses utilisées sont des porteuses en dents de scie, et sont décalées entre elles d'un quart de période.

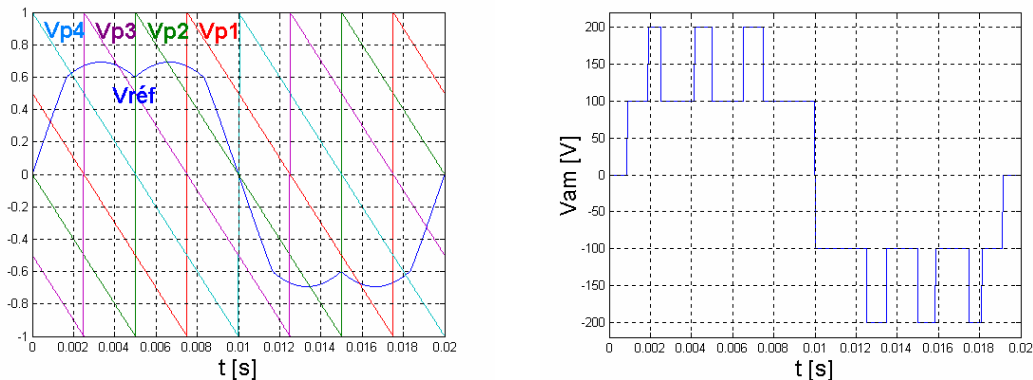


Figure III.2.5.a. Les différents signaux de la stratégie de modulation vectorielle à quatre porteuses en dents de scie bipolaires, ainsi que la tension V_{am} ($m = 2$, $r = 0.8$).

L'algorithme de cette stratégie de commande et la commande des interrupteurs B_{ks} , sont les mêmes opérations dans la stratégie de commande triangulo-sinusoïdal à quatre porteuses.

Les figures représentées ci-dessous (Figure III.2.5.b, Figure III.2.5.c, Figure III.2.5.d) montrent :

- Pour les différentes valeurs de l'indice de modulation m , les harmoniques prennent des rangs pairs et impairs.
- Les harmoniques de la tension V_a se regroupent autour des fréquences multiples de $4 \cdot f_p$.
- Pour les différentes valeurs du taux de modulation r ($r \neq 0.6$), les harmoniques les plus importants sont ceux de fréquence $4f_p \pm 1$, et $4f_p \pm 2$ pour $r = 0.6$.

- La modulation vectorielle permet d'améliorer la forme de la tension V_a et d'augmenter la valeur de son amplitude fondamentale. Donc elle joue le même rôle quand la référence est injectée à l'harmonique trois.

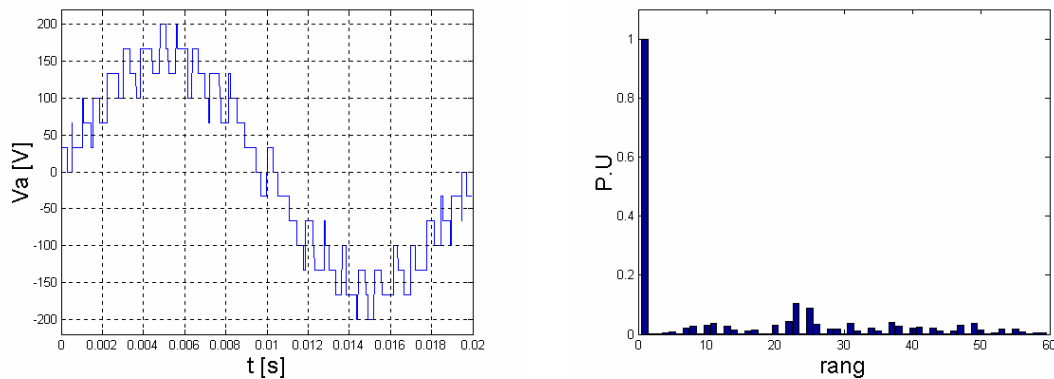


Figure III.2.5.c. La tension V_a de la première phase de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, et son spectre harmonique pour ($m = 6$, $r = 1.1$).

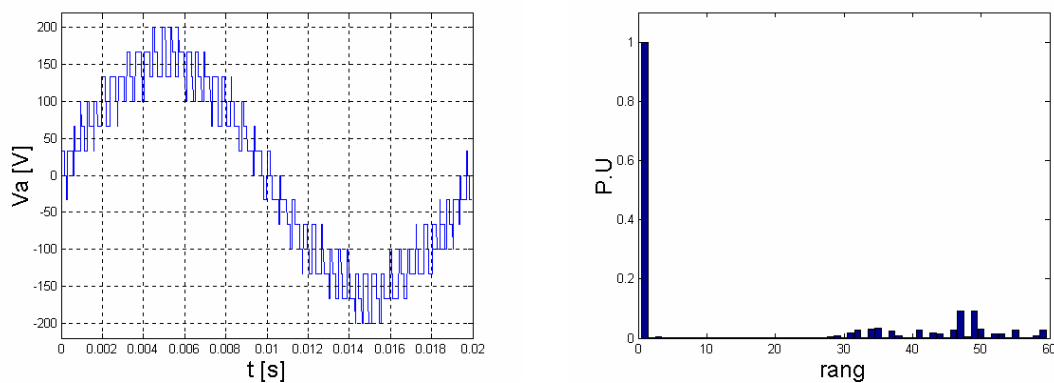


Figure III.2.5.c. La tension V_a de la première phase de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, et son spectre harmonique pour ($m = 12$, $r = 1.1$).

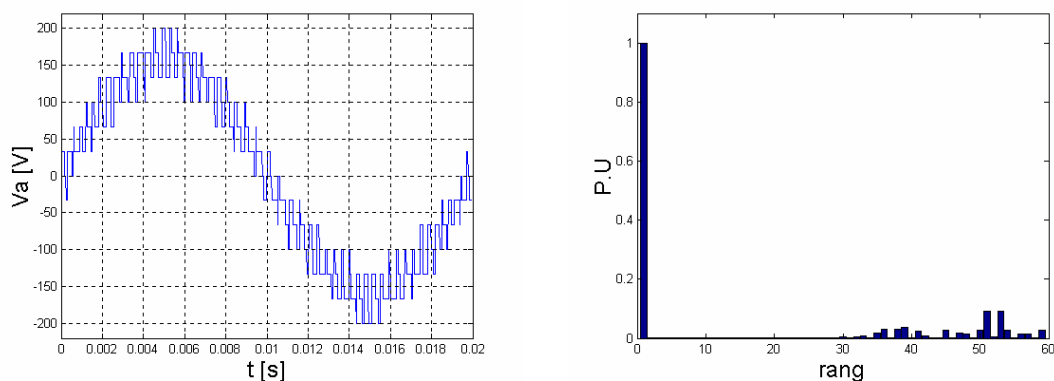


Figure III.2.5.d. La tension V_a de la première phase de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, et son spectre harmonique pour ($m = 13$, $r = 1.1$).

Les figures représentées ci-dessous (**Figure III.2.5.e**, **Figure III.2.5.g**) montrent les mêmes remarques obtenues dans la stratégie de commande précédente

- Le taux de modulation r permet un réglage linéaire de l'amplitude de l'harmonique fondamentale ($H_f = 2.U_c.r$) jusqu'à la valeur ($r = 1.15$).
- L'augmentation du taux de modulation ($r = 0 \dots 1.15$) permet de diminuer le THD.
- L'augmentation du taux de modulation r permet d'augmenter le nombre des harmoniques dans une famille et en même temps de diminuer l'amplitude de ces derniers.
- La variation de l'amplitude de l'harmonique fondamentale ne dépend pas de la variation de l'indice de modulation m .

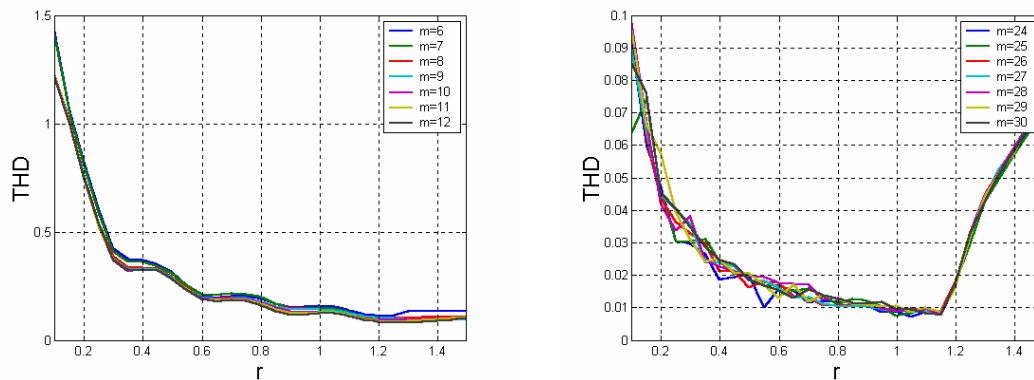


Figure III.2.5.e. Les différentes variations de THD en fonction de r pour un nombre maximum des harmoniques égal à 60.

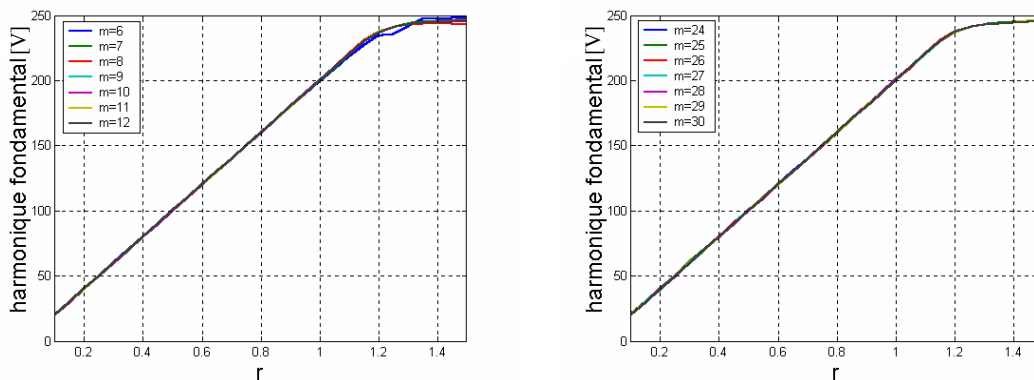


Figure III.2.5.g. Les différentes variations de l'harmonique fondamentale en fonction de r .

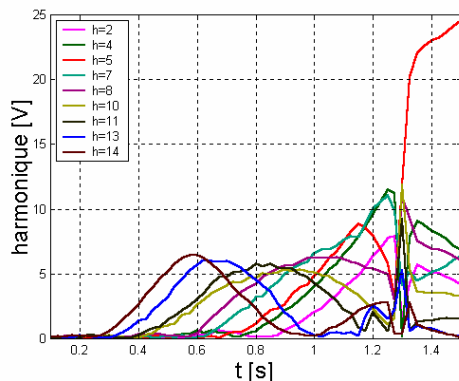


Figure III.2.5.f. Variation de l'amplitude des harmoniques les plus importants en fonction de r pour ($m = 6$).

III.3. Stratégies de commande de l'onduleur à sept niveaux

- Commande en pleine onde.
- Commande triangulo-sinusoïdal à trois ou à six porteuses.
- Modulation vectorielle.

III.3.1. Commande en pleine onde

Pour cet onduleur il fallait plusieurs commandes pleine onde, ces dernières ont une relation avec l'excitation des interrupteurs. Cette stratégie consiste à générer un système de tension dont les fondamentaux constituent un système triphasé équilibré. La commande des interrupteurs de l'onduleur à sept niveaux est représentée sur la figure ci-dessous (**Figure III.3.1.a**) :

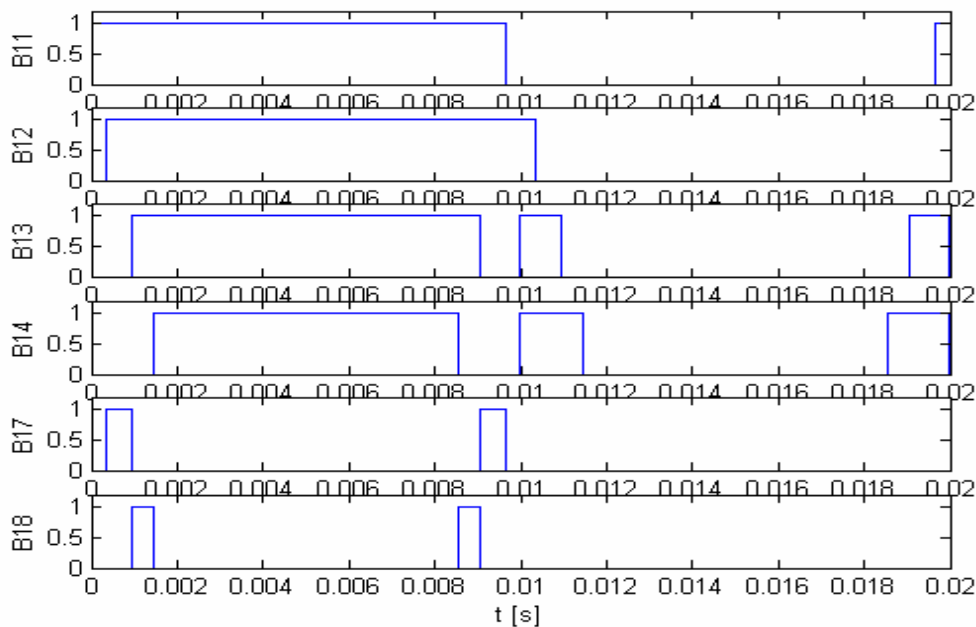


Figure III.3.1.a. Séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur à sept niveaux à structure NPC.

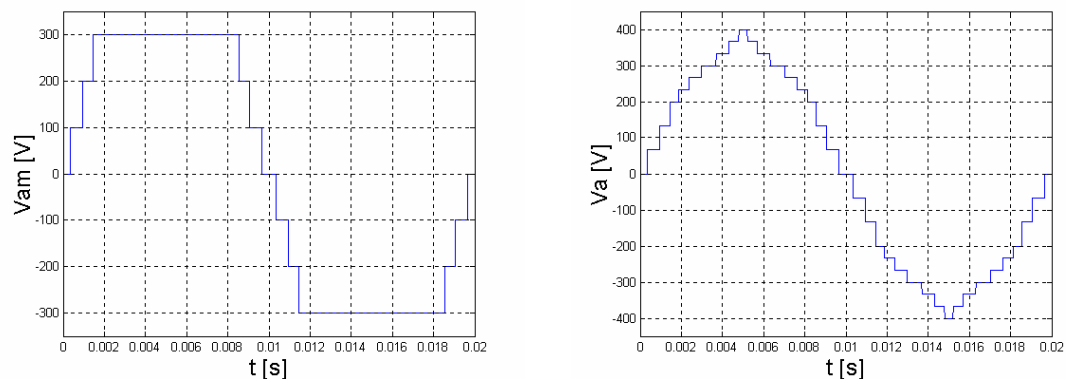


Figure III.3.1.b. La tension V_{am} et ses sept niveaux, ainsi que la tension V_a de la première phase de l'onduleur à sept niveaux.

Le spectre harmonique de la tension V_a montre que les harmoniques de rangs impairs existent. Cette remarque signifie que le signal de V_a est symétrique par rapport au quart de sa période.

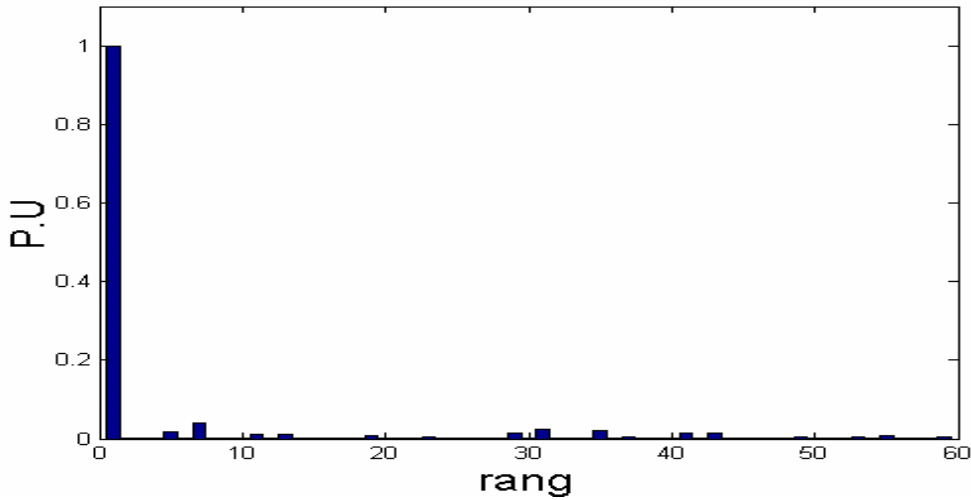


Figure III.3.1.c. Le spectre fréquentiel discret de la tension V_a

Les algorithmes que nous allons présenter dans cette partie qui concernent les stratégies de commande MLI de l'onduleur à sept niveaux ne sont que l'extension que nous avons fait dans la partie précédente, c'est-à-dire dans les stratégies de commande MLI de l'onduleur à cinq niveaux.

III.3.2. Commande triangulo-sinusoïdal à trois porteuses unipolaires

Cette stratégie de commande est définie par trois porteuses identiques (soit porteuses en dents de scie ou en dents ordinaires), dont l'une est déphasée par rapport à l'autre de $\pi/3$.

On admet que toutes les sources de tensions continues de l'onduleur à sept niveaux sont égales

$$U_1 = U_2 = U_3 = U_4 = U_5 = U_6 = U_c. \quad (III.10)$$

$$V_{pn} = V_{pm} \cdot \text{abs}(\arctan(\tan(\omega.t - (n-1) \cdot \pi/3))) \cdot 2/\pi. \quad n = [1 \ 3]$$

III.3.2.a. Algorithme de commande

L'algorithme de la commande triangulo-sinusoïdal à trois porteuses unipolaires se résume pour un bras k de l'onduleur à sept niveaux comme suit :

$$\begin{aligned} \text{si } (V_{réfk} \geq 0) \text{ et } (V_{réfk} \geq V_{p1}) &\Rightarrow (V_{km0} = U_c \quad \text{si non } V_{km0} = 0). \\ \text{si } (V_{réfk} \geq 0) \text{ et } (V_{réfk} \geq V_{p2}) &\Rightarrow (V_{km1} = U_c \quad \text{si non } V_{km1} = 0). \\ \text{si } (V_{réfk} \geq 0) \text{ et } (V_{réfk} \geq V_{p3}) &\Rightarrow (V_{km2} = U_c \quad \text{si non } V_{km2} = 0). \end{aligned} \quad (III.11)$$

si $(V_{réfk} < 0)$ et $(|V_{réfk}| \geq V_{p1}) \Rightarrow (V_{km0} = -U_c \text{ si non } V_{km0} = 0)$.

si $(V_{réfk} < 0)$ et $(|V_{réfk}| \geq V_{p2}) \Rightarrow (V_{km1} = -U_c \text{ si non } V_{km1} = 0)$.

si $(V_{réfk} < 0)$ et $(|V_{réfk}| \geq V_{p3}) \Rightarrow (V_{km2} = -U_c \text{ si non } V_{km2} = 0)$.

$$V_{km} = V_{km0} + V_{km1} + V_{km2}.$$

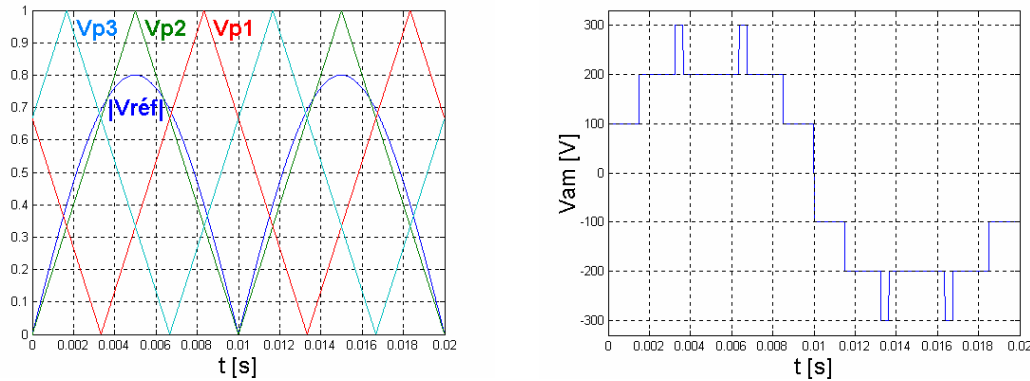


Figure III.3.2.a. Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdal à trois porteuses unipolaires, ainsi que la tension V_{am} ($m = 2$, $r = 0.8$).

