

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



Département de Génie Electrique

Thèse

en vue de l'obtention du grade de Magister en Electrotechnique

Option : Electronique de Puissance et Commande

présentée par **M' Nabil LOURCI**

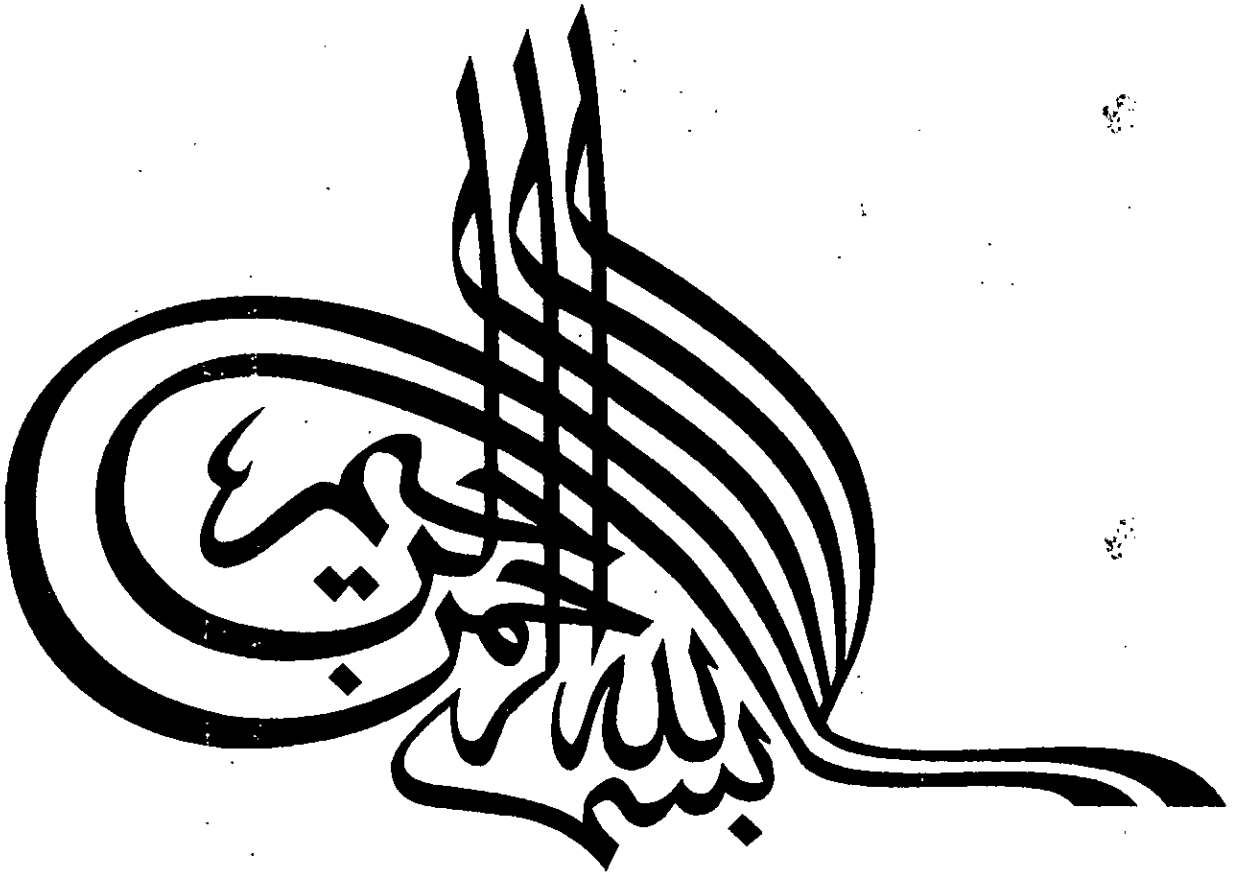
Ingénieur d'Etat en Electrotechnique de l'ENP

**Contribution à l'Etude et à la Commande d'un Onduleur
Triphasé à Cinq Niveaux à Diodes Flottantes. Application
à la Conduite d'une Machine Asynchrone Triphasée.**

Soutenue le Mercredi 27 Septembre 2000 devant le jury composé de :

Président :	F. BOUDJEMA	Professeur à l'ENP
Rapporteur :	E.M. BERKOUK	Docteur d'Etat à l'ENP
Examineurs :	M.S. BOUCHERIT	Maître de Conférences à l'ENP
	L. NEZLI	Chargé de Cours à l'ENP
	B. HEMICI	Chargé de Cours à l'ENP
Invité :	H. CHEKIREB	Chargé de Cours à l'ENP

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique



تهدف هذه الدراسة إلى إعطاء نموذج وكذا التحكم في موج جديد ذو خمس مستويات وتركيبية ذات صمات ثنائية متزاوجة. نبدأ أولاً بإعطاء نموذج رياضي لهذا الموج بدون الأخذ بعين الاعتبار نظام التحكم وهذا باستعمال طريقة DESIGN المرتبطة بشبكة PETRI. بعد ذلك، نقترح نموذجاً معرفياً مستعملين في ذلك التتابع الإرتباطية، كما نقترح أيضاً نموذجاً تحكيمياً لهذا الموج. للتحكم في هذا الموج الجديد، نقترح عدة استراتيجيات مثلثية. كما نقوم بدراسة استقرارية مصادر الجهد لهذا الموج ذو خمس مستويات. وكتطبيق لهذه الدراسة، قمنا بدراسة التحكم في السرعة لماكنة غير متزامنة مغذاة بالتالي : مقوم للتيار-موج ذو خمس مستويات.

كلمات مفتاحية : ماكنة لامتزامنة، متعدد المستويات، خمس مستويات، موج، الإستراتيجيات المثلية، مقوم التيار، التالي، التحكم الشعاعي.

Résumé :

notre travail contribue à la modélisation et à la commande d'une nouvelle structure de convertisseurs multiniveaux. C'est l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes. On a établi son modèle de fonctionnement sans à priori sur la commande en utilisant la méthode DESIGN associée aux réseaux de PETRI. Ensuite, on a proposé un modèle de connaissance en mode commandable en utilisant les fonctions de connexion des interrupteurs et des demi-bras, ainsi qu'un modèle de commande au sens des valeurs moyennes. Puis, plusieurs stratégies de commande MLI de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes sont proposées. ainsi, on a étudié la stabilité des sources de tensions d'entrée de cet onduleur. Enfin et comme application de cette étude, on a présenté les performances de la commande de vitesse de la machine asynchrone alimentée par différentes cascades : redresseur de courant-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

Mots clés : Machine asynchrone, Multiniveaux, Cinq niveaux, Onduleur, Stratégie MLI, Redresseur, Cascade, Commande vectorielle.

Abstract :

This work contribute to the modeling and control of a new structure of multilevel converters as the five-level diode clamp voltage source inverter. Firstly, we give the functioning model for this inverter without considering the control mode using the DESIGN method associated to the PETRI nets. After, we elaborate a knowledge model using connection functions of the switches and the half-arm. Also, we propose a control model. Next, we develop several PWM strategies to control five-level diode clamp VSI. Then, we have studied the stability of the different input DC voltage for this inverter. As application of this study, we have studied the performances of the speed control of the induction machine fed by several cascades : current rectifier-five-level diode clamp VSI.

Keywords : Induction machine, Multilevel, Five-level, VSI, PWM strategies, Current rectifier, Cascade, Field oriented control.



إهداء

إلى أمي ... إلى أمي ... إلى أمي ... وإلى أبي ...
إلى المرأة التي ستكون - إن شاء الله - أما لأولادي ...
إلى إخوتي وأختاي ...
إلى جميع أفراد عائلتي كل باسمه ...
إلى كل إخواني وزملائي أينما كانوا وحيشا وجدوا ...
إلى عمال م.و.م.ت والإقامة الجامعية بوراوي عمّار ...
إليك أنت ...

أهدي هذا العمل المتواضع

نبيل

REMERCIEMENTS

Ce travail a été effectué au sein du laboratoire d'Electronique de Puissance et Commande du Département du Génie Electrique de l'Ecole Nationale Polytechnique (ENP) sous la direction de Monsieur **E.M. BERKOUK** Docteur à l'ENP qu'il trouve ici l'expression de toute ma gratitude pour les conseils avisés et l'encouragement constant qu'il n'a cessé de me prodiguer tout au long de cette étude.

Mes remerciements les plus sincères sont adressés à Monsieur **F. BOUDJEMA**, Professeur à l'ENP, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant la présidence du jury de cette thèse.

Je remercie également Monsieur **M.S. BOUCHERIT**, Maître de Conférences à l'ENP, pour l'intérêt qu'il a porté à ce travail, en me faisant l'honneur de participer à ce jury.

Mes vifs remerciements vont aussi à Monsieur **L. NEZLI** Chargé de Cours à l'ENP, pour l'honneur qu'il m'a fait en participant dans ce jury.

Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance envers Monsieur **B. HÉMICI**, Chargé de Cours à l'ENP, pour avoir bien accepté de faire partie de ce jury.

J'exprime ma grande gratitude à Monsieur **H. CHEKIREB**, Chargé de Cours à l'ENP, pour l'intérêt qu'il a porté sur ce travail et pour avoir accepté de participer à ce jury.

Je ne saurais terminer sans remercier chaleureusement mes amis : **A. BOUDRIA**, **A. SLIMANI**, **M. BOUKHENIFER**, **N. RIZOUG**, **S. BOULEKHRECHER**, **F. HADJMILOUD**...

Enfin, que tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce travail, trouvent ici l'expression de ma très vive reconnaissance.

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

Sommaire

Introduction générale	1
------------------------------------	---

Chapitre I

Modélisation de la machine asynchrone triphasée

Introduction.....	3
I.1- Modèle de la machine asynchrone triphasée (MAS).....	3
I.1.1- Hypothèses simplificatrices.....	3
I.1.2- Equations électriques de la MAS.....	3
I.1.3- Equation mécanique de la MAS.....	4
I.2- Transformation de Park.....	5
• Conventions.....	5
I.3- Modélisation de la MAS dans le repère de Park.....	6
I.3.1- Choix du référentiel.....	7
I.3.1.1- Référentiel lié au stator.....	7
I.3.1.2- Référentiel lié au rotor.....	7
I.3.1.3- Référentiel lié au champ tournant.....	7
I.3.2- Mise sous forme d'équations d'état.....	8
I.4- Simulation et interprétation.....	8
CONCLUSION.....	9

Chapitre II

Modélisation de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes

INTRODUCTION.....	10
II.1- Modélisation du fonctionnement de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes.....	10
II.1.1- Structure de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes.....	10
II.1.2- Modélisation du fonctionnement d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes.....	10
II.1.2.1- Différentes configurations d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes.....	10
II.1.2.2- Cellule de commutation multi-tripôle.....	14
II.1.2.3- Réseau de Petri d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes.....	15
II.2- Modélisation en vue de la commande de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes.....	16
II.2.1- Hypothèses.....	16
II.2.2- Commandabilité des convertisseurs statiques.....	16
II.2.3- Fonction de connexion.....	18
II.2.4- Fonction génératrice de connexion.....	18
II.2.5- Commande complémentaire.....	18
II.2.6- Modèle de connaissance.....	19
• Relation de conversion simple.....	23
• Relation de conversion composée.....	23
II.2.7- Modèle de commande.....	24
II.2.8- Modèle de commande réduit.....	26
CONCLUSION.....	27

Chapitre III

Stratégies de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes

INTRODUCTION.....	28
III.1- Commande pleine onde.....	28
III.2- Commande par hystérésis en courant.....	29
III.3- Commande triangulo-sinusoidale à une seule porteuse.....	32
III.3.1- Principe.....	32
III.3.2- Caractéristiques de la modulation.....	32
III.3.3- Algorithme de commande.....	33

III.4- Commande triangulo-sinusoidale à une seule porteuse avec injection de l'harmonique trois.....	35
III.5- Commande triangulo-sinusoidale à quatre porteuses.....	37
III.5.1- Algorithme 1.....	37
a- Porteuses en dents de scie.....	37
b- Porteuses triangulaires.....	41
III.5.2- Algorithme 2.....	43
III.5.3- Algorithme 3.....	45
III.6- Commande triangulo-sinusoidale à quatre porteuses avec injection de l'harmonique trois.....	46
III.7- Modulation vectorielle.....	50
III.7.1- Principe.....	50
III.7.2- Algorithme de commande.....	51
III.8- Modulation calculée.....	53
CONCLUSION.....	57

Chapitre IV

Changeurs de fréquence utilisant l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes

INTRODUCTION.....	58
IV.1- Cascade d'une batterie-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS.....	58
IV.1.1- Modélisation du filtre intermédiaire.....	58
IV.1.2- Structure de la cascade.....	58
IV.2- Cascade d'un redresseur de courant triphasé à deux niveaux-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS.....	60
IV.2.1- Modélisation du redresseur de courant triphasé à deux niveaux.....	60
IV.2.1.1- Modèle de connaissance.....	61
IV.2.1.2- Stratégie de commande.....	61
IV.2.2- Modélisation du filtre intermédiaire.....	62
IV.2.3- Structure de la cascade.....	62
IV.3- Cascade d'un redresseur de courant triphasé à trois niveaux-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS.....	65
IV.3.1- Modélisation du redresseur de courant triphasé à trois niveaux.....	65
IV.3.1.1- Modèle de connaissance.....	65
IV.3.1.2- Stratégie de commande.....	66
IV.3.2- Modélisation du filtre intermédiaire.....	67
IV.3.3- Structure de la cascade.....	67
IV.4- Utilisation des onduleurs à cinq niveaux à diodes flottantes en redresseurs de courant.....	69
IV.4.1- Redresseur de courant triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.....	70
IV.4.2- Cascade d'un redresseur de courant triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS.....	72
IV.4.2.1- Modélisation du filtre intermédiaire.....	72
IV.4.2.2- Structure de la cascade.....	72
IV.5- Pont de clamping.....	75
IV.5.1- Cascade d'un redresseur de courant triphasé à deux niveaux-pont de clamping-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS.....	75
IV.5.1.1- Modélisation du pont de clamping.....	75
IV.5.1.2- Structure de la cascade.....	76
IV.5.2- Cascade d'un redresseur de courant triphasé à trois niveaux-pont de clamping-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS.....	78
IV.5.2.1- Modélisation du pont de clamping.....	78
IV.5.2.2- Structure de la cascade.....	79
IV.5.3- Cascade d'un redresseur de courant triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-pont de clamping-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS.....	81
IV.5.3.1- Modélisation du pont de clamping.....	81
IV.5.3.2- Structure de la cascade.....	82
CONCLUSION.....	84

Chapitre V

Asservissement des redresseurs des cascades à onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes

INTRODUCTION.....	85
V.1- Asservissement du redresseur de courant triphasé à deux niveaux.....	85
V.1.1.- Modèle de la boucle de tension.....	85
V.1.2- Dimensionnement du régulateur de tension.....	86
V.1.3- Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade d'un redresseur de courant triphasé à deux niveaux-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS.....	86
V.1.4- Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade d'un redresseur à deux niveaux- pont de clamping -onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS.....	88
V.2-Asservissement du redresseur de courant triphasé à trois niveaux.....	91
V.2.1- Modèle de la boucle de tension.....	91
V.2.2- Dimensionnement du régulateur de tension.....	92
V.2.3- Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade d'un redresseur de courant triphasé à trois niveaux-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS.....	92
V.2.4- Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade d'un redresseur à trois niveaux-pont de clamping-onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS.....	94
V.3-Asservissement du redresseur de courant triphasé à cinq niveaux.....	97
V.3.1- Modèle de la boucle de tension.....	97
V.3.2- Dimensionnement du régulateur de tension.....	98
V.3.3- Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade d'un redresseur de courant triphasé à cinq niveaux-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS.....	99
V.3.4- Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade d'un redresseur à cinq niveaux-pont de clamping-onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS.....	101
CONCLUSION.....	104

Chapitre VI

Commande de vitesse de la machine asynchrone triphasée

INTRODUCTION.....	105
VI.1- Principe de la commande par orientation du flux.....	105
VI.2- Les différents modèles mathématiques d'orientation du flux.....	105
VI.3- Les différentes méthodes de la commande vectorielle.....	106
VI.4- Réglage de vitesse de la machine asynchrone par la commande vectorielle indirecte.....	107
VI.4.1- Principe.....	107
VI.4.2- Structure de la commande.....	107
VI.5- Réglage de vitesse de la machine asynchrone alimentée par la cascade d'un redresseur de courant à deux niveaux-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.....	108
VI.6- Réglage de vitesse de la machine asynchrone alimentée par la cascade d'un redresseur à deux niveaux-pont de clamping-onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes avec asservissement du redresseur.....	108
VI.7- Réglage de vitesse de la machine asynchrone alimentée par la cascade d'un redresseur de courant à trois niveaux-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.....	109
VI.8- Réglage de vitesse de la machine asynchrone alimentée par la cascade d'un redresseur à trois niveaux-pont de clamping-onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes avec asservissement du redresseur.....	110
VI.9- Réglage de vitesse de la machine asynchrone alimentée par la cascade d'un redresseur de courant à cinq niveaux-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.....	111
VI.10- Réglage de vitesse de la machine asynchrone alimentée par la cascade d'un redresseur à cinq niveaux-pont de clamping-onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes avec asservissement du redresseur.....	112
CONCLUSION.....	113
Conclusion générale.....	114
Annexe.....	116
Références bibliographiques.....	117

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Introduction générale

Les actionneurs électriques tournants jouent un rôle très important dans l'industrie et particulièrement en traction électrique. Les performances demandées à ces actionneurs sont de plus en plus élevées : tant de point de vue de la dynamique de la vitesse que de la précision du couple délivré. La machine à courant continu a été la plus utilisée pour réaliser ces actionneurs. Sa commande est simple car les deux grandeurs couple-flux sont découplées. Néanmoins, la machine à courant continu possède de nombreux inconvénients liés à son collecteur mécanique. En effet, le collecteur limite la vitesse de rotation de la machine, augmente son encombrement, son coût de fabrication et d'entretien et interdit son emploi dans les milieux hostiles. En outre, les machines de très grande puissance sont difficiles à réaliser. En revanche, les machines à courant alternatif possèdent de nombreux avantages. L'absence du collecteur leur permet d'avoir un encombrement réduit, une fiabilité accrue, un coût de construction plus faible et une vitesse de fonctionnement élevée. La machine asynchrone est de conception simple, robuste et peu coûteuse à l'achat et à l'entretien. Elle supporte de fortes surcharges et peut aussi fonctionner dans des milieux critiques.

La commande des machines à courant alternatif nécessite une alimentation alternative capable de délivrer une tension la plus sinusoïdale possible et à fréquence et amplitude variables. Généralement, dans les applications industrielles, on utilise les onduleurs à deux niveaux. Ces convertisseurs sont limités en puissance et en tension de sortie. De même, les caractéristiques spectrales des tensions délivrées sont limitées. Pour remédier à ces problèmes, on utilise généralement des groupements en série ou en parallèle de ces onduleurs à deux niveaux.

Le développement des composants à semi-conducteurs a permis récemment l'apparition de nouvelles structures de convertisseurs DC/AC : onduleurs multiniveaux. Plusieurs structures sont proposées pour ces onduleurs, à savoir : les onduleurs multiniveaux à cellules imbriquées, à diodes flottantes et ceux à structure NPC. Dans le cadre de notre travail, on va s'intéresser aux onduleurs multiniveaux à diodes flottantes et particulièrement à l'onduleur de tension triphasé à cinq niveaux. Ce dernier permet d'augmenter la puissance délivrée à la charge grâce à sa topologie. Ainsi, il permet de générer une tension la plus sinusoïdale possible et d'améliorer le taux d'harmoniques grâce au nombre élevé de niveaux de tension offerts par la structure de ce nouveau convertisseur. L'utilisation de cet onduleur dans les domaines de forte puissance et/ou de haute tension permet de résoudre simultanément les difficultés relatives à l'encombrement et à la commande des groupements d'onduleurs à deux niveaux généralement utilisés dans ce type d'applications.

Dans une première partie, on rappelle le modèle de la machine asynchrone en vue d'une alimentation par convertisseurs statiques.

Ensuite, dans une deuxième partie, on développe le modèle de connaissance sans à priori sur la commande de l'onduleur en utilisant la méthode DESIGN associée aux réseaux de Petri. Pour un fonctionnement en mode commandable, on a proposé une commande complémentaire optimale de ce convertisseur. Dans ce cas de fonctionnement, on a développé son modèle de connaissance en utilisant les fonctions de connexion des interrupteurs et des demi-bras ainsi que son modèle en vue de la commande au sens des valeurs moyennes en utilisant la notion des fonctions génératrices.

La troisième partie est consacrée au développement des différentes stratégies MLI de ce nouvel onduleur. Ainsi, on a développé une dizaine de stratégies dont certaines sont destinées à une réalisation analogique et d'autres à une réalisation numérique. Les algorithmes et l'analyse des caractéristiques statiques de ces stratégies sont développés avec détail dans le mémoire et un tableau récapitulatif des différentes caractéristiques est également présenté.

Pour des applications de fortes puissances, généralement on n'utilise pas des batteries, mais des redresseurs. Pour ce faire, la quatrième partie est consacrée à l'étude du problème des sources d'alimentation continue de l'onduleur. Ainsi, on a étudié différents changeurs de fréquence ayant pour pont de sortie l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes. Cette étude montre le problème de l'instabilité des sources d'entrée de l'onduleur. Pour remédier à ce problème, on a proposé deux solutions :

- Utilisation d'un pont de clamping.
- Asservissement des tensions de sortie du redresseur d'entrée de l'onduleur avec ou sans le pont de clamping.

La dernière partie est consacrée à l'analyse des performances de la commande de vitesse par orientation du flux d'une machine asynchrone alimentée par les différents changeurs de fréquence étudiés.

Une conclusion clôturera ce travail.

Chapitre I

Modélisation de la machine asynchrone triphasee

INTRODUCTION :

La modélisation d'un système quelconque est indispensable lorsque nous voulons étudier une commande particulière de ce système. Dans notre travail, on va s'intéresser à la modélisation de la machine asynchrone triphasée.

La machine asynchrone n'est pas un système simple, car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, les courants de Foucault, l'effet pelliculaire ...etc. Cependant, nous n'allons pas tenir compte de ces phénomènes, car d'une part, leur formulation mathématique est difficile, d'autre part, leur incidence sur le comportement de la machine est considérée comme négligeable dans certaines conditions. Ceci nous permet d'obtenir des équations simples, qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine.

Le modèle de la machine asynchrone triphasée est un système de six équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. La résolution d'un tel système est difficile même avec l'utilisation de l'outil numérique. L'utilisation d'une transformation dite de Park, qui est un changement convenable des variables, permet de détourner cette difficulté.

I.1- Modèle de la machine asynchrone triphasée (MAS) :

I.1.1- Hypothèses simplificatrices :

La machine asynchrone, avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, et comme nous l'avons déjà soulevé, il est alors nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices [Barret.82][Caron.95][Seguier.81] :

- La machine est de constitution symétrique ;
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont tous négligés. Les relations entre les flux et les courants sont linéaires ;
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température ;
- On considère une densité de courant uniforme dans la section des conducteurs élémentaires, l'effet de peau est négligé ;
- On admet de plus que la force magnétomotrice créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale ;
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligé. Les inductances propres sont constantes et les inductances mutuelles sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre les axes rotorique et statorique.

I.1.2- Equations électriques de la MAS :

Avec les hypothèses citées ci-dessus, les équations des tensions des phases statoriques et rotoriques qui décrivent le fonctionnement de la machine s'écrivent comme suit [Barret.82][Caron.95][Seguier.81] :

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

Les flux sont donnés par :

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_{ss} \mathbf{I}_s] + [M_{sr} \mathbf{I}_r] \\ [\Phi_r] = [L_{rr} \mathbf{I}_r] + [M_{rs} \mathbf{I}_s] \end{cases} \quad (I.2)$$

avec :

$$\begin{aligned} [V_s] &= \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix}; [\mathbf{I}_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}; [\mathbf{I}_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \\ [L_{ss}] &= \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \end{aligned}$$

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

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

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

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s \mathbf{I}_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_{ss} \mathbf{I}_s] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr} \mathbf{I}_r] \} \\ [V_r] = [R_r \mathbf{I}_r] + \frac{d}{dt} \{ [L_{rr} \mathbf{I}_r] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs} \mathbf{I}_s] \} \end{cases} \quad (I.4)$$

I.1.3-Equation mécanique de la MAS :

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

$$C_{em} = p [\mathbf{I}_s]^t \frac{d}{d\theta} [M_{sr} \mathbf{I}_r] \quad (I.5)$$

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

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

La résolution analytique dans ce repère est très difficile car le système d'équations est à coefficients variables en fonction de θ (angle de rotation électrique de la machine). L'application d'une transformation dite de Park nous permet la résolution d'un tel système.

I.2- Transformation de Park :

La transformation de Park consiste à transformer un système triphasé (a,b,c) en un système diphasé équivalent (d,q) (Figure.I.1) [Barret.82][Caron.95][Seguier.81].

Les matrices de passage directe $[P(\theta)]$ et inverse $[P(\theta)]^{-1}$ sont ainsi définies comme suit :

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

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

et on a : $[X_d, X_q, X_o]^t = [P(\theta)][X_a, X_b, X_c]^t$. X : Peut être la tension, le courant ou le flux.

• **Conventions :**

La machine est représentée par trois phases statoriques A_s, B_s, C_s et trois phases rotoriques a_r, b_r, c_r (Figure.I.2).

On a $\omega = p\Omega = \frac{d\theta}{dt}$; $\theta_r = \theta_p - \theta$

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

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

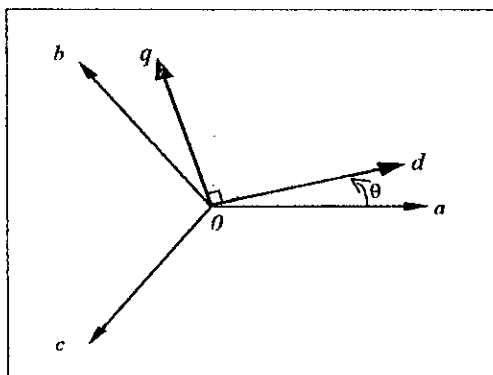


Figure.I.1- Systèmes d'axes triphasé (o, a, b, c) et diphasé (o, d, q) .

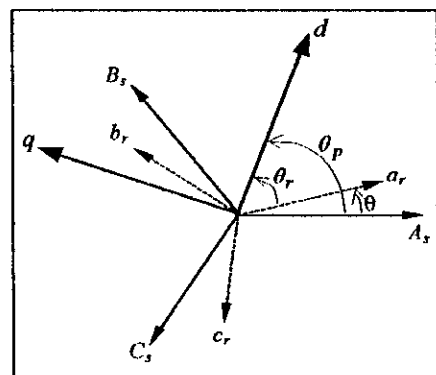


Figure.I.2- Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique.

I.3- Modélisation de la MAS dans le repère de Park :

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux un changement de variable en faisant intervenir l'angle entre les axes des enroulements et les nouveaux axes d et q . Ceci peut être interprété comme la substitution, aux enroulements réels (a_s, b_s, c_s) et (a_r, b_r, c_r) , des enroulements fictifs (d_s, q_s) et (d_r, q_r) , dont les axes magnétiques sont liés aux axes d et q (Figure.I.3) [Barret.82][Caron.95][Seguier.81].

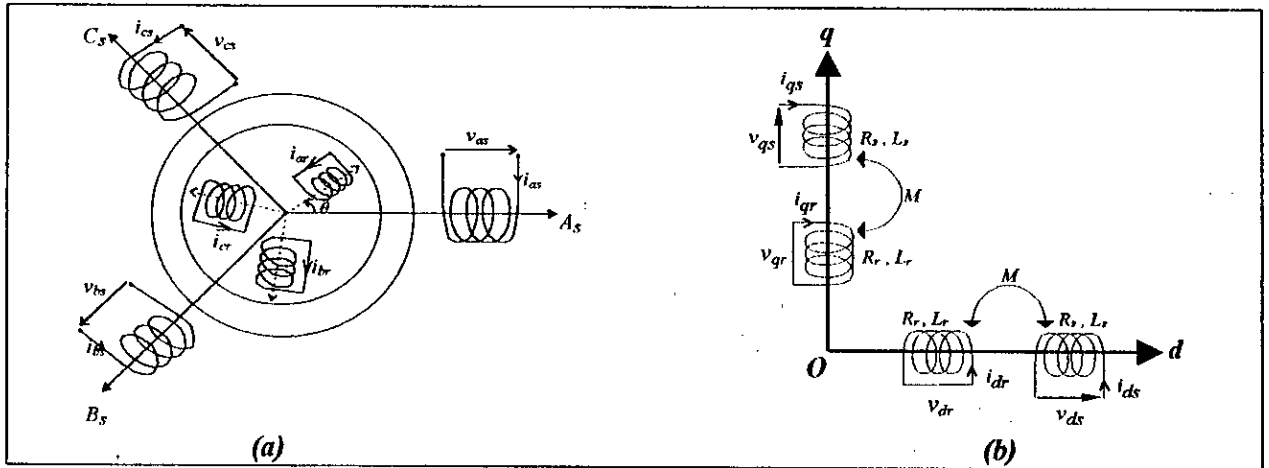


Figure.I.3- Représentation de la MAS dans l'espace électrique (a) et dans le repère de Park (b).

Dans le repère de Park (d, q) tournant à la vitesse angulaire $\omega_p = \frac{d\theta_p}{dt}$, les équations (I.1) et (I.2) s'écrivent :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_p \phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_p \phi_{ds} \end{cases} \quad (I.9)$$

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_p - \omega) \phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_p - \omega) \phi_{dr} \end{cases} \quad (I.10)$$

avec :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases} ; \begin{cases} \phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (I.11)$$

et :

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

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

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

I.3.1- Choix du référentiel :

Le référentiel est le système d'axes (d,q) associé à la vitesse de rotation choisie pour lui c'est à dire ω_p . Il y a trois types de référentiel intéressants. En pratique, le choix se fait en fonction du problème étudié [Barret.82][Caron.95][Seguier.81].

I.3.1.1- Référentiel lié au stator :

C'est le référentiel le mieux adopté pour travailler avec les grandeurs instantanées. Il se traduit par la condition :

$$\frac{d\theta_p}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -\omega \quad (\text{I.12})$$

I.3.1.2- Référentiel lié au rotor :

Il se traduit par la condition :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_p}{dt} = \omega \quad (\text{I.13})$$

I.3.1.3- Référentiel lié au champ tournant :

Dans ce cas : $\omega_p = \omega_s$ (ω_s : vitesse de synchronisme) :

$$\frac{d\theta_p}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} \Rightarrow \omega_p = \omega_s \quad (\text{I.14})$$

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

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} \end{cases}, \begin{cases} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \omega \phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - \omega \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

avec :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases}, \begin{cases} \phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases}, \begin{cases} \phi_{dm} = M (i_{ds} + i_{dr}) \\ \phi_{qm} = M (i_{qs} + i_{qr}) \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

$$\begin{cases} C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

I.3.2- Mise sous forme d'équations d'état :

On met le système d'équations (I.15) sous forme d'un système d'équations d'état comme suit [Caron.95] :

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX + DU \end{cases} \quad (I.15)$$

avec : $\begin{cases} X: \text{Vecteur d'état} \\ U: \text{Vecteur d'entrée} \\ Y: \text{Vecteur de sortie} \end{cases}$

On peut choisir le vecteur X indifféremment. On prend :

$$X = (i_{ds}, i_{qs}, \phi_{dr}, \phi_{qr})^t \quad (I.16)$$

Après un calcul matriciel, on aboutit au système suivant :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (I.17)$$

avec :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) & 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \frac{M}{L_r T_r} & \frac{1}{\sigma L_s} \omega \frac{M}{L_r} \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) & -\frac{1}{\sigma L_s} \omega \frac{M}{L_r} & \frac{1}{\sigma L_s} \frac{M}{L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} ; \quad U = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix}$$

I.4- Simulation et interprétation :

Lors du démarrage à vide, on remarque l'importance des courants statoriques qui peuvent être à l'origine de la destruction de la machine par sur-échauffement en cas de répétitions excessives. Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique.

La machine alimentée en tension est caractérisée par un démarrage rapide. Le couple électromagnétique se stabilise à une valeur qui compense les pertes par frottements (0.2 N.m) lors du fonctionnement à vide. Le flux rotorique atteint la valeur de 1.14 Wb . Le courant statorique est sinusoïdal et sa valeur de crête est de 3.6 A .

En appliquant une charge nominale ($C_r=10 \text{ N.m}$), on remarque que le couple augmente pour compenser le couple de rappel. La vitesse chute à 1420 tr/mn qui est la vitesse nominale de la machine.

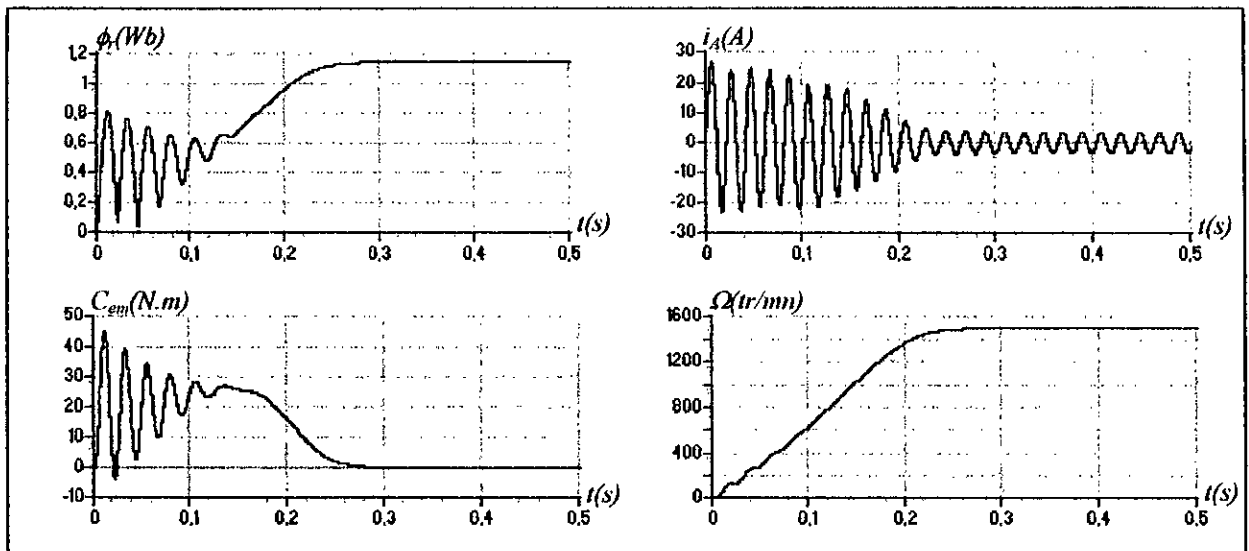


Figure.I.4- Les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée à vide.