Nous rappelons que la commande des interrupteurs B_{ks} de l'onduleur NPC à sept niveaux est déterminée comme suit :

$B_{k1} = 1$	$B_{k2} = 1$	$B_{k3} = 1$	$B_{k4} = 1$	$B_{k9} = 0$	$B_{k10} = 0$	$V_{km} = 3U_c$
$B_{k1} = 1$	$B_{k2} = 1$	$B_{k3} = 1$	$B_{k4} = 0$	$B_{k9} = 1$	$B_{k10} = 0$	$V_{km} = 2U_c$
$B_{k1} = 1$	$B_{k2} = 1$	$B_{k3} = 0$	$B_{k4} = 0$	$B_{k9} = 0$	$B_{k10} = 1$	$V_{km} = U_c$
$B_{k1} = 1$	$B_{k2} = 0$	$B_{k3} = 0$	$B_{k4} = 0$	$B_{k9} = 0$	$B_{k10} = 0$	$V_{km} = 0$
$B_{k5} = 1$	$B_{k6} = 1$	$B_{k7} = 0$	$B_{k8} = 0$	$B_{k11} = 1$	$B_{k12} = 0$	$V_{km} = -U_c$
$B_{k5} = 1$	$B_{k6} = 1$	$B_{k7} = 1$	$B_{k8} = 0$	$B_{k11} = 0$	$B_{k12} = 1$	$V_{km} = -2U_c$
$B_{k5} = 1$	$B_{k6} = 1$	$B_{k7} = 1$	$B_{k8} = 1$	$B_{k11} = 0$	$B_{k12} = 0$	$V_{km} = -3U_c$

Tableau III.2. Tableau logique de la commande des interrupteurs.

Cette stratégie de commande montre :

- La tension V_a est symétrique par rapport au quart de période, donc les seules harmoniques existant sont ceux de rangs impairs.
- Les harmoniques de la tension V_a se regroupent autour des fréquences multiples de $3 \cdot f_p$.
- L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques de la tension V_a vers les fréquences les plus élevées.

- Les premiers harmoniques les plus importants sont ceux du rang $3.m \pm 1$, $3.m \pm 5$ et $3.m \pm 7$ pour ($r = 0.8$).

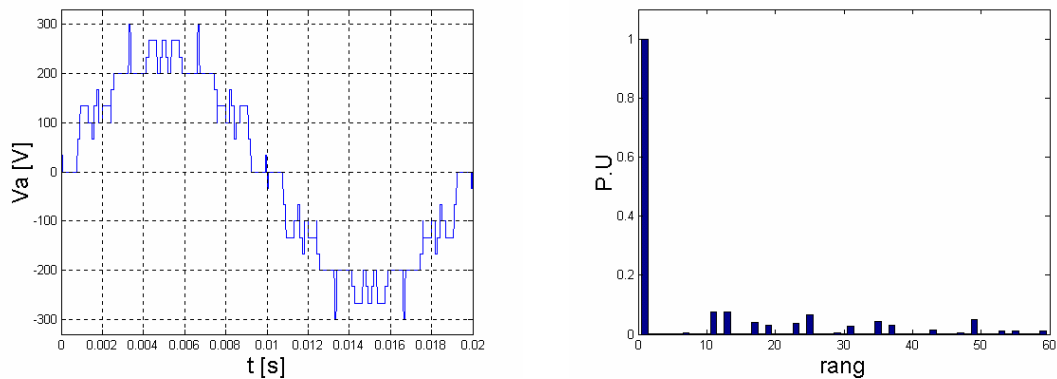


Figure III.3.2.b. La tension V_a de la première phase de l'onduleur triphasé à sept niveaux, et son spectre harmonique pour ($m = 6$, $r = 0.8$).

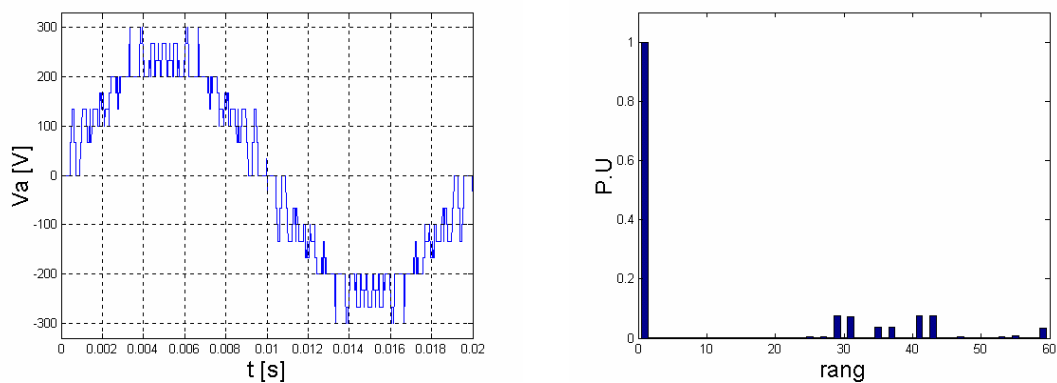


Figure III.3.2.c. La tension V_a de la première phase de l'onduleur triphasé à sept niveaux, et son spectre harmonique pour ($m = 12$, $r = 0.8$).

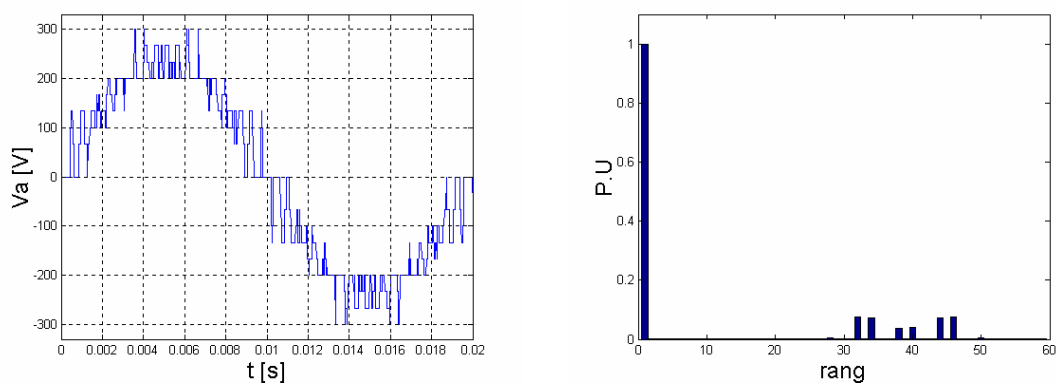


Figure III.3.2.d. La tension V_a de la première phase de l'onduleur triphasé à sept niveaux, et son spectre harmonique pour ($m = 13$, $r = 0.8$).

Les figures ci-dessous (**Figure III.3.2.e**, **Figure III.3.2.f**) montrent :

- L'augmentation du taux de modulation r ($0 \dots 1$) permet de diminuer le THD et d'augmenter l'amplitude de l'harmonique fondamental de la tension V_a ($H_f = 3 \cdot r \cdot U_c$), (réglage linéaire).
- L'augmentation de l'amplitude de l'harmonique fondamental de la tension V_a ne dépend pas de la variation de l'indice de modulation m .

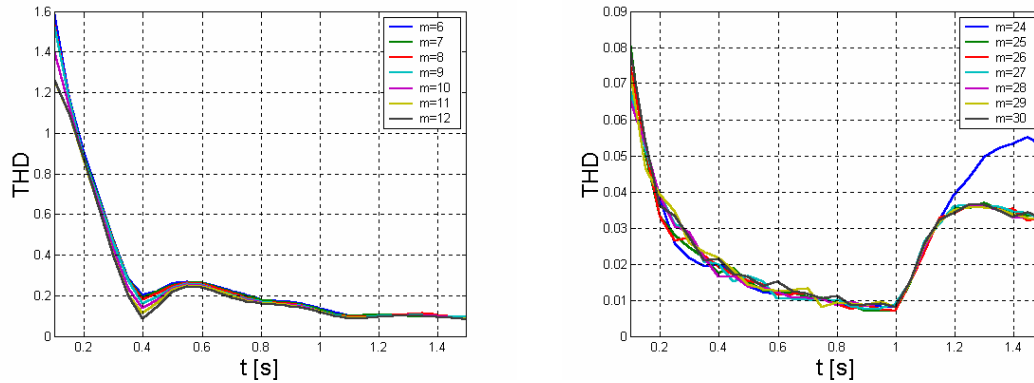


Figure III.3.2.e. Les différentes variations de THD en fonction de r pour un nombre maximum des harmoniques égal à 60.

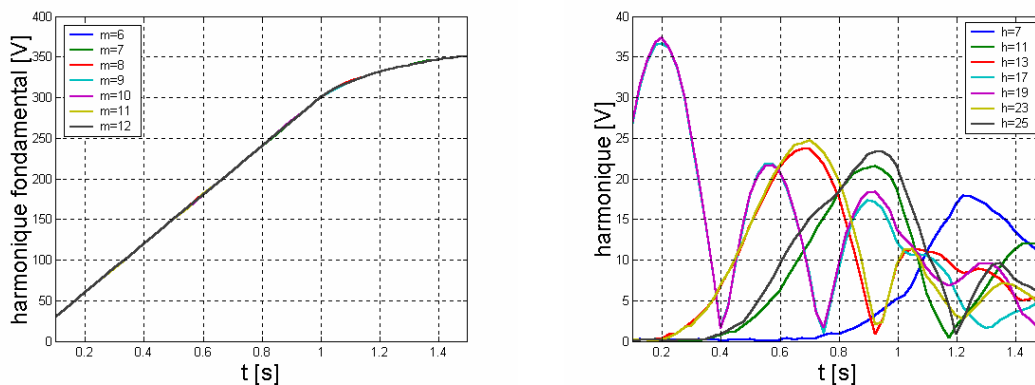


Figure III.3.2.f. Les différentes variations de l'harmonique fondamental en fonction de r , ainsi que la variation de l'amplitude des harmoniques les plus importants en fonction de r pour ($m = 6$).

Les figures ci-dessus montrent (**Figure III.3.2.e**, **Figure III.3.2.f**) :

- L'augmentation du taux de modulation r ($0 \dots 1$) permet de diminuer le THD et d'augmenter l'amplitude de l'harmonique fondamental de la tension V_a ($H_f = 3 \cdot r \cdot U_c$), (réglage linéaire).
- L'augmentation du taux de modulation r permet d'augmenter le nombre des harmoniques dans une famille et en même temps de diminuer l'amplitude de ces derniers.
- L'augmentation de l'amplitude de l'harmonique fondamental de la tension V_a ne dépend pas de la variation de l'indice de modulation m .

III.3.3. Commande triangulo-sinusoidal à six porteuses bipolaires

Pour l'onduleur triphasé à sept niveaux et afin d'améliorer le taux d'harmonique, on utilise six porteuses en dents de scie bipolaires déphasées d'un sixième de période ($T_p/6$) l'une par rapport à l'autre (T_p : période de la porteuse).

III.3.3.a. Algorithme de commande

L'algorithme de la commande triangulo-sinusoidal à six porteuses bipolaires se résume pour un bras \mathbf{k} de l'onduleur à sept niveaux comme suit :

$$\begin{aligned}
 V_{réfk} \geq V_{p1} &\Rightarrow (V_{km0} = U_c \quad \text{si non} \quad V_{km0} = 0). \\
 V_{réfk} \geq V_{p2} &\Rightarrow (V_{km1} = U_c \quad \text{si non} \quad V_{km1} = 0). \\
 V_{réfk} \geq V_{p3} &\Rightarrow (V_{km2} = U_c \quad \text{si non} \quad V_{km2} = 0). \\
 V_{réfk} \geq V_{p4} &\Rightarrow (V_{km3} = 0 \quad \text{si non} \quad V_{km3} = -U_c). \\
 V_{réfk} \geq V_{p5} &\Rightarrow (V_{km4} = 0 \quad \text{si non} \quad V_{km4} = -U_c). \\
 V_{réfk} \geq V_{p6} &\Rightarrow (V_{km5} = 0 \quad \text{si non} \quad V_{km5} = -U_c). \\
 V_{km} &= V_{km0} + V_{km1} + V_{km2} + V_{km3} + V_{km4} + V_{km5}.
 \end{aligned} \tag{III.12}$$

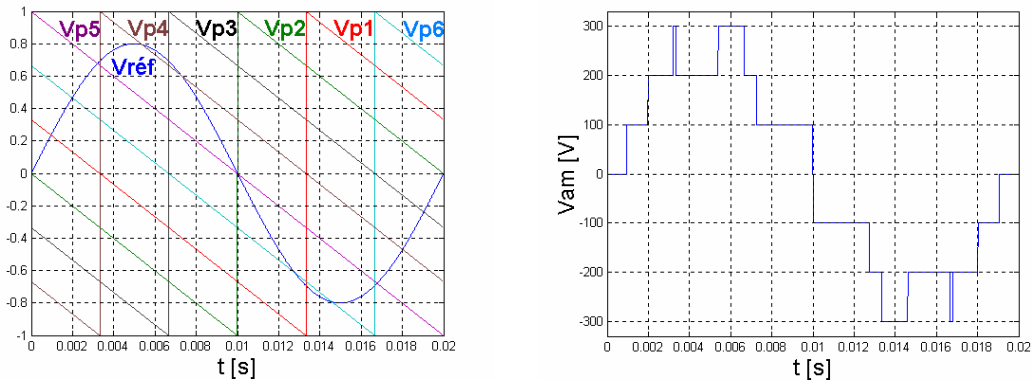


Figure III.3.3.a. Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidal à six porteuses bipolaires, ainsi que la tension \bar{V}_{am} ($m = 1$, $r = 0.8$).

La commande des interrupteurs B_{ks} , reste la même dans celle de l'algorithme précédent (algorithme à trois porteuses unipolaires).

Les figures représentées ci-dessous (**Figure III.3.3.b**, **Figure III.3.3.c**, **Figure III.3.3.d**) montrent :

- Quelle que soit la valeur de l'indice de modulation \mathbf{m} , les harmoniques existants sont ceux de rangs impairs ainsi que de rangs pairs.

- Les harmoniques de la tension V_a se regroupent autour des fréquences multiples de $6 \cdot f_p$.
- Les harmoniques les plus importants sont ceux existants entre les rangs $6 \cdot m \pm 11$ pour ($r=0.8$).
- L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques de V_a vers les fréquences les plus élevées.

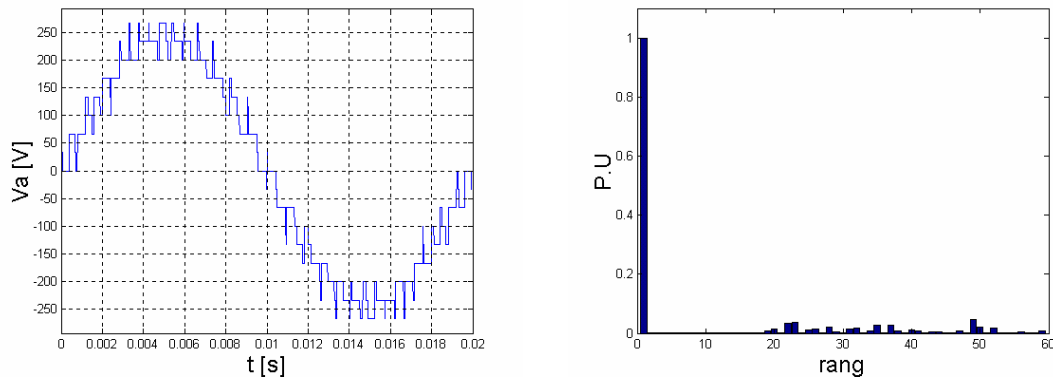


Figure III.3.3.b. La tension V_a de la première phase de l'onduleur triphasé à sept niveaux, et son spectre harmonique pour ($m=6$, $r=0.8$).

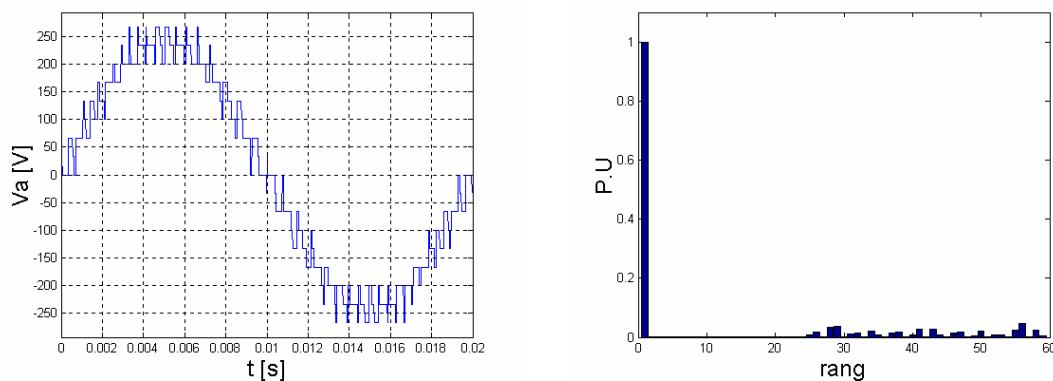


Figure III.3.3.c. La tension V_a de la première phase de l'onduleur triphasé à sept niveaux, et son spectre harmonique pour ($m=7$, $r=0.8$).

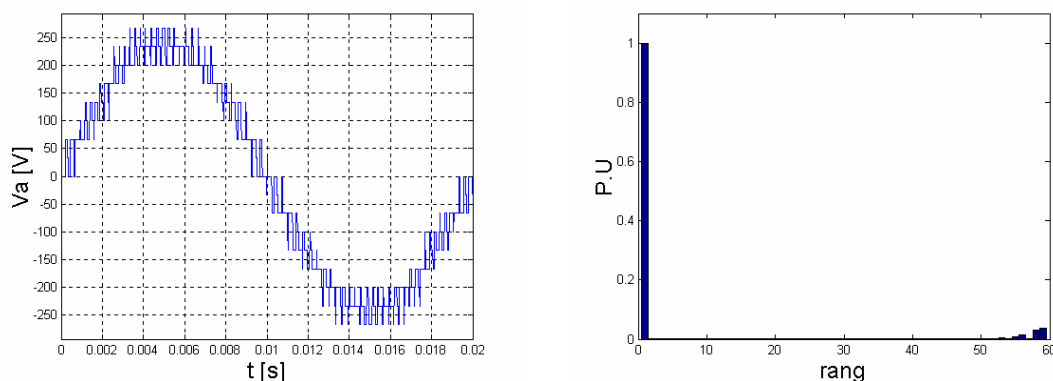


Figure III.3.3.d. La tension V_a de la première phase de l'onduleur triphasé à sept niveaux, et son spectre harmonique pour ($m=12$, $r=0.8$).

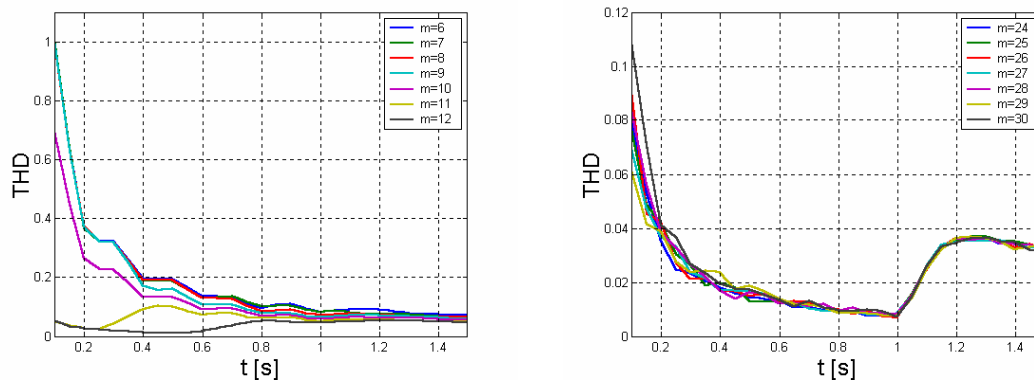


Figure III.3.3.e. Les différentes variations de THD en fonction de r pour un nombre maximum des harmoniques égal à 60.

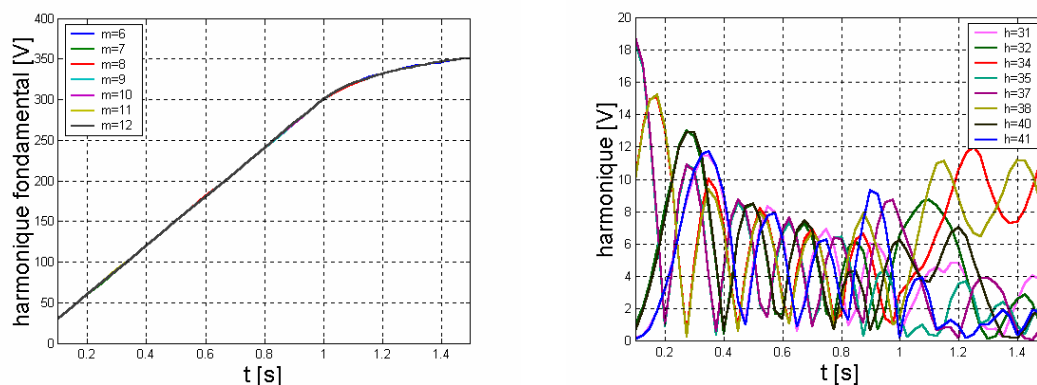


Figure III.3.3.f. Les différentes variations de l'harmonique fondamental en fonction de r , ainsi que la variation de l'amplitude des harmoniques les plus importants en fonction de r pour ($m = 6$).

Les figures représentées ci-dessus (**Figure III.3.3.e**, **Figure III.3.3.f**) montrent :

- Le taux de modulation r ($0 \dots 1$) permet un réglage linéaire de l'amplitude de l'harmonique fondamental ($H_f = 3 \cdot U_c \cdot r$).
- L'augmentation du taux de modulation ($r = 0 \dots 1$) permet de diminuer le THD.
- L'augmentation du taux de modulation r permet d'augmenter le nombre des harmoniques dans une famille et en même temps de diminuer l'amplitude de ces derniers.
- La variation de l'amplitude de l'harmonique fondamental ne dépend pas de la variation de l'indice de modulation m .

III.3.4. Commande triangulo-sinusoidal à six porteuses bipolaires, injection de l'harmonique trois ($a = 0.2$)

Le principe de cette commande est d'injecter les harmoniques de rang multiple de trois, les tensions de référence sont modifiées et représentées comme suit :

$$\begin{cases} V_{réf1} = V_m \cdot (\sin(\omega t - \varphi) + a \cdot \sin 3(\omega t - \varphi)) \\ V_{réf2} = V_m \cdot (\sin(\omega t - \varphi - 2\pi/3) + a \cdot \sin 3(\omega t - \varphi)) \\ V_{réf3} = V_m \cdot (\sin(\omega t - \varphi - 4\pi/3) + a \cdot \sin 3(\omega t - \varphi)) \end{cases} \quad (III.13)$$

III.3.4.a. Cas d'une porteuse en dents de scie

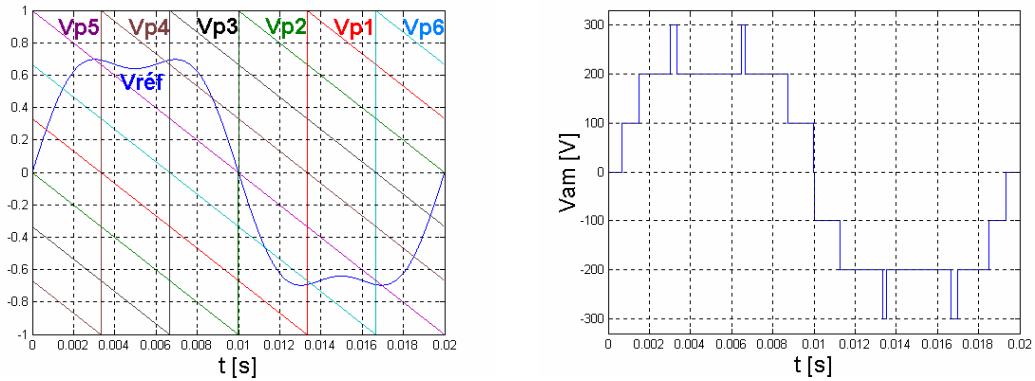


Figure III.3.4.a. Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidal à six porteuses bipolaires avec injection de l'harmonique trois, ainsi que la tension V_{am} , ($a = 0.2$, $m = 1$, $r = 0.8$).

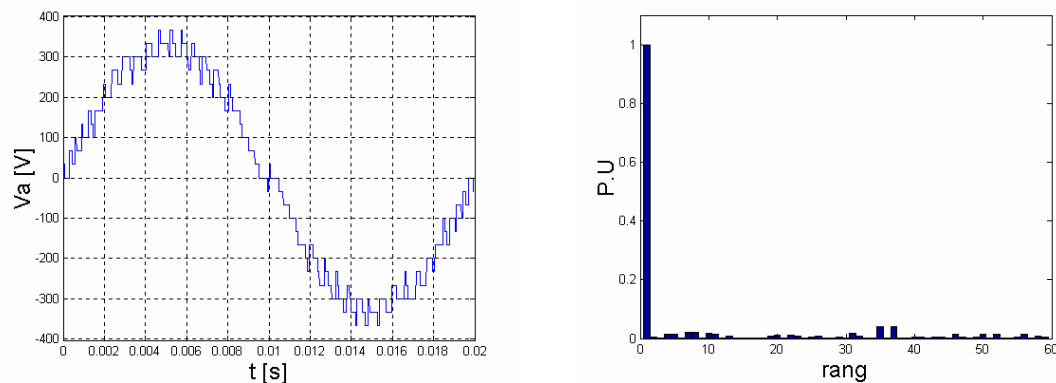


Figure III.3.4.b. La tension V_a de la première phase de l'onduleur triphasé à sept niveaux, et son spectre harmonique pour ($m=6$, $r = 1.1$).

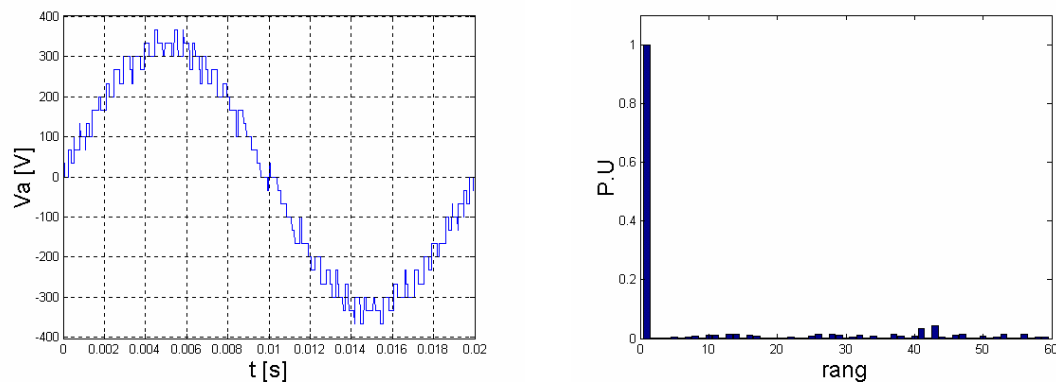


Figure III.3.4.c. La tension V_a de la première phase de l'onduleur triphasé à sept niveaux, et son spectre harmonique pour ($m=7$, $r = 1.1$).

III.3.4.b. Cas d'une porteuse en dents ordinaires

Le but de cette étude, est de comparer les résultats précédents de la tension V_a et son spectre harmonique (cas des porteuses en dents de scie), avec les résultats dans le cas des porteuses en dents ordinaires.

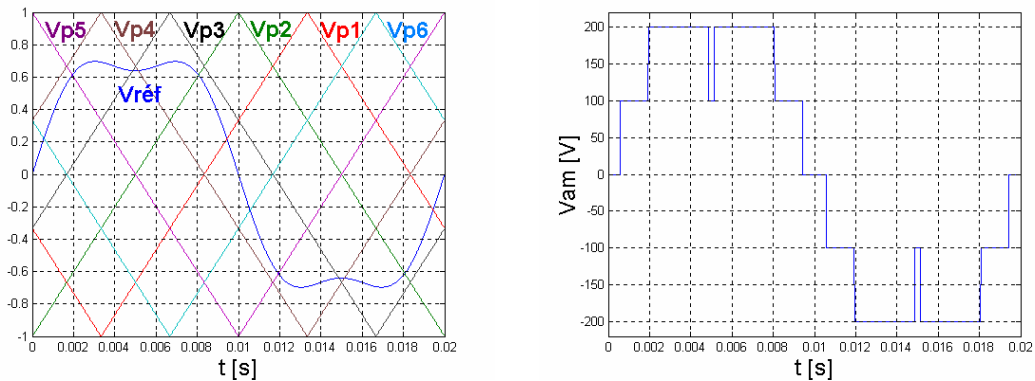


Figure III.3.5.a. Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdal à six porteuses bipolaires avec injection de l'harmonique trois, ainsi que la tension V_{am} , ($a = 0.2$, $m = 1$, $r = 0.8$).

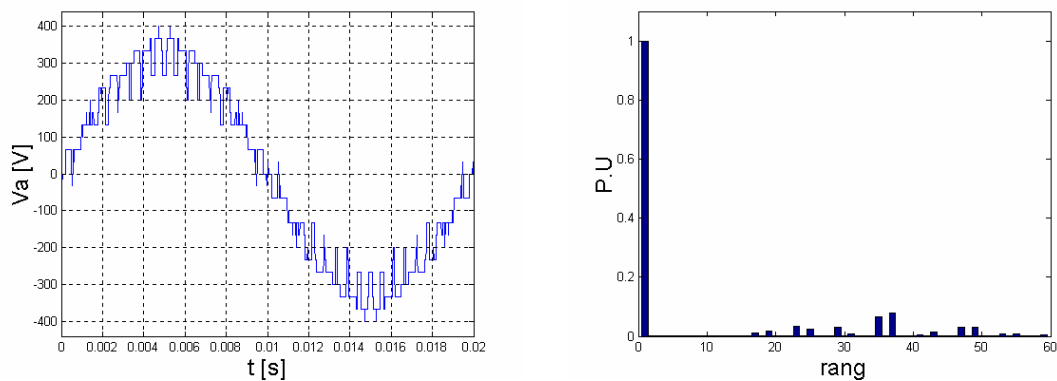


Figure III.3.5.b. La tension V_a de la première phase de l'onduleur triphasé à sept niveaux, et son spectre harmonique pour ($m = 6$, $r = 1.1$).

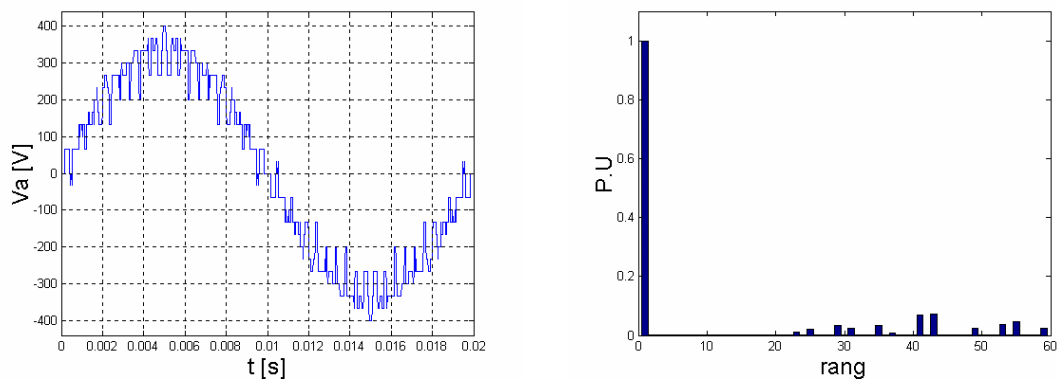
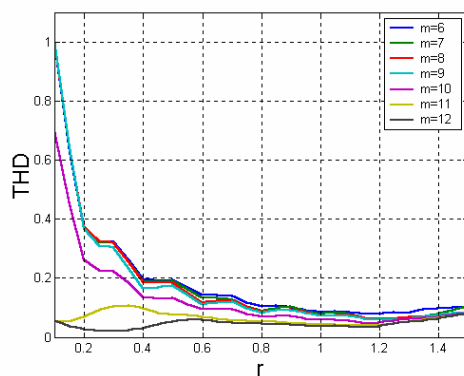


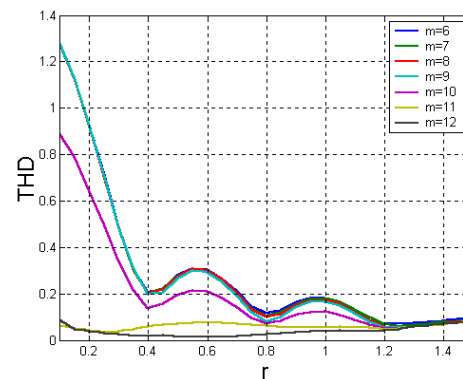
Figure III.3.5.c. La tension V_a de la première phase de l'onduleur triphasé à sept niveaux, et son spectre harmonique pour ($m = 7$, $r = 1.1$).

Les figures représentées ci-dessus (**Figure III.3.4.b**, **Figure III.3.4.c**, **Figure III.3.5.b**, **Figure III.3.5.c**) montrent :

- La tension V_a est symétrique par rapport au quart de période dans le cas des porteuses en dents ordinaires, donc les seules harmoniques existants sont ceux de rangs impairs. De l'autre côté, la tension V_a est symétrique par rapport au demi période dans le cas des porteuses en dents de scie. En plus des harmoniques impaires, les harmoniques paires existent.
- Dans les deux cas, on remarque que les harmoniques de la tension V_a se regroupent autour des fréquences multiples de $6 \cdot f_p$, et l'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques de la tension V_a vers les fréquences les plus élevées.
- L'injection de l'harmonique trois permet d'améliorer la forme de la tension V_a et d'augmenter son amplitude fondamentale.

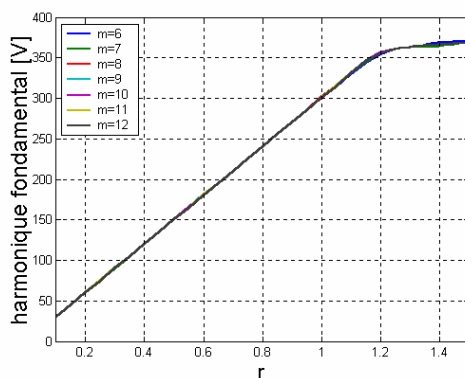


Cas d'une porteuse en dents de scie

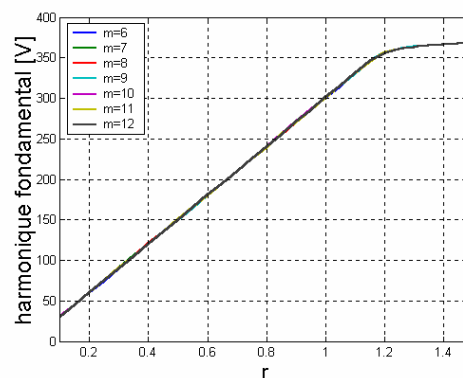


Cas d'une porteuse en dents ordinaires

Figure III.3.5.d. Les différentes variations de THD en fonction de r pour un nombre maximum des harmoniques égal à 60.

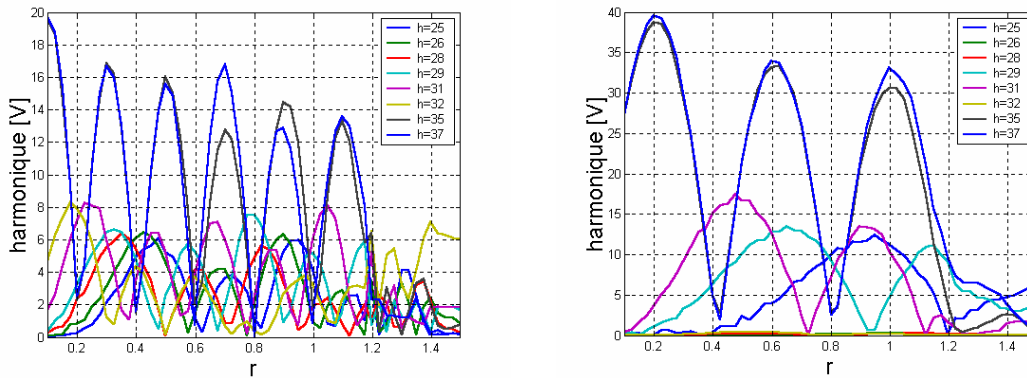


Cas d'une porteuse en dents de scie



Cas d'une porteuse en dents ordinaires

Figure III.3.5.e. Les différentes variations de l'harmonique fondamental en fonction de r .



Cas d'une porteuse en dents de scie **Cas d'une porteuse en dents ordinaires**
Figure III.3.5.f. Variation de l'amplitude des harmoniques les plus importants en fonction de r pour (m = 6).

Les figures représentées ci-dessus (**Figure III.3.5.d**, **Figure III.3.5.e**) montrent :

- Le THD représente un meilleur résultat dans le cas où les porteuses ont la forme en dents de scie. Mais l'inconvénient de celles-ci est d'augmenter l'amplitude des harmoniques qu'on remarque leurs absences dans le cas où les porteuses ont la forme en dents ordinaires.
- Le taux de modulation r permet un réglage linéaire de l'amplitude de l'harmonique fondamental ($H_f = 3 \cdot U_c \cdot r$) jusqu'à la valeur ($r = 1.15$).
- L'augmentation du taux de modulation r permet de diminuer le THD.
- L'augmentation du taux de modulation r permet d'augmenter le nombre des harmoniques dans une famille et en même temps de diminuer l'amplitude de ces derniers (cas des porteuses en dents de scie).
- La variation de l'amplitude de l'harmonique fondamental ne dépend pas de la variation de l'indice de modulation m .

III.3.5. Modulation vectorielle

Cette nouvelle modulation vectorielle peut utiliser aussi bien trois ou six porteuses. Nous nous contenterons de présenter l'algorithme utilisant six porteuses bipolaires en dents de scie. Cette stratégie utilise la propriété que l'onduleur à sept niveaux est une association en série de six onduleurs à deux niveaux ou à trois onduleurs à trois niveaux.

On définit un vecteur de tension de référence $V_{réf}$, avec $V_{réf} = (V_{réf1}, V_{réf2}, V_{réf3})^t$. A partir de ce dernier, on définit un nouveau vecteur de référence $V_{réf1}$.

$$V_{réf1}[i] = V_{réf}[i] + V_0 \quad \text{avec } i = 1, 2, 3. \quad (\text{III.14})$$

La tension V_0 est donnée par l'expression suivante :

$$V_0 = -[\max(V_{réf}) + \min(V_{réf})] / 2. \quad (\text{III.15})$$

Les six porteuses utilisées sont des porteuses en dents de scie, et sont décalées entre elles d'un quart de période.

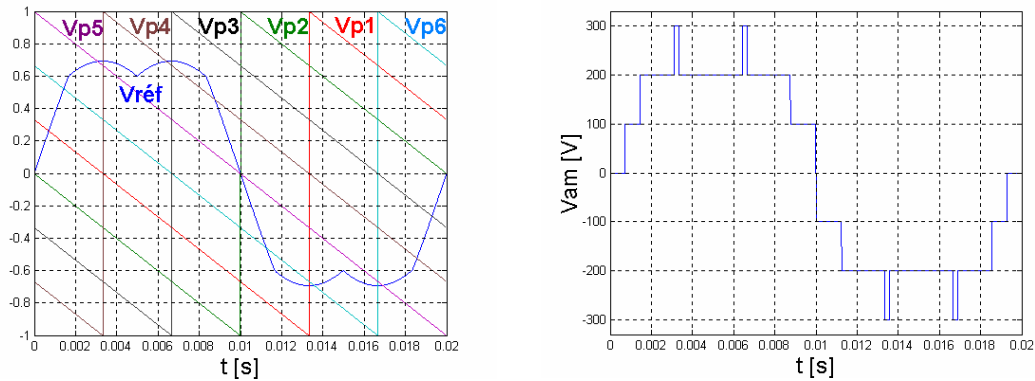


Figure III.3.6.a. Les différents signaux de la stratégie de modulation vectorielle à six porteuses en dents de scie bipolaires, ainsi que la tension V_{am} ($m = 1$, $r = 0.8$).

L'algorithme de cette stratégie de commande et la commande des interrupteurs B_{ks} , sont les mêmes opérations dans la stratégie de commande triangulo-sinusoidal à six porteuses.

Les figures représentées ci-dessous (**Figure III.3.6.b**, **Figure III.3.6.c**, **Figure III.3.6.d**) montrent :

- Pour les différentes valeurs de l'indice de modulation m , les harmoniques prennent des rangs pairs et impairs.
- Les harmoniques de la tension V_a se regroupent autour des fréquences multiples de $6 \cdot f_p$.
- La modulation vectorielle permet d'améliorer la forme de la tension V_a et d'augmenter la valeur de son amplitude fondamentale.