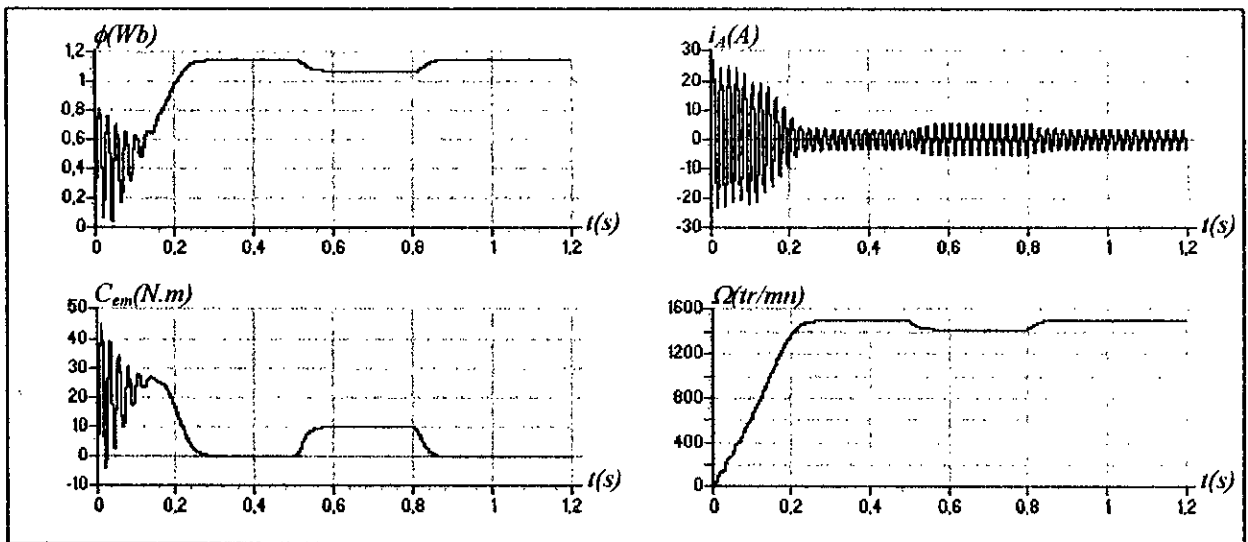


Figure.I.5- Les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée avec application d'une charge ($C_r = C_n = 10 \text{ N.m}$).

CONCLUSION :

Dans ce chapitre, on a pu établir un modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.

Cela nous a permis d'établir un modèle de Park qui réduit le système d'état électrique de la machine de six à quatre équations.

Chapitre II

Modélisation de l'onduleur triphase à cinq niveaux à diodes flottantes

INTRODUCTION :

Dans le chapitre précédent, on a élaboré un modèle mathématique de la MAS triphasée. L'alimentation de cette machine est assurée généralement par des onduleurs à deux niveaux de faible et moyenne tension et puissance. Pour des fortes puissances et hautes tensions, on utilise généralement des groupements de ces derniers. Pour remédier aux problèmes de ces groupements, une nouvelle structure d'onduleur est proposée, à savoir l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes.

Plusieurs études sont faites sur les onduleurs de tension à deux niveaux, aussi bien du point de vue modélisation que stratégies de commande [Berkouk.95.1][Pradeep.83][Yo.96], et presque tous les travaux développés sur les onduleurs de tension multiniveaux sont partis à l'origine des résultats connus sur les onduleurs de tensions à deux niveaux.

Dans ce chapitre, on développera le modèle de connaissance ainsi que le modèle de commande d'un onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

N.B. : Dans ce mémoire, on utilise le mot **onduleur** tout court au lieu d'**onduleur de tension**.

II.1- Modélisation du fonctionnement de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes :

II.1.1- Structure de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes :

L'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes étudié (Figure.II.1) est constitué de trois (3) bras et quatre (4) sources de tension continue. Chaque bras comporte huit (8) interrupteurs en série et douze (12) diodes. Chaque interrupteur est composé d'un transistor et d'une diode montés en tête bêche [Jih.96].

II.1.2- Modélisation du fonctionnement d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes :

Grâce à la symétrie de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes, on procède par bras (Figure.II.2). Ainsi, on définit en premier lieu un modèle global d'un bras sans à priori sur la commande. Ensuite, on déduit celui de l'onduleur complet.

Afin d'élaborer un modèle de fonctionnement de cet onduleur sans à priori sur la commande, on représente chaque paire transistor (T_{ks})-diode (D_{ks}) par un seul interrupteur bidirectionnel en courant TD_{ks} (Figure.II.3).

II.1.2.1- Différentes configurations d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes :

Une analyse topologique d'un bras de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes montre neuf (9) configurations possibles pour ce dernier (Figures.II.4). Le tableau (II.1) donne les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations (Avec M origine des potentiels et V_{kM} le potentiel du nœud k du bras k).

N.B. : Pour la configuration E_0 , le potentiel de V_{kM} dépend de la charge de l'onduleur.

Les réceptivités de transition entre les différentes configurations d'un bras sont fonction logique entre :

- Une commande externe B_{ks} qui est l'ordre d'amorçage ou de blocage du semi-conducteur T_{ks} .
- Une commande interne définie par les signes du courant du bras et des tensions aux bornes du semi-conducteur.

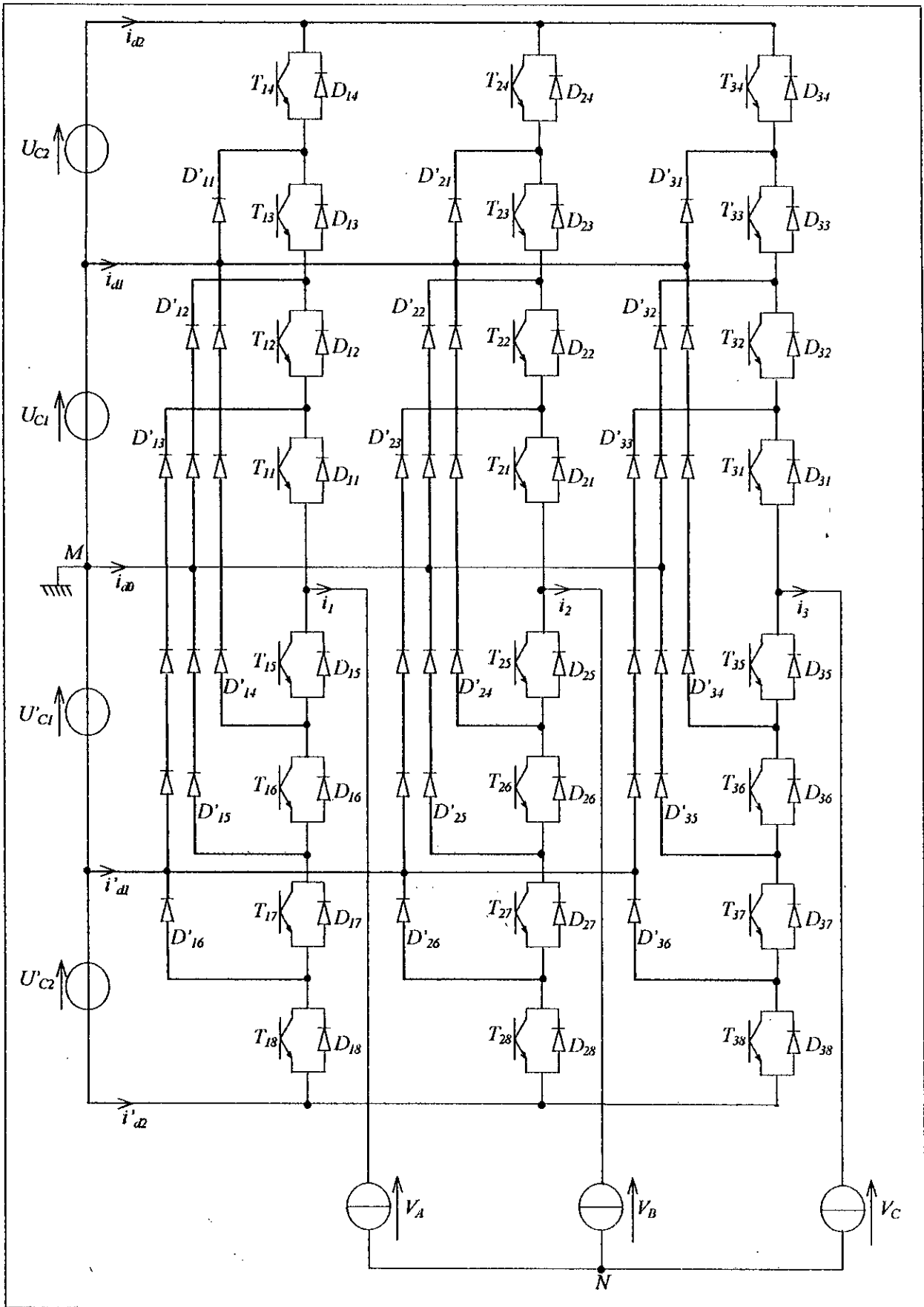


Figure.II.1- Structure de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

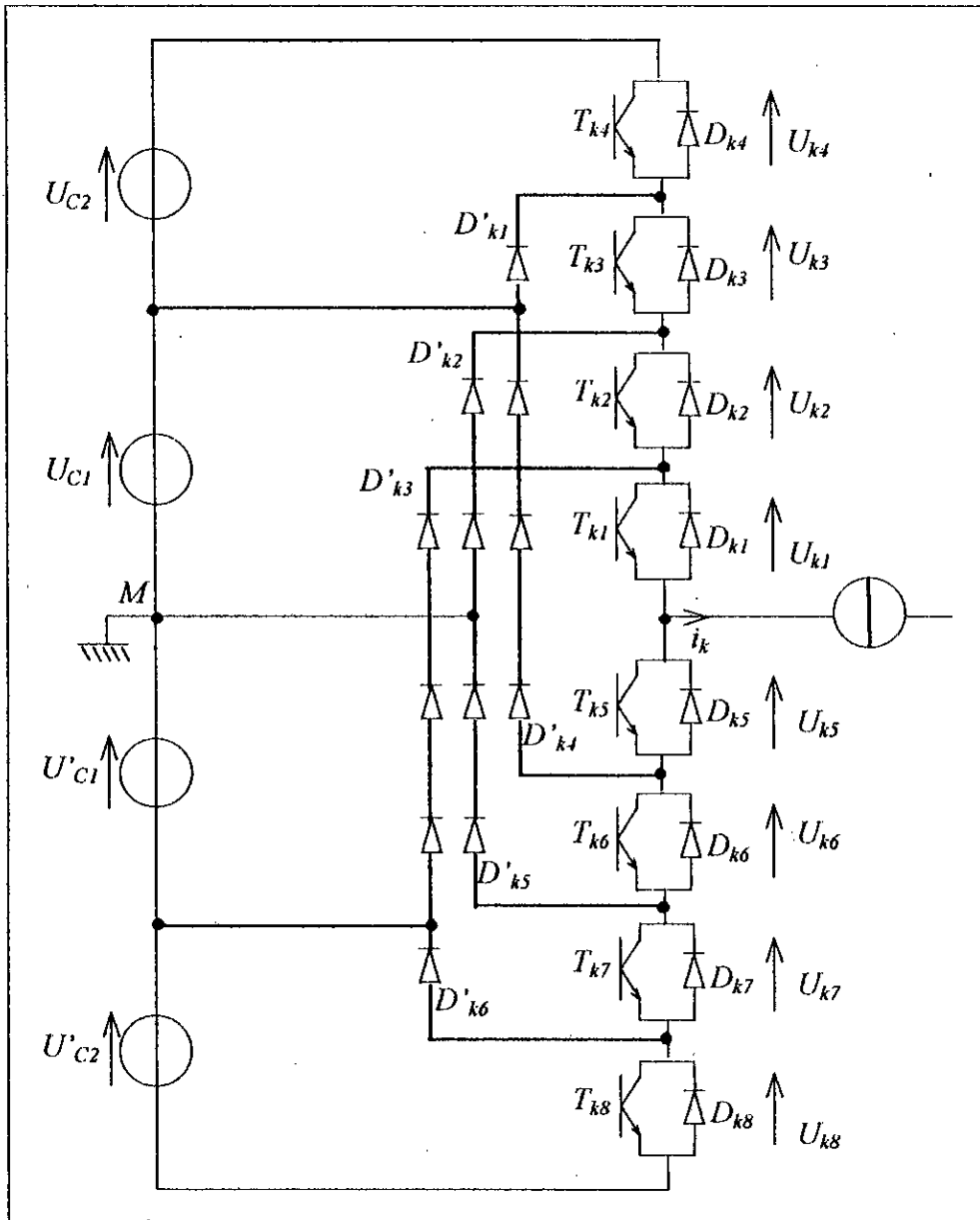


Figure.II.2- Structure d'un bras k de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

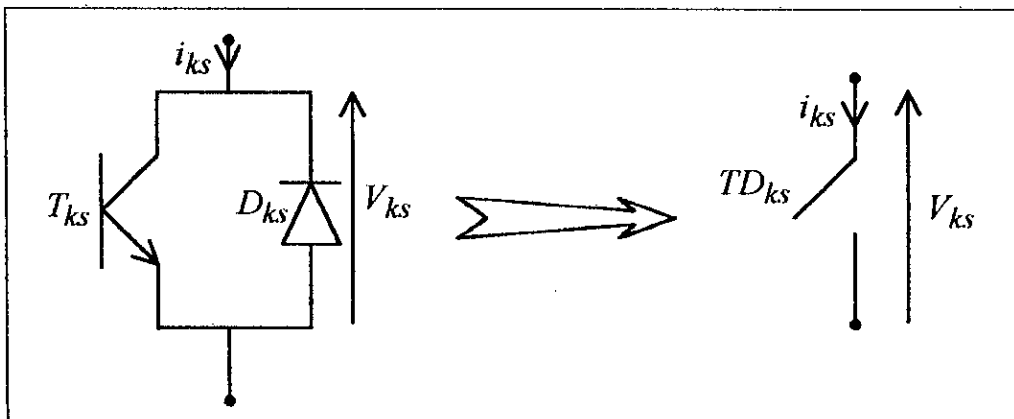


Figure.II.3- Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire transistor-diode.

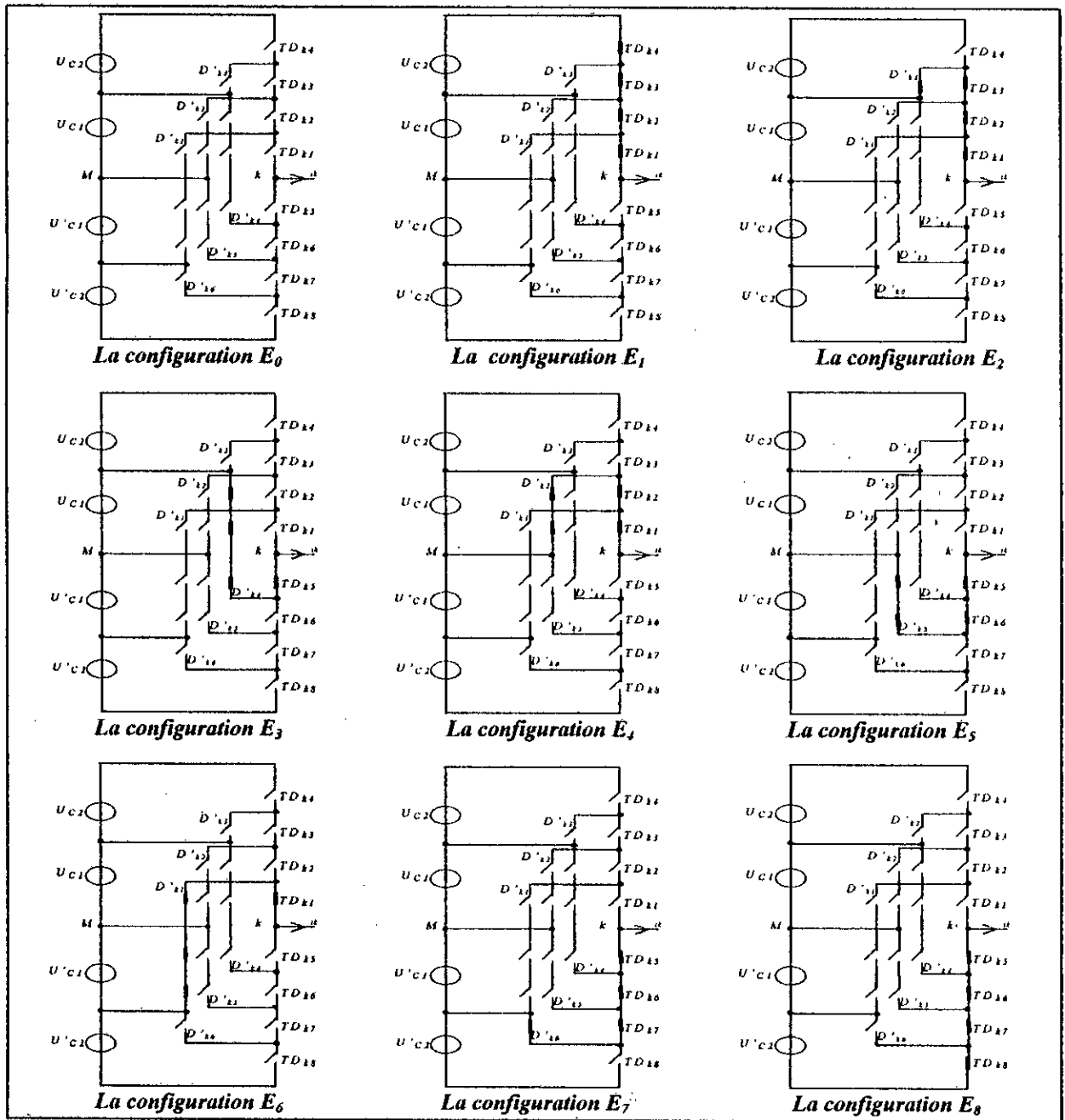


Figure.II.4- Les différentes configurations possibles pour un bras k de l'onduleur.

Configuration	Grandeurs électriques
E_0	$i_k = 0$
E_1	$V_{kM} = (U_{c1} + U_{c2}) = 2U_c$
E_2	$V_{kM} = U_{c1} = U_c$
E_3	$V_{kM} = U_{c1} = U_c$
E_4	$V_{kM} = 0$
E_5	$V_{kM} = 0$
E_6	$V_{kM} = -U_{c3} = -U_c$
E_7	$V_{kM} = -U_{c3} = -U_c$
E_8	$V_{kM} = (-U_{c3} - U_{c4}) = -2U_c$

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

II.1.2.2- Cellule de commutation multi-tripôle :

Chaque bras k de l'onduleur à cinq niveaux constitue une cellule de commutation multi-tripôle [Hautier.92]. Les semi-conducteurs de cette cellule se combinent pour donner plusieurs cellules tripôles (Figure.II.5). Donc les transitions entre les différentes configurations d'un bras font intervenir, comme pour les onduleurs à deux niveaux et à trois niveaux, des commutations type dipôle ou tripôle simple. L'élaboration du modèle d'un bras d'onduleur à cinq niveaux se trouve ainsi facile.

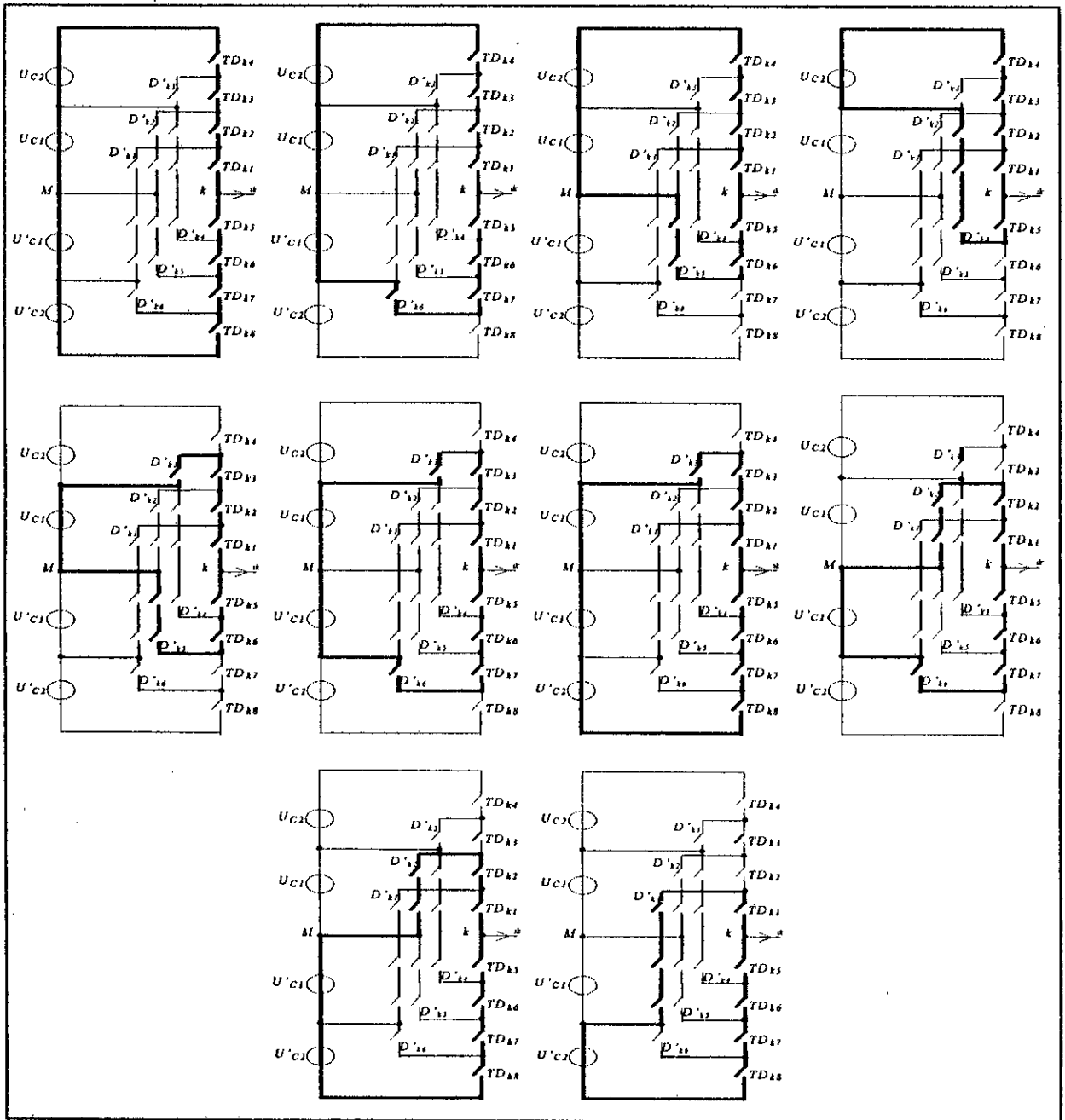


Figure.II.5- Les cellules tripôles d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes.

II.1.2.3- Réseau de Petri d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes :

Les transitions entre les différentes configurations donnent le réseau de Petri (Figure.II.6) [Hautier.89][Yan.93]. La variable R_{mn} intervenant dans ce réseau représente la réceptivité de transition de la configuration E_m à la configuration E_n . Ces différentes variables sont explicitées ci-dessous :

$$R_{01} = [(U_{k1} > 0 \& B_{k1}) \text{ et } (U_{k2} > 0 \& B_{k2}) \text{ et } (U_{k3} > 0 \& B_{k3}) \text{ et } (U_{k4} > 0 \& B_{k4})] \\ \text{ou } [(U_{k1} < 0) \text{ et } (U_{k2} < 0) \text{ et } (U_{k3} < 0) \text{ et } (U_{k4} < 0)]$$

$$R_{02} = [(U_{k1} > 0 \& B_{k1}) \text{ et } (U_{k2} > 0 \& B_{k2}) \text{ et } (U_{k3} > 0 \& B_{k3}) \text{ et } \overline{B_{k4}}]$$

$$R_{03} = [(U_{k5} > 0 \& B_{k5}) \text{ et } \overline{B_{k6}}]$$

$$R_{04} = [(U_{k1} > 0 \& B_{k1}) \text{ et } (U_{k2} > 0 \& B_{k2}) \text{ et } \overline{B_{k3}}]$$

$$R_{05} = [(U_{k5} > 0 \& B_{k5}) \text{ et } (U_{k6} > 0 \& B_{k6}) \text{ et } \overline{B_{k7}}]$$

$$R_{06} = [(U_{k1} > 0 \& B_{k1}) \text{ et } \overline{B_{k3}}]$$

$$R_{07} = [(U_{k5} > 0 \& B_{k5}) \text{ et } (U_{k6} > 0 \& B_{k6}) \text{ et } (U_{k7} > 0 \& B_{k7}) \text{ et } \overline{B_{k8}}]$$

$$R_{08} = [(U_{k5} > 0 \& B_{k5}) \text{ et } (U_{k6} > 0 \& B_{k6}) \text{ et } (U_{k7} > 0 \& B_{k7}) \text{ et } (U_{k8} > 0 \& B_{k8})] \\ \text{ou } [(U_{k5} < 0) \text{ et } (U_{k6} < 0) \text{ et } (U_{k7} < 0) \text{ et } (U_{k8} < 0)]$$

$$R_{10} = (i_k = 0)$$

$$R_{12} = [(i_k > 0) \text{ et } (B_{k1} \& B_{k2} \& B_{k3} \& \overline{B_{k4}})]$$

$$R_{13} = [(i_k < 0) \text{ et } (B_{k5} \& \overline{B_{k6}})]$$

$$R_{14} = [(i_k > 0) \text{ et } (B_{k1} \& B_{k2} \& \overline{B_{k3}})]$$

$$R_{15} = [(i_k < 0) \text{ et } (B_{k5} \& B_{k6} \& \overline{B_{k7}})]$$

$$R_{16} = [(i_k > 0) \text{ et } (B_{k1} \& \overline{B_{k2}})]$$

$$R_{17} = [(i_k < 0) \text{ et } (B_{k5} \& B_{k6} \& B_{k7} \& \overline{B_{k8}})]$$

$$R_{18} = [(i_k > 0) \text{ et } \overline{B_{k1}}] \text{ ou } [(i_k < 0) \text{ et } (B_{k5} \& B_{k6} \& B_{k7} \& B_{k8})]$$

$$R_{20} = (i_k = 0)$$

$$R_{21} = [(i_k > 0) \text{ et } (B_{k1} \& B_{k2} \& B_{k3} \& B_{k4})]$$

$$R_{23} = \text{impossible}$$

$$R_{24} = [(i_k > 0) \text{ et } (B_{k1} \& B_{k2} \& \overline{B_{k3}})]$$

$$R_{25} = \text{impossible}$$

$$R_{26} = [(i_k > 0) \text{ et } (B_{k1} \& \overline{B_{k2}})]$$

$$R_{27} = \text{impossible}$$

$$R_{28} = [(i_k > 0) \text{ et } \overline{B_{k1}}]$$

$$R_{30} = (i_k = 0)$$

$$R_{31} = [(i_k < 0) \text{ et } \overline{B_{k5}}]$$

$$R_{32} = \text{impossible}$$

$$R_{34} = \text{impossible}$$

$$R_{35} = [(i_k < 0) \text{ et } (B_{k5} \& B_{k6} \& \overline{B_{k7}})]$$

$$R_{36} = \text{impossible}$$

$$R_{37} = [(i_k < 0) \text{ et } (B_{k5} \& B_{k6} \& B_{k7} \& \overline{B_{k8}})]$$

$$R_{38} = [(i_k < 0) \text{ et } (B_{k5} \& B_{k6} \& B_{k7} \& B_{k8})]$$

$$\begin{aligned}
R_{40} &= (i_k=0) \\
R_{41} &= [(i_k > 0) \text{ et } (B_{k1} \& B_{k2} \& B_{k3} \& \overline{B_{k4}})] \\
R_{42} &= [(i_k > 0) \text{ et } (B_{k1} \& B_{k2} \& B_{k3} \& \overline{B_{k4}})] \\
R_{43} &= \text{impossible} \\
R_{45} &= \text{impossible} \\
R_{46} &= [(i_k > 0) \text{ et } (B_{k1} \& \overline{B_{k2}})] \\
R_{47} &= \text{impossible} \\
R_{48} &= [(i_k > 0) \text{ et } \overline{B_{k1}}] \\
R_{50} &= (i_k=0) \\
R_{51} &= [(i_k < 0) \text{ et } \overline{B_{k5}}] \\
R_{52} &= \text{impossible} \\
R_{53} &= [(i_k < 0) \text{ et } (B_{k5} \& \overline{B_{k6}})] \\
R_{54} &= \text{impossible} \\
R_{56} &= \text{impossible} \\
R_{57} &= [(i_k < 0) \text{ et } (B_{k5} \& B_{k6} \& B_{k7} \& \overline{B_{k8}})] \\
R_{58} &= [(i_k < 0) \text{ et } (B_{k5} \& B_{k6} \& B_{k7} \& B_{k8})] \\
R_{60} &= (i_k=0) \\
R_{61} &= (i_k > 0) \text{ et } (B_{k1} \& B_{k2} \& B_{k3} \& \overline{B_{k4}}) \\
R_{62} &= (i_k > 0) \text{ et } (B_{k1} \& B_{k2} \& B_{k3} \& \overline{B_{k4}}) \\
R_{63} &= \text{impossible} \\
R_{64} &= (i_k > 0) \text{ et } (B_{k1} \& B_{k2} \& \overline{B_{k8}}) \\
R_{65} &= \text{impossible} \\
R_{67} &= \text{impossible} \\
R_{68} &= (i_k > 0) \text{ et } (\overline{B_{k1}}) \\
R_{70} &= (i_k=0) \\
R_{71} &= (i_k < 0) \text{ et } (\overline{B_{k5}}) \\
R_{72} &= \text{impossible} \\
R_{73} &= (i_k < 0) \text{ et } (B_{k5} \& \overline{B_{k6}}) \\
R_{74} &= \text{impossible} \\
R_{75} &= (i_k < 0) \text{ et } (B_{k5} \& B_{k6} \& \overline{B_{k7}}) \\
R_{76} &= \text{impossible} \\
R_{78} &= (i_k < 0) \text{ et } (B_{k5} \& B_{k6} \& B_{k7} \& B_{k8}) \\
R_{80} &= \text{impossible} \\
R_{81} &= (i_k > 0) \text{ et } (B_{k1} \& B_{k2} \& B_{k3} \& \overline{B_{k4}}) \\
R_{82} &= (i_k > 0) \text{ et } (B_{k1} \& B_{k2} \& B_{k3} \& \overline{B_{k4}}) \\
R_{83} &= (i_k < 0) \text{ et } (B_{k1} \& \overline{B_{k2}}) \\
R_{84} &= (i_k > 0) \text{ et } (B_{k1} \& B_{k2} \& \overline{B_{k8}}) \\
R_{85} &= (i_k < 0) \text{ et } (B_{k5} \& B_{k6} \& \overline{B_{k7}}) \\
R_{86} &= (i_k > 0) \text{ et } (B_{k1} \& \overline{B_{k2}}) \\
R_{87} &= [(i_k < 0) \text{ et } (B_{k5} \& B_{k6} \& B_{k7} \& \overline{B_{k8}})]
\end{aligned}$$

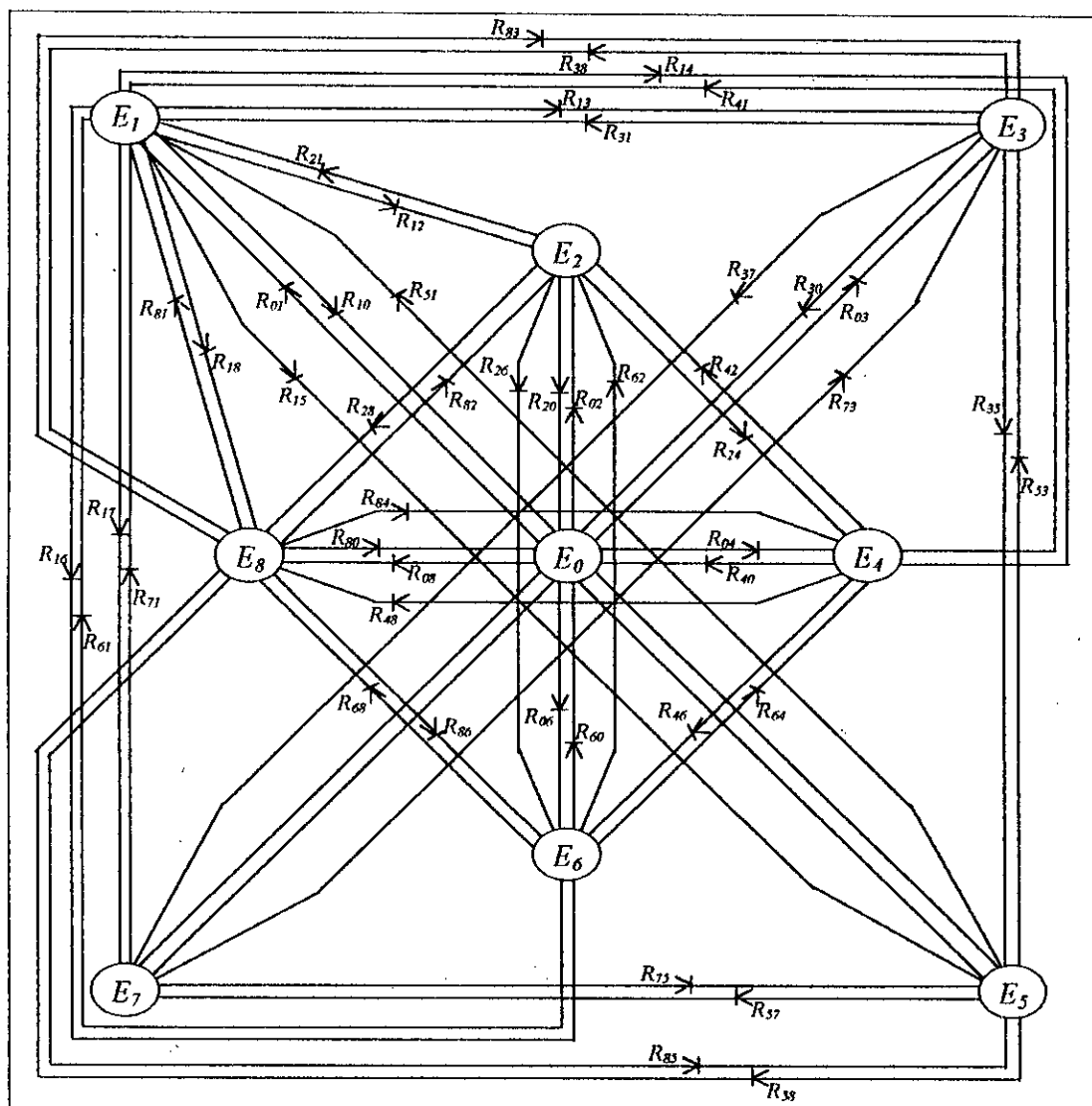


Figure.II.6- Réseau de Petri série du fonctionnement d'un bras de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

II.2- Modélisation en vue de la commande de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes :

II.2.1- Hypothèses [Berkouk.95.1][Chauvet.90] :

- L'alimentation en tension de l'onduleur est considérée comme parfaite. 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 ($U_{c1} = U_{c2} = U'_{c1} = U'_{c2} = U_c$).
- 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.

II.2.2- Commandabilité des convertisseurs statiques :

Un convertisseur statique est dit en mode commandable, si les transitions entre ses différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe et non plus des commandes internes [Berkouk.95.1][Chauvet.90][Guillaud.94]. On suppose dans la suite que cette condition est toujours vérifiée. Dans ces conditions, on peut définir la notion de fonction de connexion.

II.2.3- Fonction de connexion :

Chaque interrupteur TD_{ks} introduit une fonction de connexion F_{ks} , qui décrit son état ouvert ou fermé tel que [Chauvet.90][Seguier.89.2] :

$$F_{ks} = \begin{cases} 1 & \text{si l'interrupteur } TD_{ks} \text{ est fermé.} \\ 0 & \text{dans le cas contraire.} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

II.2.4- Fonction génératrice de connexion :

La fonction génératrice de connexion F_{ksg} est une fonction continue qui représente la valeur moyenne de la fonction discontinue de connexion F_{ks} sur une période de commutation T_c supposée infiniment petite. Elle est donnée par l'expression suivante :

$$F_{ksg} = \left[\frac{1}{T_c} \int_{nT_c}^{(n+1)T_c} F_{ks}(\tau) d\tau \right] \in [0,1] \quad \text{avec } n \in N \text{ et } T_c \rightarrow 0. \quad (\text{II.2})$$

II.2.5- Commande complémentaire :

Pour éviter des courts-circuits des sources de tension par conduction de plusieurs interrupteurs, et pour que le convertisseur soit totalement commandable, on adopte une commande complémentaire. Pour un bras k de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes et en mode commandable, on définit la commande complémentaire comme suit :

$$\begin{cases} B_{k5} = \overline{B_{k4}} \\ B_{k6} = \overline{B_{k3}} \\ B_{k7} = \overline{B_{k2}} \\ B_{k8} = \overline{B_{k1}} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Avec B_{ks} commande de base du transistor T_{ks} de ce bras k . Ainsi, avec cette commande complémentaire, les fonctions de connexion des interrupteurs du bras k sont liées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{k5} = 1 - F_{k4} \\ F_{k6} = 1 - F_{k3} \\ F_{k7} = 1 - F_{k2} \\ F_{k8} = 1 - F_{k1} \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Pour l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes, on définit en plus une fonction de connexion du demi-bras interne (notée F_{km}^b) et une autre fonction de connexion du demi-bras externe (notée F_{km}^b) avec :

k : numéro du bras.

$m = 1$ pour le demi-bras du haut, et $m = 0$ pour le demi-bras du bas.

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

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \cdot F_{k3} \cdot F_{k4} \\ F_{k0}^b = F_{k5} \cdot F_{k6} \cdot F_{k7} \cdot F_{k8} \end{cases}, \begin{cases} F_{k1}^{b'} = F_{k1} \cdot F_{k2} \cdot F_{k3} \cdot (1 - F_{k4}) \\ F_{k0}^{b'} = F_{k5} \cdot F_{k6} \cdot F_{k7} \cdot (1 - F_{k8}) \end{cases} \quad (II.5)$$

Avec la commande complémentaire et en mode commandable, le réseau de Petri du fonctionnement d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes se simplifie de neuf à cinq places (Figure.II.7).

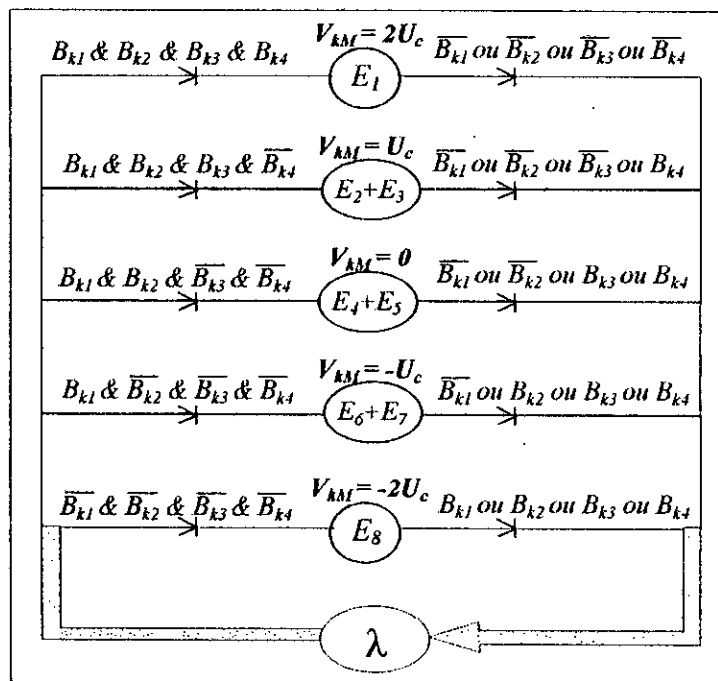


Figure.II.7- Réseau de Petri parallèle d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes en mode commandable.

V_{kM}	F_{k1}	F_{k2}	F_{k3}	F_{k4}
$2.U_c$	1	1	1	1
U_c	1	1	1	0
0	1	1	0	0
$-U_c$	1	0	0	0
$-2.U_c$	0	0	0	0

Tableau.II.2- Table d'excitation des interrupteurs de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

II.2.6- Modèle de connaissance :

Cette modélisation sera effectuée en considérant l'association de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes avec une charge triphasée couplée en étoile avec neutre isolé. Dans notre cas particulier, cette charge sera une machine asynchrone triphasée. On va tout d'abord définir les notations et les hypothèses qu'on a utilisé :

- Tensions simples aux bornes de chaque phase de la charge : V_A, V_B, V_C .
- Tensions entre les points milieux de chaque bras de l'onduleur et le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur : V_{AM}, V_{BM}, V_{CM} .
- Tension entre le point neutre de la charge N et le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur M : V_{NM} .
- Charge triphasée couplée en étoile avec neutre isolé :

$$\begin{cases} V_A + V_B + V_C = 0 \\ i_1 + i_2 + i_3 = 0 \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Les potentiels des nœuds A, B et C de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes par rapport au point milieu M sont donnés par le système suivant :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}F_{12}F_{13}(1-F_{14})U_{C1} + F_{11}F_{12}F_{13}F_{14}(U_{C1} + U_{C2}) - F_{15}F_{16}F_{17}(1-F_{18})U'_{C1} - F_{15}F_{16}F_{17}F_{18}(U'_{C1} + U'_{C2}) \\ V_{BM} = F_{21}F_{22}F_{23}(1-F_{24})U_{C1} + F_{21}F_{22}F_{23}F_{24}(U_{C1} + U_{C2}) - F_{25}F_{26}F_{27}(1-F_{28})U'_{C1} - F_{25}F_{26}F_{27}F_{28}(U'_{C1} + U'_{C2}) \\ V_{CM} = F_{31}F_{32}F_{33}(1-F_{34})U_{C1} + F_{31}F_{32}F_{33}F_{34}(U_{C1} + U_{C2}) - F_{35}F_{36}F_{37}(1-F_{38})U'_{C1} - F_{35}F_{36}F_{37}F_{38}(U'_{C1} + U'_{C2}) \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

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

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11}F_{12}F_{13}F_{14} \\ F_{10}^b = F_{15}F_{16}F_{17}F_{18} \end{cases}, \begin{cases} F_{21}^b = F_{21}F_{22}F_{23}F_{24} \\ F_{20}^b = F_{25}F_{26}F_{27}F_{28} \end{cases}, \begin{cases} F_{31}^b = F_{31}F_{32}F_{33}F_{34} \\ F_{30}^b = F_{35}F_{36}F_{37}F_{38} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

$$\begin{cases} F_{11}^{b'} = F_{11}F_{12}F_{13}(1-F_{14}) \\ F_{10}^{b'} = F_{15}F_{16}F_{17}(1-F_{18}) \end{cases}, \begin{cases} F_{21}^{b'} = F_{21}F_{22}F_{23}(1-F_{24}) \\ F_{20}^{b'} = F_{25}F_{26}F_{27}(1-F_{28}) \end{cases}, \begin{cases} F_{31}^{b'} = F_{31}F_{32}F_{33}(1-F_{34}) \\ F_{30}^{b'} = F_{35}F_{36}F_{37}(1-F_{38}) \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

En introduisant ces fonctions dans le système (II.7), on aboutit au système suivant :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}^{b'}U_{C1} + F_{11}^b(U_{C1} + U_{C2}) - F_{10}^{b'}U'_{C1} - F_{10}^b(U'_{C1} + U'_{C2}) \\ V_{BM} = F_{21}^{b'}U_{C1} + F_{21}^b(U_{C1} + U_{C2}) - F_{20}^{b'}U'_{C1} - F_{20}^b(U'_{C1} + U'_{C2}) \\ V_{CM} = F_{31}^{b'}U_{C1} + F_{31}^b(U_{C1} + U_{C2}) - F_{30}^{b'}U'_{C1} - F_{30}^b(U'_{C1} + U'_{C2}) \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Ce système peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}^{b'} + F_{11}^b \\ F_{21}^{b'} + F_{21}^b \\ F_{31}^{b'} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C2} - \begin{bmatrix} F_{10}^{b'} + F_{10}^b \\ F_{20}^{b'} + F_{20}^b \\ F_{30}^{b'} + F_{30}^b \end{bmatrix} U'_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U'_{C2} \quad (\text{II.11})$$

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

Dans le cas où $U_{c1} = U_{c2} = U'_{c1} = U'_{c2} = U_c$, la relation (II.11) se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}^{b'} + 2F_{11}^b - F_{10}^{b'} - 2F_{10}^b \\ F_{21}^{b'} + 2F_{21}^b - F_{20}^{b'} - 2F_{20}^b \\ F_{31}^{b'} + 2F_{31}^b - F_{30}^{b'} - 2F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad (\text{II.12})$$

Les équations des mailles du système source-onduleur-charge donnent :

$$V_{AM} + V_{BM} + V_{CM} = V_A + V_B + V_C + 3V_{NM} \quad (\text{II.13})$$

La relation (II.6) et (II.13) permettent d'exprimer :

$$V_{NM} = \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) \quad (\text{II.14})$$

Les tensions simples aux bornes de la charge sont :

$$\begin{cases} V_A = V_{AM} - V_{NM} = \frac{1}{3}(2V_{AM} - V_{BM} - V_{CM}) \\ V_B = V_{BM} - V_{NM} = \frac{1}{3}(-V_{AM} + 2V_{BM} - V_{CM}) \\ V_C = V_{CM} - V_{NM} = \frac{1}{3}(-V_{AM} - V_{BM} + 2V_{CM}) \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

A partir des relations (II.11) et (II.15), on obtient le système matriciel donnant les expressions des tensions simples aux bornes de la charge :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^{b'} + F_{11}^b \\ F_{21}^{b'} + F_{21}^b \\ F_{31}^{b'} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C2} - \begin{bmatrix} F_{10}^{b'} + F_{10}^b \\ F_{20}^{b'} + F_{20}^b \\ F_{30}^{b'} + F_{30}^b \end{bmatrix} U'_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U'_{C2} \right\} \quad (\text{II.16})$$

Dans le cas où $U_{c1} = U_{c2} = U'_{c1} = U'_{c2} = U_c$, la relation (II.16) se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^{b'} + 2F_{11}^b - F_{10}^{b'} - 2F_{10}^b \\ F_{21}^{b'} + 2F_{21}^b - F_{20}^{b'} - 2F_{20}^b \\ F_{31}^{b'} + 2F_{31}^b - F_{30}^{b'} - 2F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad (\text{II.17})$$

Les différentes tensions composées de l'onduleur triphasé à cinq niveaux s'expriment comme suit :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

En introduisant les fonctions de connexion des demi-bras et des interrupteurs, on obtient le système matriciel suivant :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^{b'} + F_{11}^b \\ F_{21}^{b'} + F_{21}^b \\ F_{31}^{b'} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C2} - \begin{bmatrix} F_{10}^{b'} + F_{10}^b \\ F_{20}^{b'} + F_{20}^b \\ F_{30}^{b'} + F_{30}^b \end{bmatrix} U'_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U'_{C2} \right\} \quad (\text{II.19})$$

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

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^{b'} + 2F_{11}^b - F_{10}^{b'} - 2F_{10}^b \\ F_{21}^{b'} + 2F_{21}^b - F_{20}^{b'} - 2F_{20}^b \\ F_{31}^{b'} + 2F_{31}^b - F_{30}^{b'} - 2F_{30}^b \end{bmatrix} U_c \quad (\text{II.20})$$

Ainsi les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes s'expriment en fonction des courants de la charge et des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11}F_{12}F_{13}(1 - F_{14})i_1 + F_{21}F_{22}F_{23}(1 - F_{24})i_2 + F_{31}F_{32}F_{33}(1 - F_{34})i_3 \\ i_{d2} = F_{11}F_{12}F_{13}F_{14}i_1 + F_{21}F_{22}F_{23}F_{24}i_2 + F_{31}F_{32}F_{33}F_{34}i_3 \\ i'_{d1} = F_{15}F_{16}F_{17}(1 - F_{18})i_1 + F_{25}F_{26}F_{27}(1 - F_{28})i_2 + F_{35}F_{36}F_{37}(1 - F_{38})i_3 \\ i'_{d2} = F_{15}F_{16}F_{17}F_{18}i_1 + F_{25}F_{26}F_{27}F_{28}i_2 + F_{35}F_{36}F_{37}F_{38}i_3 \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

En remplaçant les fonctions de connexion des interrupteurs par les fonctions de connexion des demi-bras, le système (II.21) devient :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11}^{b'}i_1 + F_{21}^{b'}i_2 + F_{31}^{b'}i_3 \\ i_{d2} = F_{11}^b i_1 + F_{21}^b i_2 + F_{31}^b i_3 \\ i'_{d1} = F_{10}^{b'}i_1 + F_{20}^{b'}i_2 + F_{30}^{b'}i_3 \\ i'_{d2} = F_{10}^b i_1 + F_{20}^b i_2 + F_{30}^b i_3 \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

Le courant i_{d0} s'exprime en fonction des courants d'entrée et des courants de charge par la relation :

$$i_{d0} + i_{d1} + i_{d2} + i'_{d1} + i'_{d2} = i_1 + i_2 + i_3 \quad (\text{II.23})$$

Les relations (II.6) et (II.23) permettent d'écrire :

$$i_{d0} = -(i_{d1} + i_{d2} + i'_{d1} + i'_{d2}) \quad (\text{II.24})$$

D'où l'expression du courant i_{d0} :

$$i_{d0} = -(F_{11}^{b'} + F_{11}^b + F_{10}^{b'} + F_{10}^b)i_1 - (F_{21}^{b'} + F_{21}^b + F_{20}^{b'} + F_{20}^b)i_2 - (F_{31}^{b'} + F_{31}^b + F_{30}^{b'} + F_{30}^b)i_3 \quad (\text{II.25})$$

Pour l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes, on définit son vecteur d'état par : $[U_{c1} \ U_{c2} \ U'_{c1} \ U'_{c2} \ i_1 \ i_2 \ i_3]^t$ et ses entrées internes par $[V_A \ V_B \ V_C \ i_{d1} \ i_{d2} \ i'_{d1} \ i'_{d2} \ i_{d0}]^t$ ou $[U_{AB} \ U_{BC} \ U_{CA} \ i_{d1} \ i_{d2} \ i'_{d1} \ i'_{d2} \ i_{d0}]^t$.

• **Relation de conversion simple :**

Cette relation est définie comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i'_{d1} \\ i'_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \\ U'_{c1} \\ U'_{c2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \tag{II.26}$$

On appellera $[N(t)]$ donnée par (II.30) matrice de conversion simple.

• **Relation de conversion composée :**

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i'_{d1} \\ i'_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [M(t)] \begin{bmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \\ U'_{c1} \\ U'_{c2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \tag{II.27}$$

$[M(t)]$ donnée par (II.31) est appelée matrice de conversion composée.

La figure (II.8) montre le modèle de connaissance global de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes en mode commandable associé à sa source de tension d'entrée et sa charge triphasée. On distingue :

- **La partie commande** qui est représentée par le réseau de Petri du fonctionnement de l'onduleur triphasé en mode commandable (Figure.II.7). Cette partie génère la matrice de conversion en utilisant la relation (II.30).
- **La partie opérative** qui est constituée :
 - * D'un **bloc discontinu** délivrant les entrées internes générées par le convertisseur à partir de ses variables d'état et de la matrice de conversion.
 - * D'un **bloc continu** qui représente le modèle d'état de la charge de l'onduleur et de sa source de tension d'entrée.

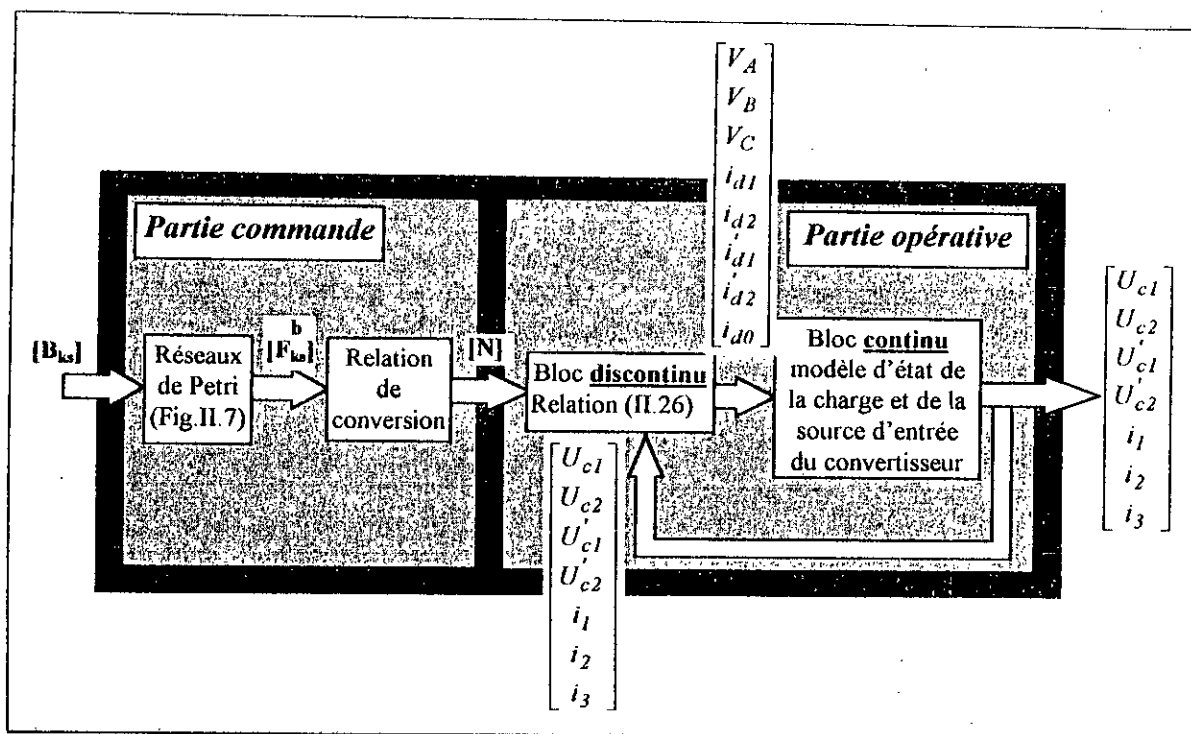


Figure.II.8- Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

II.2.7- Modèle de commande :

Le modèle de connaissance global présenté précédemment (Figure.II.8) est bien adapté à la simulation, et donc à la validation des stratégies de commande. Pour l'adapter à la commande de l'onduleur par un ordinateur numérique, on définit un modèle de commande en utilisant la notion de fonction génératrice (II.2). Cette notion consiste à découper le fonctionnement de l'onduleur en intervalles de temps réguliers qui définissent la période de fonctionnement de l'onduleur qu'on notera T_c . L'utilisation de ces fonctions génératrices permet une modélisation aux valeurs moyennes du bloc discontinu du modèle de connaissance. Ainsi, les relations (II.26) et (II.27) de l'onduleur triphasé à cinq niveaux deviennent respectivement (II.28) et (II.29) avec $[N_g(t)]$ et $[M_g(t)]$ données par (II.32) et (II.33) sont respectivement la matrice génératrice de conversion simple et composée.

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i'_{d1} \\ i'_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [N_g(t)] \begin{bmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \\ U'_{c1} \\ U'_{c2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (II.28) ;$$

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i'_{d1} \\ i'_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [M_g(t)] \begin{bmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \\ U'_{c1} \\ U'_{c2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (II.29)$$

La figure (II.9) présente le modèle de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes. Les grandeurs de ce modèle sont toutes continues.

$$[N(t)] = \begin{bmatrix} \frac{1}{3}[2(F_{11}^b + F_{11}^b) - (F_{21}^b + F_{21}^b) - (F_{31}^b + F_{31}^b)] & \frac{1}{3}[2F_{11}^b - F_{21}^b - F_{31}^b] & -\frac{1}{3}[2(F_{10}^b + F_{10}^b) - (F_{20}^b + F_{20}^b) - (F_{30}^b + F_{30}^b)] & -\frac{1}{3}[2F_{10}^b - F_{20}^b - F_{30}^b] & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{3}[-(F_{11}^b + F_{11}^b) + 2(F_{21}^b + F_{21}^b) - (F_{31}^b + F_{31}^b)] & \frac{1}{3}[-F_{11}^b + 2F_{21}^b - F_{31}^b] & -\frac{1}{3}[(F_{10}^b + F_{10}^b) + 2(F_{20}^b + F_{20}^b) - (F_{30}^b + F_{30}^b)] & -\frac{1}{3}[-F_{10}^b + 2F_{20}^b - F_{30}^b] & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{3}[-(F_{11}^b + F_{11}^b) - (F_{21}^b + F_{21}^b) + 2(F_{31}^b + F_{31}^b)] & \frac{1}{3}[-F_{11}^b - F_{21}^b + 2F_{31}^b] & -\frac{1}{3}[(F_{10}^b + F_{10}^b) - (F_{20}^b + F_{20}^b) + 2(F_{30}^b + F_{30}^b)] & -\frac{1}{3}[-F_{10}^b - F_{20}^b + 2F_{30}^b] & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{21}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -[F_{11}^b + F_{11}^b + F_{10}^b + F_{10}^b] & -[F_{21}^b + F_{21}^b + F_{20}^b + F_{20}^b] & -[F_{31}^b + F_{31}^b + F_{30}^b + F_{30}^b] \end{bmatrix} \quad (II.30)$$

$$[M(t)] = \begin{bmatrix} [F_{11}^b + F_{11}^b] - (F_{21}^b + F_{21}^b) & [F_{11}^b - F_{21}^b] & -[(F_{10}^b + F_{10}^b) - (F_{20}^b + F_{20}^b)] & -[F_{10}^b - F_{20}^b] & 0 & 0 & 0 \\ [F_{21}^b + F_{21}^b] - (F_{31}^b + F_{31}^b) & [F_{21}^b - F_{31}^b] & -[(F_{20}^b + F_{20}^b) - (F_{30}^b + F_{30}^b)] & -[F_{20}^b - F_{30}^b] & 0 & 0 & 0 \\ [-(F_{11}^b + F_{11}^b) + 2(F_{31}^b + F_{31}^b)] & [-F_{11}^b + F_{31}^b] & -[(F_{10}^b + F_{10}^b) + (F_{30}^b + F_{30}^b)] & -[F_{10}^b + F_{30}^b] & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & -[F_{11}^b + F_{11}^b + F_{10}^b + F_{10}^b] & -[F_{21}^b + F_{21}^b + F_{20}^b + F_{20}^b] & -[F_{31}^b + F_{31}^b + F_{30}^b + F_{30}^b] \end{bmatrix} \quad (II.31)$$

$$[N_g(t)] = \begin{bmatrix} \frac{1}{3}[2(F_{11g}^b + F_{11g}^b) - (F_{21g}^b + F_{21g}^b) - (F_{31g}^b + F_{31g}^b)] & \frac{1}{3}[2F_{11g}^b - F_{21g}^b - F_{31g}^b] & -\frac{1}{3}[2(F_{10g}^b + F_{10g}^b) - (F_{20g}^b + F_{20g}^b) - (F_{30g}^b + F_{30g}^b)] & -\frac{1}{3}[2F_{10g}^b - F_{20g}^b - F_{30g}^b] & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{3}[-(F_{11g}^b + F_{11g}^b) + 2(F_{21g}^b + F_{21g}^b) - (F_{31g}^b + F_{31g}^b)] & \frac{1}{3}[-F_{11g}^b + 2F_{21g}^b - F_{31g}^b] & -\frac{1}{3}[(F_{10g}^b + F_{10g}^b) + 2(F_{20g}^b + F_{20g}^b) - (F_{30g}^b + F_{30g}^b)] & -\frac{1}{3}[-F_{10g}^b + 2F_{20g}^b - F_{30g}^b] & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{3}[-(F_{11g}^b + F_{11g}^b) - (F_{21g}^b + F_{21g}^b) + 2(F_{31g}^b + F_{31g}^b)] & \frac{1}{3}[-F_{11g}^b - F_{21g}^b + 2F_{31g}^b] & -\frac{1}{3}[(F_{10g}^b + F_{10g}^b) - (F_{20g}^b + F_{20g}^b) + 2(F_{30g}^b + F_{30g}^b)] & -\frac{1}{3}[-F_{10g}^b - F_{20g}^b + 2F_{30g}^b] & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{21g}^b & F_{21g}^b & F_{31g}^b \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{11g}^b & F_{21g}^b & F_{31g}^b \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{10g}^b & F_{20g}^b & F_{30g}^b \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{10g}^b & F_{20g}^b & F_{30g}^b \\ 0 & 0 & -[F_{11g}^b + F_{11g}^b + F_{10g}^b + F_{10g}^b] & -[F_{21g}^b + F_{21g}^b + F_{20g}^b + F_{20g}^b] & -[F_{31g}^b + F_{31g}^b + F_{30g}^b + F_{30g}^b] \end{bmatrix} \quad (II.32)$$

$$[M_g(t)] = \begin{bmatrix} [F_{11g}^b + F_{11g}^b] - (F_{21g}^b + F_{21g}^b) & [F_{11g}^b - F_{21g}^b] & -[(F_{10g}^b + F_{10g}^b) - (F_{20g}^b + F_{20g}^b)] & -[F_{10g}^b - F_{20g}^b] & 0 & 0 & 0 \\ [F_{21g}^b + F_{21g}^b] - (F_{31g}^b + F_{31g}^b) & [F_{21g}^b - F_{31g}^b] & -[(F_{20g}^b + F_{20g}^b) - (F_{30g}^b + F_{30g}^b)] & -[F_{20g}^b - F_{30g}^b] & 0 & 0 & 0 \\ [-(F_{11g}^b + F_{11g}^b) + 2(F_{31g}^b + F_{31g}^b)] & [-F_{11g}^b + F_{31g}^b] & -[(F_{10g}^b + F_{10g}^b) + (F_{30g}^b + F_{30g}^b)] & -[F_{10g}^b + F_{30g}^b] & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{11g}^b & F_{21g}^b & F_{31g}^b \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{11g}^b & F_{21g}^b & F_{31g}^b \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{10g}^b & F_{20g}^b & F_{30g}^b \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{10g}^b & F_{20g}^b & F_{30g}^b \\ 0 & 0 & -[F_{11g}^b + F_{11g}^b + F_{10g}^b + F_{10g}^b] & -[F_{21g}^b + F_{21g}^b + F_{20g}^b + F_{20g}^b] & -[F_{31g}^b + F_{31g}^b + F_{30g}^b + F_{30g}^b] \end{bmatrix} \quad (II.33)$$

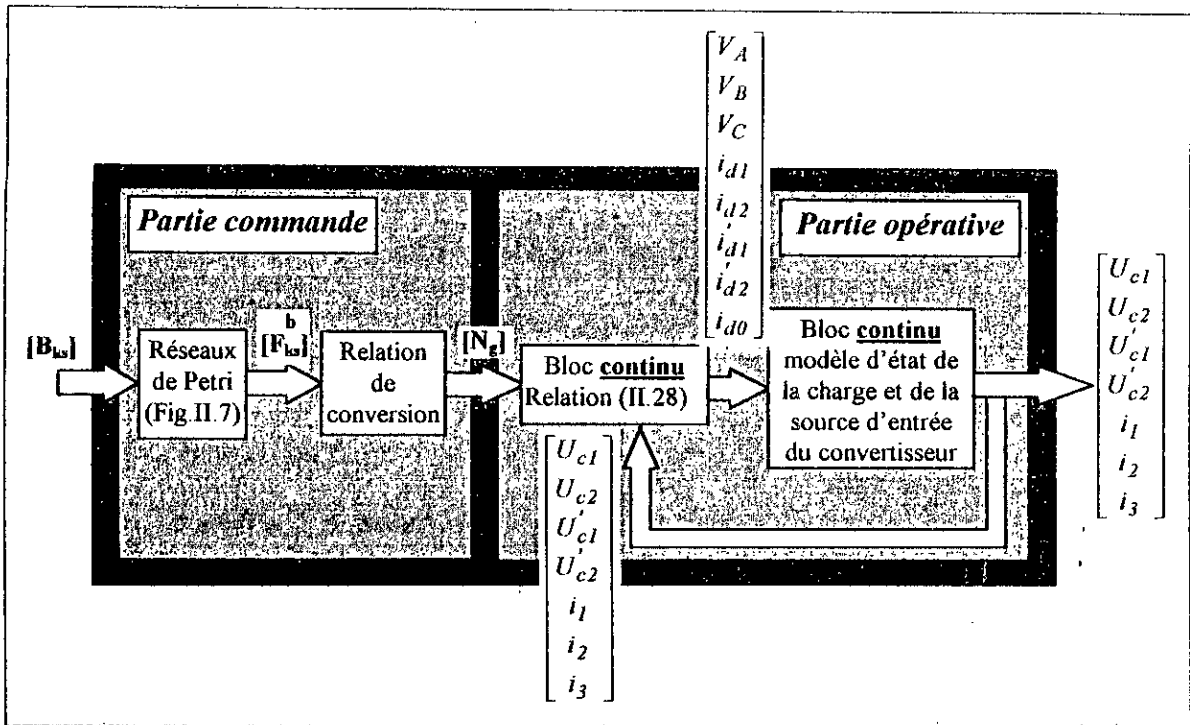


Figure II.9- Modèle de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

II.2.8- Modèle de commande réduit :

Comme le neutre de la charge de l'onduleur est isolé, on a :

$$\begin{cases} V_A + V_B + V_C = 0 \\ U_{AB} + U_{BC} + U_{CA} = 0 \\ i_1 + i_2 + i_3 = 0 \\ i_{d1} + i_{d2} + i'_{d1} + i'_{d2} + i_{d0} = 0 \end{cases} \quad (II.34)$$

Ce qui nous donne :

$$\begin{cases} V_C = -(V_A + V_B) \\ U_{CA} = -(U_{AB} + U_{BC}) \\ i_3 = -(i_1 + i_2) \\ i_{d0} = -(i_{d1} + i_{d2} + i'_{d1} + i'_{d2}) \end{cases} \quad (II.35)$$

Et avec l'hypothèse $U_{c1} = U_{c2} = U'_{c1} = U'_{c2} = U_c$, les systèmes (II.28) et (II.29) peuvent être réduit aux systèmes suivants :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i'_{d1} \\ i'_{d2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N_{rg}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_C \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (II.36)$$

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i'_{d1} \\ i'_{d2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{rg}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_C \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (II.37)$$

On appellera $[N_{rg}(t)]$ et $[M_{rg}(t)]$ données par (II.38) et (II.39) respectivement la matrice réduite de conversion simple et composée.

$$[N_{rg}(t)] = \begin{bmatrix} \frac{1}{3}[2(F_{11}^{b'} + 2F_{11}^b - F_{10}^{b'} - 2F_{10}^b) - (F_{21}^{b'} + 2F_{21}^b - F_{20}^{b'} - 2F_{20}^b) - (F_{31}^{b'} + 2F_{31}^b - F_{30}^{b'} - 2F_{30}^b)] & 0 & 0 \\ \frac{1}{3}[-(F_{11}^{b'} + 2F_{11}^b - F_{10}^{b'} - 2F_{10}^b) + 2(F_{21}^{b'} + 2F_{21}^b - F_{20}^{b'} - 2F_{20}^b) - (F_{31}^{b'} + 2F_{31}^b - F_{30}^{b'} - 2F_{30}^b)] & 0 & 0 \\ 0 & (F_{11}^{b'} - F_{31}^{b'}) & (F_{21}^{b'} - F_{31}^{b'}) \\ 0 & (F_{11}^b - F_{31}^b) & (F_{21}^b - F_{31}^b) \\ 0 & (F_{10}^{b'} - F_{30}^{b'}) & (F_{20}^{b'} - F_{30}^{b'}) \\ 0 & (F_{10}^b - F_{30}^b) & (F_{20}^b - F_{30}^b) \end{bmatrix} \quad (II.38)$$

$$[M_{rg}(t)] = \begin{bmatrix} [(F_{11}^{b'} + 2F_{11}^b - F_{10}^{b'} - 2F_{10}^b) - (F_{21}^{b'} + 2F_{21}^b - F_{20}^{b'} - 2F_{20}^b)] & 0 & 0 \\ [(F_{21}^{b'} + 2F_{21}^b - F_{20}^{b'} - 2F_{20}^b) - (F_{31}^{b'} + 2F_{31}^b - F_{30}^{b'} - 2F_{30}^b)] & 0 & 0 \\ 0 & (F_{11}^{b'} - F_{31}^{b'}) & (F_{21}^{b'} - F_{31}^{b'}) \\ 0 & (F_{11}^b - F_{31}^b) & (F_{21}^b - F_{31}^b) \\ 0 & (F_{10}^{b'} - F_{30}^{b'}) & (F_{20}^{b'} - F_{30}^{b'}) \\ 0 & (F_{10}^b - F_{30}^b) & (F_{20}^b - F_{30}^b) \end{bmatrix} \quad (II.39)$$

CONCLUSION :

Dans ce chapitre, on a présenté le modèle de fonctionnement de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes sans à priori sur la commande en utilisant le réseau de Petri.