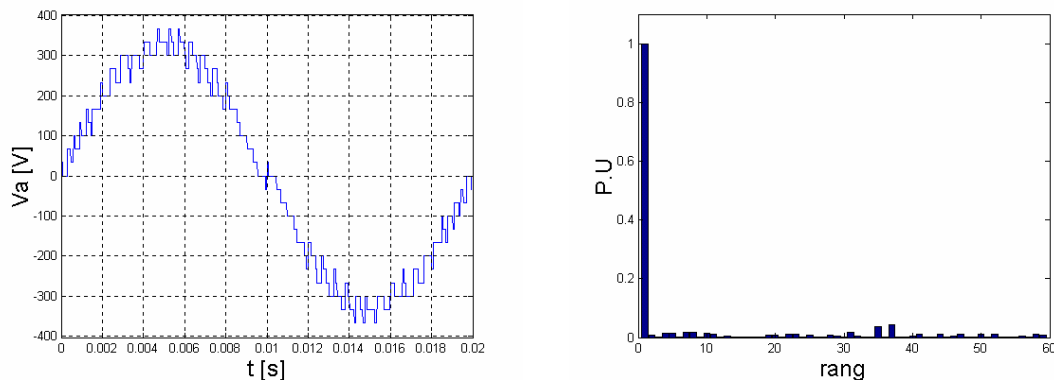


Figure III.3.6.b. La tension V_a de la première phase de l'onduleur triphasé à sept niveaux, et son spectre harmonique pour ($m = 6$, $r = 1.1$).

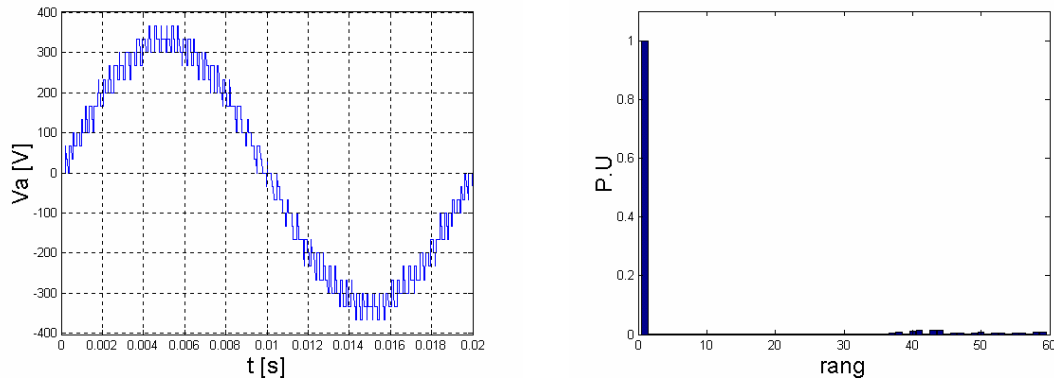


Figure III.3.6.c. La tension V_a de la première phase de l'onduleur triphasé à sept niveaux, et son spectre harmoniques pour ($m = 12, r = 1.1$).

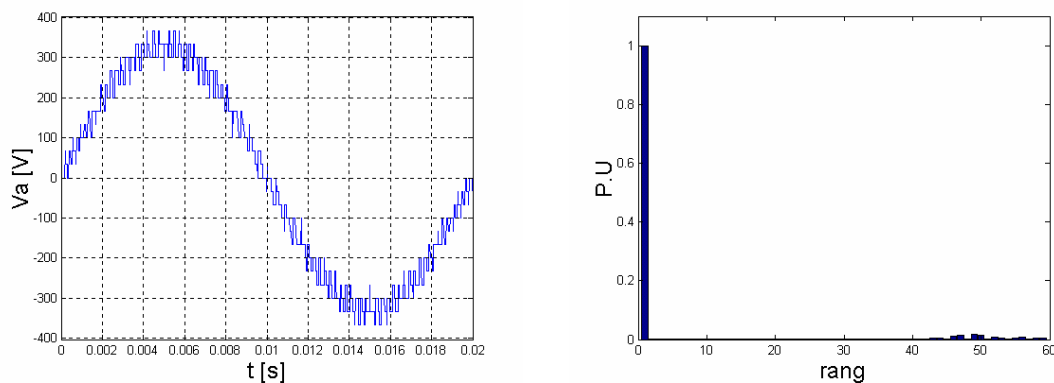


Figure III.3.6.d. La tension V_a de la première phase de l'onduleur triphasé à sept niveaux, et son spectre harmonique pour ($m = 13, r = 1.1$).

Les figures représentées ci-dessous (Figure III.3.6.e, Figure III.3.6.f) montrent :

- Le taux de modulation r ($0 \dots 1.15$) permet un réglage linéaire de l'amplitude de l'harmonique fondamental ($H_f = 3.U_c.r$).
- L'augmentation du taux de modulation ($r = 0 \dots 1.15$) permet de diminuer le THD.
- L'augmentation du taux de modulation r permet d'augmenter le nombre des harmoniques dans une famille et en même temps de diminuer l'amplitude de ces derniers.

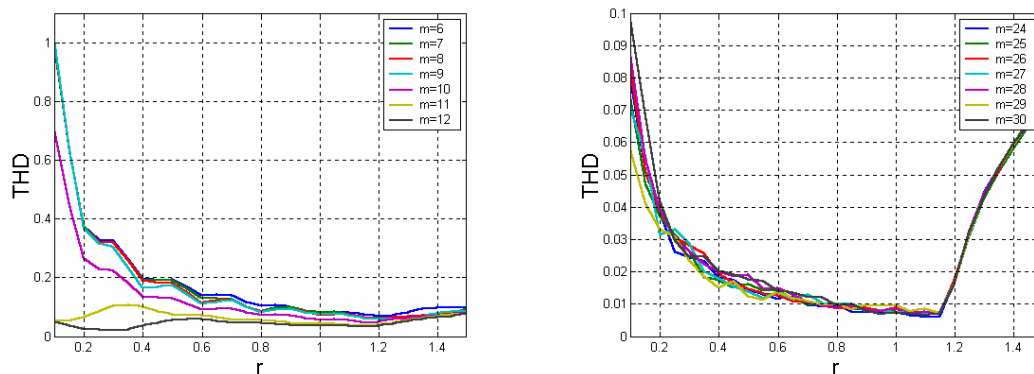


Figure III.3.6.e. Les différentes variations de THD en fonction de r pour un nombre maximum des harmoniques égal à 60.

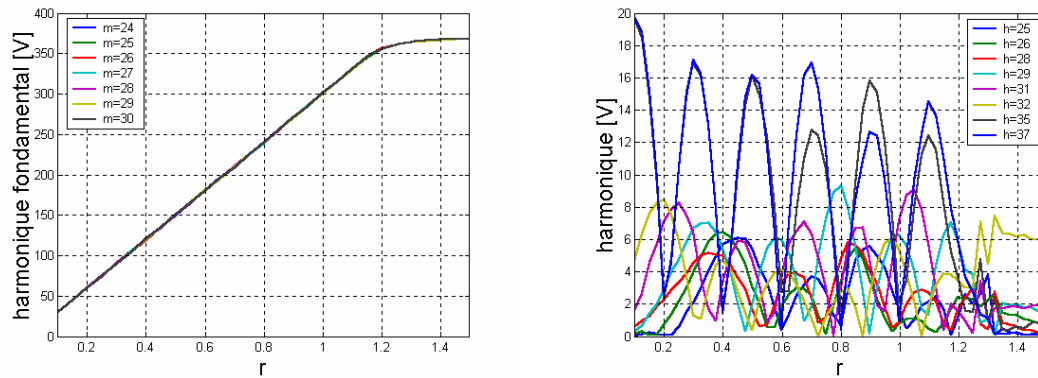


Figure III.3.6.f. Les différentes variations de l'harmonique fondamental en fonction de r, ainsi que la variation de l'amplitude des harmoniques les plus importants en fonction de r pour (m = 6).

Type d'onduleur	Stratégie de commande	r _{max}	THD _{min} (m=6)	1 ^{ère} famille d'harmonique	Harmoniques importants
Cinq niveaux	Pleine onde	-	0.076	-	5 et 7
Sept niveaux		-	0.058	-	5 et 7
Cinq niveaux	1 T-S à deux porteuses	1	0.24	2. m.fréf	5, 7, 11, 13
	2 T-S à deux porteuses +injection de l'harmonique trois	1.15	0.17	2. m.fréf	5, 7, 11, 13
	3 T-S à quatre porteuses	1	0.21	4. m.fréf	17, 19, 23, 25
	4 Modulation vectorielle	1.15	0.14	4. m.fréf	17, 19, 23, 25
Sept niveaux	5 T-S à trois porteuses	1	0.12	3. m.fréf	7, 11, 13, 17
	6 T-S à six porteuses	1	0.09	6. m.fréf	29, 31, 35, 37
	7 T-S à six porteuses +injection de l'harmonique trois	1.15	0.08	6. m.fréf	23, 25, 29, 31, 35, 37
	8 Modulation vectorielle	1.15	0.08	6. m.fréf	23, 25, 29, 31, 35, 37

Tableau III.3. Tableau récapitulatif.

T-S : triangulo-sinusoïdal.

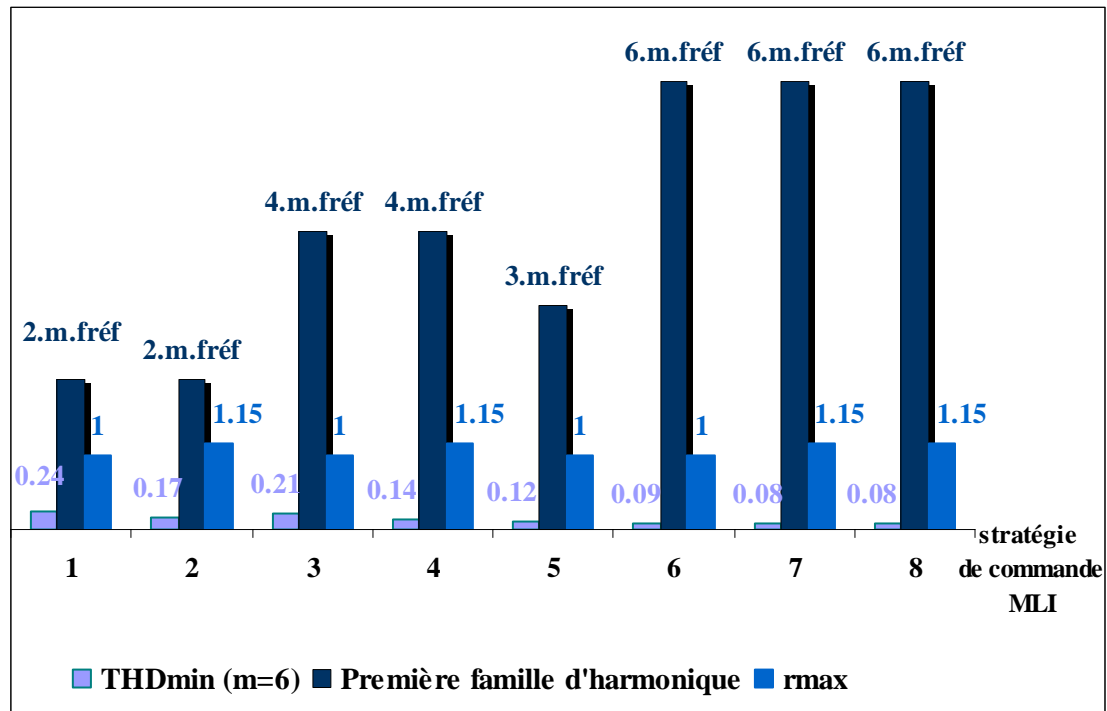


Figure III.4. Figure récapitulatif.

III.4. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les différentes stratégies de commande de l'onduleur triphasé NPC multiniveaux (cinq et sept niveaux) à savoir la stratégie de commande pleine onde et MLI. Nous constatons que la commande pleine onde est riche en harmoniques indésirables surtout dans les rangs faibles. Dans la commande MLI nous constatons qu'à chaque fois qu'on augmente le taux de modulation r , l'amplitude de l'harmonique fondamental de la tension ondulée augmente de façon linéaire jusqu'à la valeur $r=1$ lorsque la référence est une onde sinusoïdale et dans les autres cas (injection de l'harmonique trois, modulation vectorielle) $r=1.15$. Nous remarquons aussi que l'augmentation de l'indice de modulation m permet d'éliminer les harmoniques de rang faible et de les repousser vers les fréquences les plus élevées ce qui traduit une facilité de filtrage.

De l'autre côté, lorsqu'on utilise une porteuse en dents de scie, la forme de la tension V_a s'améliore et l'amplitude des harmoniques indésirables s'abaisse, mais l'inconvénient de cette dernière est d'augmenter le nombre des harmoniques dans une famille.

A la fin, l'augmentation du niveau de l'onduleur permet de monter la puissance de l'onduleur et de diminuer les contraintes sur les semi-conducteurs.

CHAPITRE IV
ASSOCIATION
MACHINE ASYNCHRONE-ONDULEUR NPC

IV.1. Introduction

Dans ce chapitre nous allons réaliser l'association entre la machine asynchrone et l'onduleur à structure NPC (cinq et sept niveaux) avec des explications brèves relatives aux différentes variations de la vitesse de cette machine.

Les machines synchrones, asynchrone et à courant continu sont naturellement réversibles. Pour bénéficier de cette propriété, il faut que le convertisseur et la source soient également réversibles. Si la source ne l'est pas on ne peut pas récupérer l'énergie lors d'une phase de freinage de la machine mais on peut la dissiper dans des rhéostats (réversibilité dissipatrice). Le choix d'une structure convertisseur/machine 1, 2 ou 4 quadrants repose exclusivement sur le cahier des charges.

- Quadrant I seul : la machine ne tourne que dans un seul sens de rotation, le couple est positif ou nul (accélérations contrôlées et décélération non contrôlées)
- 2 Quadrants (I et II) : la machine ne tourne que dans un seul sens de rotation, le couple est positif ou négatif (accélérations et décélération contrôlées)
- 3 Quadrants (I et IV) : la machine tourne dans les deux sens de rotation (pour le sens inverse la charge est nécessairement entraînée), le couple est toujours positif (accélérations contrôlées et décélération non contrôlées)
- 4 Quadrants (I à IV) : la machine tourne dans les deux sens de rotation quelque soit la charge entraînée le couple est positif ou négatif (accélérations et décélération contrôlées)

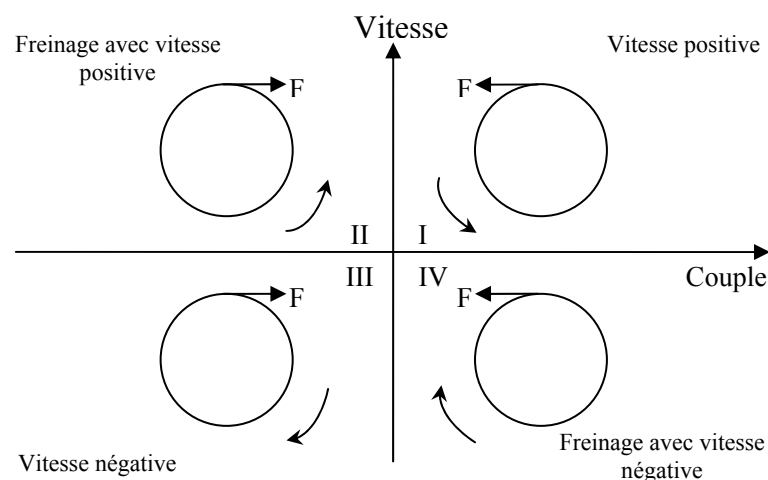


Figure IV.a. Représentation schématique des quatre quadrants du plan vitesse-couple.

IV.1.a. Schéma équivalent et expression du couple

Le schéma équivalent d'une phase en régime sinusoïdal équilibré est le suivant :

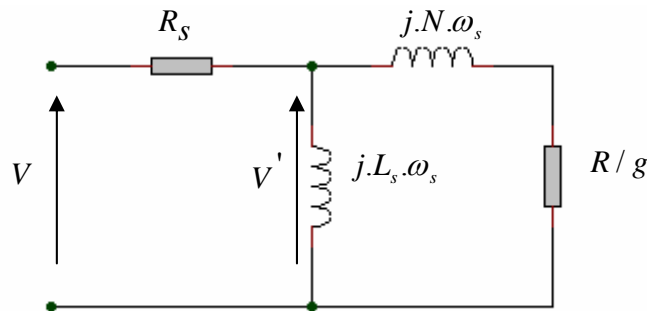


Figure IV.b. Modèle ramené au stator et à fuites totalisées au rotor.

C'est à partir de ce schéma que nous allons donner l'expression du couple électromagnétique produit par la machine. Exprimons la puissance transmise au rotor.

$$P = C_e \cdot \Omega_s. \quad (\text{IV.01})$$

avec :

$$C_e = 3 \cdot p \frac{V'^2}{\omega_s} \cdot \frac{R/g}{(R/g)^2 + (N \cdot \omega_s)^2}. \quad (\text{IV.02})$$

$$N = N_r \cdot (L_s / M)^2 \quad (\text{IV.03})$$

$$R = R_r \cdot (L_s / M)^2 \quad (\text{IV.04})$$

R : Résistance d'une phase rotorique ramenée au stator.

N : Inductance de fuites totalisée au rotor et ramenée au stator.

$N_r = \sigma \cdot L_r$: Inductance de fuites totalisée au rotor.

g : glissement.

R/g : Résistance motionnelle.

IV.1.b. Variation de vitesse de la machine asynchrone

Le point de fonctionnement (C , Ω) dans le quadrant I en régime établi de l'ensemble machine plus charge se situe à l'intersection des caractéristiques $C_e = f(\Omega)$ du moteur et $C_r = f(\Omega)$ de la charge. Le réglage de la vitesse de la machine asynchrone est donc obtenu en agissant sur le couple qu'elle produit, soit, si l'on se réfère à son expression ci-dessus : le nombre de paires de pôles, la tension d'alimentation de la machine, le glissement ou la fréquence d'alimentation de la machine.

- **Réglage par variation du nombre de paires de pôles**

Ceci donnant une variation non continue (discontinu) de la vitesse ce mode n'est donc pas envisagé pour un réglage fin du point de fonctionnement désiré.

- **Réglage par variation de tension**

Le couple électromagnétique de la machine asynchrone est proportionnel au carré de la tension d'alimentation statorique. Il est donc possible d'envisager un ajustement de la vitesse au-dessous de la vitesse nominale en modifiant la tension d'alimentation statorique avec un **gradateur triphasé**. Cette solution est le plus souvent utilisée pour le démarrage de charges à caractéristique de couple quadratique ($C_r = k \cdot \Omega^2$).

- **Réglage par action sur le glissement**

L'utilisation de résistances rotoriques permet un réglage de la vitesse au-dessous de la vitesse nominale mais avec un rendement déplorable. On essaiera donc de récupérer cette énergie transmise au rotor : c'est la **cascade hyposynchrone** réservée à la très forte puissance pour des machines à rotor bobiné.

- **Réglage par variation de fréquence**

La fréquence de rotation de la machine étant au glissement près proportionnel à la fréquence d'alimentation des enroulements statoriques, on essaiera de créer pour ces enroulements un réseau à fréquence variable ce sont les **Onduleurs de tension**. On peut aussi chercher à injecter des courants dans les enroulements pour imposer le couple de la machine ce sont les **Onduleurs de courant ou commutateurs de courant**. On peut également convertir directement la fréquence du réseau industriel en une fréquence variable plus faible (de 0 à 1/3 de la fréquence réseau) à l'aide d'un **cycloconvertisseur** à commutation naturelle piloté lui aussi en fréquence en courant ou vectoriellement.

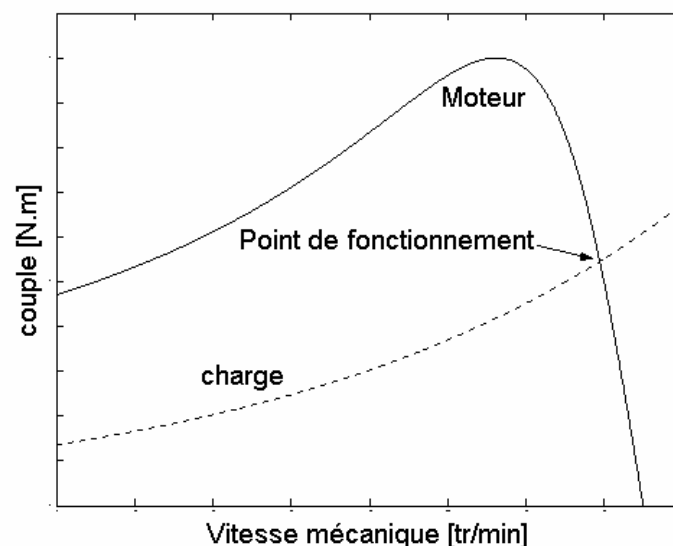


Figure IV.c. Représentation schématique du couple en fonction de la vitesse mécanique.

IV.2. Association Machine asynchrone-Onduleur NPC à cinq niveaux (à vide : $C_r=0$ N.m)

IV.2.1. Commande en pleine onde

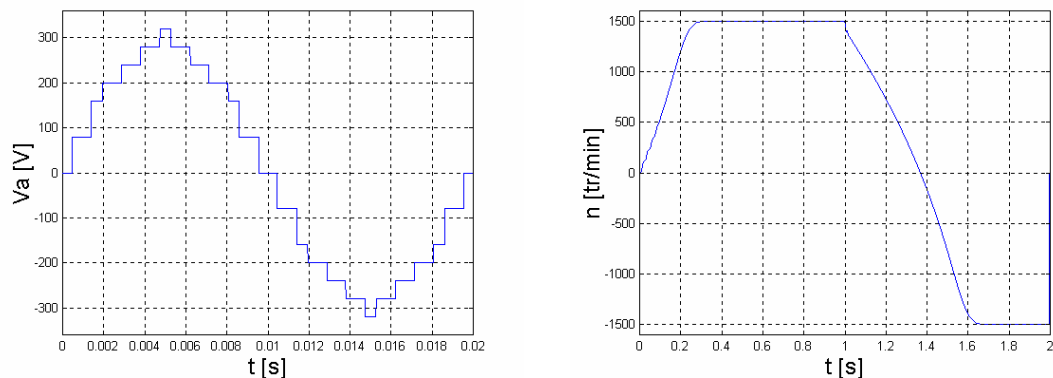


Figure IV.1.a. La tension V_a de l'onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de commande en pleine onde, ainsi que la vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par ce dernier et suivie d'une inversion du sens de marche.

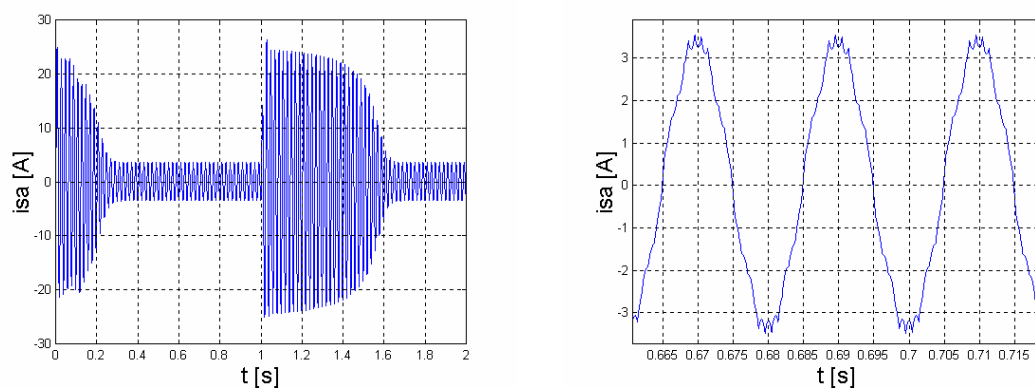


Figure IV.1.b. Le courant statorique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de commande en pleine onde.

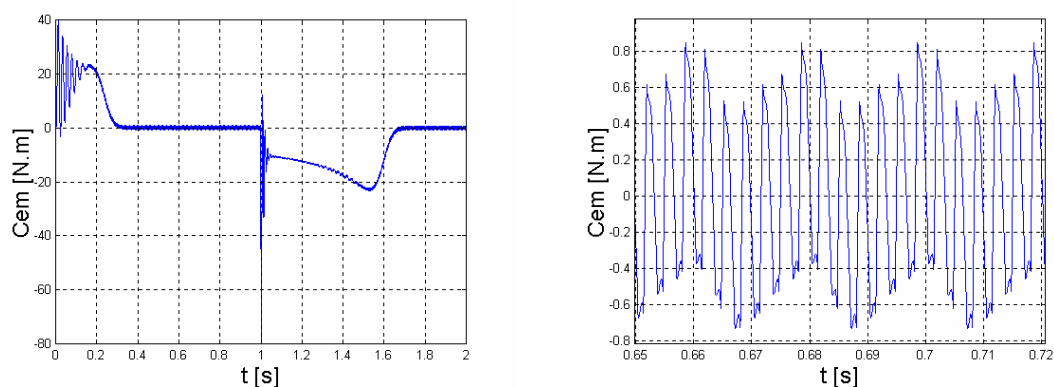


Figure IV.1.c. Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de commande en pleine onde.

IV.2.2. Commande triangulo-sinusoidal à deux porteuses unipolaires en dents ordinaire ($m = 12$).

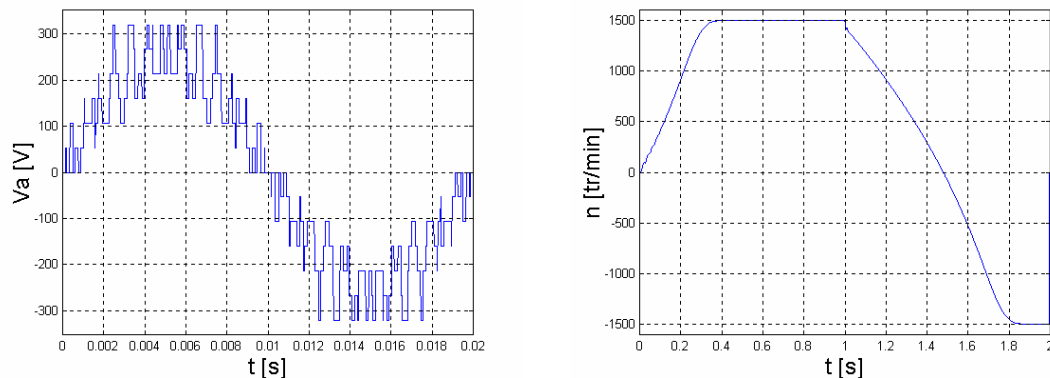


Figure IV.2.a. La tension V_a de l'onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidal à deux porteuses unipolaires ($r=0.8$, $m=12$), ainsi que la vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par ce dernier et suivie d'une inversion du sens de marche.

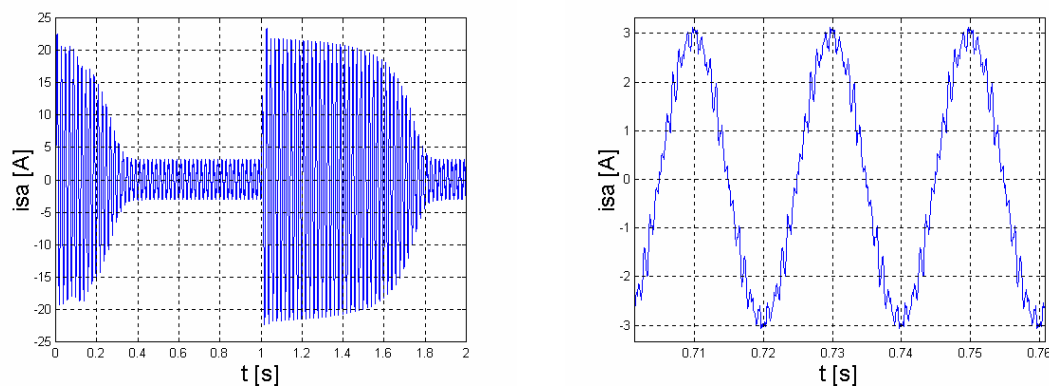


Figure IV.2.b. Le courant statorique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidal à deux porteuses unipolaires ($r=0.8$, $m=12$).

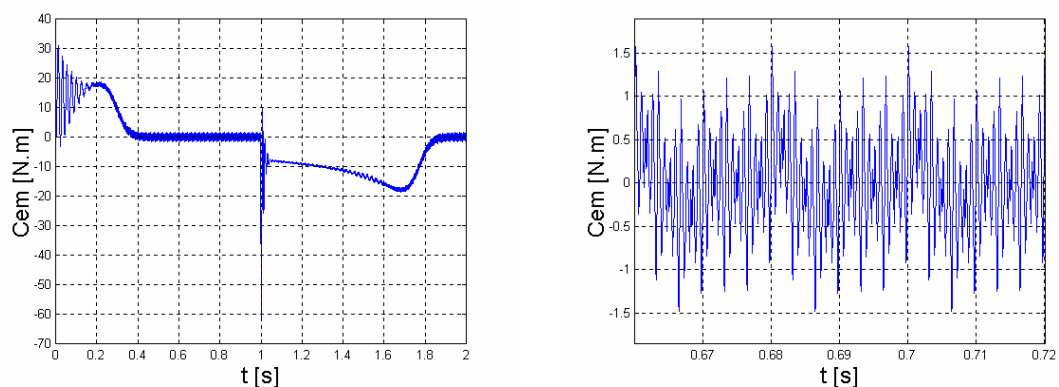


Figure IV.2.c. Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidal à deux porteuses unipolaires ($r=0.8$, $m=12$).

IV.2.3. Commande triangulo-sinusoidal à quatre porteuses bipolaires en dents de scie.

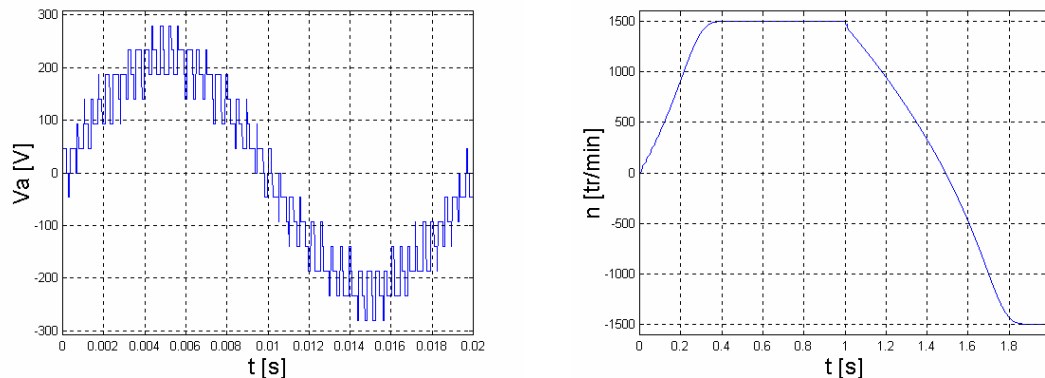


Figure IV.3.a. La tension V_a de l'onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidal à quatre porteuses bipolaires ($r=0.8$, $m=12$), ainsi que la vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par ce dernier et suivie d'une inversion du sens de marche.

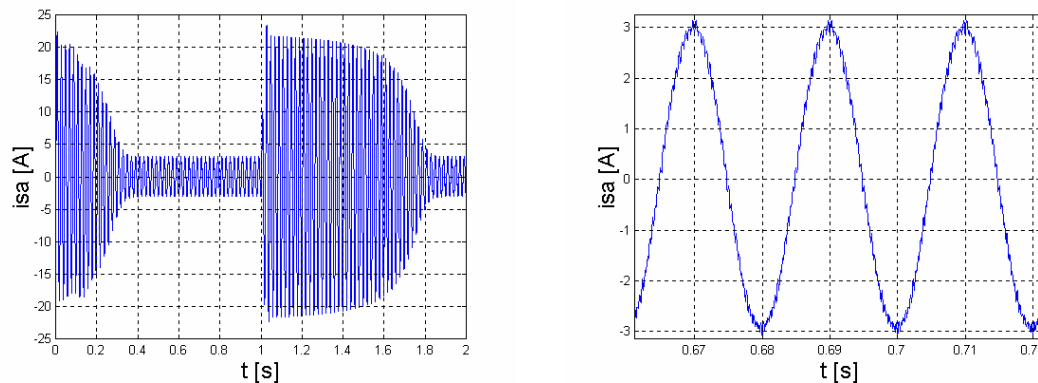


Figure IV.3.b. Le courant statorique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidal à quatre porteuses bipolaires ($r=0.8$, $m=12$).

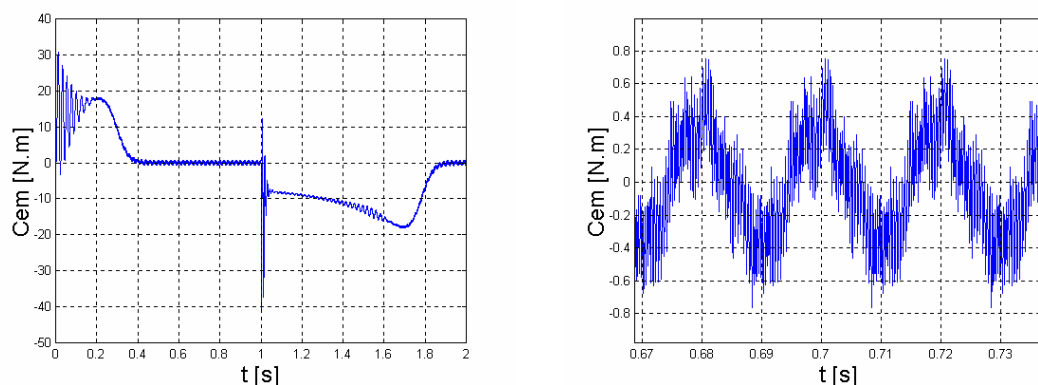


Figure IV.3.c. Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidal à quatre porteuses bipolaires ($r=0.8$, $m=12$).

IV.2.4. Commande triangulo-sinusoidal à quatre porteuses bipolaires en dents de scie avec injection de l'harmonique trois.

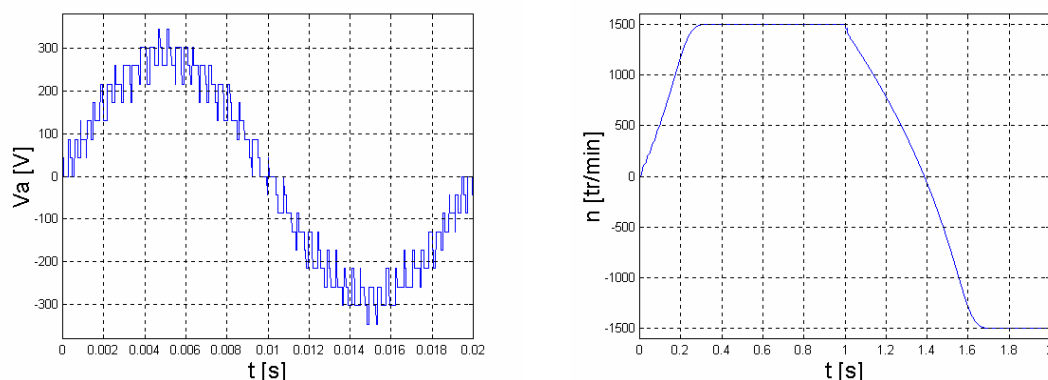


Figure IV.4.a. La tension V_a de l'onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidal à quatre porteuses bipolaires avec injection de l'harmonique trois ($a=0.2$, $r=1.1$, $m=12$), ainsi que la vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par ce dernier et suivie d'une inversion du sens de marche.

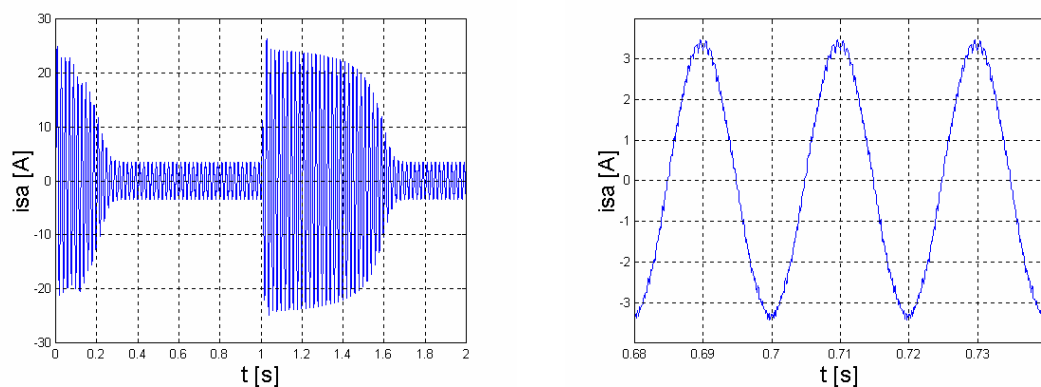


Figure IV.4.b. Le courant statorique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidal à quatre porteuses bipolaires avec injection de l'harmonique trois ($a=0.2$, $r=1.1$, $m=12$).

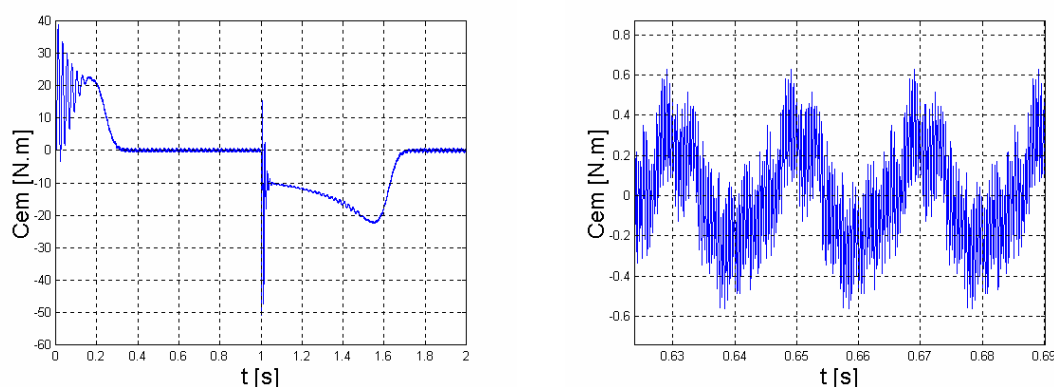


Figure IV.4.c. Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidal à quatre porteuses bipolaires avec injection de l'harmonique trois ($a=0.2$, $r=1.1$, $m=12$).

IV.2.5. Modulation vectorielle, commande triangulo-sinusoidal à quatre porteuses bipolaires en dents de scie

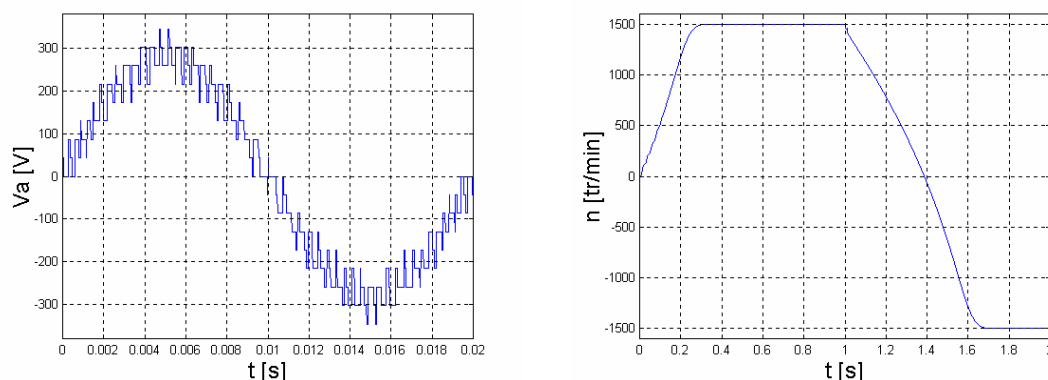


Figure IV.5.a. La tension V_a de l'onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidal à quatre porteuses bipolaires ($r=1.1$, $m=12$), ainsi que la vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par ce dernier et suivie d'une inversion du sens de marche.

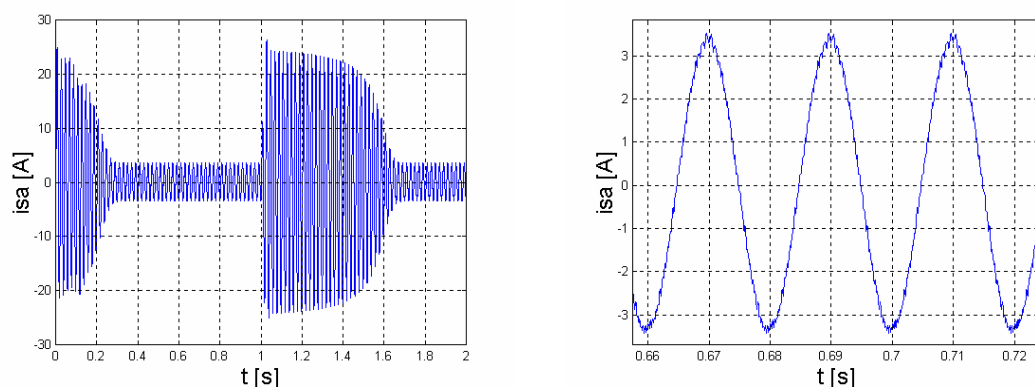


Figure IV.5.b. Le courant statorique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidal à quatre porteuses bipolaires ($r=1.1$, $m=12$).