En vue de la commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes, on a élaboré son modèle sans à priori sur la source de tension et de courant. On a montré qu'en utilisant les fonctions génératrices, on aboutit à un modèle homogène où toutes ses grandeurs sont continues.

L'utilisation des fonctions de connexion des demi-bras de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, nous a permis d'avoir l'analogie entre les tensions de sortie de l'onduleur à cinq niveaux et celles à deux niveaux. On a montré également que l'onduleur triphasé à cinq niveaux est la mise en série de quatre onduleurs à deux niveaux et donc de deux onduleurs à trois niveaux.

Chapitre III

***Stratégies de commande de
l'onduleur triphasé à cinq
niveaux à diodes flottantes***

INTRODUCTION :

Le développement rapide des algorithmes de commande très performants des machines à courant alternatif impose des moyens de réglage tout aussi performants des tensions et de fréquence d'alimentation de ces machines. Afin de générer une source de tension la plus sinusoïdale possible, différentes stratégies de commande ont été proposées.

Dans ce chapitre, on étudiera les différentes stratégies de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes. Ces stratégies sont des extensions de celles des onduleurs à deux niveaux. L'analyse de ces différentes stratégies sera basée sur les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par cet onduleur et sur la bande de réglage et le taux d'harmoniques des tensions de sortie. Ainsi, on présentera les différentes stratégies suivantes :

- Commande pleine onde.
- Commande par hystérésis en courant.
- Commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse.
- Commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse avec injection de l'harmonique trois.
- Commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses (3 algorithmes).
- Commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses avec injection de l'harmonique trois.
- Modulation vectorielle.
- Modulation calculée.

III.1- Commande pleine onde :

Cette stratégie consiste à générer un système de tensions dont les fondamentaux constituent un système triphasé équilibré [Seguier.89.2]. La figure (III.1) représente les séquences de commande des interrupteurs de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

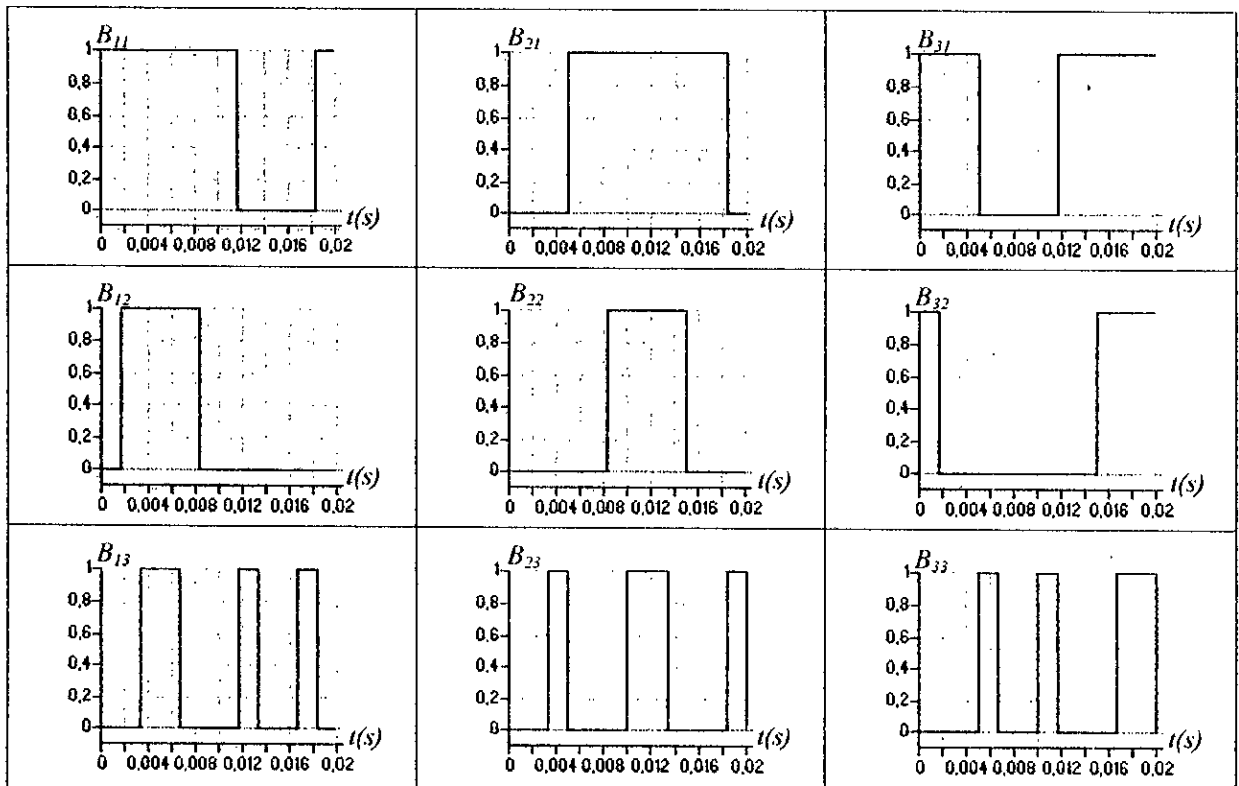


Figure III.1- Séquence de commande des interrupteurs pour la stratégie de commande pleine onde de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

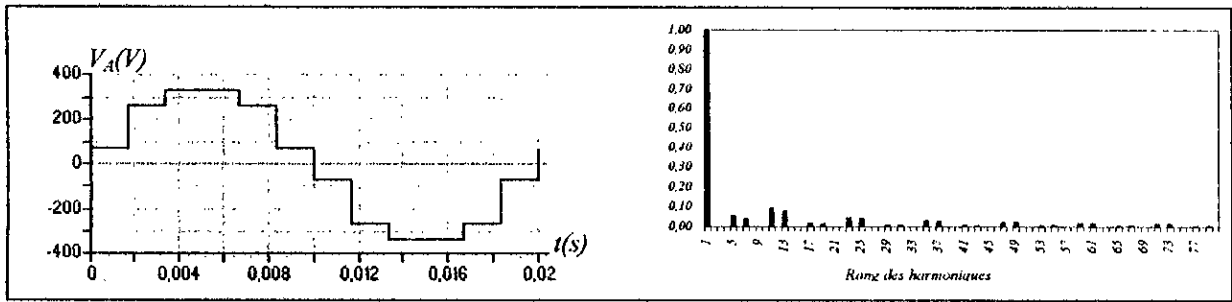


Figure.III.2- La tension simple V_A et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes commandé par la stratégie pleine onde.

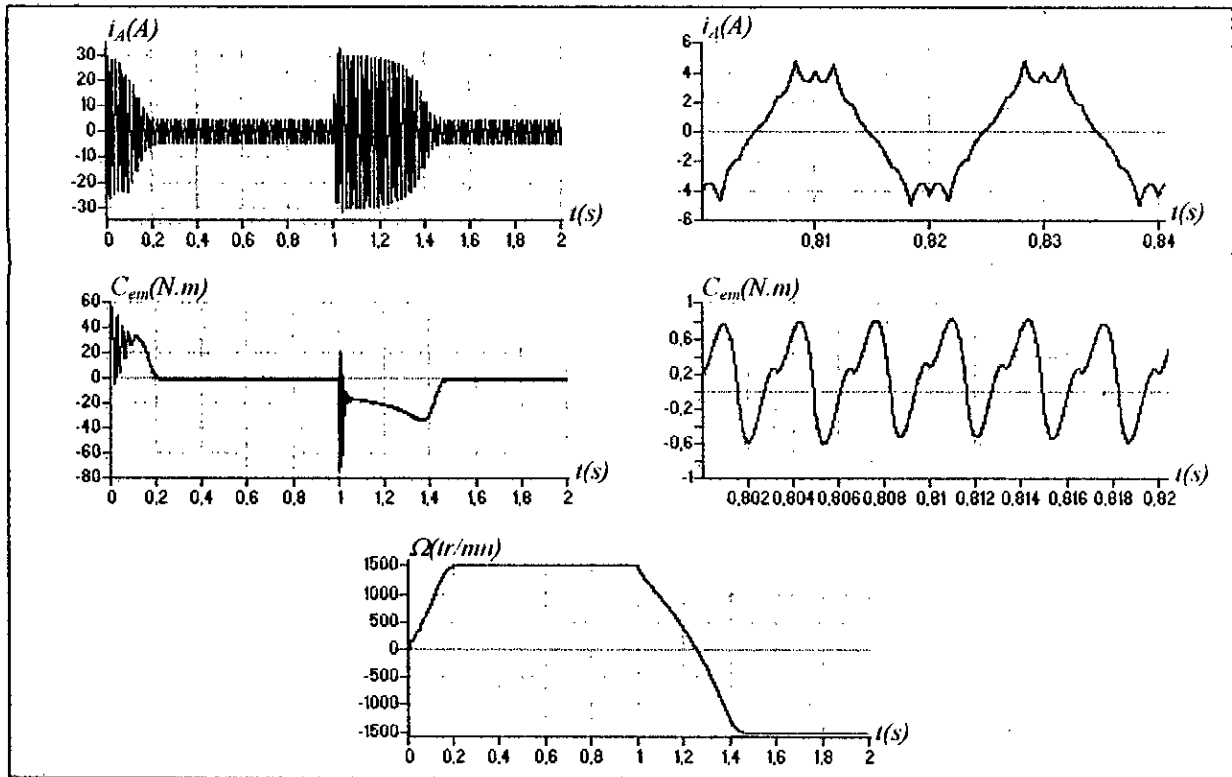


Figure.III.3. Les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes commandé par la stratégie pleine onde.

On remarque pour cette stratégie que :

- Le spectre de la tension V_A montre que les harmoniques multiple de trois sont nuls, et que les harmoniques de rang $6n \pm 1$ (n entier) sont les plus importants (Figure.III.2).
- Le couple électromagnétique de la machine a une fréquence six fois celle de l'onduleur (Figure.III.3) et cela est dû à l'existence des harmoniques 5 et 7 (Figure.III.2). La figure (III.3) montre la possibilité d'inversion du sens de rotation.

III.2- Commande par hystérésis en courant :

Dans certaines applications, on préfère une commande en courant des machines. Cette commande en courant peut être réalisée en utilisant un commutateur de courant ou un onduleur de tension régulé en courant au moyen des régulateurs linéaires classiques (P , PI) ou à hystérésis [Buhler.87].

Dans cette partie, on présentera la commande par hystérésis en courant de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes. Son principe général est de comparer le courant de référence i_{refk} au courant réel i_k , et à partir de l'écart entre eux, on déduit la commande des interrupteurs de l'onduleur (Figure.III.4).

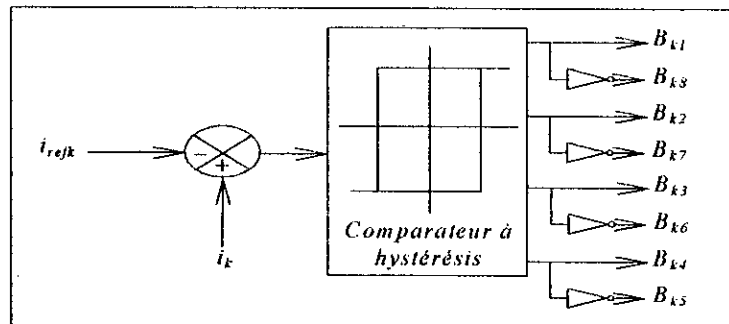


Figure.III.4- Schéma synoptique de la commande par hystérésis en courant de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes.

Les courants de référence alimentant la machine triphasée sont donnés par le système suivant :

$$\begin{cases} i_{ref1} = \sqrt{2}I_{eff} \sin(\omega t - \varphi) \\ i_{ref2} = \sqrt{2}I_{eff} \sin(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}marche) \\ i_{ref3} = \sqrt{2}I_{eff} \sin(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}marche) \end{cases} \quad (III.1)$$

La variable « marche » permet l'inversion du champ tournant, et par suite le sens de rotation de la machine.

Si on désigne par ε_k l'écart entre le courant réel i_k et le courant de référence i_{refk} ($\varepsilon_k = i_k - i_{refk}$, $k=1,2,3$), les ordres de commande B_{ks} des interrupteurs du bras k sont donnés par l'algorithme suivant :

$$\begin{cases} C_1 : \varepsilon_k > 2\Delta i \Rightarrow B_{k1}=0, B_{k2}=0, B_{k3}=0, B_{k4}=0 \\ C_2 : \Delta i < \varepsilon_k < 2\Delta i \Rightarrow B_{k1}=1, B_{k2}=0, B_{k3}=0, B_{k4}=0 \\ C_3 : -2\Delta i < \varepsilon_k < -\Delta i \Rightarrow B_{k1}=1, B_{k2}=1, B_{k3}=1, B_{k4}=0 \\ C_4 : \varepsilon_k < -2\Delta i \Rightarrow B_{k1}=1, B_{k2}=1, B_{k3}=1, B_{k4}=1 \\ \text{Sinon la commande des semi-conducteurs reste inchangée} \end{cases} \quad (III.2)$$

On remarque pour cette stratégie de commande que :

- Les courants de la machine suivent bien leurs références pour des faibles valeur de Δi (Figure.III.5 & III.6). Ce dernier reste un paramètre très important de la stratégie. Lorsque Δi est très petit le nombre des commutations est très élevé (Figure.III.5).
- Le couple électromagnétique a une fréquence six fois celle de la tension de sortie pour $\Delta i=0.1A$ (Figure.III.5) et pour $\Delta i=0.5A$ (Figure.III.6).

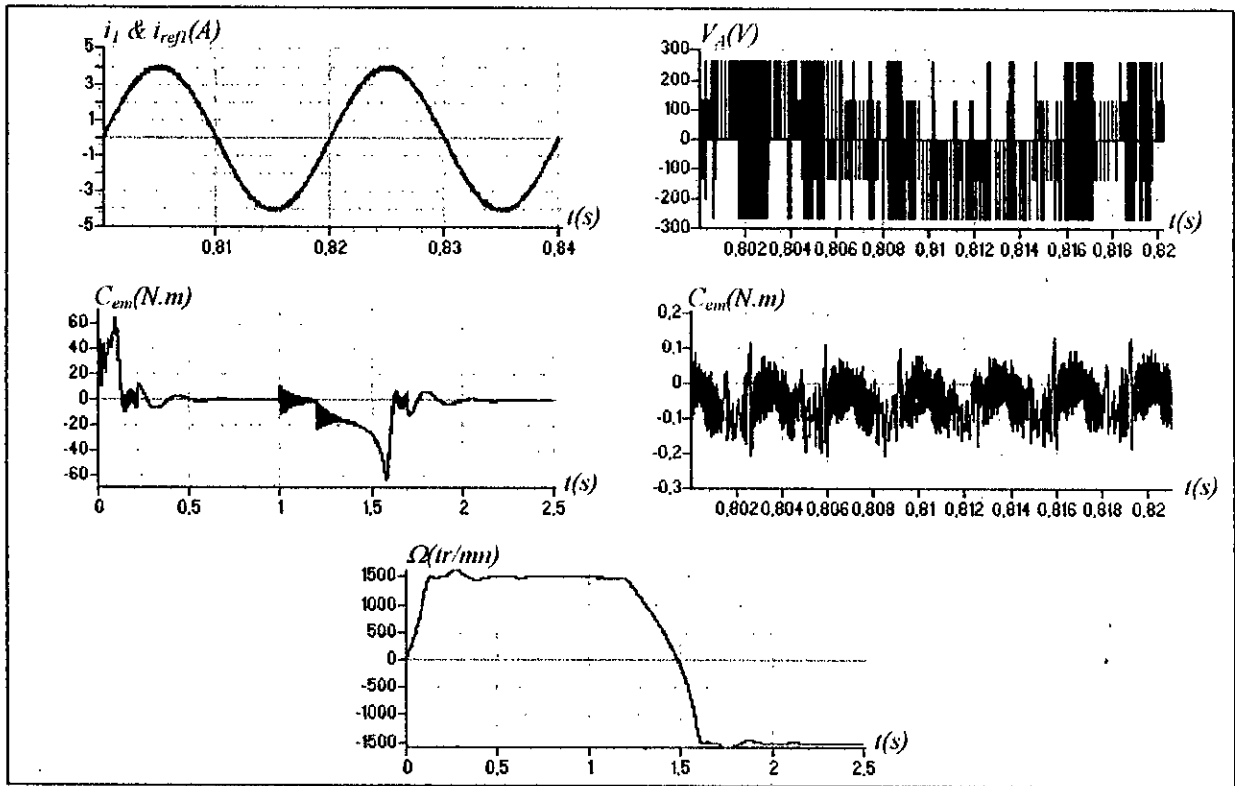


Figure.III.5- Les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes commandé par la stratégie d'hystérésis en courant ($\Delta i=0.1A$).

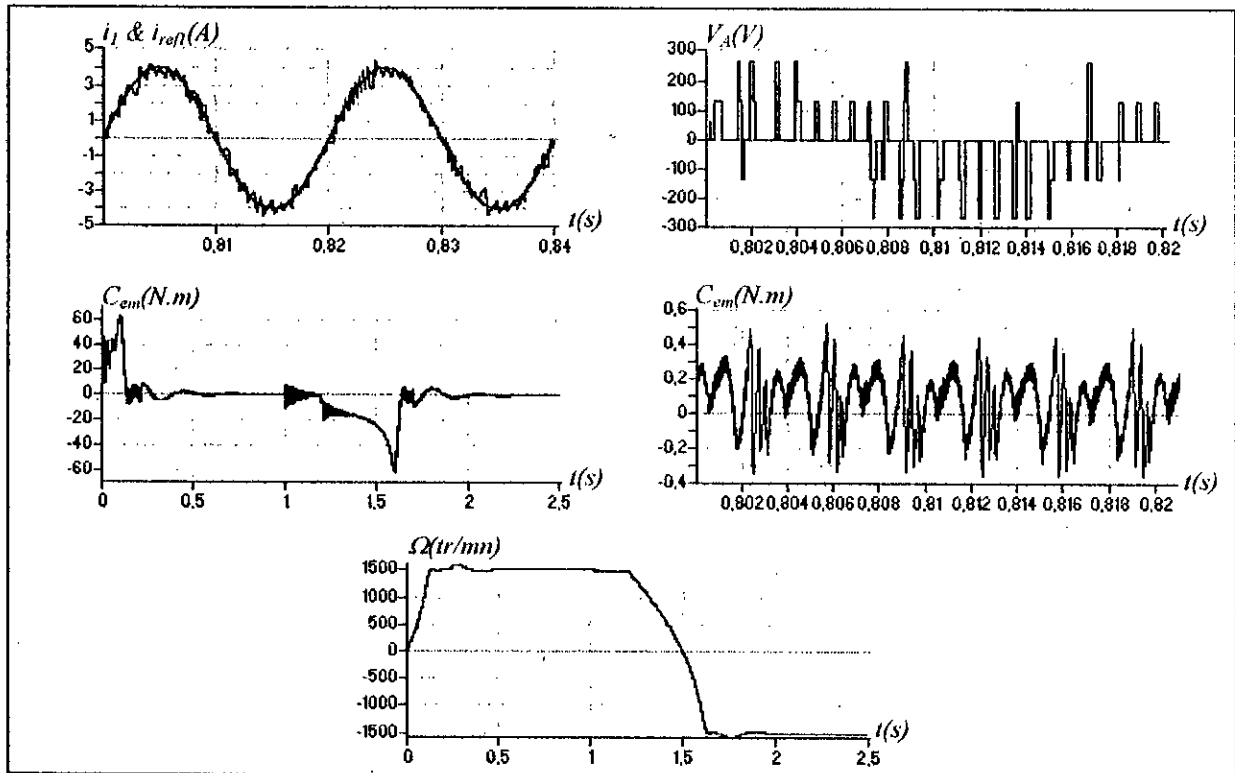


Figure.III.6- Les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes commandé par la stratégie d'hystérésis en courant ($\Delta i=0.5A$).

Cet algorithme peut être également représenté par le réseau de Petri suivant :

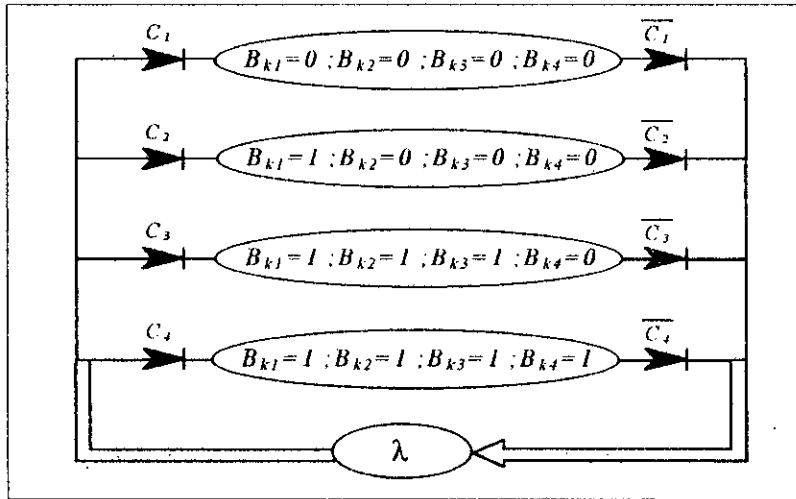


Figure.III.7- Réseau de Petri parallèle de la commande par hystérésis en courant de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

III.3- Commande triangulo-sinusoidale à une seule porteuse :

III.3.1- Principe :

Pour déterminer en temps réel les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs, on fait appel à l'électronique de commande analogique ou numérique ou les deux simultanément. La Modulation de Largeur d'Impulsion (Pulse Width Modulation) nous permet cette détermination. Son principe consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante (qui est l'image de l'onde de sortie qu'on veut obtenir) généralement sinusoidale, avec une onde de modulation ou porteuse, généralement triangulaire. D'où l'appellation triangulo-sinusoidale [Seguier.89.2].

III.3.2- Caractéristiques de la modulation :

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

- **Indice de modulation m** : égal au rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f de la référence ($m = \frac{f_p}{f}$).
- **Taux de modulation ou coefficient de réglage de tension r** : égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence V_m à deux fois la valeur crête U_{pm} de la porteuse ($r = \frac{V_m}{2U_{pm}}$).

La modulation est synchrone quand m est entier, et asynchrone dans la cas contraire.

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes qui permettent d'obtenir un système de tension triphasé équilibré direct ou inverse, ainsi que la porteuse triangulaire (Figure.III.8) sont données par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m \sin(\omega t - \varphi) \\ V_{ref2} = V_m \sin(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3} \text{marche}) \\ V_{ref3} = V_m \sin(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3} \text{marche}) \end{cases} \quad (III.3)$$

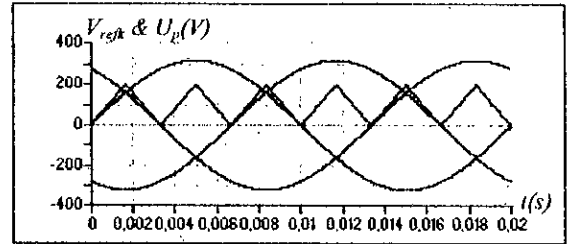


Figure.III.8- Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse ($m = 6, r = 0.8$).

$$U_p(t) = \begin{cases} 2U_{pm} \frac{t}{T_p}; & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ 2U_{pm} \left(1 - \frac{t}{T_p}\right); & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (III.4)$$

III.3.3- Algorithme de commande :

L'algorithme de commande pour un bras k de cet onduleur est le suivant :

$$\begin{cases} C_1 : \left\{ 0 \leq V_{refk} \leq U_{pm} \right\} \& \left\{ V_{refk} \leq U_p \right\} & \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1, B_{k3} = 0, B_{k4} = 0 \\ C_2 : \left\{ 0 \leq V_{refk} \leq U_{pm} \right\} \& \left\{ V_{refk} > U_p \right\} \& \left\{ V_{refk} > 0 \right\} & \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1, B_{k3} = 1, B_{k4} = 0 \\ C_3 : \left\{ 0 \leq V_{refk} \leq U_{pm} \right\} \& \left\{ V_{refk} > U_p \right\} \& \left\{ V_{refk} < 0 \right\} & \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0, B_{k3} = 0, B_{k4} = 0 \\ C_4 : \left\{ U_{pm} \leq V_{refk} \leq 2U_{pm} \right\} \& \left\{ V'_{refk} \leq U_p \right\} \& \left\{ V'_{refk} > 0 \right\} & \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1, B_{k3} = 1, B_{k4} = 0 \\ C_5 : \left\{ U_{pm} \leq V_{refk} \leq 2U_{pm} \right\} \& \left\{ V'_{refk} \leq U_p \right\} \& \left\{ V'_{refk} < 0 \right\} & \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0, B_{k3} = 0, B_{k4} = 0 \\ C_6 : \left\{ U_{pm} \leq V_{refk} \leq 2U_{pm} \right\} \& \left\{ V'_{refk} > U_p \right\} \& \left\{ V'_{refk} > 0 \right\} & \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1, B_{k3} = 1, B_{k4} = 1 \\ C_7 : \left\{ U_{pm} \leq V_{refk} \leq 2U_{pm} \right\} \& \left\{ V'_{refk} > U_p \right\} \& \left\{ V'_{refk} < 0 \right\} & \Rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0, B_{k3} = 0, B_{k4} = 0 \end{cases} \quad (III.5)$$

avec : $V'_{refk} = \begin{cases} V_{refk} - U_{pm} & \text{si } V_{refk} > 0 \\ V_{refk} + U_{pm} & \text{si } V_{refk} < 0 \end{cases}$

Cette commande peut être représentée par le réseau de Petri suivant :

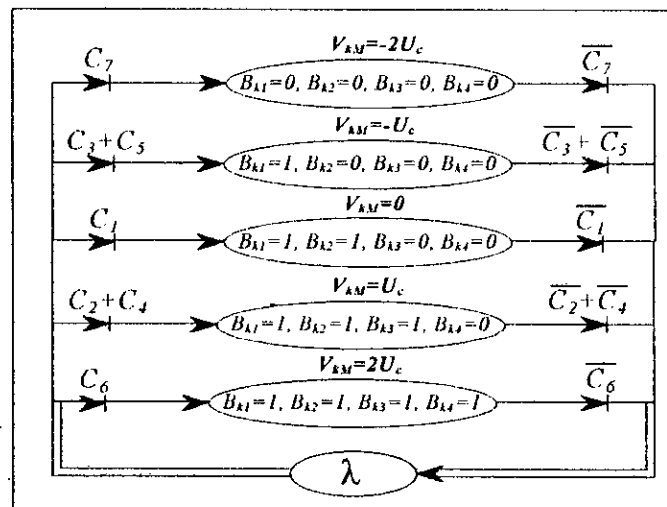


Figure.III.9- Réseau de Petri de la commande triangulo-sinusoidale à une seule porteuse de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

On déduit la tension de sortie de la phase k de l'onduleur par rapport au point milieu M de la source d'entrée à partir des impulsions de commande du système (III.5) de cette stratégie :

$$\left\{ \begin{array}{l} (0 \leq |V_{refk}| \leq U_{pm}) \& (|V_{refk}| \leq U_p) \Rightarrow V_{kM} = 0 \\ (0 \leq |V_{refk}| \leq U_{pm}) \& (|V_{refk}| > U_p) \Rightarrow V_{kM} = \text{sign}(V_{refk}) U_c \\ (U_{pm} \leq |V_{refk}| \leq 2U_{pm}) \& (|V'_{refk}| \leq U_p) \Rightarrow V_{kM} = \text{sign}(V'_{refk}) U_c \\ (U_{pm} \leq |V_{refk}| \leq 2U_{pm}) \& (|V'_{refk}| > U_p) \Rightarrow V_{kM} = \text{sign}(V'_{refk}) 2U_c \end{array} \right. \quad (III.6)$$

$$\text{avec : } V'_{refk} = \begin{cases} V_{refk} - U_{pm} & \text{si } V_{refk} > 0 \\ V_{refk} + U_{pm} & \text{si } V_{refk} < 0 \end{cases}$$

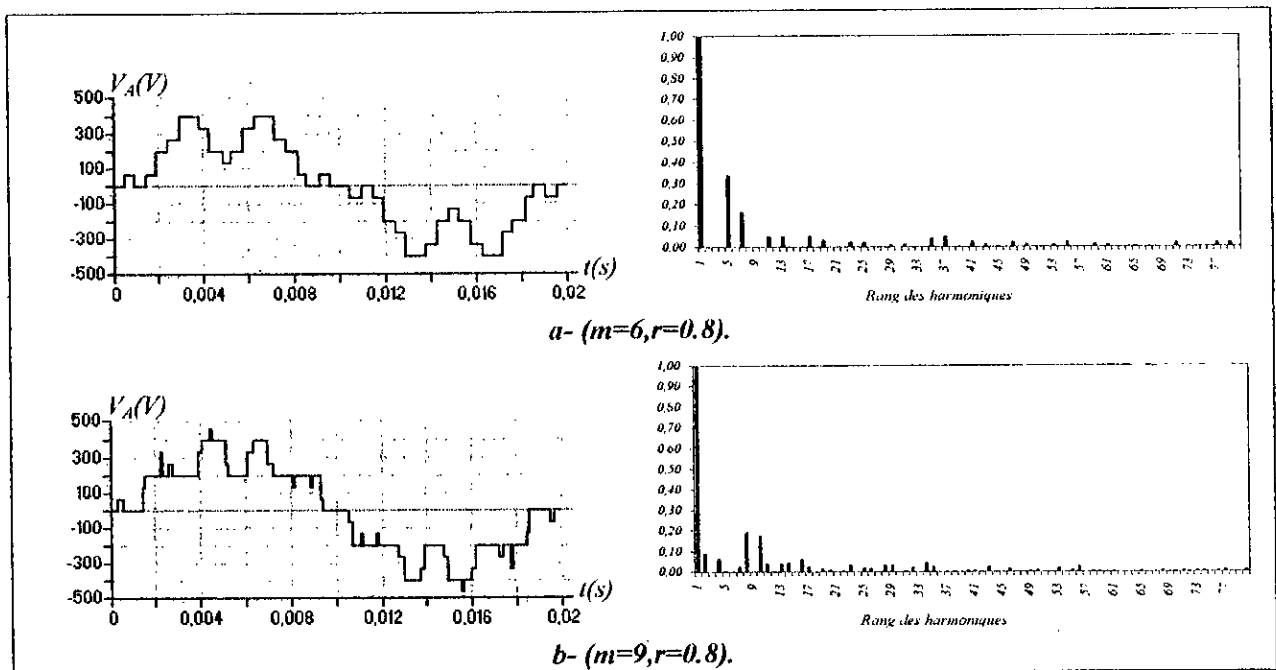


Figure.III.10- La tension simple V_A et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse.

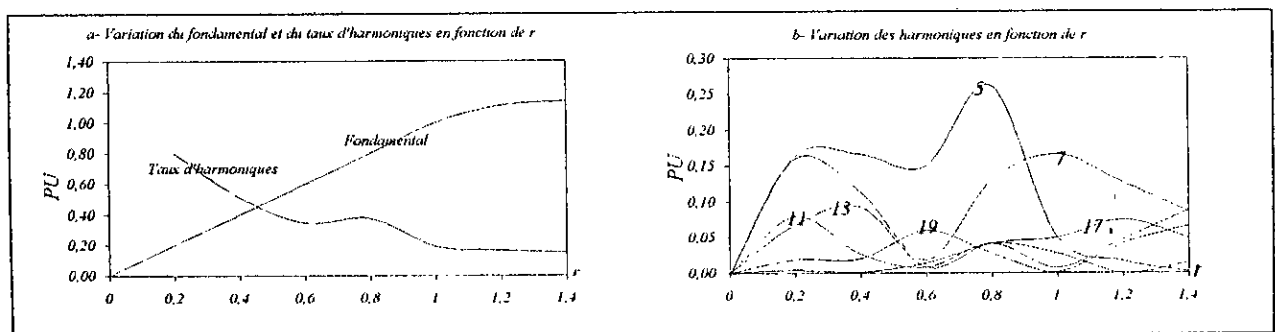


Figure.III.11- Les caractéristiques de la tension de sortie V_A de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse ($m=6$).

On constate pour cette stratégie que :

- Pour m pair, on a une symétrie par rapport à $\pi/2$ et π , et donc seul les harmoniques impairs existent (Figure.III.10.a). Pour m impair, on n'a aucune symétrie et donc en plus des harmoniques impairs, des harmoniques pairs existent (Figure.III.10.b).
- Les harmoniques de tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse ($f_p=m.f$). La première famille centrée autour de la fréquence $m.f$ est la plus importante de point de vue amplitude (Figure.III.10.*).
- L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers les fréquences élevées (Figure.III.10.*) et donc facilement filtrés.
- La caractéristique de réglage est linéaire de $r=0$ à 1 , et le taux d'harmoniques est décroissant en fonction de r (Figure.III.11.a)
- La fréquence du couple de la machine est six fois celle de la tension de sortie de l'onduleur (Figure.III.12). Cela est dû à l'existence des harmoniques 5 et 7 (Figure.III.10.a).