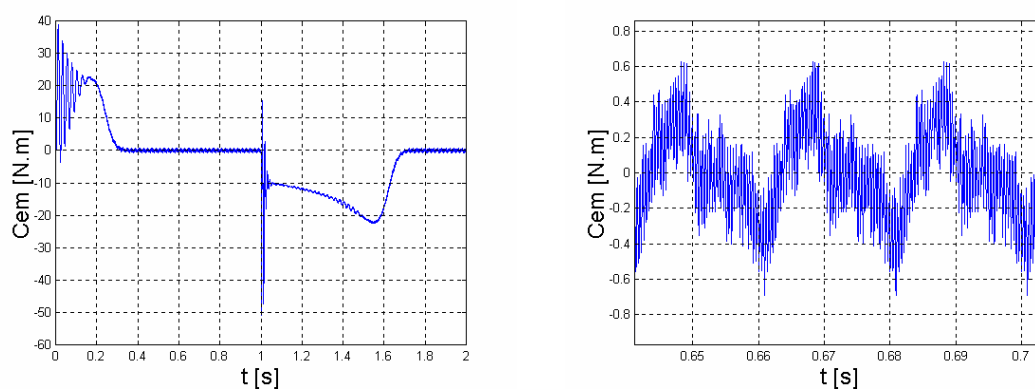


Figure IV.5.c. Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidal à quatre porteuses bipolaires ($r=1.1$, $m=12$).

IV.3. Association Machine asynchrone-Onduleur NPC à cinq niveaux (en charge : $C_r=15 \text{ N.m}$)

IV.3.1. Commande en pleine onde

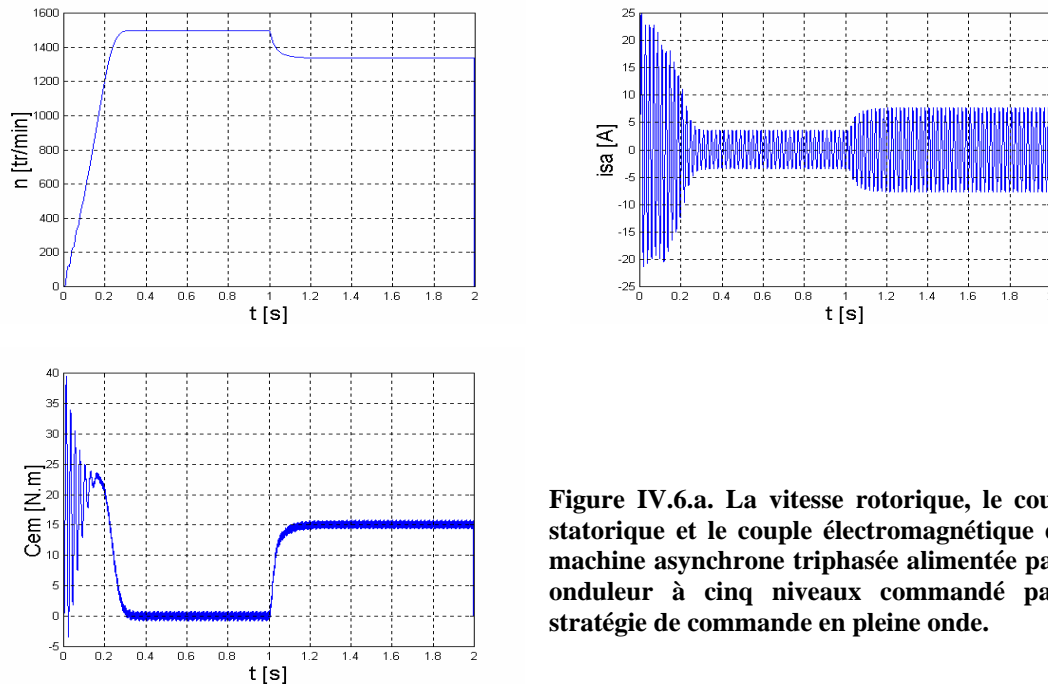


Figure IV.6.a. La vitesse rotorique, le courant statorique et le couple électromagnétique de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de commande en pleine onde.

IV.3.2. Commande triangulo-sinusoidal à quatre porteuses bipolaires en dents de scie

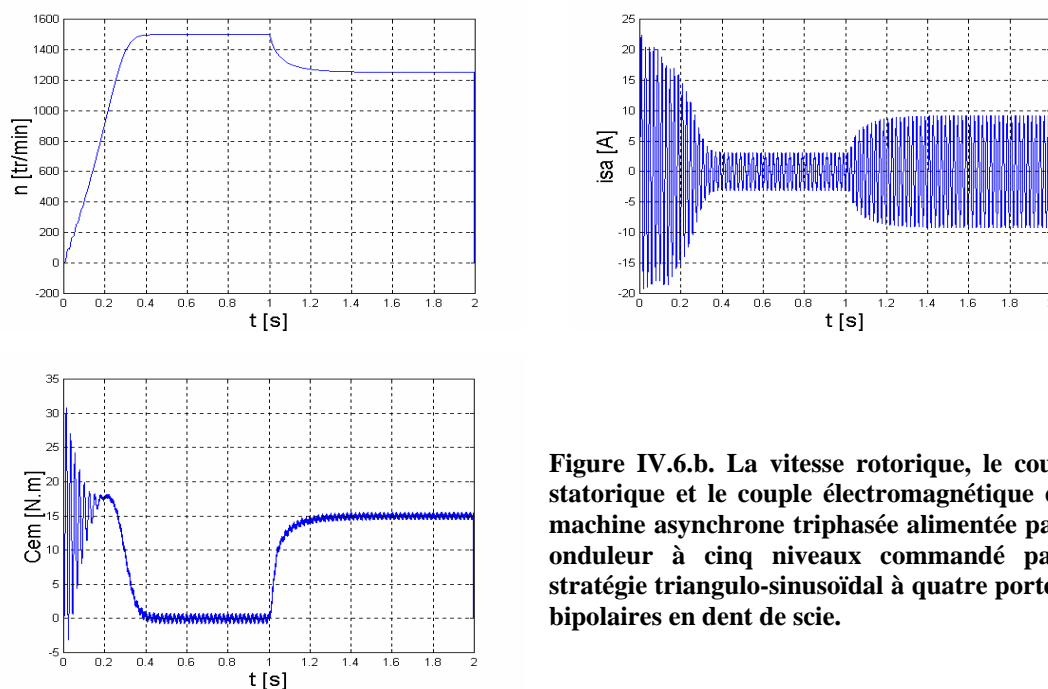


Figure IV.6.b. La vitesse rotorique, le courant statorique et le couple électromagnétique de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidal à quatre porteuses bipolaires en dent de scie.

IV.4. Association Machine asynchrone-Onduleur NPC à sept niveaux

(à vide : $C_r=0$ N.m)

IV.4.1. Commande pleine onde

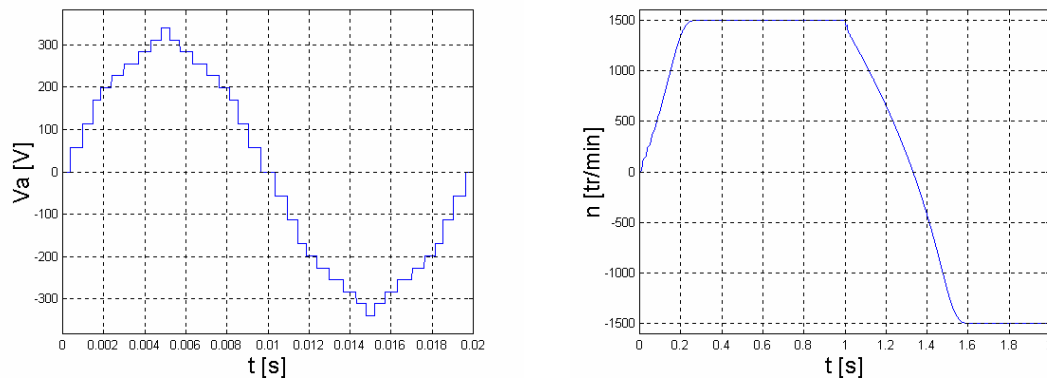


Figure IV.7.a. La tension V_a de l'onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie de commande en pleine onde, ainsi que la vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par ce dernier et suivie d'une inversion du sens de marche.

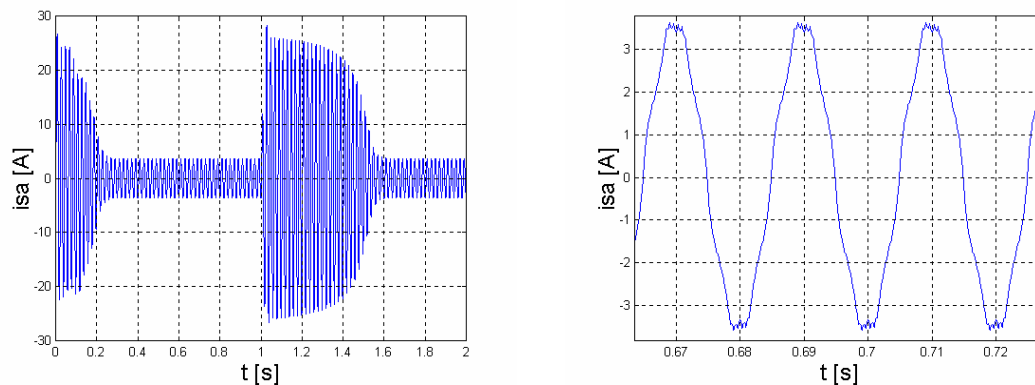


Figure IV.7.b. Le courant statorique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie de commande en pleine onde.

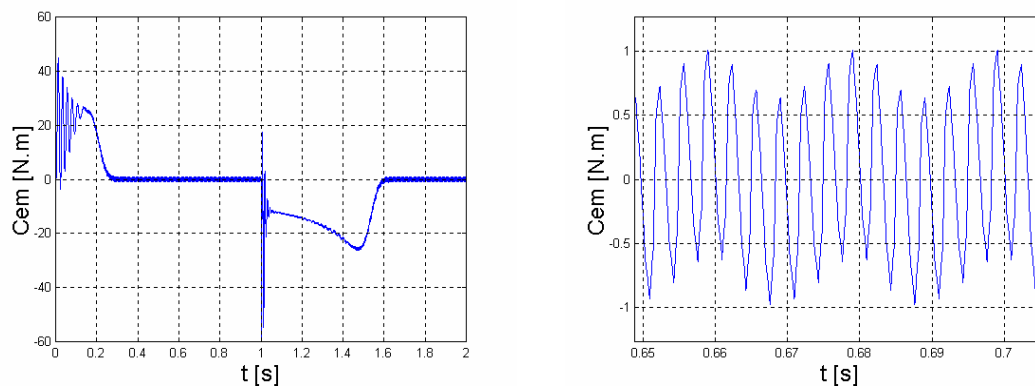


Figure IV.7.c. Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie de commande en pleine onde.

IV.4.2. Commande triangulo-sinusoidal à trois porteuses unipolaires en dents ordinaires

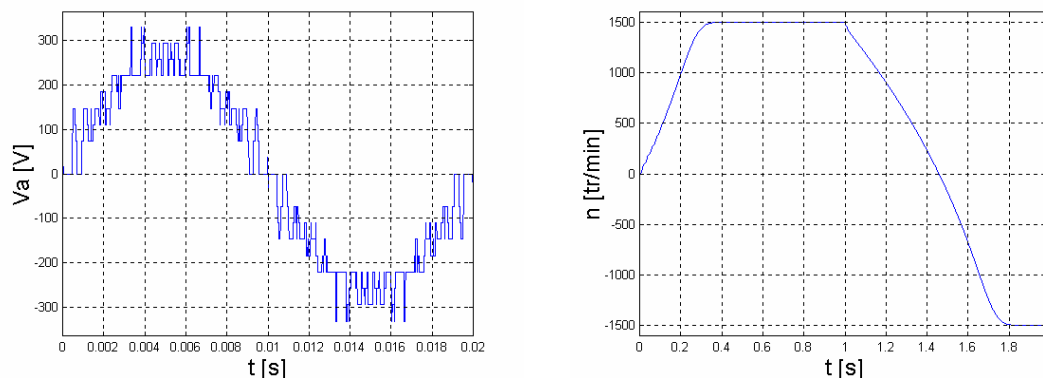


Figure IV.8.a. La tension V_a de l'onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidal à trois porteuses unipolaires ($r=0.8$, $m=12$), ainsi que la vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par ce dernier et suivie d'une inversion du sens de marche.

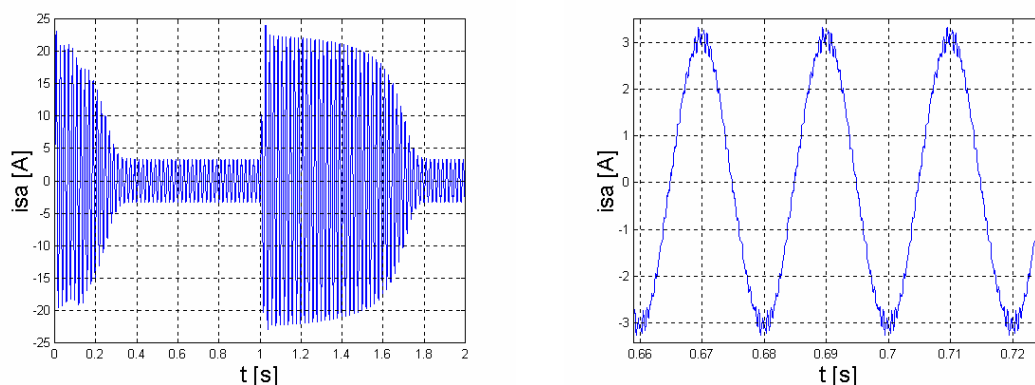


Figure IV.8.b. Le courant statorique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidal à trois porteuses unipolaires ($r=0.8$, $m=12$).

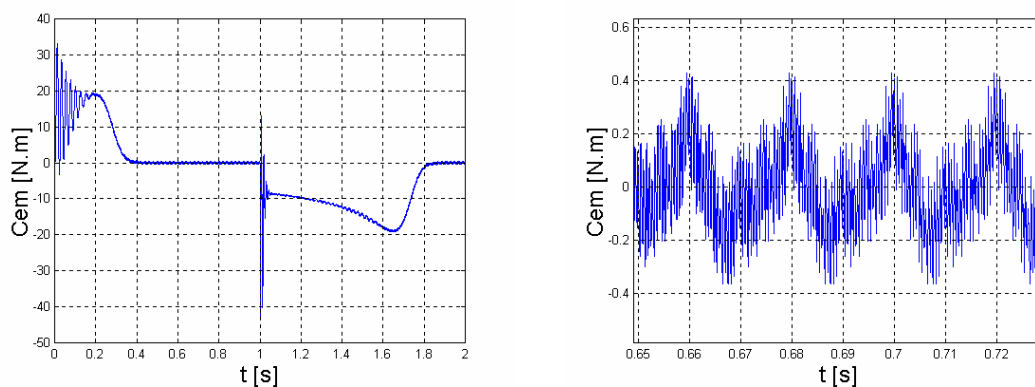


Figure IV.8.c. Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidal à trois porteuses unipolaires ($r=0.8$, $m=12$).

IV.4.3. Commande triangulo-sinusoidal à six porteuses bipolaires en dents de scie

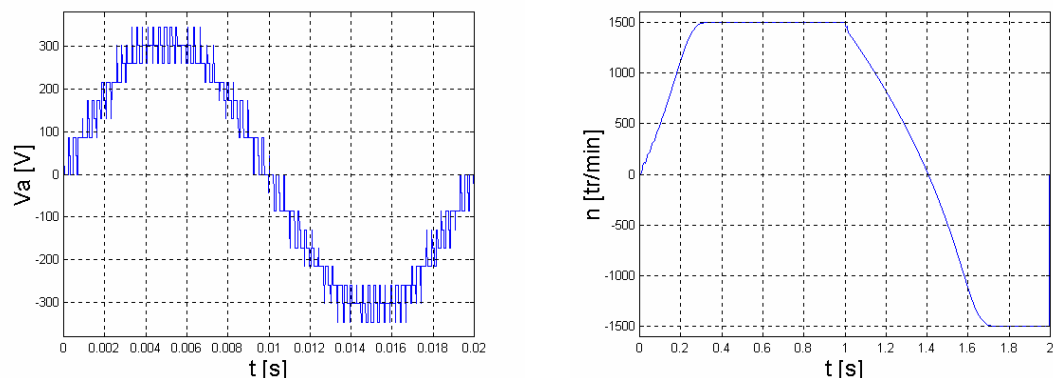


Figure IV.9.a. La tension V_a de l'onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidal à six porteuses bipolaires ($r=0.8$, $m=12$), ainsi que la vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par ce dernier et suivie d'une inversion du sens de marche.

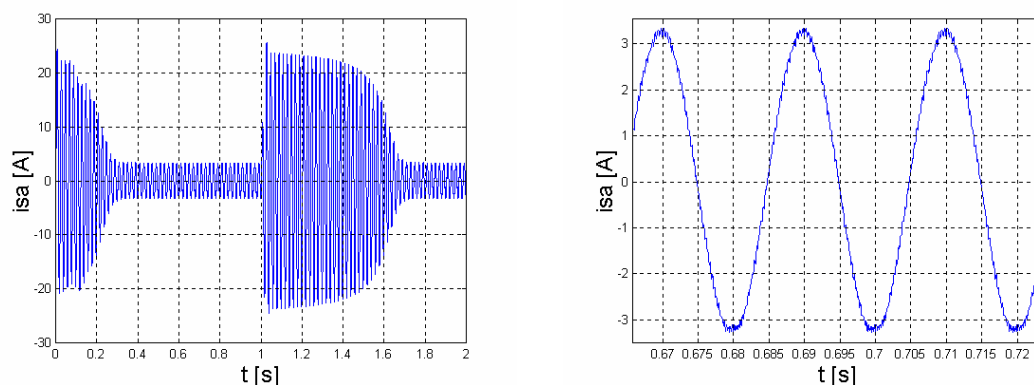


Figure IV.9.b. Le courant statorique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidal à six porteuses bipolaires ($r=0.8$, $m=12$).

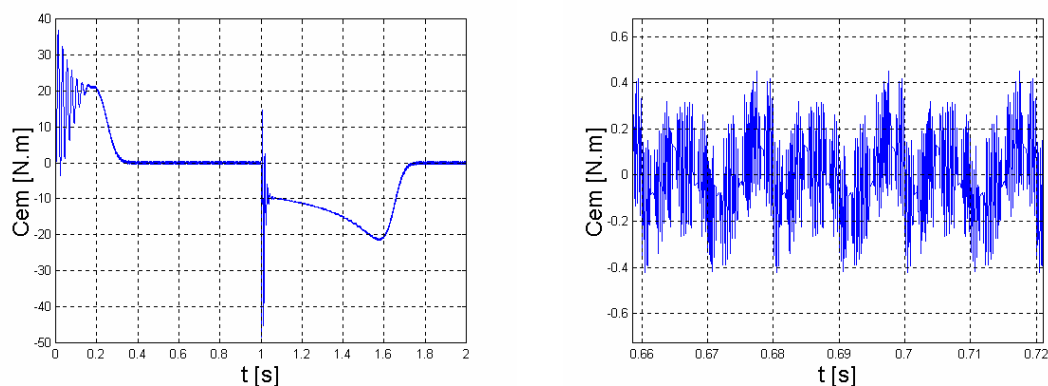


Figure IV.9.c. Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidal à six porteuses bipolaires ($r=0.8$, $m=12$).

IV.4.4. Commande triangulo-sinusoidal à six porteuses bipolaires en dents de scie avec injection de l'harmonique trois

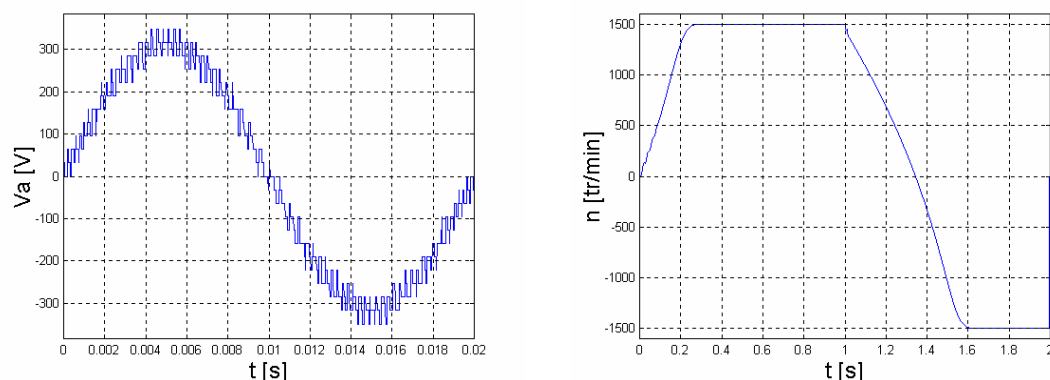


Figure IV.10.a. La tension V_a de l'onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidal à six porteuses bipolaires avec injection de l'harmonique trois ($a=0.2$, $r=1.1$, $m=12$), ainsi que la vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par ce dernier et suivie d'une inversion du sens de marche.

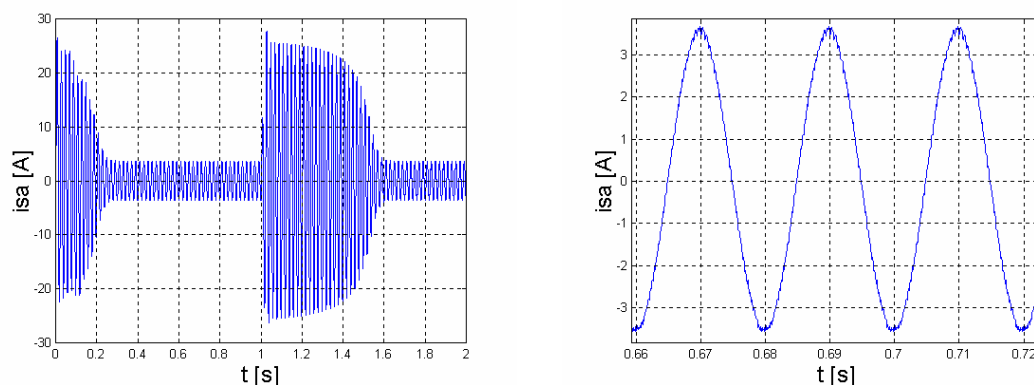


Figure IV.10.b. Le courant statorique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidal à six porteuses bipolaires avec injection de l'harmonique trois ($a=0.2$, $r=1.1$, $m=12$).

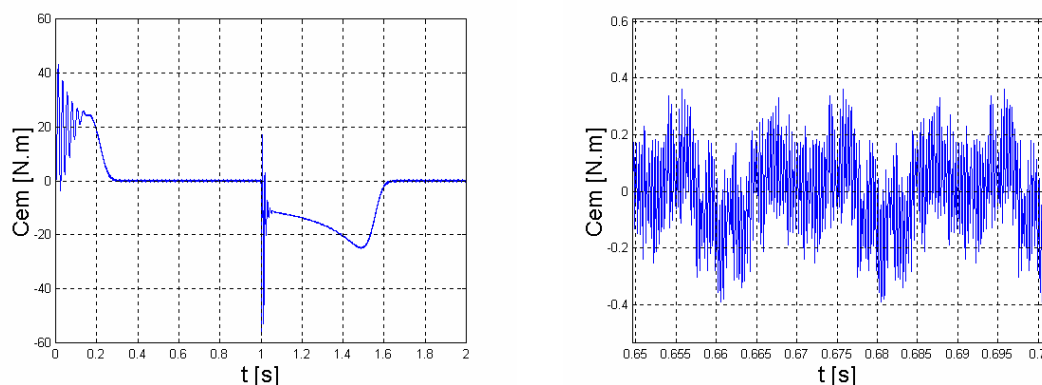


Figure IV.10.c. Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidal à six porteuses bipolaires avec injection de l'harmonique trois ($a=0.2$, $r=1.1$, $m=12$).

IV.4.5. Modulation vectorielle, commande triangulo-sinusoidal à six porteuses en dents de scie bipolaires

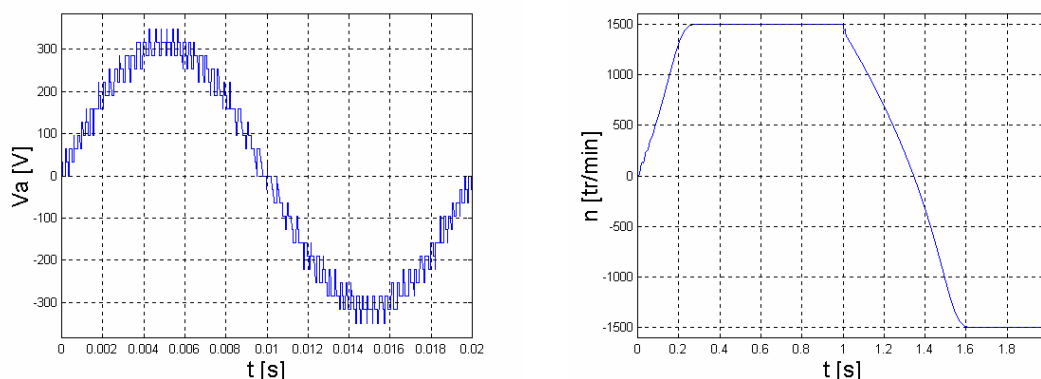


Figure IV.11.a. La tension V_a de l'onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidal à six porteuses bipolaires ($r=0.8$, $m=12$), ainsi que la vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par ce dernier et suivie d'une inversion du sens de marche.

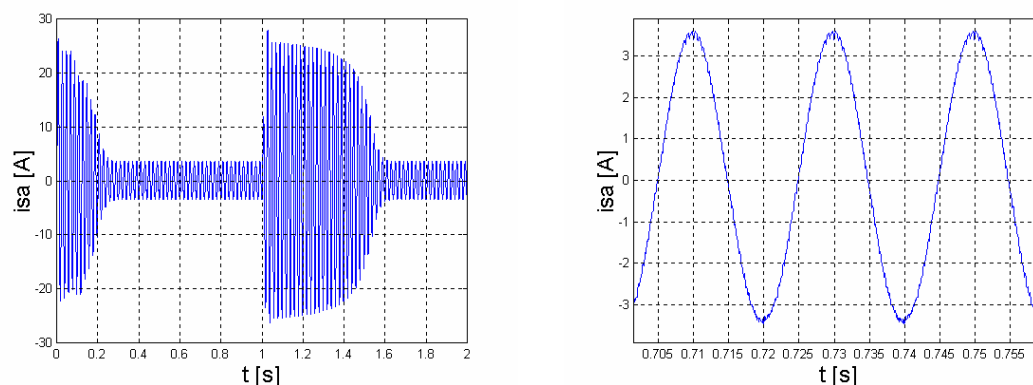


Figure IV.11.b. Le courant statorique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidal à six porteuses bipolaires ($r=1.1$, $m=12$).

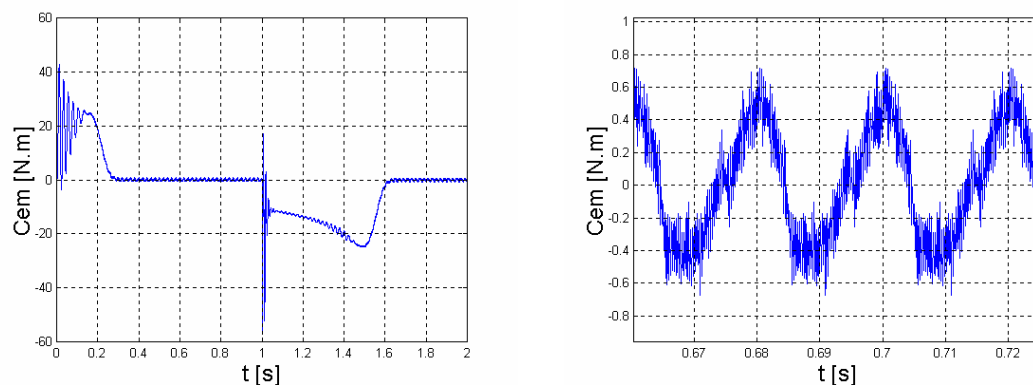


Figure IV.11.c. Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidal à six porteuses bipolaires ($r=1.1$, $m=12$).

IV.5. Association Machine asynchrone-Onduleur NPC à sept niveaux (en charge : $C_r=15 \text{ N.m}$)

IV.5.1. Commande en pleine onde

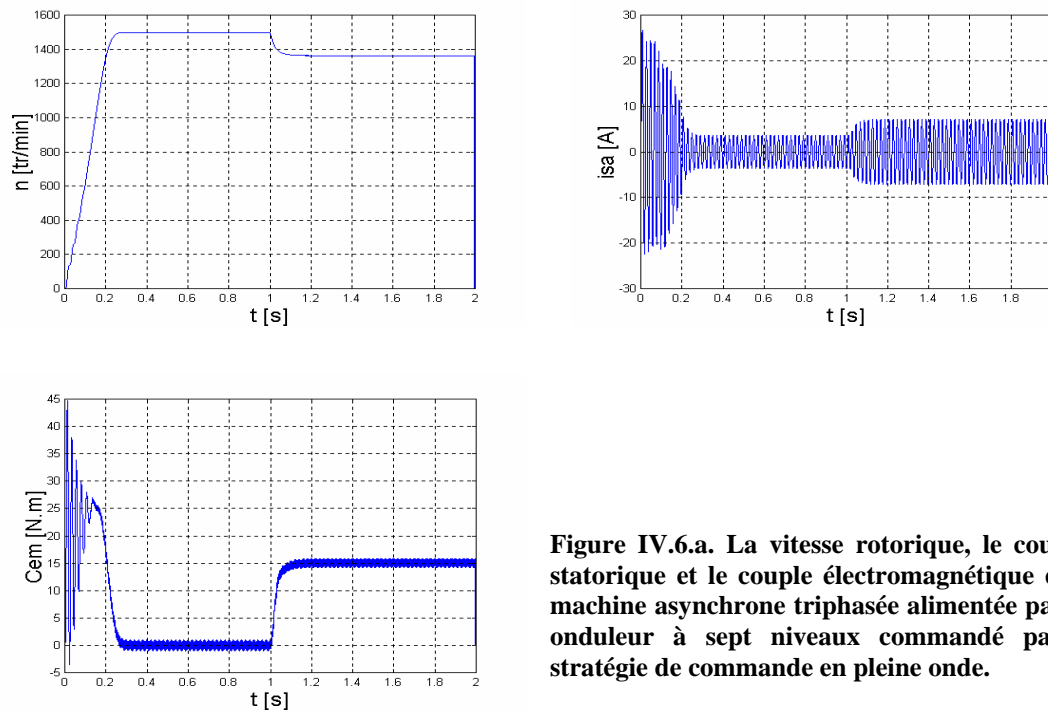


Figure IV.6.a. La vitesse rotorique, le courant statorique et le couple électromagnétique de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie de commande en pleine onde.

IV.5.2. Commande triangulo-sinusoidal à six porteuses bipolaires en dents de scie

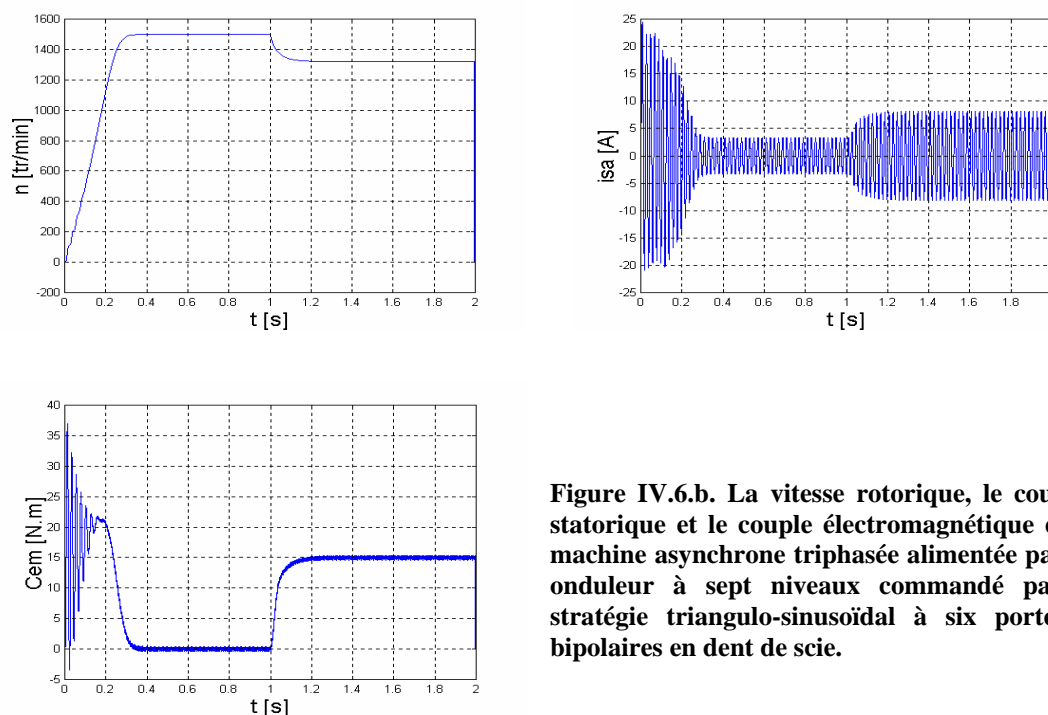


Figure IV.6.b. La vitesse rotorique, le courant statorique et le couple électromagnétique de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidal à six porteuses bipolaires en dent de scie.

IV.6. Conclusion

Dans ce dernier chapitre nous avons réalisé l'association entre l'onduleur multiniveaux (cinq et sept niveaux) à structure NPC et le moteur asynchrone triphasé. Cette opération donne presque les mêmes résultats que nous avons obtenu dans le chapitre I. Nous remarquons que l'augmentation du niveau de l'onduleur permet d'améliorer le processus transitoire du moteur asynchrone et de réduire les oscillations du couple électromagnétique soit au démarrage (régime transitoire) ou après (régime permanent) et aussi la forme du courant statorique qui est proche à la sinusoïdal. En même temps cette augmentation du niveau permet de diminuer les vibrations permanentes de la vitesse rotorique et d'accélérer le changement du sens de rotation.

CONCLUSION GÉNÉRALE

CONCLUSION GÉNÉRALE

Dans le cadre de notre travail, nous avons modélisé la machine asynchrone triphasée alimentée depuis le réseau, ensuite nous avons modélisé les deux types d'onduleur à cinq et à sept niveaux à structure NPC. Puis nous avons étudié les différentes stratégies de commande de ces onduleurs, qui sont des parties essentielles pour faire alimenter la machine asynchrone avec l'onduleur.

Les résultats (courant, vitesse, couple électromagnétique) que nous avons présenté dans la première partie sont amenés par différentes étapes :

L'utilisation des hypothèses simplificatrices concernant la machine asynchrone devient une étape vraiment nécessaire qu'on ne peut pas s'en passer. Grâce à la transformation de Park, nous avons réduit le nombre des équations de six vers quatre équations globales.

La modélisation de l'onduleur à structure NPC est aussi une étape obligatoire pour faire commander ce dernier. Nous avons montré que les onduleurs à structure NPC de niveau supérieur à trois (cinq et sept niveaux) sont mis en série de plusieurs onduleurs à deux ou à trois niveaux.

Les stratégies de commande présentées dans la troisième partie sont choisies de telle manière que les tensions de sorties de l'onduleur donnent une forme de plus en plus proche à la tension de référence (sinusoïdal). Généralement la qualité du signal obtenue dépend essentiellement de deux facteurs : le niveau de l'onduleur et le type de l'algorithme.

Le but de ce mémoire apparaît dans le dernier chapitre. Les résultats obtenus sont de plus en plus proches de ceux obtenus lorsque la machine est alimentée depuis le réseau. Ces remarques sont difficiles à distinguer surtout lorsque le niveau de l'onduleur devient plus grand.

Comme perspectives, nous pouvons proposer la continuité des études suivantes :

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

ANNEXE

ANNEXE I

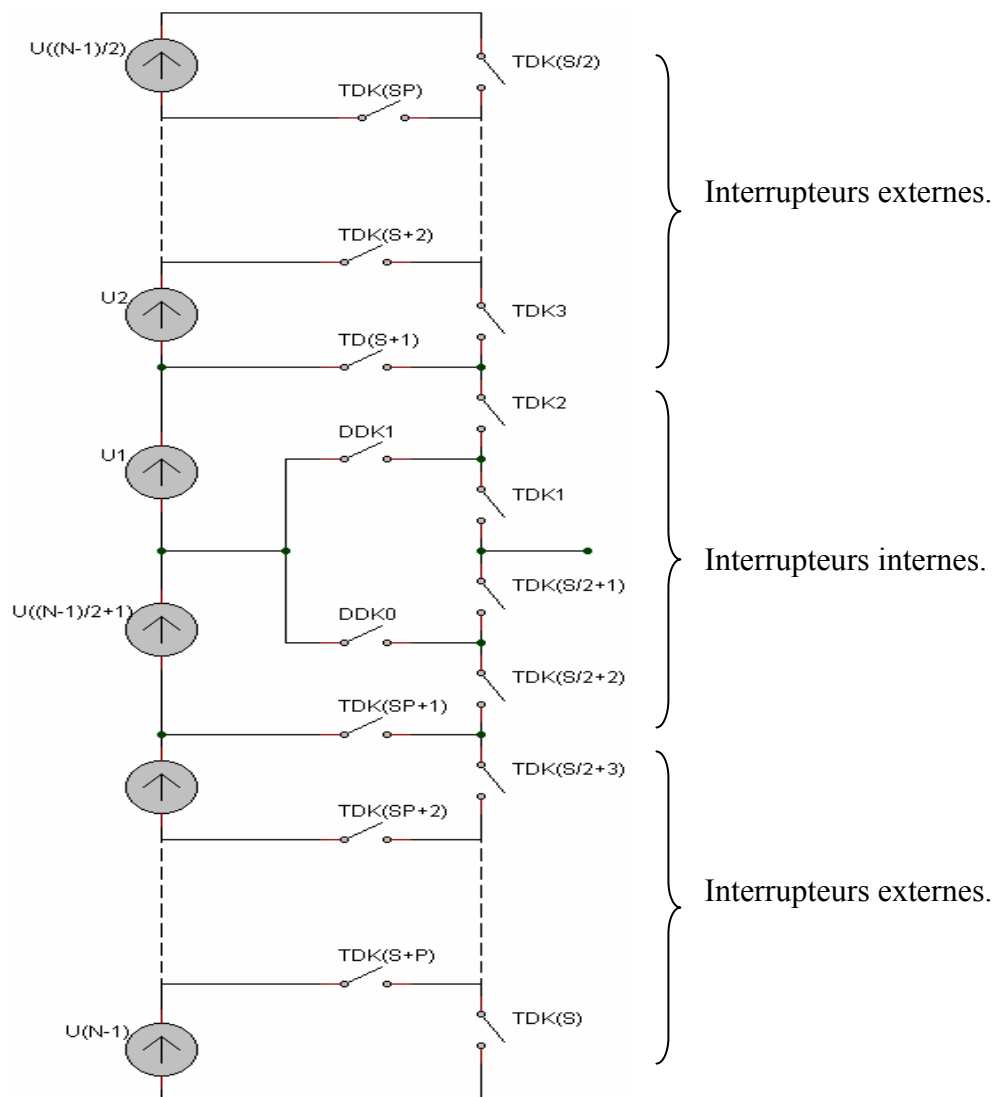
Modélisation de l'onduleur triphasé à structure NPC multiniveaux

Remarque : cette modélisation concerne les onduleurs triphasés à structure NPC supérieurs à deux niveaux.

1. Notions

- On définit N le niveau de l'onduleur.
- On définit s le nombre des interrupteurs qui se trouvent en série : $s = N + 1$.
- On définit p le nombre des interrupteurs qui se trouvent en parallèle : $p = N - 3$.
- Le nombre total des interrupteurs : $nt = s + p$.
- $sp = s + p / 2$.