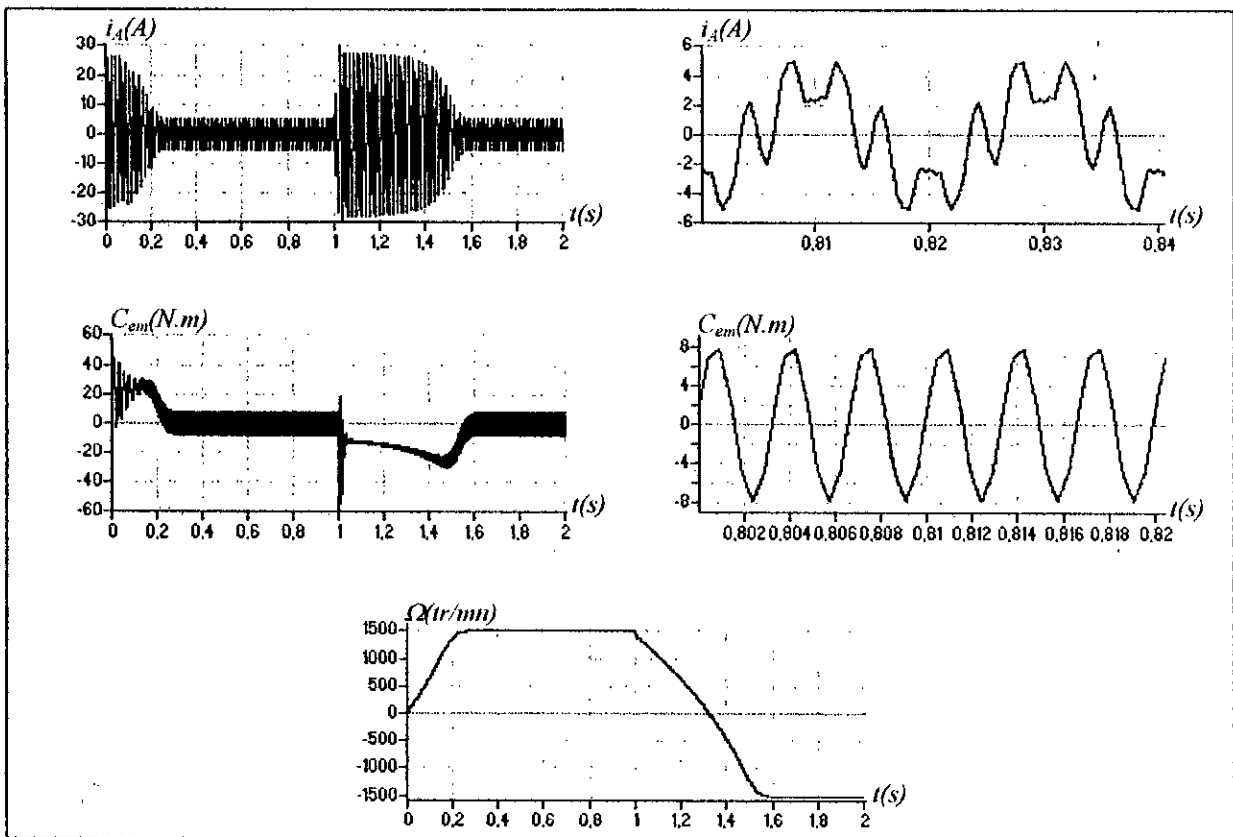


Figure.III.12- Les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse ($m=6$).

III.4- Commande triangulo-sinusoidale à une seule porteuse avec injection de l'harmonique trois :

Comme les harmoniques de rang multiple de trois sont nuls pour les tensions simples et composées des onduleurs triphasés, on peut alors les injecter dans les tensions de référence afin d'élargir la zone linéaire de réglage de l'onduleur triphasé à cinq niveaux. Ainsi les nouvelles tensions de référence en injectant l'harmonique trois seront (Figure.III.13) :

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m [\sin(\omega t - \varphi) + a \sin(3\omega t)] \\ V_{ref2} = V_m \left[\sin\left(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3} \text{marche}\right) + a \sin(3\omega t) \right] \\ V_{ref3} = V_m \left[\sin\left(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3} \text{marche}\right) + a \sin(3\omega t) \right] \end{cases} \quad (III.7)$$

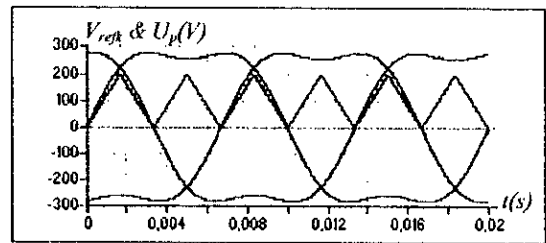


Figure.III.13- Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse avec injection de l'harmonique trois ($m = 6, r = 0.8, a = 0.2$).

L'algorithme de commande étant le même que celui proposé dans le cas de la commande triangulo-sinusoidale à une seule porteuse vu au paragraphe précédent (Relation.III.5).

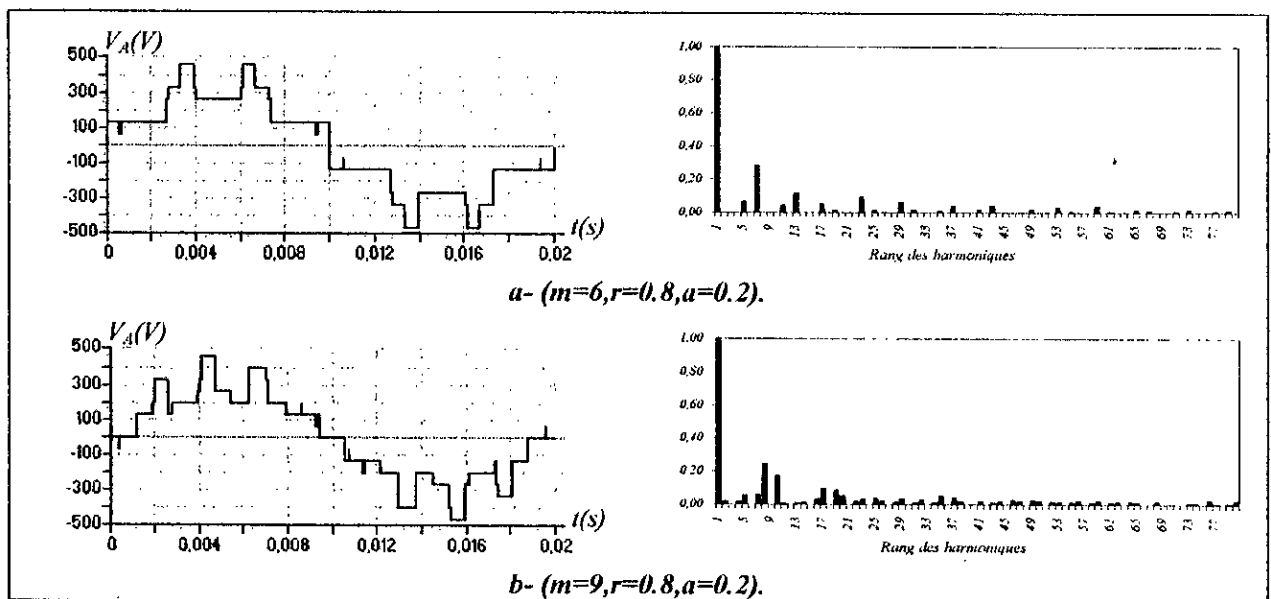


Figure.III.14- La tension simple V_A et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse avec injection de l'harmonique trois.

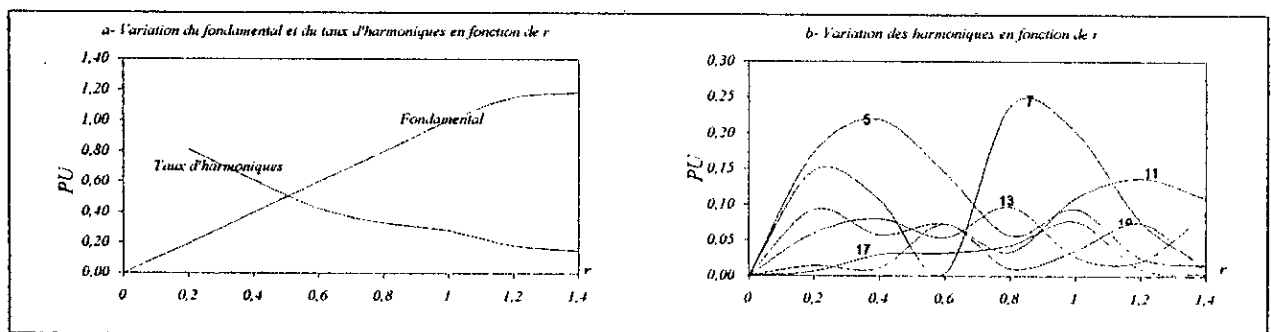


Figure.III.15- Les caractéristiques de la tension de sortie V_A de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse avec injection de l'harmonique trois ($m=6, a=0.2$).

Pour les résultats obtenus dans cette partie, on a pris $a=0.2$. On note que :

- La zone linéaire de la caractéristique de réglage s'élargit de 15% par rapport au cas sans injection de l'harmonique trois (Figure.III.15.a & III.11.a).
- Le taux d'harmoniques diminue quand r augmente (Figure.III.15.a).
- Les harmoniques les plus importants sont toujours de rang 5 et 7. Leurs amplitudes passent par leurs maximums respectivement pour $r=0.4$ et $r=0.85$ (Figure.III.15.b).
- D'une manière générale, les harmoniques sont pratiquement les mêmes que pour le cas sans injection d'harmonique trois (Figure.III.10 & III.14).
- Le couple a toujours une fréquence égale à six fois celle de la tension de sortie de l'onduleur (Figure.III.16).

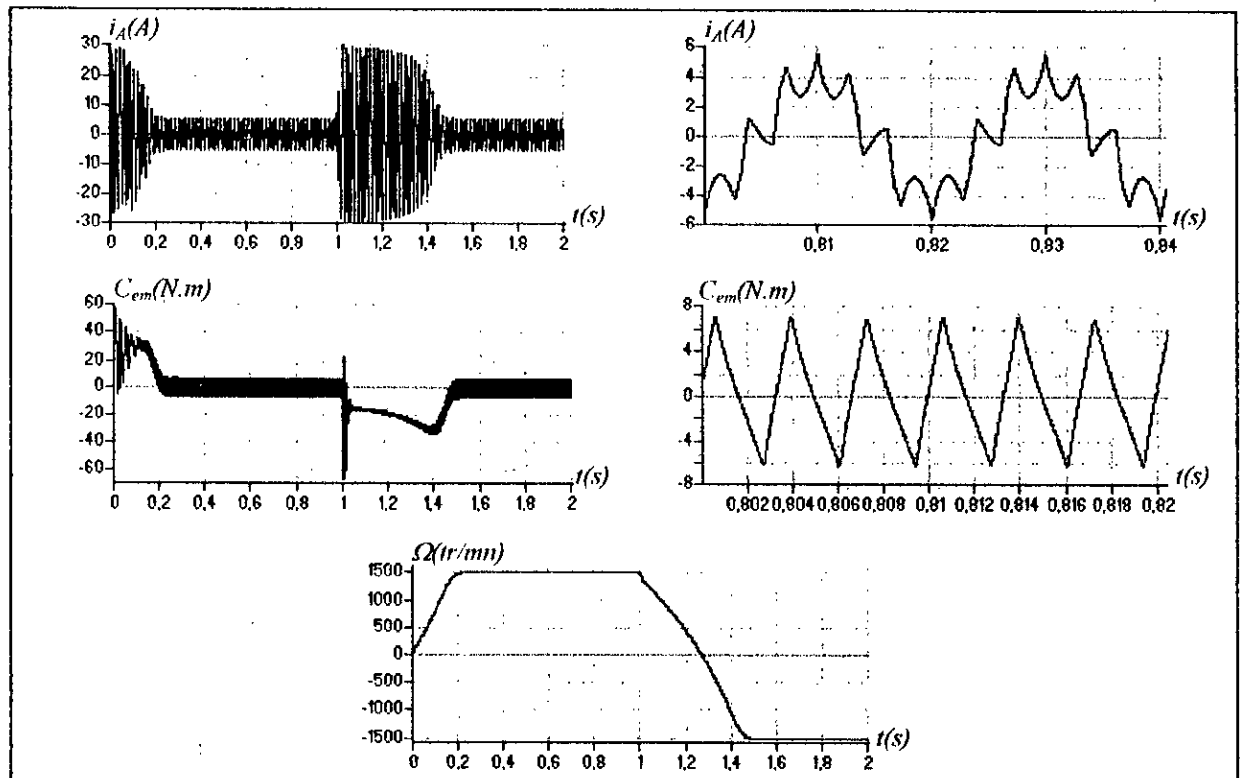


Figure.III.16- Les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par l'onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse avec injection de l'harmonique trois ($m=6$).

III.5- Commande triangulo-sinusoidale à quatre porteuses :

Dans ce paragraphe on va présenter trois algorithmes de commande pour la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses. Différentes porteuses sont possibles, à savoir, porteuses triangulaires unipolaires ou bipolaires, porteuses en dents de scie unipolaires ou bipolaires.

Comme pour la commande triangulo-sinusoidale à une seule porteuse, cette stratégie est aussi caractérisée par l'indice de modulation m , et le taux de modulation r .

III.5.1- Algorithme 1 :

a- Porteuses en dents de scie :

Pour l'onduleur triphasé à cinq niveaux et afin d'améliorer le taux d'harmoniques, on utilise quatre porteuses en dents de scie bipolaires ($U_{p1}, U_{p2}, U_{p3}, U_{p4}$) déphasées d'un quart de période l'une par rapport à l'autre (Figure.III.17) dont les équations sont données par le système suivant :

$$\left. \begin{aligned}
 U_{p1}(t) &= \begin{cases} U_{pm} \left(\frac{2t}{T_p} - 1 \right); & 0 \leq t < T_p \\
 \\
 U_{p2}(t) &= \begin{cases} U_{pm} \left(\frac{2t}{T_p} + \frac{1}{2} \right); & 0 \leq t < \frac{T_p}{4} \\
 U_{pm} \left(\frac{2t}{T_p} - \frac{3}{2} \right); & \frac{T_p}{4} \leq t < T_p \\
 \\
 U_{p3}(t) &= \begin{cases} U_{pm} \left(\frac{2t}{T_p} \right); & 0 \leq t < \frac{T_p}{2} \\
 U_{pm} \left(\frac{2t}{T_p} - 2 \right); & \frac{T_p}{2} \leq t < T_p \\
 \\
 U_{p4}(t) &= \begin{cases} U_{pm} \left(\frac{2t}{T_p} - \frac{1}{2} \right); & 0 \leq t < \frac{3T_p}{4} \\
 U_{pm} \left(\frac{2t}{T_p} - \frac{5}{2} \right); & \frac{3T_p}{4} \leq t < T_p
 \end{cases}
 \end{cases}
 \end{aligned} \right\} \quad (III.8)$$

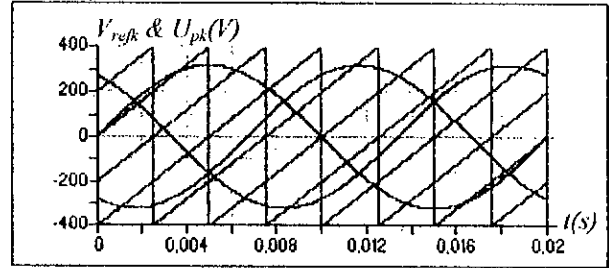


Figure.III.17- Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses en dents de scie (Algorithme 1) ($m=2, r=0.8$).

Pour cet algorithme, le coefficient de réglage r a pour expression : $r = \frac{V_m}{U_{pm}}$.

Cet algorithme peut être résumé aux deux étapes suivantes :

Première étape : Détermination des tensions intermédiaires ($V_{k1}, V_{k2}, V_{k3}, V_{k4}$) :

$$\left\{ \begin{aligned}
 & \left\{ \begin{aligned}
 V_{refk} \geq U_{p4} &\Rightarrow V_{k4} = 2U_c \\
 V_{refk} < U_{p4} &\Rightarrow V_{k4} = U_c
 \end{aligned} \right. & \left\{ \begin{aligned}
 V_{refk} \geq U_{p2} &\Rightarrow V_{k2} = 0 \\
 V_{refk} < U_{p2} &\Rightarrow V_{k2} = -U_c
 \end{aligned} \right. \\
 & \left\{ \begin{aligned}
 V_{refk} \geq U_{p3} &\Rightarrow V_{k3} = U_c \\
 V_{refk} < U_{p3} &\Rightarrow V_{k3} = 0
 \end{aligned} \right. & \left\{ \begin{aligned}
 V_{refk} \geq U_{p1} &\Rightarrow V_{k1} = -U_c \\
 V_{refk} < U_{p1} &\Rightarrow V_{k1} = -2U_c
 \end{aligned} \right.
 \end{aligned} \right. \quad (III.9)$$

Deuxième étape : Détermination du signal V_{kM} et des ordres de commande B_{ks} des interrupteurs :

$$\left\{ \begin{aligned}
 & V_{kM} = V_{k1} + V_{k2} + V_{k3} + V_{k4} \\
 & \left\{ \begin{aligned}
 V_{kM} = 2U_c &\Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1, B_{k3} = 1, B_{k4} = 1 \\
 V_{kM} = U_c &\Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1, B_{k3} = 1, B_{k4} = 0 \\
 V_{kM} = 0 &\Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1, B_{k3} = 0, B_{k4} = 0 \\
 V_{kM} = -U_c &\Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0, B_{k3} = 0, B_{k4} = 0 \\
 V_{kM} = -2U_c &\Rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0, B_{k3} = 0, B_{k4} = 0
 \end{aligned} \right.
 \end{aligned} \right. \quad (III.10)$$

L'algorithme de commande peut être représenté par le réseau de Petri suivant :

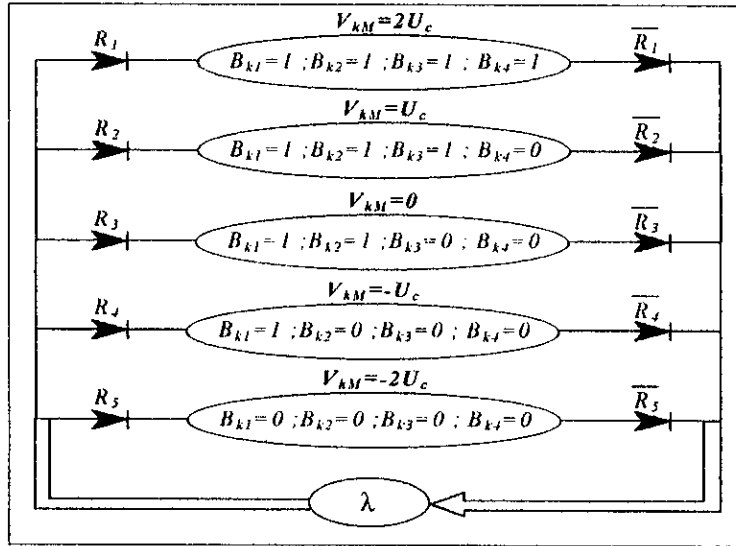


Figure.III.18- Réseau de Petri de la commande triangulo-sinusoidale à quatre porteuses de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

En posant :

$$\begin{cases} C_1 = V_{refk} \geq U_{p4} & , & C_3 = V_{refk} \geq U_{p3} & , & C_5 = V_{refk} \geq U_{p2} & , & C_7 = V_{refk} \geq U_{p1} \\ C_2 = V_{refk} < U_{p4} & , & C_4 = V_{refk} < U_{p3} & , & C_6 = V_{refk} < U_{p2} & , & C_8 = V_{refk} < U_{p1} \end{cases} \quad (III.11)$$

Les R_i sont des fonctions des C_i et elles sont données par les relations suivantes :

$$\begin{cases} R_1 = (C_1 \& C_3 \& C_5 \& C_7) \\ R_2 = (C_1 \& C_3 \& C_5 \& C_8) + (C_1 \& C_4 \& C_5 \& C_7) + (C_1 \& C_3 \& C_6 \& C_7) + (C_2 \& C_3 \& C_5 \& C_7) \\ R_3 = (C_1 \& C_4 \& C_5 \& C_8) + (C_1 \& C_3 \& C_6 \& C_8) + (C_1 \& C_4 \& C_6 \& C_7) + (C_2 \& C_3 \& C_5 \& C_8) \\ & + (C_2 \& C_3 \& C_6 \& C_7) \\ R_4 = (C_1 \& C_4 \& C_6 \& C_8) + (C_2 \& C_3 \& C_6 \& C_8) + (C_2 \& C_4 \& C_5 \& C_8) + (C_2 \& C_4 \& C_6 \& C_7) \\ R_5 = (C_2 \& C_4 \& C_6 \& C_8) \end{cases} \quad (III.12)$$

On constate pour cette stratégie que :

- Pour toutes les valeurs de l'indice de modulation m , on n'a aucune symétrie et donc en plus des harmoniques impaires, des harmoniques paires existent (Figure.III.19.*).
- Les harmoniques de tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de la fréquence $f'_p = 4.m.f = 4.f_p$ (Figure.III.19.*).
- La première famille centrée autour de la fréquence $4.m.f$ est la plus importante du point de vue amplitude. L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées et donc facilement filtrés (Figure.III.19.*).
- Le taux de modulation r permet, comme pour la stratégie à une seule porteuse, un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de $r=0$ à 1 (Figure.III.21.a).
- Le taux d'harmoniques diminue quand r augmente. Il est meilleur avec cette stratégie qu'avec celle utilisant une seule porteuse (Figure.III.11.a & III.21.a).
- Les harmoniques du rang 23 et 25 sont les plus importants pour $r=0.2$. Pour $r=1$ on a les harmoniques 13 et 23 les plus importants, et à partir de 0.2 jusqu'au 0.8 on a les harmoniques 17 et 19 les plus importants (Figure.III.21.b).

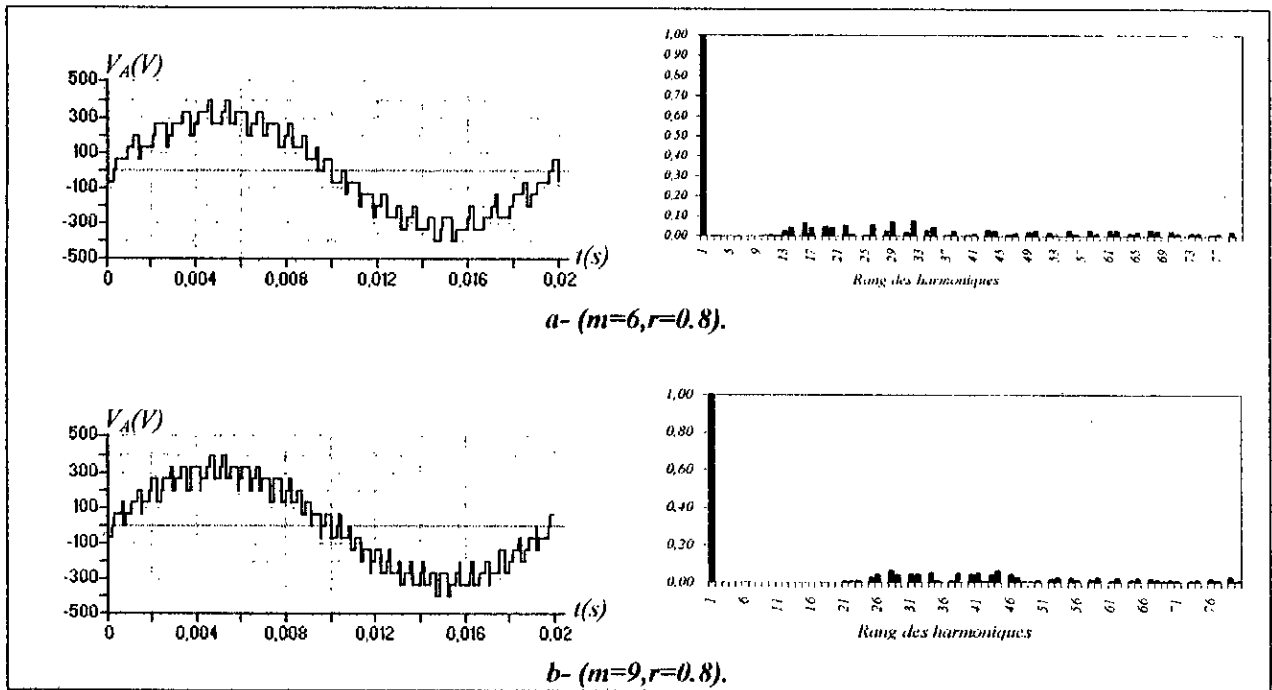


Figure.III.19- La tension simple V_A et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteurs en dents de scie (Algorithme 1).

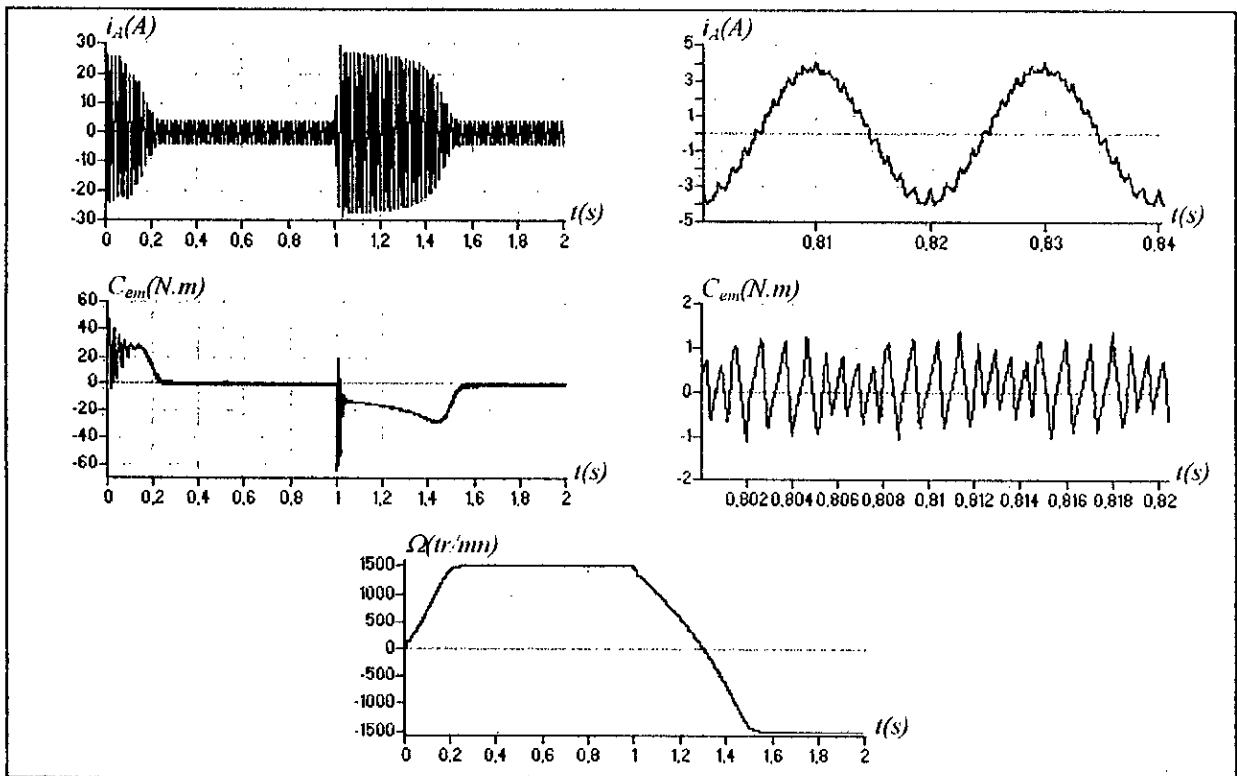


Figure.III.20- Les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteurs en dents de scie (Algorithme 1) ($m=6, r=0.8$).

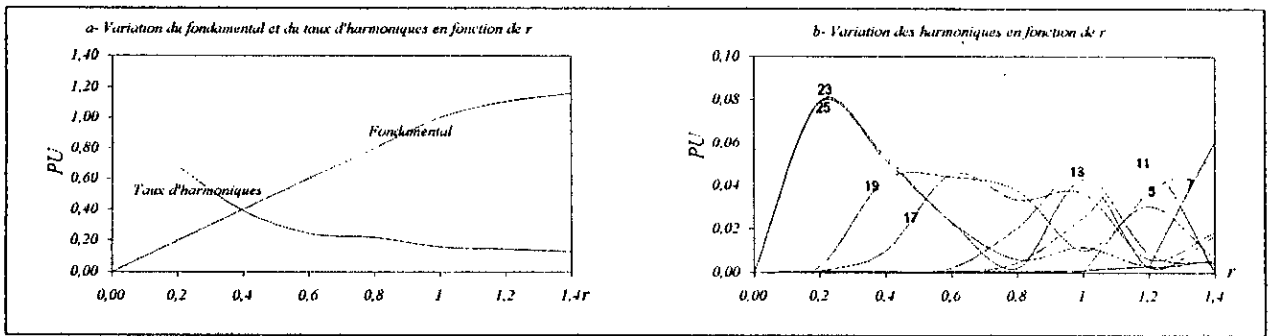


Figure.III.21- Caractéristiques de la tension de sortie V_A de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses en dents de scie (Algorithme 1) ($m=6$).

b- Porteuses triangulaires :

Afin d'améliorer le taux d'harmoniques de cet algorithme et éliminer les harmoniques pairs, on utilise quatre porteuses triangulaires (Figure.III.22) dont les équations sont données par le système suivant :

$$\begin{cases}
 U_{p1} = \begin{cases} U_{pm} \left(\frac{4t}{T_p} - 1 \right) & ; 0 < t < \frac{T_p}{2} \\ U_{pm} \left(-\frac{4t}{T_p} + 3 \right) & ; \frac{T_p}{2} < t < T_p \end{cases} \\
 U_{p2} = \begin{cases} U_{pm} \left(-\frac{4t}{T_p} \right) & ; 0 < t < \frac{T_p}{4} \\ U_{pm} \left(\frac{4t}{T_p} - 2 \right) & ; \frac{T_p}{4} < t < \frac{3T_p}{4} \\ U_{pm} \left(-\frac{4t}{T_p} + 4 \right) & ; \frac{3T_p}{4} < t < T_p \end{cases} \\
 U_{p3} = -U_{p1} \\
 U_{p4} = -U_{p2}
 \end{cases} \quad (III.13)$$

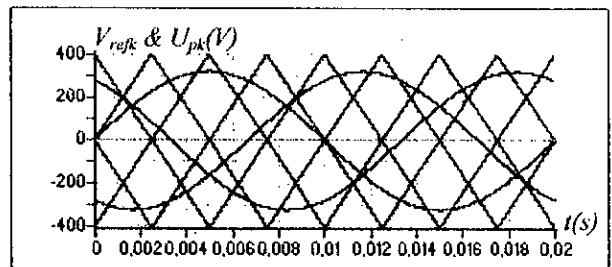


Figure.III.22- Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses triangulaires (Algorithme 1) ($m=2, r=0.8$).

On remarque pour cette stratégie de commande que :

- Quelque soit m pair ou impair, la tension V_A ne présente que des harmoniques impairs. Ces harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de $4.m.f$ comme dans le cas des porteuses en dents de scie (Figure.III.23.*).
- Le taux d'harmoniques est légèrement supérieur à celui obtenu avec les porteuses en dents de scie. Il représente un minimum à $r=0.6$, et un maximum à $r=0.8$. La caractéristique de réglage est linéaire de $r=0$ à 1 (Figure.III.24.a).
- Dans la zone de réglage linéaire, les harmoniques de rang 5,7,11 et 13 qui sont les plus nuisibles pour la machine sont pratiquement négligeables (Figure.III.24.b)

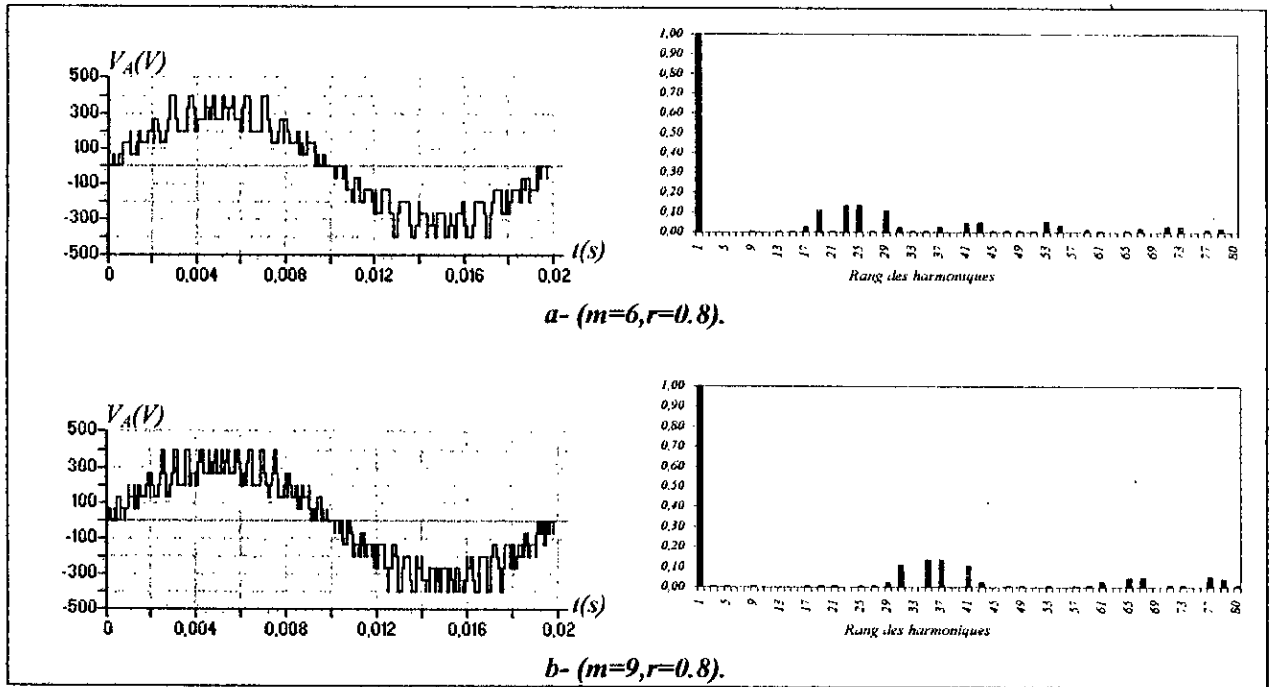


Figure.III.23- La tension simple V_A et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses triangulaires (Algorithme 1).

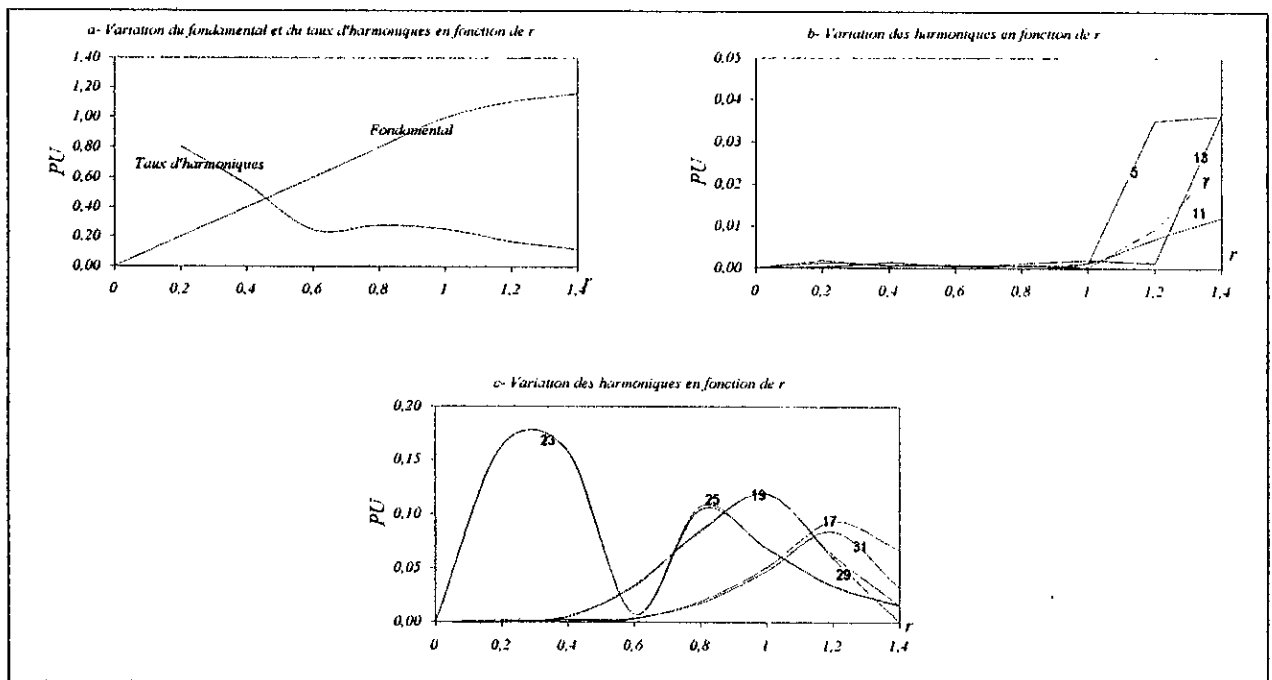


Figure.III.24- Caractéristiques de la tension de sortie V_A de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses triangulaires (Algorithme 1) ($m=6$).

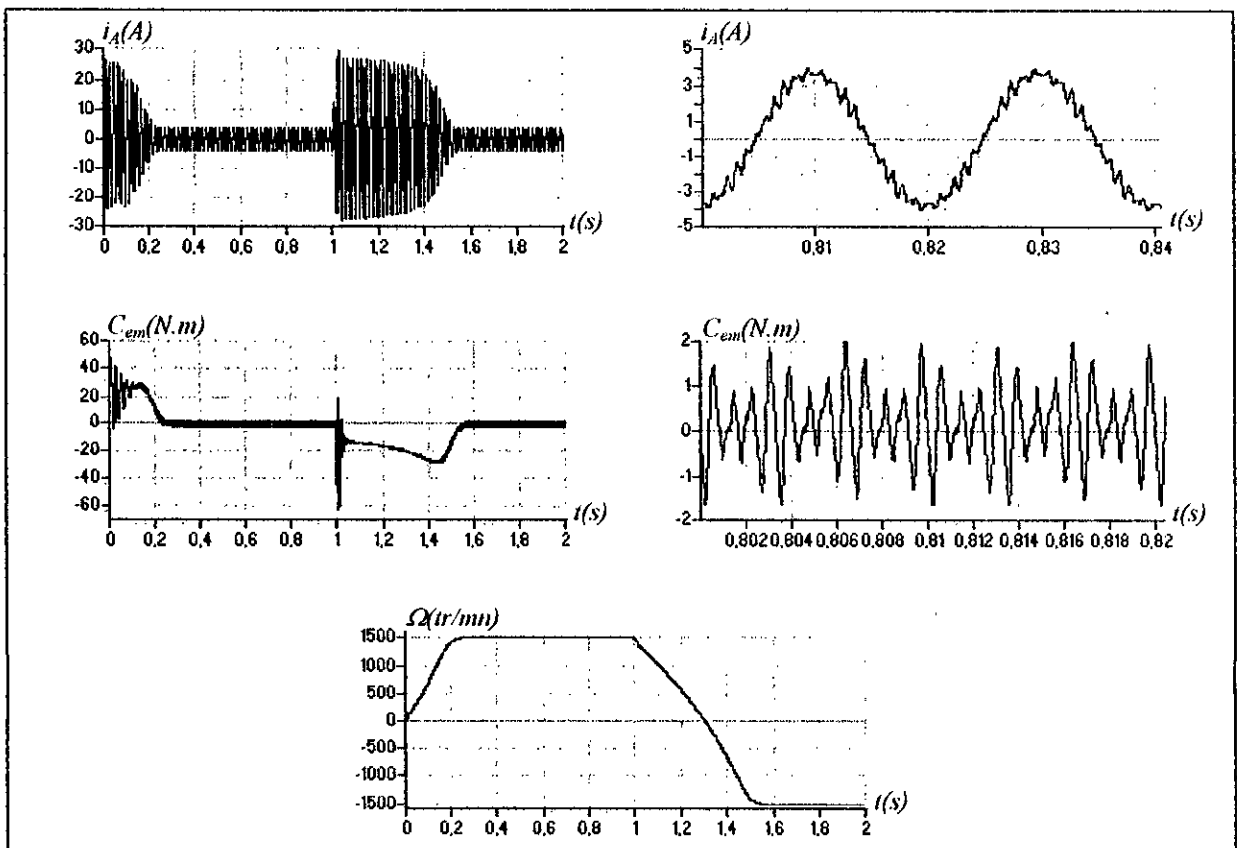


Figure.III.25- Les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses triangulaires (Algorithme 1) ($m=6$).

III.5.2- Algorithme 2 :

Dans cet algorithme on utilise quatre porteuses triangulaires ($U_{p1}, U_{p2}, U_{p3}, U_{p4}$) décalées l'une par rapport à l'autre d'un niveau de tension U_{pm} (Figure.III.26), d'où les équations suivantes des porteuses :

$$\left\{ \begin{aligned} U_{p1}(t) &= \begin{cases} 2U_{pm} \frac{t}{T_p}; & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ 2U_{pm} \left(1 - \frac{t}{T_p}\right); & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad \text{(III.14)} \\ U_{p2}(t) &= U_{p1}(t) + U_{pm} \\ U_{p3}(t) &= U_{p1}(t) - U_{pm} \\ U_{p4}(t) &= U_{p1}(t) - 2U_{pm} \end{aligned} \right.$$

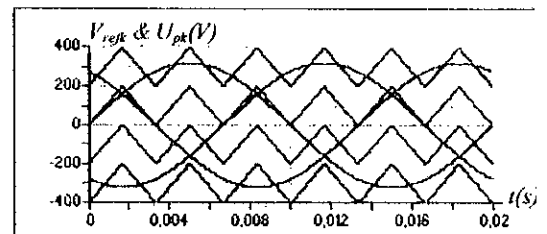


Figure.III.26- Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses (Algorithme 2) ($m=6, r=0.8$).

Pour cet algorithme le coefficient de réglage r a pour expression : $r = \frac{V_m}{2U_{pm}}$. L'algorithme de commande est le même que celui vu précédemment (Algorithme 1).

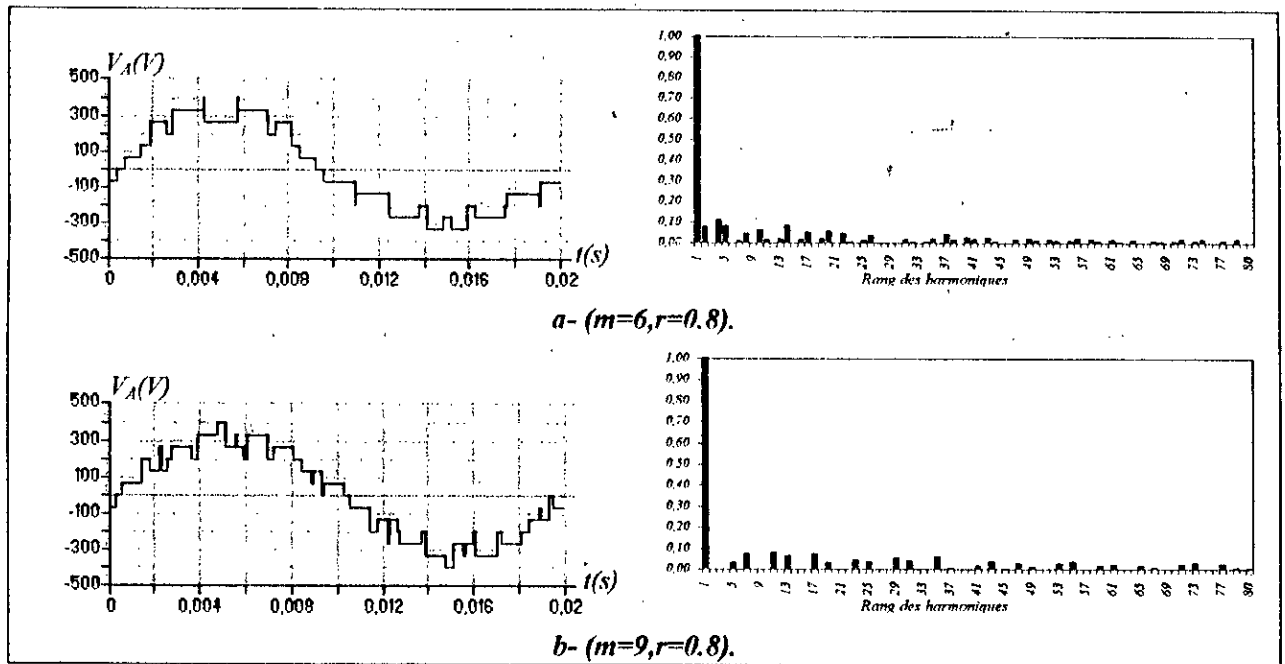


Figure.III.27- La tension simple V_A et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses (Algorithme 2).

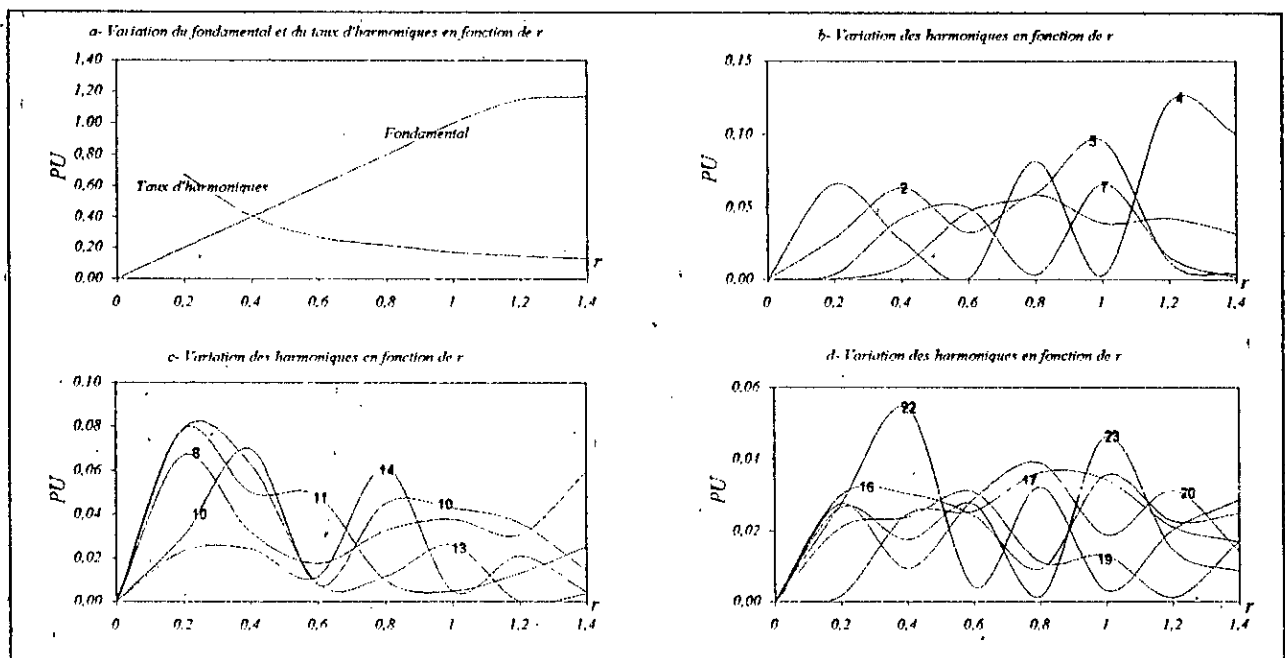


Figure.III.28- Caractéristiques de la tension de sortie V_A de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses (Algorithme 2) ($m=6$).

On note que :

- La présence des harmoniques pairs et impairs dans le cas où m est pair (Figure.III.27.a), et seulement des harmoniques impairs dans le cas où m impair (Figure.III.27.b).
- La caractéristique de réglage obtenu avec cet algorithme est linéaire de $r=0$ à 1.15 et le taux d'harmoniques est décroissant en fonction de r (Figure.III.28.a).

- Le couple électromagnétique à une fréquence trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur (Figure.III.29) à cause de la présence des harmoniques de rang 2 et 4 (Figure.III.27.a).
- L'allure de la vitesse et presque identique pour les deux algorithmes. La machine atteint la vitesse de 1460 tr/mn au bout de 0.28 s (Figure.III.29).

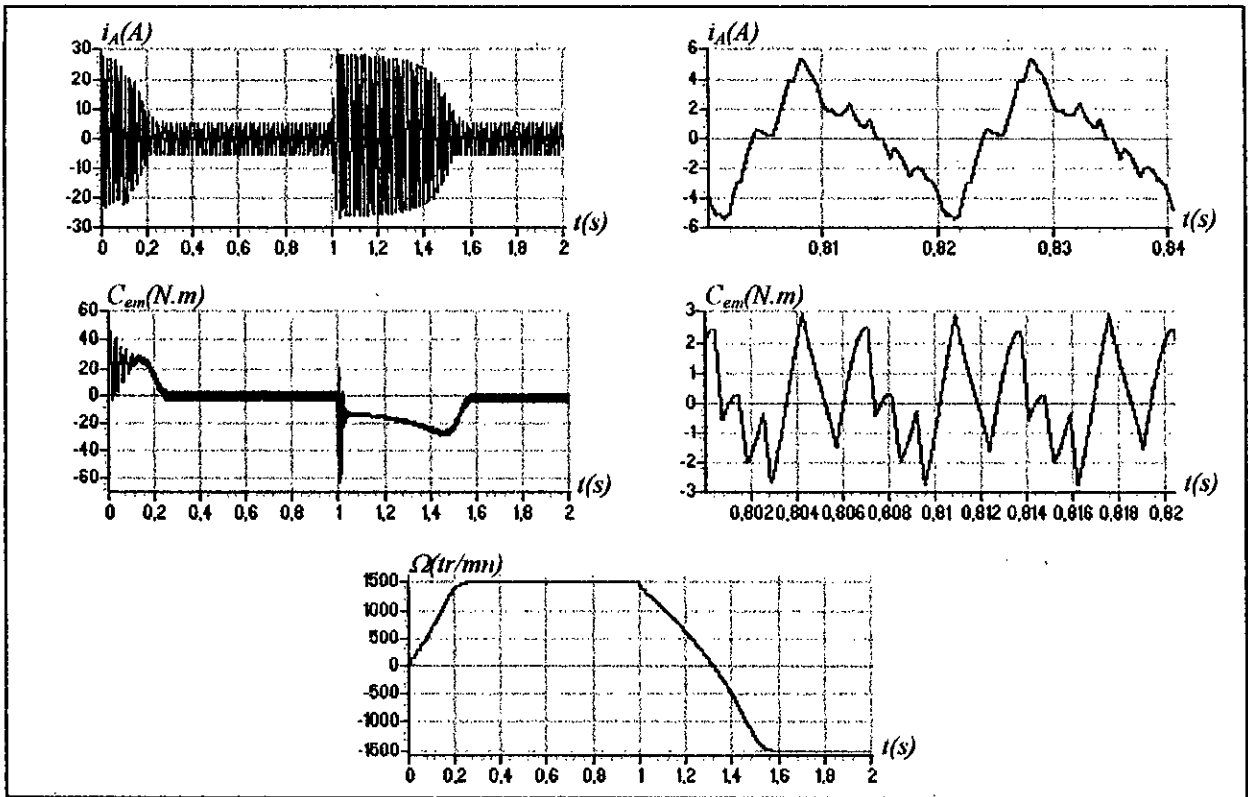


Figure.III.29- Les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses (Algorithme 2) ($m=6, r=0.8$)

III.5.3- Algorithme 3 :

Dans cet algorithme, on utilise quatre porteuses triangulaires ($U_{p1}, U_{p2}, U_{p3}, U_{p4}$) identiques au 2^{ème} algorithme, sauf que les tensions (U_{p1} et U_{p4}) ainsi que (U_{p2} et U_{p3}) sont symétriques par rapport à l'axe du temps (Figure.III.30). D'où les équations suivantes des porteuses :

$$\left\{ \begin{aligned} U_{p1}(t) &= \begin{cases} 2U_{pm} \frac{t}{T_p}; & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ 2U_{pm} \left(1 - \frac{t}{T_p}\right); & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad \text{(III.15)} \\ U_{p2}(t) &= U_{p1}(t) + U_{pm} \\ U_{p3}(t) &= -U_{p1}(t) \\ U_{p4}(t) &= -U_{p2}(t) \end{aligned} \right.$$

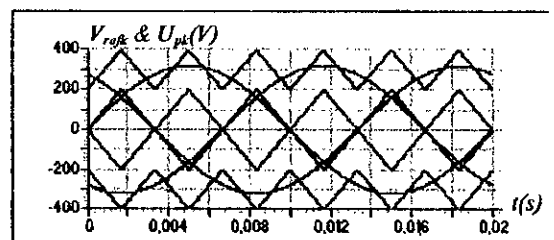


Figure.III.30- Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses (Algorithme 3) ($m=6, r=0.8$)

L'algorithme de commande est le même que celui vu précédemment (Algorithme 1).

On remarque que les résultats obtenus sont identiques à ceux obtenus avec la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse. Donc, on a deux stratégies de commande qui nous donnent des résultats identiques, la seule différence est dans la réalisation des circuits de commande.

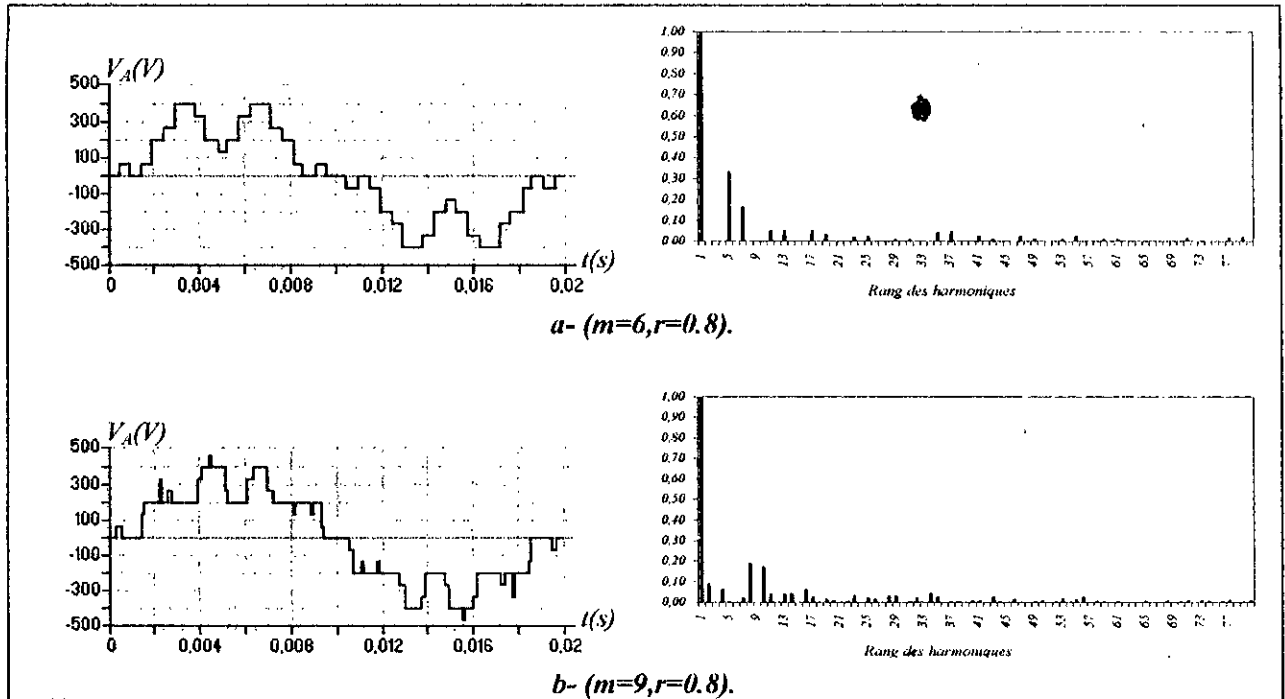


Figure.III.31- La tension simple V_A et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses (Algorithme 3).

III.6- Commande triangulo-sinusoidale à quatre porteuses avec injection de l'harmonique trois :

Comme pour la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse et dans le même but d'élargir la zone linéaire de réglage de tension de l'onduleur à cinq niveaux, on injecte les harmoniques multiples de trois dans les tensions de référence.

Pour chaque algorithme, les porteuses et l'algorithme de commande sont les mêmes que dans le cas de la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses et les tensions de référence sont identiques à celles utilisées pour la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse avec injection de l'harmonique trois (Figure.III.32.*).

On note que :

- Pour l'algorithme 1, le spectre de la tension V_A présente toujours des harmoniques de rang pairs et impairs à cause de l'antisymétrie des porteuses qui sont en dents de scie, seuls les harmoniques multiples de trois sont nuls (Figure.III.33.*).
- Pour l'algorithme 2, le spectre de tension présente des harmoniques pairs et impairs dans le cas où m pair (Figure.III.36.a), et seulement des harmoniques impairs dans le cas de m impairs (Figure.III.36.b).
- Cette injection de l'harmonique trois a influé principalement sur la caractéristique de réglage, en augmentant la largeur de la zone linéaire de réglage d'environ 20%, d'où on obtient une caractéristique de réglage linéaire de $r=0$ à 1.2 (Figure.III.34.a & III.37.a).
- Le taux d'harmonique diminue quand r augmente. Il a presque la même allure dans les deux algorithmes (Figure.III.34.a & III.37.a).

- Pour les deux algorithmes, le couple électromagnétique a une fréquence trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur (Figure.35) et (Figure.38). Cela est dû à l'existence des harmoniques de rang 2 et 4 (Figure.33.a) et (Figure.36.a).

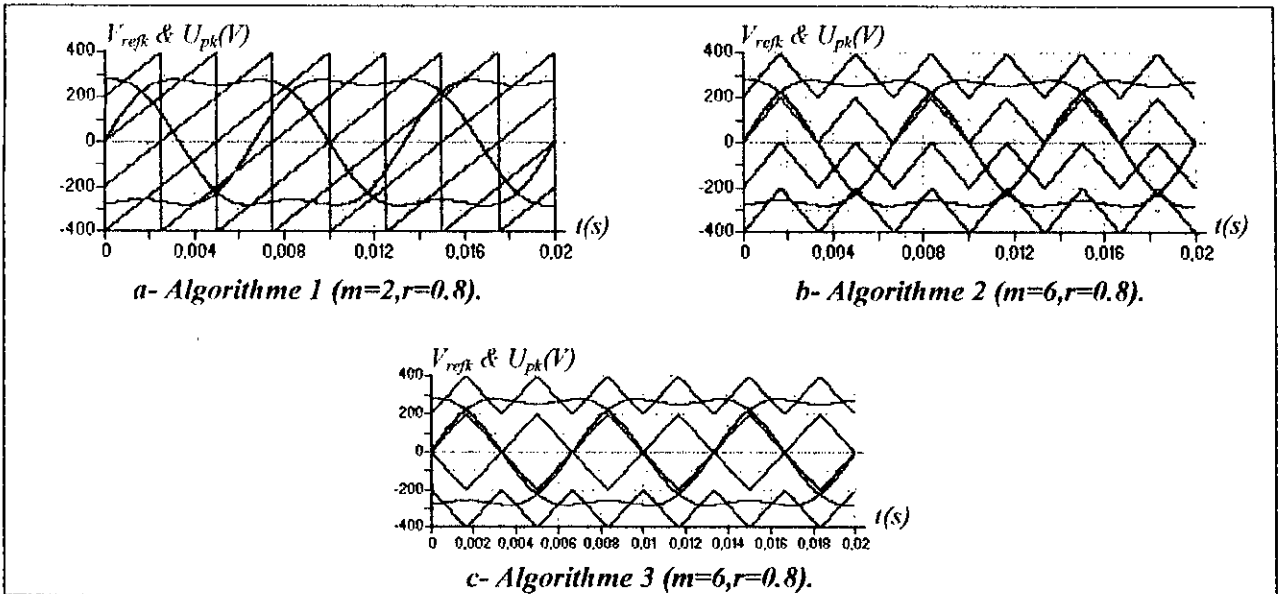


Figure.III.32- Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses avec injection de l'harmonique trois.

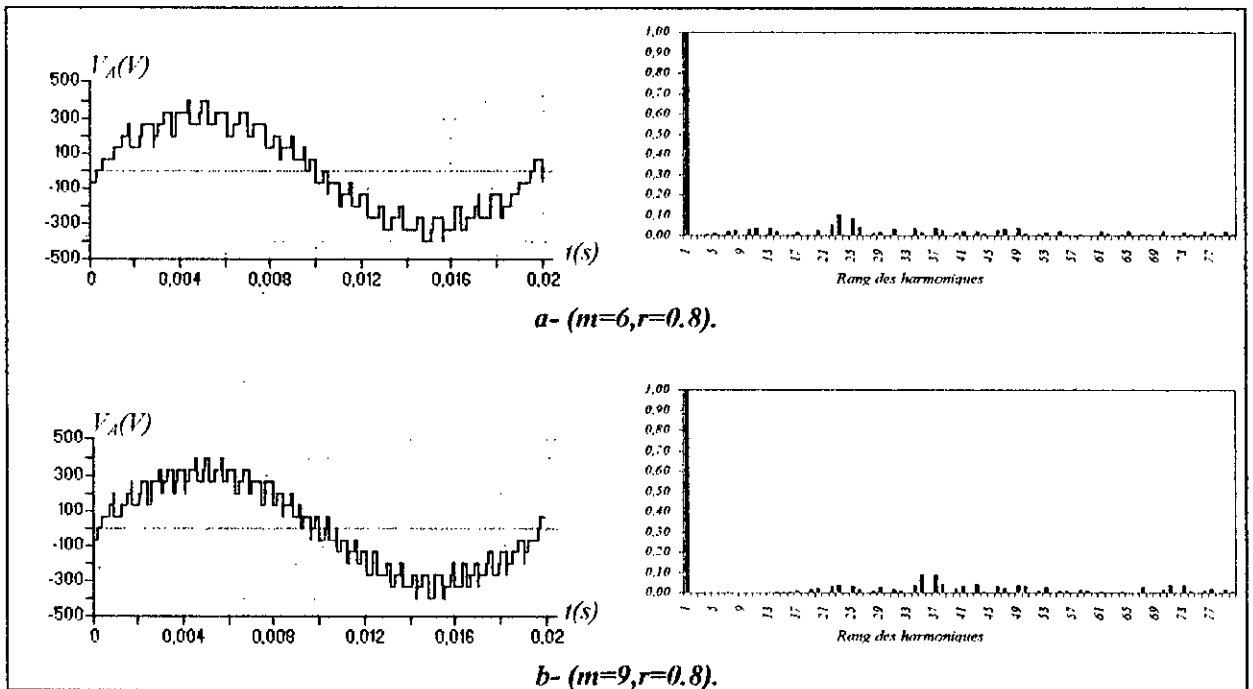


Figure.III.33- La tension simple V_A et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses avec injection de l'harmonique trois (Algorithme 1).

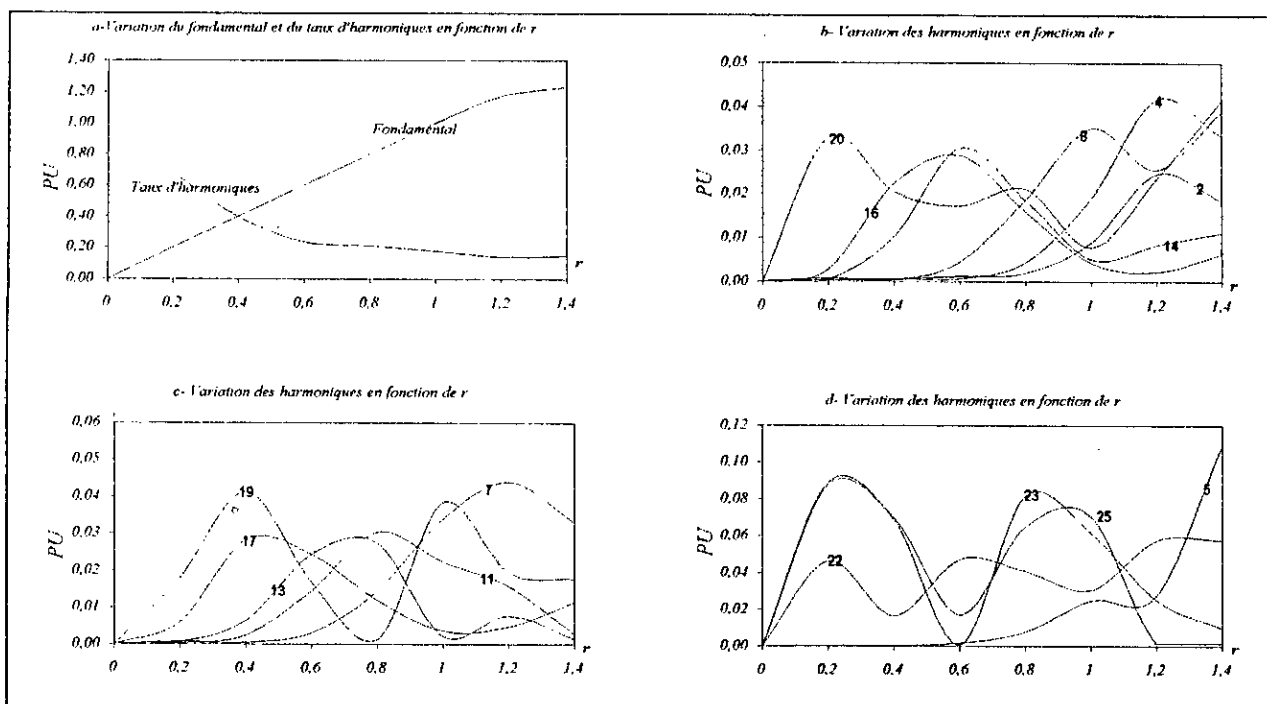


Figure.III.34- Caractéristiques de la tension de sortie V_A de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses avec injection de l'harmonique trois (Algorithme 1) ($m=6$).

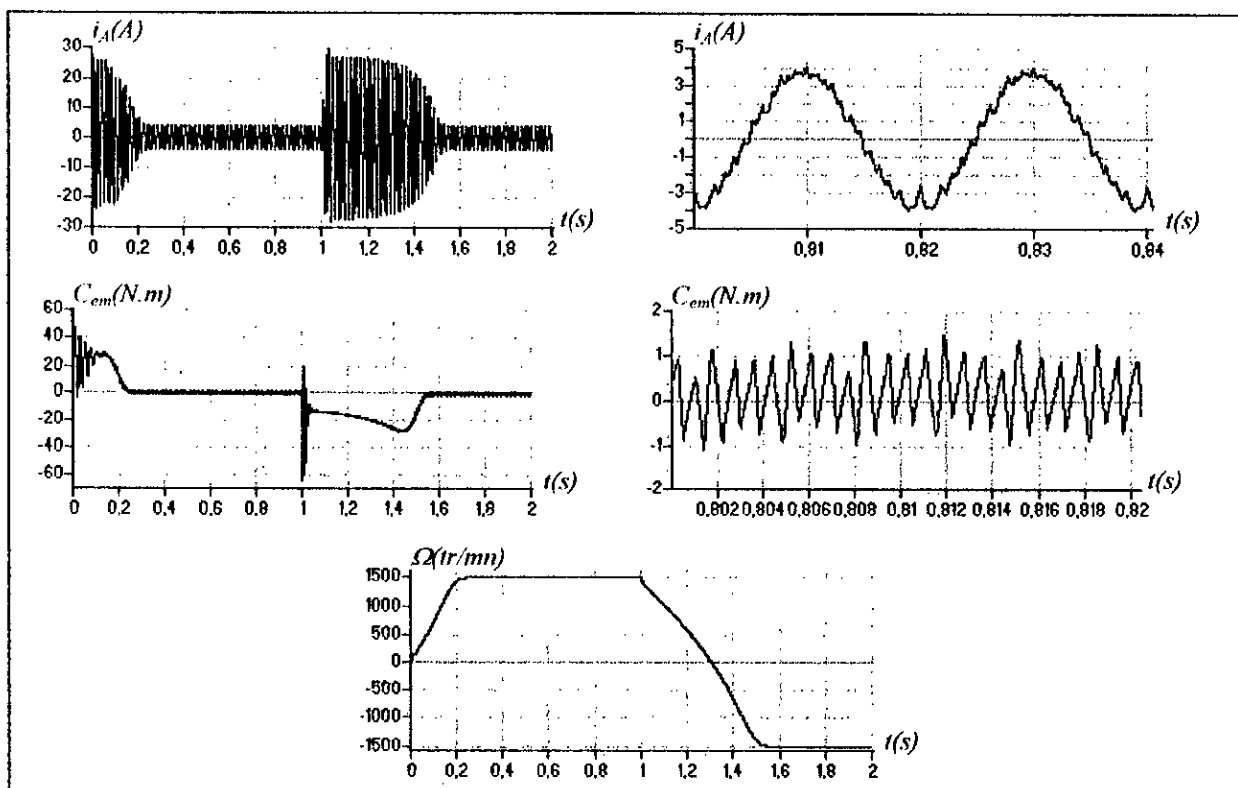


Figure.III.35- Les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses avec injection de l'harmonique trois (Algorithme 1) ($m=6$).