2. Schéma global d'un bras de l'onduleur multiniveaux



3. Commande complémentaire

3.a. Commande complémentaire des interrupteurs internes

$$\begin{cases} F_{k1} = \overline{F_{k(s/2+2)}} \\ F_{k2} = \overline{F_{k(s/2+1)}} \end{cases}$$

3.b. Commande complémentaire des interrupteurs externes

$$F_{ki} = \overline{F_{k(s/2+i)}} \quad \text{Avec } i = [3 \quad s/2] : \text{entier}$$

4. Les fonctions de demi-bras

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \cdots F_{k(s/2)} = \prod_{i=1}^{s/2} F_{ki} \\ F_{k0}^b = F_{k(s/2+1)} \cdot F_{k(s/2+2)} \cdots F_{k(s)} = \prod_{i=s/2+1}^s F_{ki} \end{cases}$$

Pour les interrupteurs qui se trouvent en parallèles, on admet que $j = [1 \quad p/2]$ dont j est une valeur entière :

$$\begin{cases} F_{k(s+j)} = \prod_{i=1}^{j+1} F_{ki} \cdot \prod_{i=j+2}^{s/2} \overline{F_{ki}} & \text{pour le demi-bras haut } (m=1). \\ F_{k(sp+j)} = \prod_{i=s/2+1}^{s/2+j+1} F_{ki} \cdot \prod_{i=s/2+j+2}^s \overline{F_{ki}} & \text{pour le demi-bras bas } (m=0). \end{cases}$$

- **Cas général :**

On pose $r = 1 - m$.

$$F_{k(s+r\frac{p}{2}+j)} = \prod_{i=r\frac{s}{2}+1}^{r\frac{s}{2}+j+1} F_{ki} \cdot \prod_{i=r\frac{s}{2}+j+2}^{(r+1)\frac{s}{2}} \overline{F_{ki}}$$

5. Calcul de la tension V_{kM}

$$V_{kM} = (F_{k1}^b - F_{k0}^b) \cdot \sum_{i=1}^{\frac{s-1}{2}} U_i + q \cdot \sum_{j=1}^{\frac{p}{2}} \left(F_{k(s+j)} \sum_{i=1}^j U_i - F_{k(sp+j)} \sum_{i=1}^j U'_i \right)$$

Dans les onduleurs à trois niveaux on remarque naturellement que ces derniers ne contiennent pas des interrupteurs en parallèles, donc on admet maintenant que $q = 0$ lorsque le niveau de l'onduleur est égal à trois et $q = 1$ dans les autres niveaux. On note aussi que U_i sont des tensions de l'onduleur qui se trouvent dans le demi-bras haut et U'_i des tensions qui se trouvent dans l'autre demi-bras.

• **Cas particulier**

$$U_1 = U_2 = U_3 = \dots = U_c$$

$$V_{kM} = (F_{k1}^b - F_{k0}^b) \cdot \left(\frac{s}{2} - 1\right) \cdot U_c + q \cdot \sum_{j=1}^{\frac{p}{2}} (F_{k(s+j)} - F_{k(sp+j)}) \cdot j \cdot U_c$$

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \cdot \left(\frac{s}{2} - 1\right) \cdot U_c + q \cdot \begin{bmatrix} \sum_{j=1}^{p/2} (F_{1(s+j)} - F_{1(sp+j)}) \\ \sum_{j=1}^{p/2} (F_{2(s+j)} - F_{2(sp+j)}) \\ \sum_{j=1}^{p/2} (F_{3(s+j)} - F_{3(sp+j)}) \end{bmatrix} \cdot j \cdot U_c$$

6. Application à l'onduleur à sept (7) niveaux

$$\begin{cases} s = N + 1 & \Leftrightarrow s = 8. \\ p = N - 3 & \Leftrightarrow p = 4. \quad \Rightarrow nt = s + p = 12. \end{cases}$$

6.1. Commande complémentaire

6.1.a. Commande complémentaire des interrupteurs internes

$$\begin{cases} F_{k1} = \overline{F_{k(s/2+2)}} & \Leftrightarrow F_{k1} = \overline{F_{k6}}. \\ F_{k2} = \overline{F_{k(s/2+1)}} & \Leftrightarrow F_{k2} = \overline{F_{k5}}. \end{cases}$$

6.1.b. Commande complémentaire des interrupteurs externes

$$F_{ki} = \overline{F_{k(s/2+i)}} \quad \text{Avec } i = [3 \quad s/2] = [3 \quad 4]: \text{entier}$$

$$F_{k3} = \overline{F_{k7}}, \quad F_{k4} = \overline{F_{k8}}.$$

6.2. Les fonctions de demi-bras

$$\left\{ \begin{aligned} F_{k1}^b &= F_{k1} \cdot F_{k2} \cdot \dots \cdot F_{k(s/2)} = \prod_{i=1}^{s/2} F_{ki} = \prod_{i=1}^4 F_{ki} = F_{k1} \cdot F_{k2} \cdot F_{k3} \cdot F_{k4} \\ F_{k0}^b &= F_{k(s/2+1)} \cdot F_{k(s/2+2)} \cdot \dots \cdot F_{k(s)} = \prod_{i=s/2+1}^s F_{ki} = \prod_{i=5}^8 F_{ki} = F_{k5} \cdot F_{k6} \cdot F_{k7} \cdot F_{k8} \end{aligned} \right.$$

Pour les interrupteurs en parallèle

$$j = [1 \quad p/2] \quad \Leftrightarrow \quad j = [1 \quad 2].$$

$$\left\{ \begin{aligned} F_{k(s+j)} &= \prod_{i=1}^{j+1} F_{ki} \cdot \prod_{i=j+2}^{s/2} \overline{F_{ki}} && \text{pour le demi-bras haut.} \\ F_{k(sp+j)} &= \prod_{i=s/2+1}^{s/2+j+1} F_{ki} \cdot \prod_{i=s/2+j+2}^s \overline{F_{ki}} && \text{pour le demi-bras bas.} \end{aligned} \right.$$

$$\text{Pour } j = 1 : \left\{ \begin{aligned} F_{k9} &= \prod_{i=1}^2 F_{ki} \cdot \prod_{i=3}^4 \overline{F_{ki}} = F_{k1} F_{k2} \overline{F_{k3}} \overline{F_{k4}} \\ F_{k11} &= \prod_{i=5}^6 F_{ki} \cdot \prod_{i=7}^8 \overline{F_{ki}} = F_{k5} F_{k6} \overline{F_{k7}} \overline{F_{k8}} \end{aligned} \right.$$

$$\text{Pour } j = 2 : \left\{ \begin{aligned} F_{k10} &= \prod_{i=1}^3 F_{ki} \cdot \prod_{i=4}^4 \overline{F_{ki}} = F_{k1} F_{k2} F_{k3} \overline{F_{k4}} \\ F_{k12} &= \prod_{i=5}^7 F_{ki} \cdot \prod_{i=8}^8 \overline{F_{ki}} = F_{k5} F_{k6} F_{k7} \overline{F_{k8}} \end{aligned} \right.$$

6.3. Calcul des tensions V_{AM} , V_{BM} et V_{CM}

$$V_{kM} = (F_{k1}^b - F_{k0}^b) \cdot \sum_{i=1}^{\frac{s}{2}-1} U_i + q \cdot \sum_{j=1}^{\frac{p}{2}} \left(F_{k(s+j)} \sum_{i=1}^j U_i - F_{k(sp+j)} \sum_{i=1}^j U_i' \right) \text{ avec } q=1$$

On admet que toutes les tensions de l'onduleur sont égales $U_1 = U_2 = U_3 = \dots = U_c$:

$$\begin{aligned}
V_{AM} &= (F_{11}^b - F_{10}^b) \cdot \left(\frac{s}{2} - 1\right) U_c + \sum_{j=1}^{\frac{p}{2}} (F_{1(s+j)} - F_{1(sp+j)}) \cdot j U_c \\
&= (F_{11}^b - F_{10}^b) \cdot 3 U_c + \sum_{j=1}^2 (F_{1(8+j)} - F_{1(10+j)}) \cdot j U_c \\
&= (F_{15} F_{16} F_{17} F_{18} - F_{11} F_{12} F_{13} F_{14}) \cdot 3 U_c + (F_{11} F_{12} \overline{F_{13}} \overline{F_{14}} - F_{15} F_{16} \overline{F_{17}} \overline{F_{18}}) U_c + \\
&\quad (F_{11} F_{12} F_{13} \overline{F_{14}} - F_{15} F_{16} F_{17} \overline{F_{18}}) \cdot 2 U_c
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
V_{BM} &= (F_{21}^b - F_{20}^b) \cdot \left(\frac{s}{2} - 1\right) U_c + \sum_{j=1}^{\frac{p}{2}} (F_{2(s+j)} - F_{2(sp+j)}) \cdot j U_c \\
&= (F_{21}^b - F_{20}^b) \cdot 3 U_c + \sum_{j=1}^2 (F_{2(8+j)} - F_{2(10+j)}) \cdot j U_c \\
&= (F_{25} F_{26} F_{27} F_{28} - F_{21} F_{22} F_{23} F_{24}) \cdot 3 U_c + (F_{21} F_{22} \overline{F_{23}} \overline{F_{24}} - F_{25} F_{26} \overline{F_{27}} \overline{F_{28}}) U_c + \\
&\quad (F_{21} F_{22} F_{23} \overline{F_{24}} - F_{25} F_{26} F_{27} \overline{F_{28}}) \cdot 2 U_c
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
V_{CM} &= (F_{31}^b - F_{30}^b) \cdot \left(\frac{s}{2} - 1\right) U_c + \sum_{j=1}^{\frac{p}{2}} (F_{3(s+j)} - F_{3(sp+j)}) \cdot j U_c \\
&= (F_{31}^b - F_{30}^b) \cdot 3 U_c + \sum_{j=1}^2 (F_{3(8+j)} - F_{3(10+j)}) \cdot j U_c \\
&= (F_{35} F_{36} F_{37} F_{38} - F_{31} F_{32} F_{33} F_{34}) \cdot 3 U_c + (F_{31} F_{32} \overline{F_{33}} \overline{F_{34}} - F_{35} F_{36} \overline{F_{37}} \overline{F_{38}}) U_c + \\
&\quad (F_{31} F_{32} F_{33} \overline{F_{34}} - F_{35} F_{36} F_{37} \overline{F_{38}}) \cdot 2 U_c
\end{aligned}$$

ANNEXE II

Réalisation d'un logiciel global (ONDMAS Professionnel)

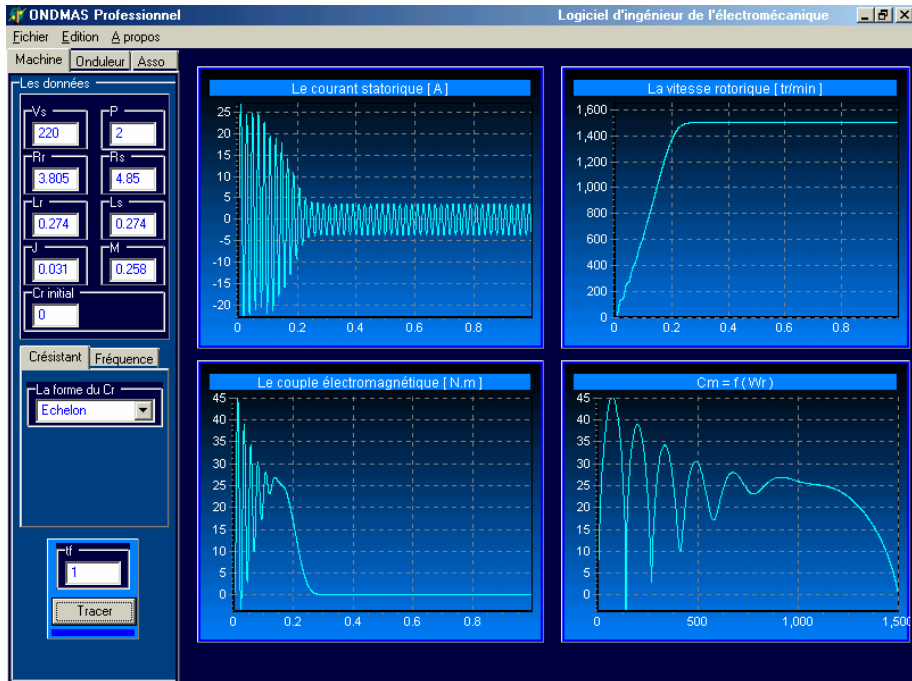


Figure concerne la simulation de la machine asynchrone alimentée par une source de tension sinusoïdale triphasée équilibrée.

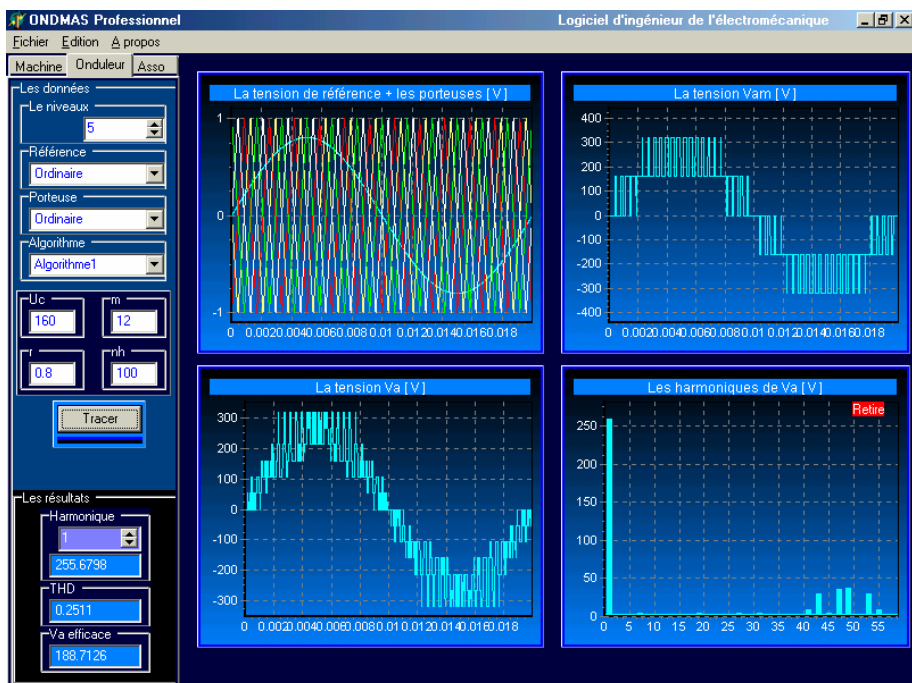


Figure concerne la simulation de l'onduleur à structure NPC triphasé multiniveaux.

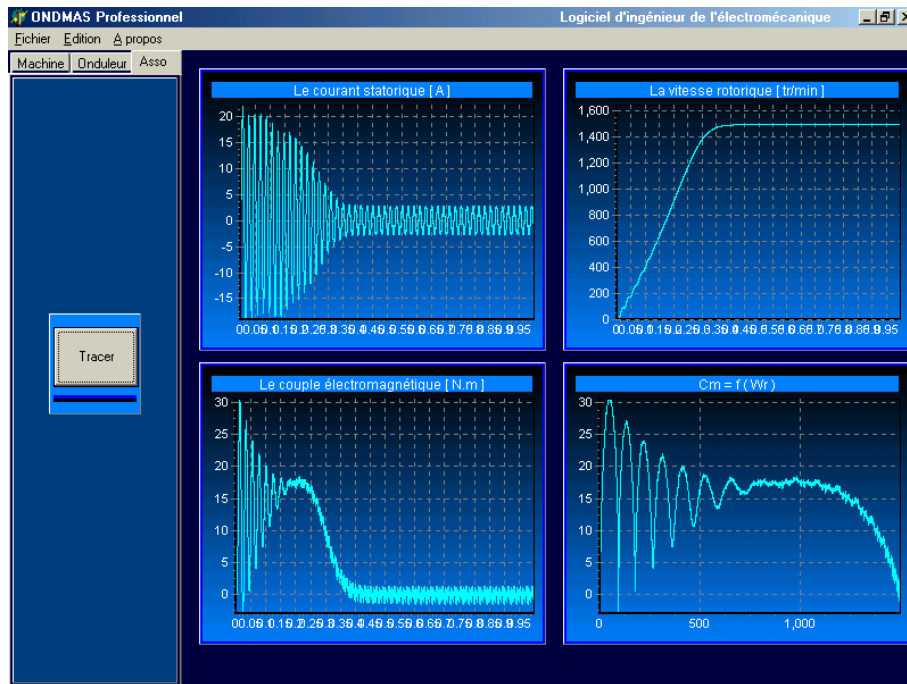


Figure concerne la simulation de la machine asynchrone alimentée par un onduleur NPC triphasé multiniveaux

Définition du logiciel

Ce logiciel simple et modeste est réalisé par le DELPHI, il comporte trois parties de la simulation. La première partie comporte la simulation d'une machine asynchrone alimentée par une source de tension sinusoïdale triphasée équilibrée. Les équations différentielles de cette machine sont résolues par la méthode de Runge-Kutta d'ordre quatre. On trouve dans cette partie les différents paramètres nécessaires de cette machine à savoir la valeur efficace de la tension d'alimentation et sa fréquence, les valeurs de l'inductance et de la résistance statorique et rotorique, le nombre de paire de pôle, le moment d'inertie, la mutuelle et le couple résistant et ses différents formes (échelon, échelon décalé, rampe, rampe décalé et carré). Dans la deuxième partie de ce logiciel on trouve la simulation d'un onduleur à structure NPC multiniveaux, cette dernière comporte quatre cases principales. La première est réservée pour le niveau de l'onduleur. La seconde concerne la forme de la tension de référence à savoir la référence ordinaire (sinusoïdal), injectée de l'harmonique trois et la modulation vectorielle. La troisième concerne la forme de la porteuse (porteuse ordinaire ou en dents de scie) et la dernière concerne les différents algorithmes de la commande triangulo-sinusoïdal, à savoir algorithme1 dans le cas où les porteuses sont bipolaires. Algorithme2 dans le cas où les porteuses sont unipolaires. Algorithme3 dans le cas où les porteuses bipolaires sont décalées entre elles de manière verticale. On trouve aussi dans cette partie deux ensembles de cases. Le premier concerne des cases réservées pour les données à savoir la valeur de la tension de l'alimentation de l'onduleur, l'indice de modulation m , taux de modulation r et le nombre des harmoniques. Le second concerne des cases réservées pour les résultats de THD, l'amplitude des l'harmoniques et la valeur efficace de la tension de sortie. Dans la troisième partie on trouve la simulation de l'association entre la machine asynchrone et l'onduleur NPC multiniveaux.

ANNEXE III

Paramètres de la machine asynchrone

Tension nominale	$U_n = 380 / 220 \text{ V}$
Fréquence	$F = 50 \text{ Hz}$
Puissance	$P_u = 1.5 \text{ KW}$
Courant nominal	$I_n = 3.7 / 6.4 \text{ A}$
Résistance statorique	$R_s = 4.85 \Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 3.805 \Omega$
Inductance statorique	$L_s = 0.274 \text{ H}$
Inductance rotorique	$L_r = 0.274 \text{ H}$
Coefficient de frottement	$f = 0.008$
Moment d'inertie	$J = 0.031 (\text{Kg.m}^2)$
Nombre de paire de pôles	$P = 2$

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

[ABD 97] Abdessemed R. Kadjoudj M.

« Modélisation des machines électriques ». *Université de Batna, 1997.*

[AME, LOU, BER, MAN 98] Ameer R. Lourci N. Berkouk E M. Manesse G.

« Commande de la machine asynchrone alimenter par un onduleur NPC à cinq niveaux ». *SNAPSEA, Annaba 1998.*

[BER 95] Berkouk. E. M.

« Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasées et triphasées alimentées par des convertisseurs directe et indirectes. Application aux gradateurs et onduleur multiniveaux ». *Thèse de doctorat, CNAM 1995.*

[BOU 01] S. Boukhrachef

« Analyse et commande d'un onduleur à cinq niveaux à structure NPC. Application à la machine asynchrone commandée par logique Floue ». *Thèse de magistère, ENP 2001.*

[BRO 04] Brosselard P.

« Conception, réalisation et caractérisation d'interrupteurs (thyristors et JFETs) haute tension (5 kV) en Carbone de Silicium ». *Thèse de doctorat, Lyon 2004.*

[CAN 00] Canudas de wit C.

« Commande des moteurs asynchrones 1, Modélisation contrôle vectoriel et DTC ». *Paris, Hermès Science Publications, 2000.*

[CHO 97] Chouiter D.R.

« Conception et réalisation d'une commande robuste de machine asynchrone ». *Thèse CEGELY, Lyon, Ecole Centrale de Lyon, 1997.*

[FAU 95] Faucher G, J. P. Carno, J, P, Hautier.

« Modélisation et commande de la machine asynchrone », *Editions Technip, 1995.*

[FRA 05] Franck M.

« Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones ». *Thèse de doctorat, CEGELY de L'INSA de Lyon 2005.*

[GHE, BER, MAN] Geraia H. Berkouk. E M. Manesse G.

« Modeling and control of a seven NPC voltage source inverter. Application to high power induction machine drive ». *The European physical journal applied physics.*

[GRE 97] Grelet G. Clerc G.

« Actionneurs électriques, principes modèles commande », *Editions Eyrolle, 1997.*

[JOR 95] Jorda X.

« Conception et réalisation d'une commande économique de couple d'une machine asynchrone pour la traction électrique ». *Thèse CEGELY, Lyon, INSA de Lyon, 1995.*