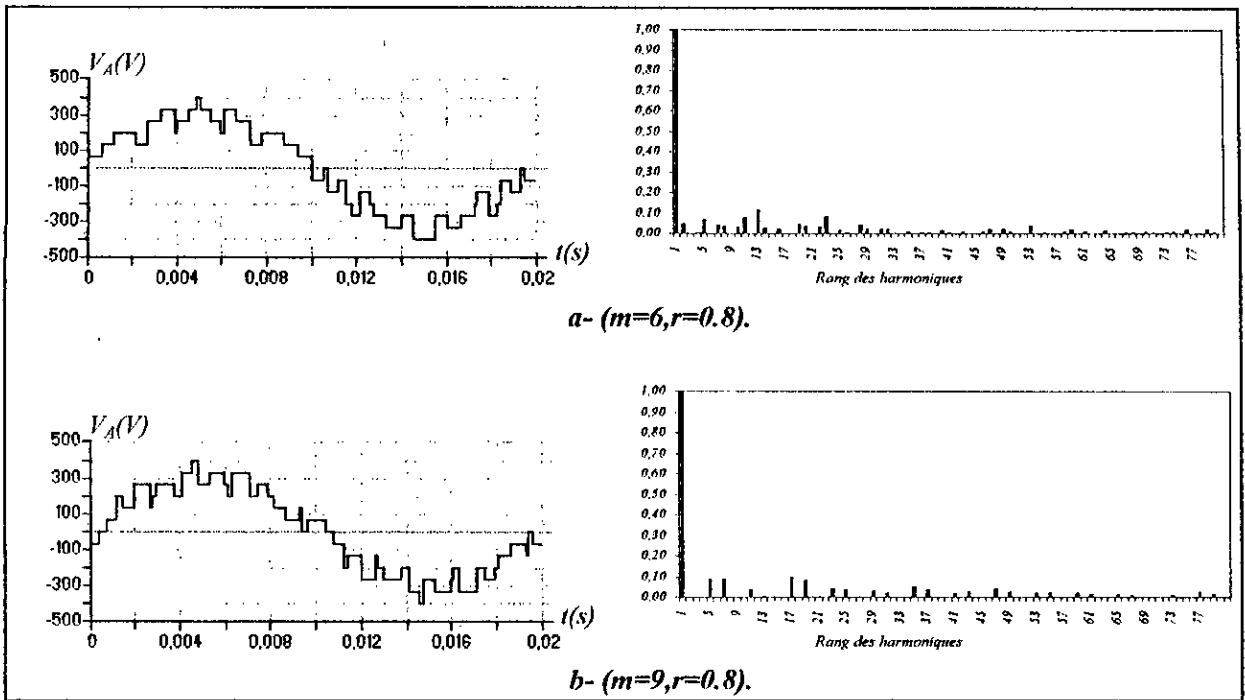


Figure.III.36- La tension simple V_A et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses avec injection de l'harmonique trois (Algorithme 2).

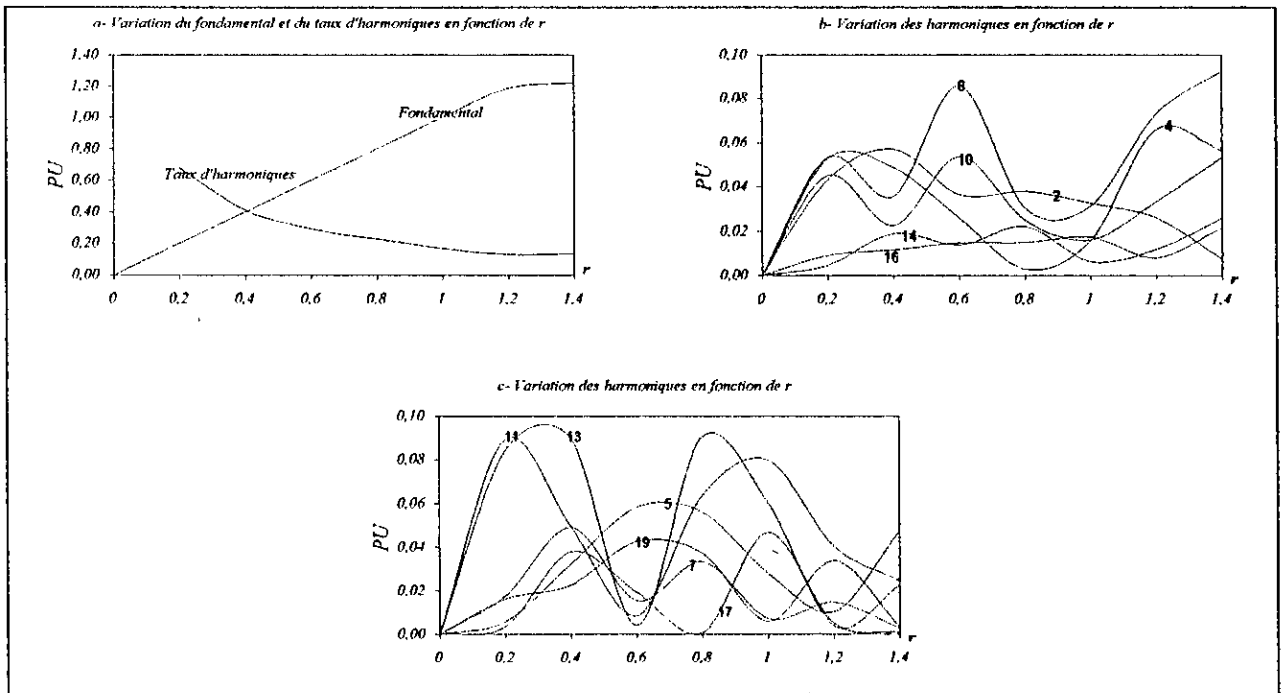


Figure.III.37- Caractéristiques de la tension de sortie V_A de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses avec injection de l'harmonique trois (Algorithme 2) ($m=6$).

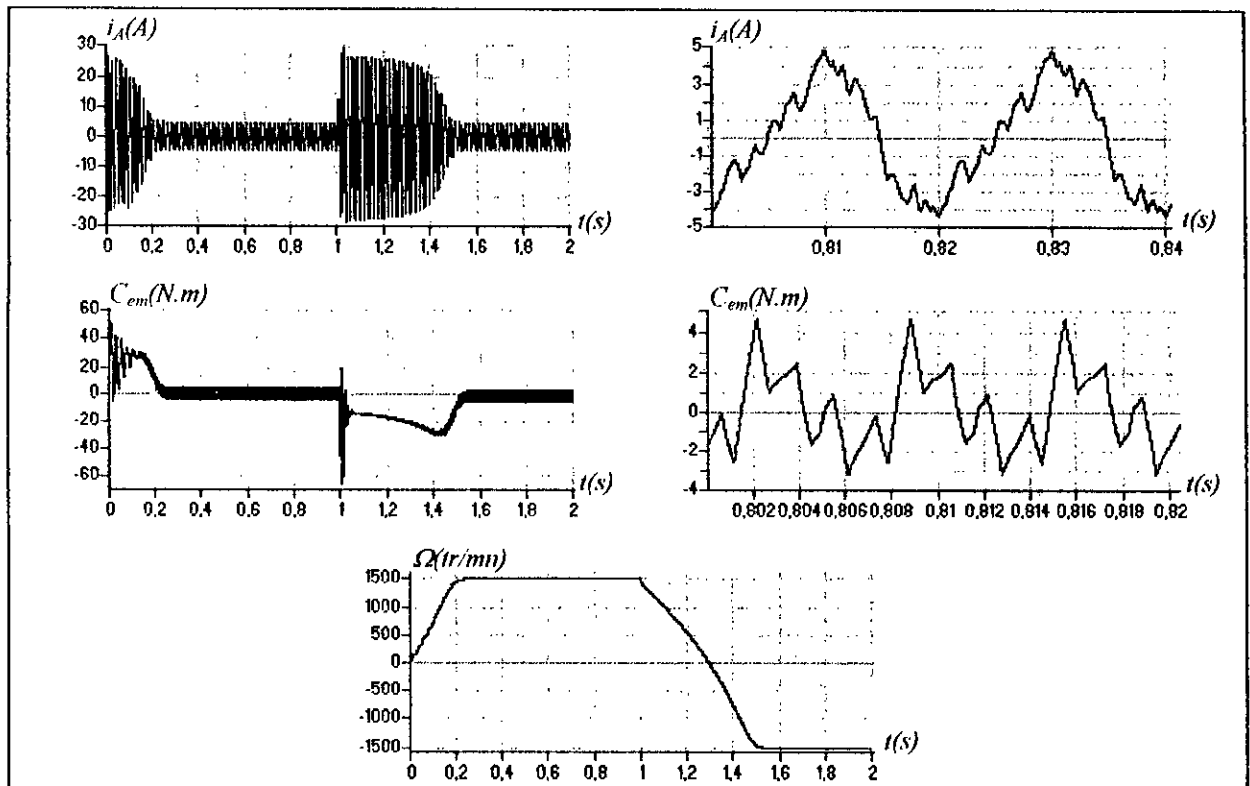


Figure.III.38- Les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses avec injection de l'harmonique trois (Algorithme 2) ($m=6$).

III.7- Modulation vectorielle :

III.7.1- Principe :

Cette nouvelle modulation vectorielle peut utiliser aussi bien une ou quatre porteuses. On se contentera de présenter l'algorithme utilisant quatre porteuses bipolaires triangulaires. Cette stratégie utilise la propriété que l'onduleur à cinq niveaux est une association en série de quatre onduleurs à deux niveaux.

On définit à partir du vecteur de référence $V_{sref} = (V_{ref1}, V_{ref2}, V_{ref3})'$ quatre nouveaux vecteurs de référence $(V_{sref1}, V_{sref2}, V_{sref3}, V_{sref3})$ qui sont définis comme suit (Figure.III.39) :

$$\begin{cases} V_{sref1}[i] = V_{sref}[i] + 2V_0 \\ V_{sref2}[i] = V_{sref}[i] + V_0 \\ V_{sref3}[i] = V_{sref}[i] - V_0 \\ V_{sref4}[i] = V_{sref}[i] - 2V_0 \end{cases}, (i=1,2,3) \quad (III.16)$$

La tension V_0 de fréquence $3f$ (f : est la fréquence des tensions du vecteur de référence) est donnée par l'expression suivante :

$$V_0 = \frac{\{\max(V_{sref}) + \min(V_{sref})\}}{4} \quad (III.17)$$

$U_{p1}, U_{p2}, U_{p3}, U_{p4}$ sont les mêmes porteuses utilisées dans la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses triangulaires (Figure.III.39).

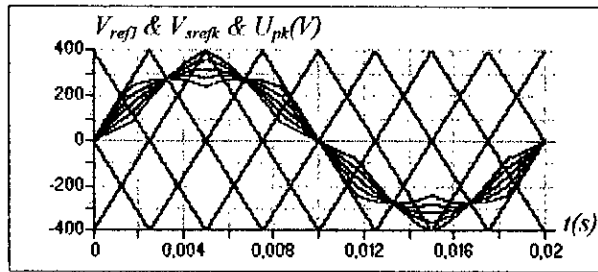


Figure.III.39- Différents signaux de la stratégie de modulation vectorielle ($m=2, r=0.8$).

III.7.2- Algorithme de commande :

L'algorithme de génération des ordres de commande des interrupteurs avec cette stratégie se résume aux deux étapes suivantes :

Etape 1 : Détermination des tensions intermédiaires $V_{1M}[i], V_{2M}[i], V_{3M}[i]$ et $V_{4M}[i]$ (images de sortie des quatre onduleurs à deux niveaux équivalents de l'onduleur à cinq niveaux) :

$$\begin{cases} \left\{ \begin{array}{l} V_{sref1}[i] \geq U_{p1} \Rightarrow V_{1M}[i] = 2U_c \\ V_{sref1}[i] < U_{p1} \Rightarrow V_{1M}[i] = U_c \end{array} \right. & \left\{ \begin{array}{l} V_{sref3}[i] \geq U_{p3} \Rightarrow V_{3M}[i] = 0 \\ V_{sref3}[i] < U_{p3} \Rightarrow V_{3M}[i] = -U_c \end{array} \right. \\ \left\{ \begin{array}{l} V_{sref2}[i] \geq U_{p2} \Rightarrow V_{2M}[i] = U_c \\ V_{sref2}[i] < U_{p2} \Rightarrow V_{2M}[i] = 0 \end{array} \right. & \left\{ \begin{array}{l} V_{sref4}[i] \geq U_{p4} \Rightarrow V_{4M}[i] = -U_c \\ V_{sref4}[i] < U_{p4} \Rightarrow V_{4M}[i] = -2U_c \end{array} \right. \end{cases} \quad (III.18)$$

Etape 2 : Détermination de la variable intermédiaire $V_{OM}[i]$ (image de la tension de sortie de l'onduleur à cinq niveaux) et des ordres de commande des interrupteurs :

$$V_{OM}[i] = V_{1M}[i] + V_{2M}[i] + V_{3M}[i] + V_{4M}[i] \quad (III.19)$$

d'où les ordres de commande des interrupteurs :

$$\begin{cases} V_{OM}[i] = 2U_c & \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1, B_{k3} = 1, B_{k4} = 1 \\ V_{OM}[i] = U_c & \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1, B_{k3} = 1, B_{k4} = 0 \\ V_{OM}[i] = 0 & \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1, B_{k3} = 0, B_{k4} = 0 \\ V_{OM}[i] = -U_c & \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0, B_{k3} = 0, B_{k4} = 0 \\ V_{OM}[i] = -2U_c & \Rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0, B_{k3} = 0, B_{k4} = 0 \end{cases} \quad (III.20)$$

On note que :

- La tension présente des harmoniques pairs et impairs (Figure.III.40.*).
- Les harmoniques sont centrés autour de la fréquence multiple de $m.f$ et non $4.m.f$ (Figure.III.40.*).
- Le couple électromagnétique à une fréquence trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur (Figure.III.41) à cause de l'interaction des harmoniques de rang 2 et 4 (Figure.III.40.a).
- La caractéristique de réglage de l'amplitude du fondamental des tensions est linéaire de $r=0$ à 1 et les taux d'harmoniques décroît en fonction de r (Figure.III.42.a).

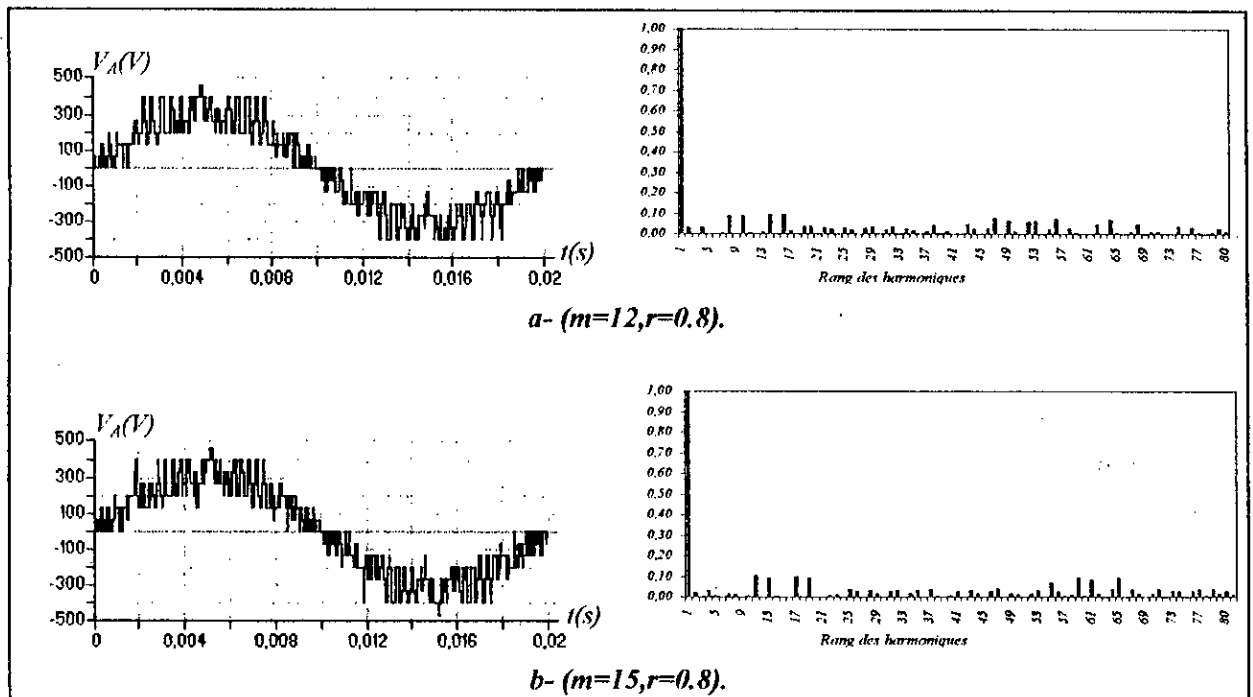


Figure.III.40- La tension simple V_A et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes commandé par la modulation vectorielle.

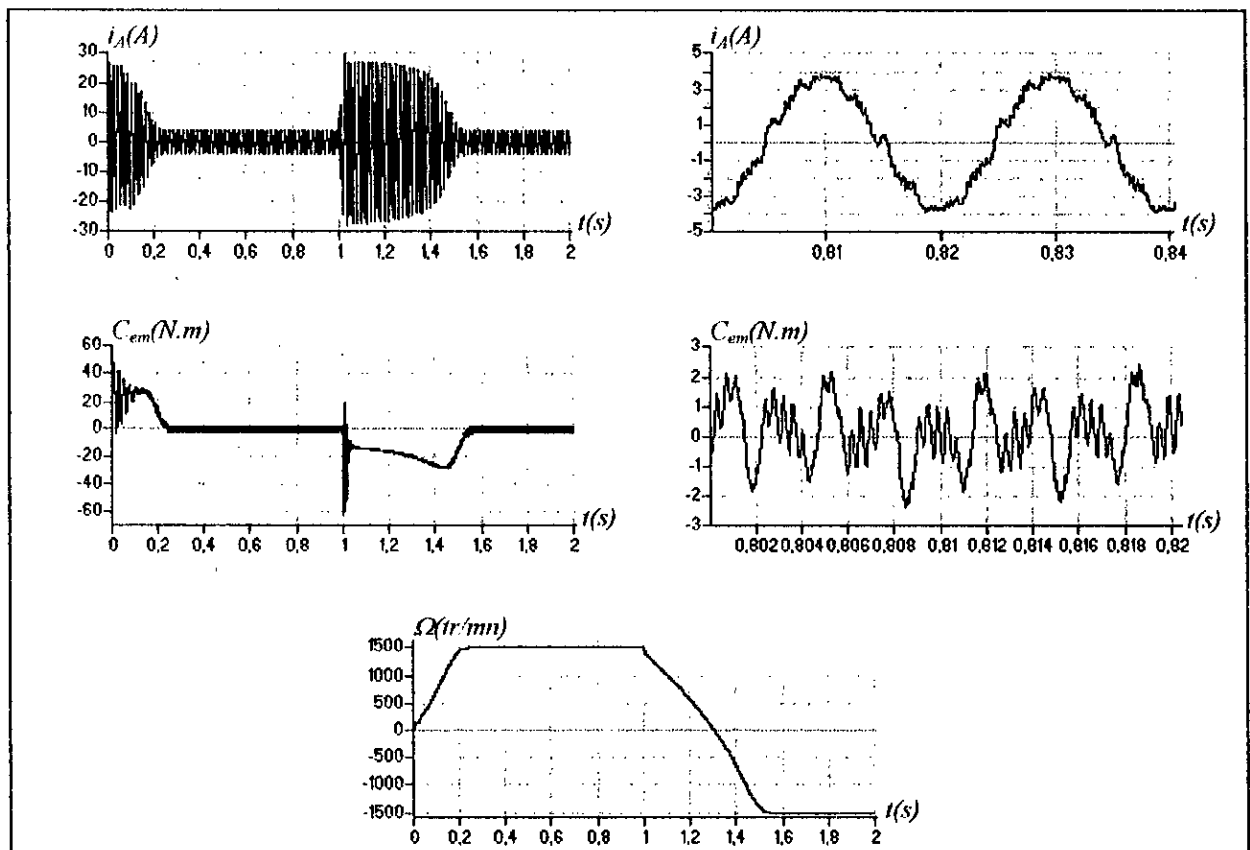


Figure.III.41- Les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes commandé par la modulation vectorielle ($m=12$).

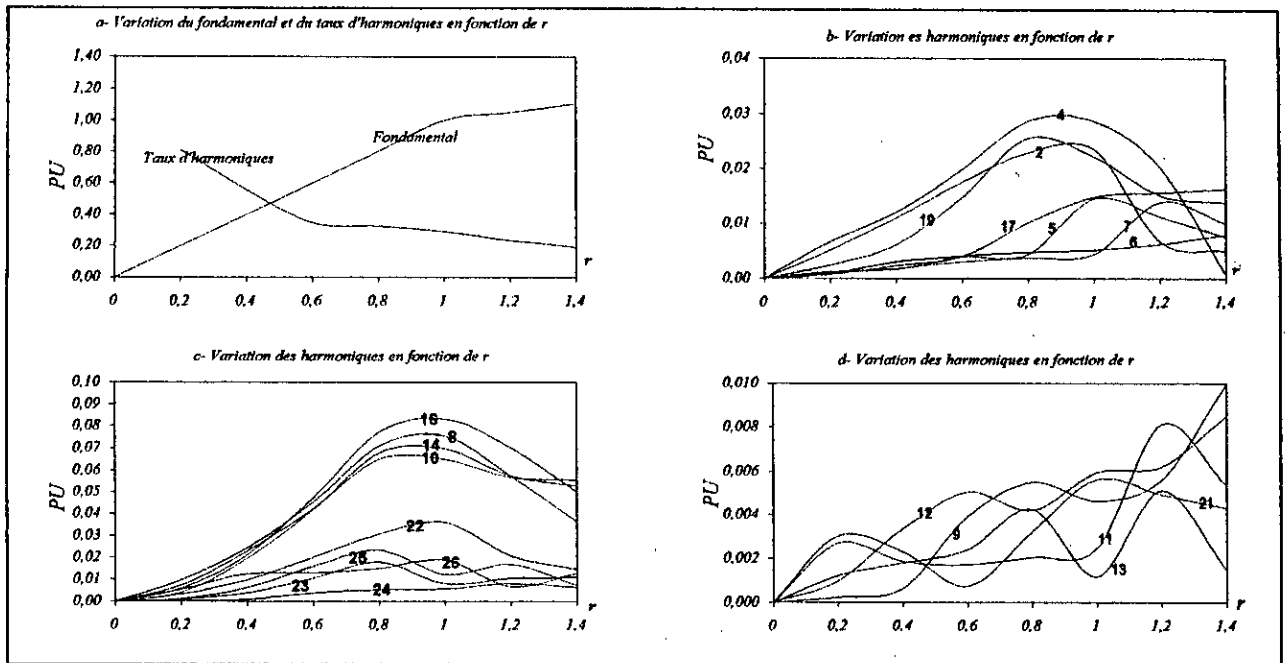


Figure.III.42- Caractéristiques de la tension de sortie V_A de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes commandé par la modulation vectorielle ($m=12$).

III.8- Modulation calculée :

Les différentes stratégies triangulo-sinusoidales présentées précédemment utilisant une ou quatre porteuses peuvent être réalisées numériquement en échantillonnant les tensions de référence. Dans cette partie, on va présenter un algorithme de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes destiné à une réalisation numérique, et utilisant le modèle de commande de ce convertisseur présenté dans le chapitre précédent (Chapitre II). L'organigramme général de cette stratégie de commande est présenté à la figure (III.43).

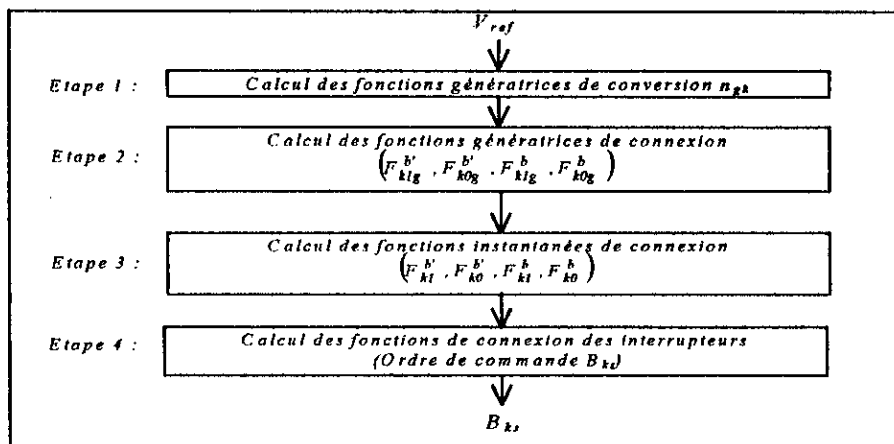


Figure.III.43- Organigramme d'une modulation calculée utilisant le modèle de commande de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes.

Pour faciliter l'implémentation de la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse déjà présentée précédemment, on propose cet algorithme qui utilise le modèle de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes. Les différentes étapes de l'organigramme de la figure (III.43) s'expriment pour cet algorithme comme suit :

Etape 1 : Calcul des fonctions génératrices de conversion simples n_{gk} :

$$n_{gk} = \frac{V_{refk}}{U_c}; \quad k = 1, 2, 3 \quad (\text{III.21})$$

Etape 2 : Calcul des fonctions génératrices de connexion :

$$\begin{cases} 0 < n_{gk} < 1 & \Rightarrow F_{k1g}^{b'} = n_{gk} \\ 1 < n_{gk} < 2 & \Rightarrow F_{k1g}^b = \frac{n_{gk}}{2} \\ -1 < n_{gk} < 0 & \Rightarrow F_{k0g}^{b'} = -n_{gk} \\ -2 < n_{gk} < -1 & \Rightarrow F_{k0g}^b = -\frac{n_{gk}}{2} \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

Etape 3 : Calcul des fonctions instantanées de connexion :

On définit dans cet algorithme les variables temporelles suivantes :

$$\begin{cases} \left\{ \begin{array}{l} T_{k1}^{I'} = \frac{T_p}{2} |F_{k1g}^{b'}| \\ T_{k2}^{I'} = T_p \left(1 - \frac{|F_{k1g}^{b'}|}{2} \right) \end{array} \right. & \left\{ \begin{array}{l} T_{k1}^{2'} = \frac{T_p}{2} |F_{k0g}^{b'}| \\ T_{k2}^{2'} = T_p \left(1 - \frac{|F_{k0g}^{b'}|}{2} \right) \end{array} \right. & \left\{ \begin{array}{l} T_{k1} = T_p - (T_{k2}^{I'} - T_{k1}^{I'}) \\ T_{k1}' = T_{k2}^{I'} - T_{k1}^{I'} \\ T_{k1}'' = T_p - (T_{k2}^{I'} - T_{k1}^{I'}) \end{array} \right. \\ \left\{ \begin{array}{l} T_{k1}^I = \frac{T_p}{2} (2|F_{k1g}^b| - 1) \\ T_{k2}^I = \frac{T_p}{2} (3 - 2|F_{k1g}^b|) \end{array} \right. & \left\{ \begin{array}{l} T_{k1}^{2} = \frac{T_p}{2} (2|F_{k0g}^b| - 1) \\ T_{k2}^{2} = \frac{T_p}{2} (3 - 2|F_{k0g}^b|) \end{array} \right. & \left\{ \begin{array}{l} T_{k2} = T_p - (T_{k2}^{2'} - T_{k1}^{2'}) \\ T_{k2}' = T_{k2}^{2} - T_{k1}^{2} \\ T_{k2}'' = T_p - (T_{k2}^{2} - T_{k1}^{2}) \end{array} \right. \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

Le passage des fonctions génératrices de connexion des demi-bras à leurs fonctions instantanées est effectué selon l'algorithme suivant qui permet de centrer les impulsions sur une période de commutation T_p :

$$\begin{cases} \left(\frac{T_p - T_{k1}}{2} < t < \frac{T_p + T_{k1}}{2} \right) \text{ ou } \left(\frac{T_p - T_{k1}'}{2} < t < \frac{T_p + T_{k1}'}{2} \right) & \Rightarrow F_{k1}^{b'} = 1 \\ \left(\frac{T_p - T_{k1}''}{2} < t < \frac{T_p + T_{k1}''}{2} \right) & \Rightarrow F_{k1}^b = 1 \\ \left(\frac{T_p - T_{k2}}{2} < t < \frac{T_p + T_{k2}}{2} \right) \text{ ou } \left(\frac{T_p - T_{k2}'}{2} < t < \frac{T_p + T_{k2}'}{2} \right) & \Rightarrow F_{k0}^{b'} = 1 \\ \left(\frac{T_p - T_{k2}''}{2} < t < \frac{T_p + T_{k2}''}{2} \right) & \Rightarrow F_{k0}^b = 1 \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

Etape 4 : Cette étape est commune à toutes les modulations de ce type. Elle se résume aux deux parties suivantes :

a)- Détermination des fonctions de connexion des interrupteurs à partir de celles des demi-bras :

$$\begin{cases}
 \left(\begin{matrix} F_{k1}^b = 1 & \& F_{k0}^b = 0 \\ F_{k1}^b = 0 & \& F_{k0}^b = 1 \end{matrix} \right) \Rightarrow F_{k1} = 1, F_{k2} = 1, F_{k3} = 1, F_{k4} = 1 \\
 \left(\begin{matrix} F_{k1}^b = 1 & \& F_{k0}^b = 1 \\ F_{k1}^b = 0 & \& F_{k0}^b = 0 \end{matrix} \right) \Rightarrow F_{k1} = 0, F_{k2} = 0, F_{k3} = 0, F_{k4} = 0 \\
 \left(\begin{matrix} F_{k1}^{b'} = 1 & \& F_{k0}^{b'} = 0 \\ F_{k1}^{b'} = 0 & \& F_{k0}^{b'} = 1 \end{matrix} \right) \Rightarrow F_{k1} = 1, F_{k2} = 1, F_{k3} = 1, F_{k4} = 0 \\
 \left(\begin{matrix} F_{k1}^{b'} = 1 & \& F_{k0}^{b'} = 1 \\ F_{k1}^{b'} = 0 & \& F_{k0}^{b'} = 0 \end{matrix} \right) \Rightarrow F_{k1} = 0, F_{k2} = 0, F_{k3} = 0, F_{k4} = 1
 \end{cases} \quad (III.25)$$

b)- Dédire les ordres de commande des semi-conducteurs :

$$\begin{cases}
 F_{ks} = 1 \Leftrightarrow B_{ks} = 1 \\
 F_{ks} = 0 \Leftrightarrow B_{ks} = 0
 \end{cases} \quad (III.26)$$

Pour cet algorithme, la variable t est réinitialisée à chaque fin de période de hachage T_p .

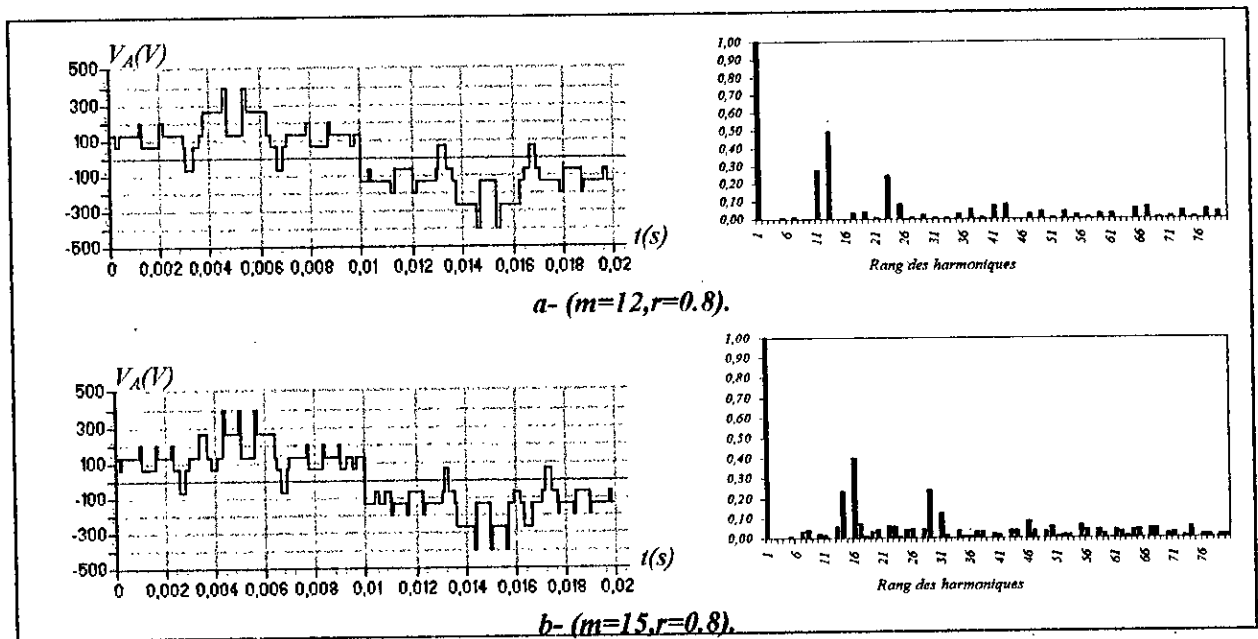


Figure.III.44- La tension de sortie et son spectre de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes commandé par la stratégie de modulation calculée.

On note pour les résultats obtenu avec cet algorithme que :

- Pour m pair, la tension de sortie V_A présente une symétrie par rapport à $\pi/2$ et π , et donc seul les harmoniques impairs existent (Figure.III.44.a). Pour m impair, on a une symétrie par rapport à π seulement et donc en plus des harmoniques impairs, des harmoniques pairs existent (Figure.III.44.b).

- Les harmoniques de tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de $m.f$. La première famille centrée autour de la fréquence $m.f$ est la plus importante de point de vue amplitude (Figure.III.44.*).
- La caractéristique de réglage est linéaire de $r=0$ à 1 , et le taux d'harmoniques décroît quand r augmente (Figure.III.45.a). Le taux d'harmoniques est très important. Pour $r=0.8$, il représente 60% par rapport au fondamental (Figure.III.45.a), ce qui est très nuisible pour la machine.
- Le couple électromagnétique a une fréquence six fois celle de la tension de sortie de l'onduleur (Figure.III.46).

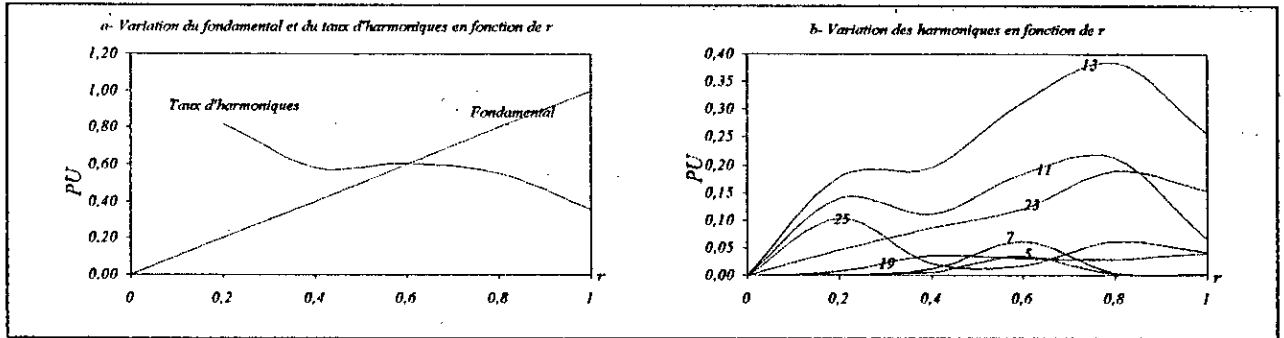


Figure.III.45- Caractéristiques de la tension de sortie V_A de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes commandé par la stratégie de modulation calculée ($m=12$).

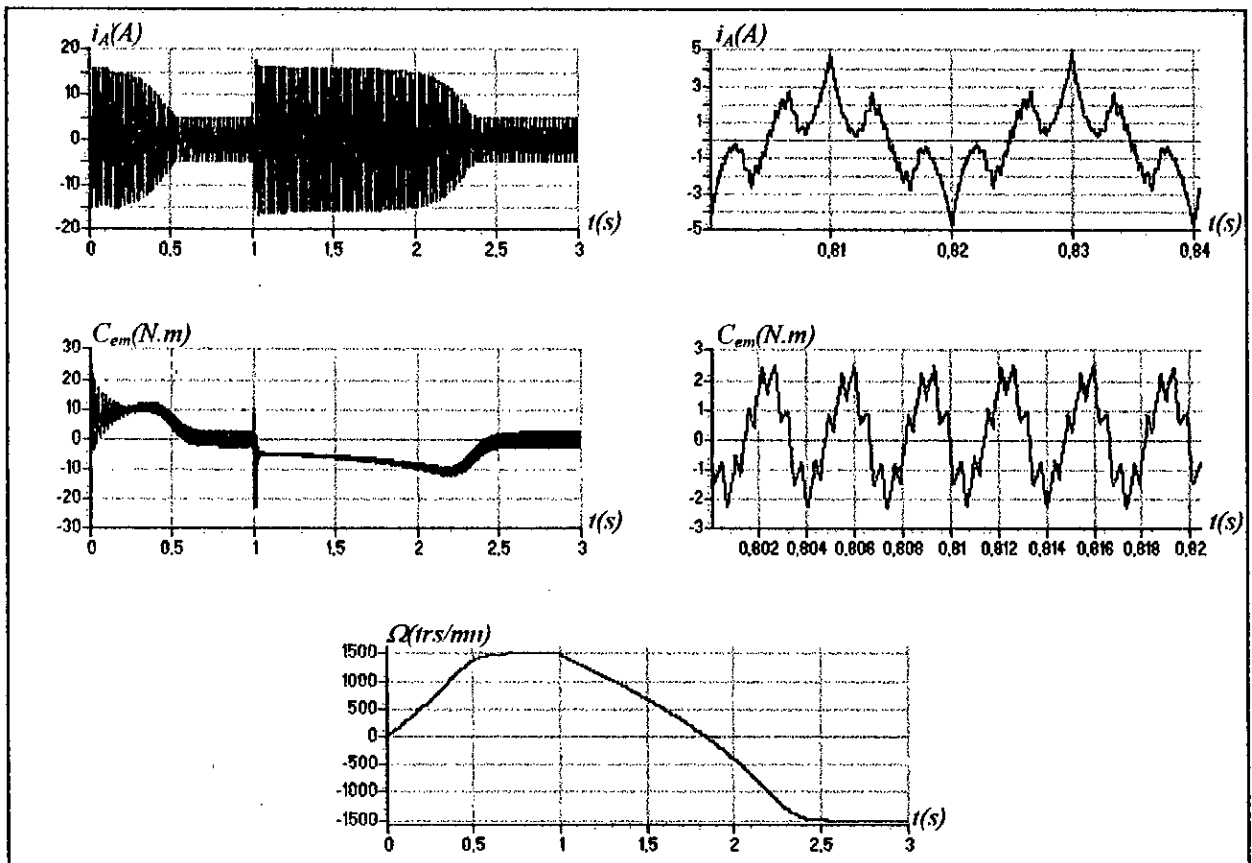


Figure.III.46- Les performances de la conduite de la machine asynchrone alimentée par l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes commandé par la stratégie de modulation calculée ($m=36$).

La stratégie	R_{max} de la caractéristique de réglage	La valeur maximale du taux d'harmoniques	La valeur minimale du taux d'harmoniques	La fréquence centrale de la première famille d'harmoniques	La fréquence du couple
Pleine onde	-	-	-	-	6.f
Hystérésis en courant	-	-	-	-	-
Triangulo-sinusoidale à une seule porteuse	1	0.80	0.15	m.f	6.f
Triangulo-sinusoidale à une seule porteuse avec injection de l'harmonique trois	1.15	0.81	0.14	m.f	6.f
Triangulo-sinusoidale à quatre porteuses en dents de scie (Algorithme 1)	1	0.67	0.13	4.m.f	3.f
Triangulo-sinusoidale à quatre porteuses triangulaires (Algorithme 1)	1	0.81	0.12	4.m.f	6.f
Triangulo-sinusoidale à quatre porteuses (Algorithme 2)	1.15	0.67	0.13	m.f	3.f
Triangulo-sinusoidale à quatre porteuses (Algorithme 3)	1	0.80	0.15	m.f	6.f
Triangulo-sinusoidale à quatre porteuses en dents de scie avec injection de l'harmonique trois (Algorithme 1)	1.15	0.67	0.14	4.m.f	3.f
Triangulo-sinusoidale à quatre porteuses avec injection de l'harmonique trois (Algorithme 2)	1.15	0.67	0.13	m.f	3.f
Modulation vectorielle	1	0.80	0.19	m.f	3.f
Modulation calculée	1	0.82	0.36	m.f	6.f

Tableau.III.1- Tableau récapitulatif des performances des différentes stratégies de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

CONCLUSION :

Dans ce chapitre, on a étudié différentes stratégies de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes. Ces stratégies sont d'une manière générale des extensions de celles des onduleurs à deux et à trois niveaux.

Les stratégies triangulo-sinusoidales et modulation vectorielle utilisant une ou quatre porteuses peuvent être réalisées soit en analogique ou en numérique (échantillonnage).

Le couple obtenu avec ces stratégies a une fréquence trois ou six fois celle de la tension de sortie. Le taux d'harmoniques décroît quand le taux de modulation augmente.

L'injection de l'harmonique trois dans les tensions de référence permet d'augmenter la zone linéaire de réglage de la tension, sans toute fois modifier les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée.

Chapitre IV

*Changeurs de fréquence
utilisant l'onduleur
triphase à cinq niveaux
à diodes flottantes*

INTRODUCTION :

Dans l'étude précédente, on a supposé les différentes tensions (U_{C1} , U_{C2} , U'_{C1} , U'_{C2}) du filtre d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes constantes et égales. Or ceci n'est vrai en pratique que dans le cas des installations de faible puissance utilisant des batteries. Pour cela, on propose d'étudier un dispositif permettant de générer ces tensions à partir d'un réseau alternatif 50HZ. C'est un convertisseur alternatif-continu dit redresseur.

Après avoir rappelé le modèle du redresseur de courant triphasé à deux niveaux et du redresseur de courant triphasé à trois niveaux, on présente différentes cascades permettant de réaliser des changeurs de fréquence ayant l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes comme pont de sortie, un redresseur de courant triphasé à deux ou à trois niveaux comme pont d'entrée et un pont capacitif intermédiaire. Ainsi, on étudiera les cascades suivantes :

- Cascade d'une batterie-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS.
- Cascade d'un redresseur de courant triphasé à deux niveaux-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS.
- Cascade d'un redresseur de courant triphasé à trois niveaux-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS.

Enfin, on présentera la réversibilité de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes et son fonctionnement en redresseur de courant. Puis, on étudiera la cascade d'un redresseur de courant triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS.

IV.1- Cascade d'une batterie-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS :

IV.1.1- Modélisation du filtre intermédiaire :

Dans ce cas, le modèle du filtre intermédiaire (Figure.IV.1) est défini par le système suivant :

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{C1}}{dt} = I - i_{d1} - i_{d2} \\ C_2 \frac{dU_{C2}}{dt} = I - i_{d2} \\ C'_1 \frac{dU'_{C1}}{dt} = I + i'_{d1} + i'_{d2} \\ C'_2 \frac{dU'_{C2}}{dt} = I + i'_{d2} \end{cases} \quad (IV.1)$$

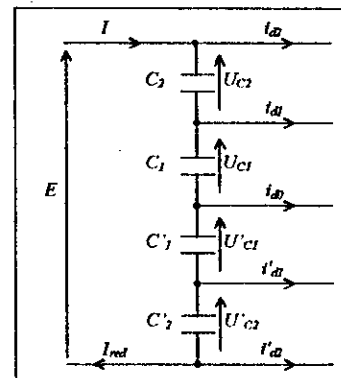


Figure.IV.1- Structure du filtre intermédiaire.

IV.1.2- Structure de la cascade :

La figure (IV.2) montre la structure de cette cascade. Les paramètres du filtre capacitif intermédiaire sont : $C_1 = C_2 = C'_1 = C'_2 = C = 80 \text{ mF}$. La tension de la batterie est fixée à $E = 800V$. L'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes est commandé par l'algorithme 1 de la stratégie triangulo-sinusoidal à quatre porteuses triangulaires ($m = 6$).

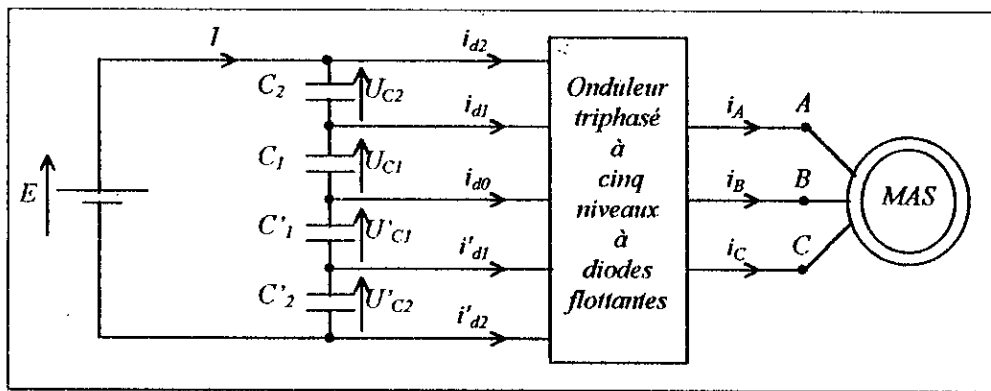


Figure.IV.2- Structure de la cascade d'une batterie-onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS.

On constate que les différentes tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes (U_{c1} , U_{c2} , U'_{c1} , U'_{c2}) deviennent constantes après un régime transitoire et pratiquement égales par paire ($U_{c1} \cong U'_{c1}$, $U_{c2} \cong U'_{c2}$) (Figure.IV.4). Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes (i_{d0} , i_{d1} , i_{d2} , i'_{d1} , i'_{d2}) ont une fréquence trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur. Les courants i_{d1} (resp i_{d2}) et i'_{d1} (resp i'_{d2}) ont la même allure mais sont inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant i_{d0} a une valeur moyenne pratiquement nulle (Figure.IV.5). La vitesse de la machine atteint son régime permanent après 0.25s. Le couple électromagnétique a une fréquence trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur (Figure.IV.6).

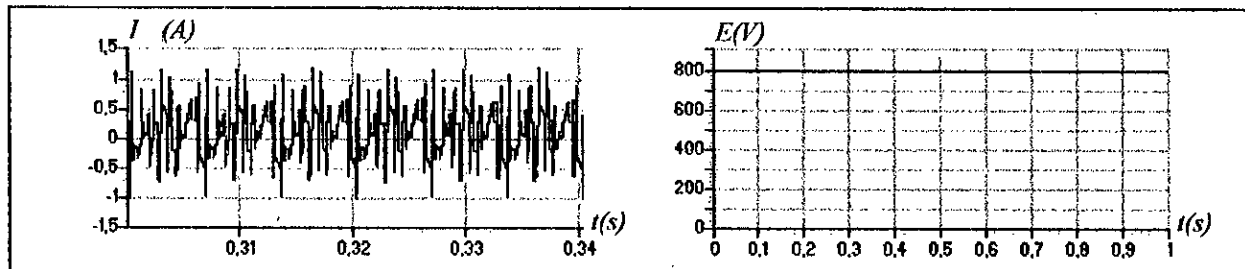


Figure.IV.3- Le courant et la tension d'entrée du filtre capacitif intermédiaire.

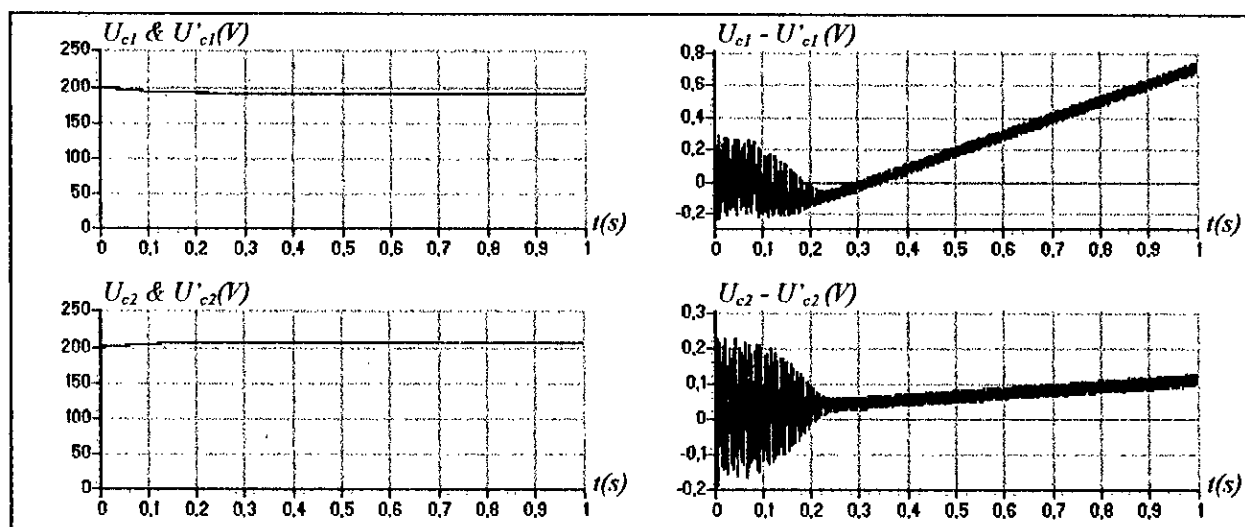


Figure.IV.4- Les tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

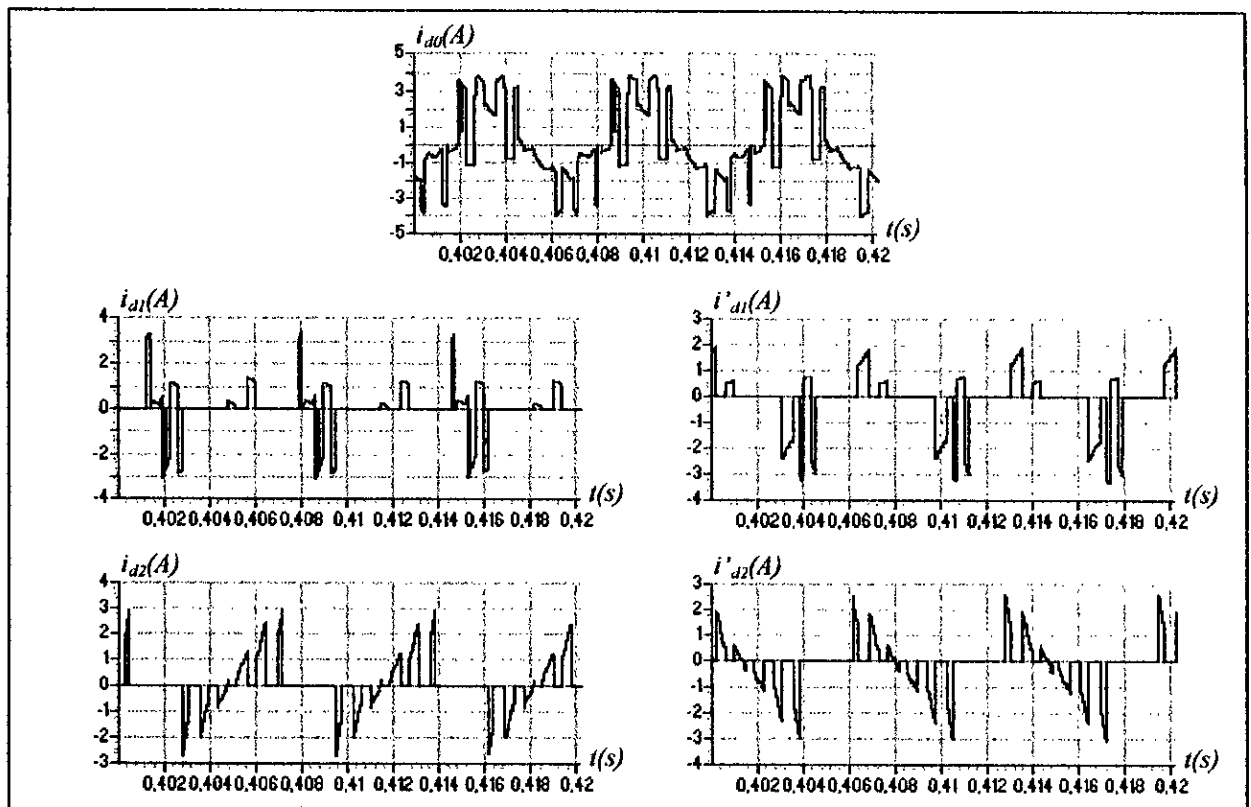


Figure.IV.5- Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

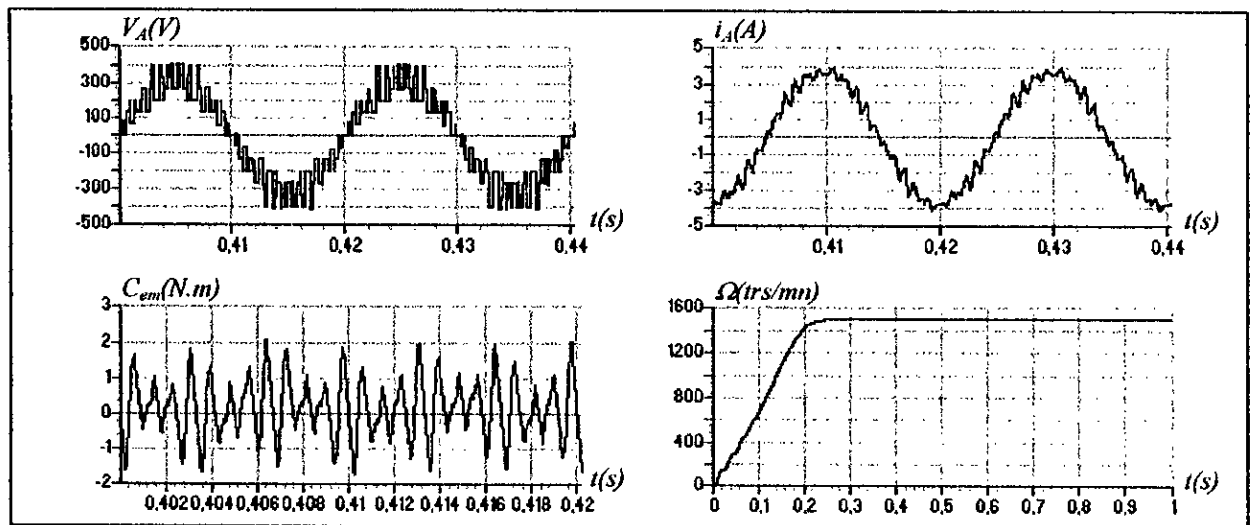


Figure.IV.6- Les performances de la conduite de la machine asynchrone.

IV.2- Cascade d'un redresseur de courant triphasé à deux niveaux-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS :

IV.2.1- Modélisation du redresseur de courant triphasé à deux niveaux :

La réversibilité de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux lui permet de fonctionner en redresseur de courant. Les modèles élaborés ainsi que les stratégies de commande utilisées pour l'onduleur de tension à deux niveaux sont utilisables pour le redresseur de courant à deux niveaux en tenant compte des nouvelles conventions des sources (le réseau et la charge) [Berkouk.95.1] [Lineart.89] [Seguier.89.1].

IV.2.1.1- Modèle de connaissance :

La structure du redresseur du courant triphasé à deux niveaux est donnée par la figure (IV.7).

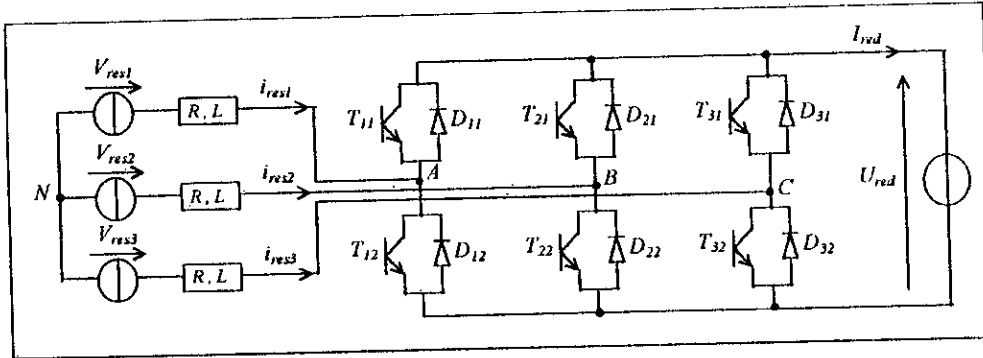


Figure.IV.7- La structure du redresseur de courant triphasé à deux niveaux.

La commande complémentaire associée à un bras k de ce redresseur est donnée par :

$$B_{k2} = \overline{B_{k1}}, (k=1,2,3) \tag{IV.2}$$

C'est à dire :

$$F_{k2} = 1 - F_{k1}, (k=1,2,3) \tag{IV.3}$$

Les différentes tensions simples s'expriment au moyen des fonction de connexion des interrupteurs par le système suivant :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{bmatrix} U_{red} \tag{IV.4}$$

Les différentes tensions composées sont données également par :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{bmatrix} U_{red} \tag{IV.5}$$

Le courant de sortie du redresseur peut s'écrire en fonction des fonctions de connexion des interrupteurs et des courants d'entrée comme suit :

$$I_{red} = F_{11} \cdot i_{res1} + F_{21} \cdot i_{res2} + F_{31} \cdot i_{res3} \tag{IV.6}$$

IV.2.1.2- Stratégie de commande :

Toutes les stratégies de commande possibles pour l'onduleur de tension à deux niveaux sont également utilisables pour le redresseur de courant à deux niveaux. Pour notre étude, on va s'intéresser à la commande par hystérésis en courant qui est donnée par l'algorithme suivant :

$$\begin{cases} \varepsilon_k \geq \Delta i \Rightarrow B_{k1} = 0 \\ \varepsilon_k \leq -\Delta i \Rightarrow B_{k1} = 1 \\ \text{Sinon, la commande des interrupteurs reste inchangée.} \end{cases} \quad (IV.7)$$

où :

Δi désigne la largeur de la bande d'hystérésis.

ε_k désigne l'écart entre le courant réel i_{resk} et le courant de référence i_{refk} :

$$\varepsilon_k = i_{refk} - i_{resk}, (k=1,2,3) \quad (IV.8)$$

et les courants de référence sont donnés par le système suivant :

$$\begin{cases} i_{ref1} = \sqrt{2}I_{eff} \sin(\omega t - \varphi) \\ i_{ref2} = \sqrt{2}I_{eff} \sin(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}marche) \\ i_{ref3} = \sqrt{2}I_{eff} \sin(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}marche) \end{cases} \quad (IV.9)$$

IV.2.2- Modélisation du filtre intermédiaire :

Dans ce cas, le modèle du filtre intermédiaire (Figure.IV.8) est défini par le système suivant :

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{C1}}{dt} = I_{red} - i_{d1} - i_{d2} \\ C_2 \frac{dU_{C2}}{dt} = I_{red} - i_{d2} \\ C'_1 \frac{dU'_{C1}}{dt} = I_{red} + i'_{d1} + i'_{d2} \\ C'_2 \frac{dU'_{C2}}{dt} = I_{red} + i'_{d2} \end{cases} \quad (IV.10)$$

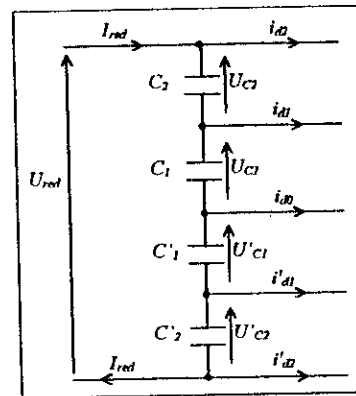


Figure.IV.8- Structure du filtre intermédiaire.

IV.2.3- Structure de la cascade :

La structure de cette cascade est donnée par la figure (IV.9). Les paramètres du filtre capacitif intermédiaire sont : $C_1 = C_2 = C'_1 = C'_2 = C = 80 \text{ mF}$. L'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes est commandé par l'algorithme 1 de la stratégie triangulo-sinusoidal à quatre porteuses triangulaires ($m=6$). Le réseau triphasé alimentant le redresseur a une tension efficace de 220V et une fréquence 50HZ. Le redresseur de courant est commandé par la stratégie d'hystérésis en courant où l'amplitude des courants de référence du réseau triphasé alimentant le redresseur est de 5A.

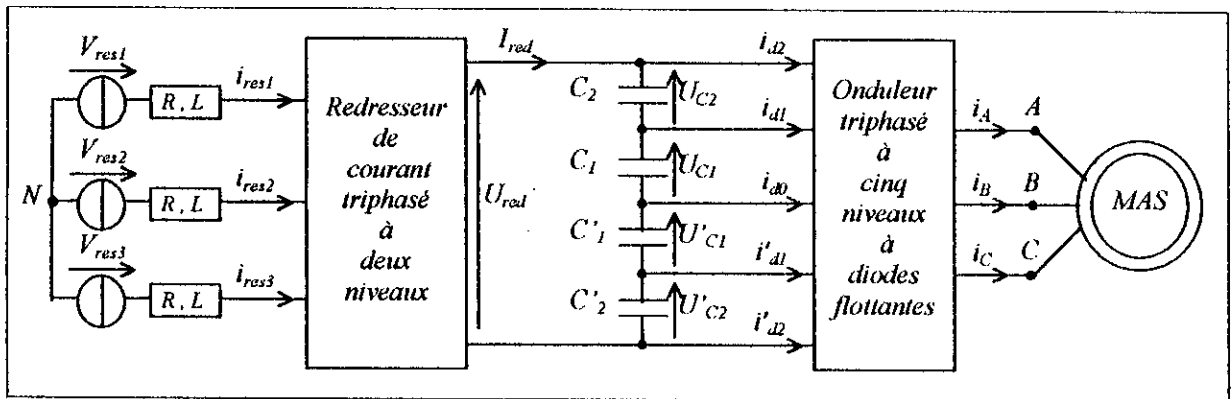


Figure.IV.9- Structure de la cascade d'un redresseur de courant triphasé à deux niveaux-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS.

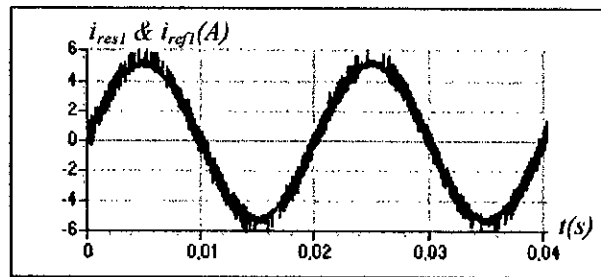


Figure.IV.10- Le courant de référence et le courant du réseau alimentant le redresseur.

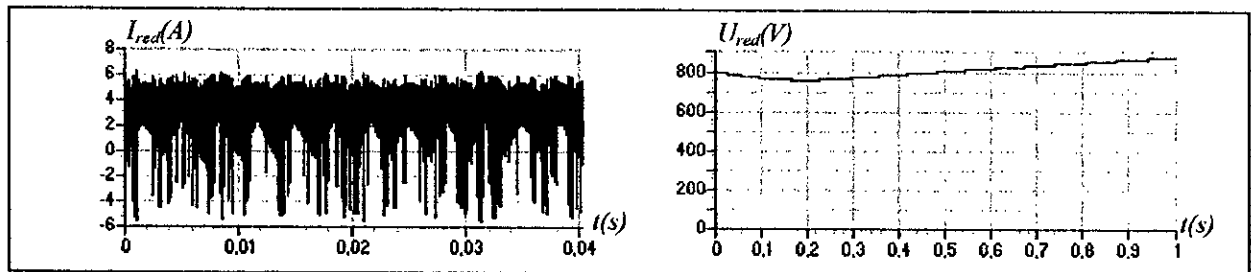


Figure.IV.11- Le courant et la tension redressés du redresseur triphasé à deux niveaux.

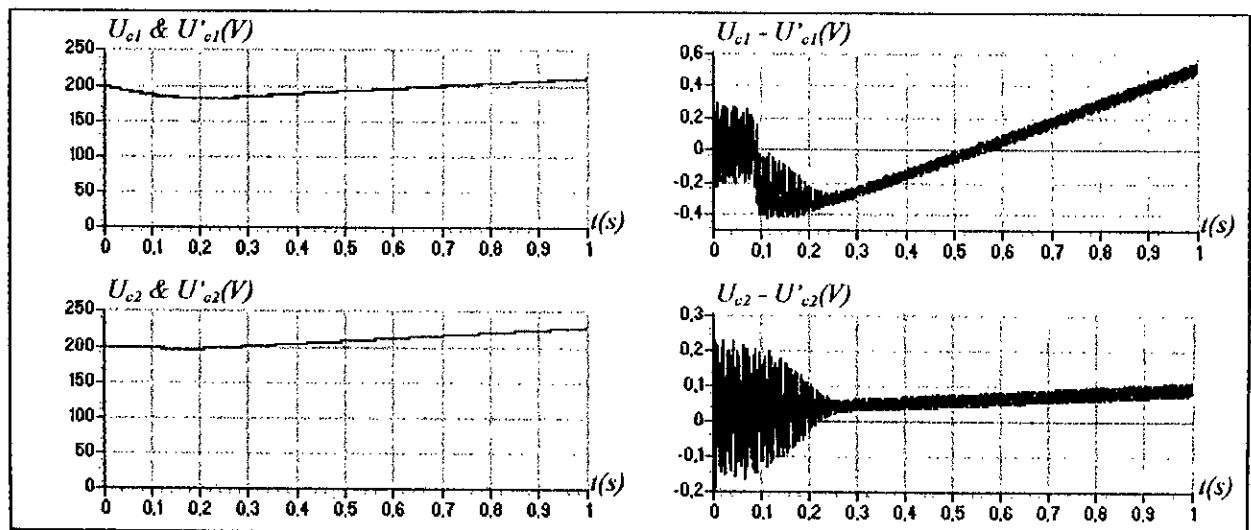


Figure.IV.12- Les tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

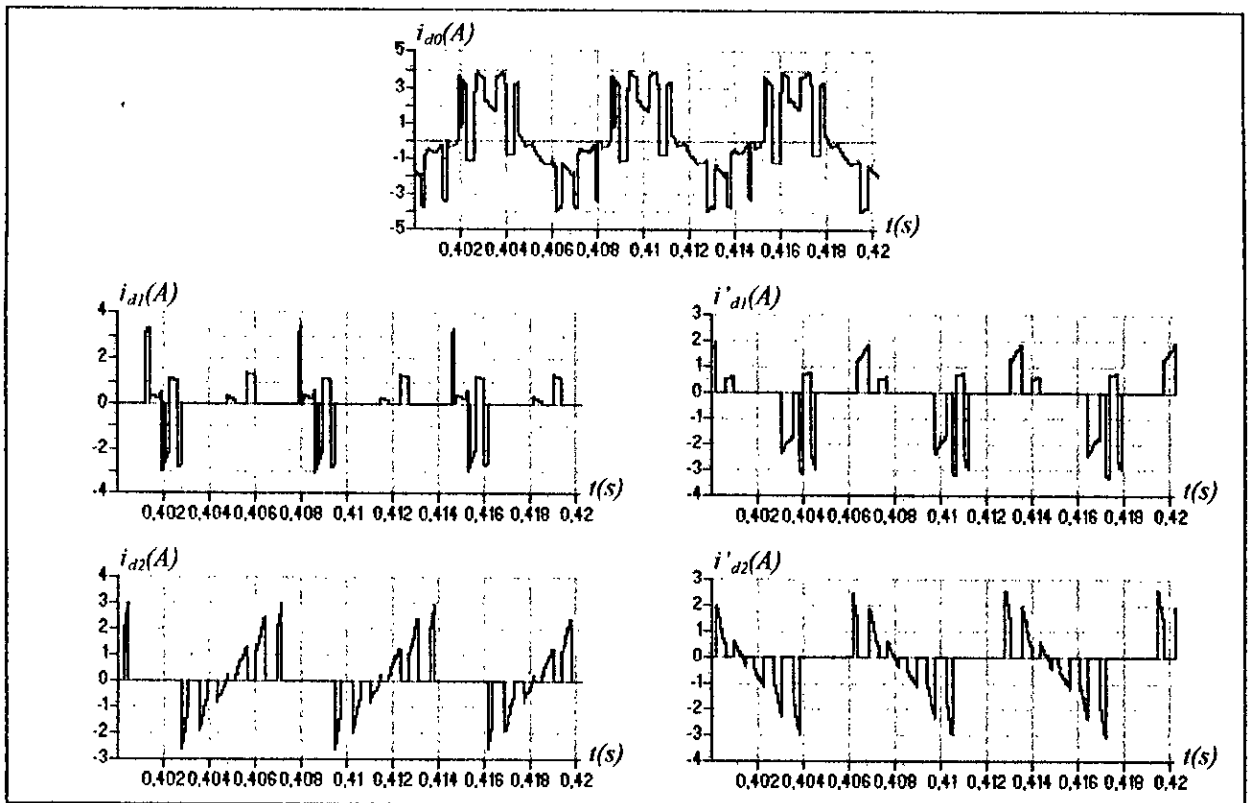


Figure.IV.13- Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

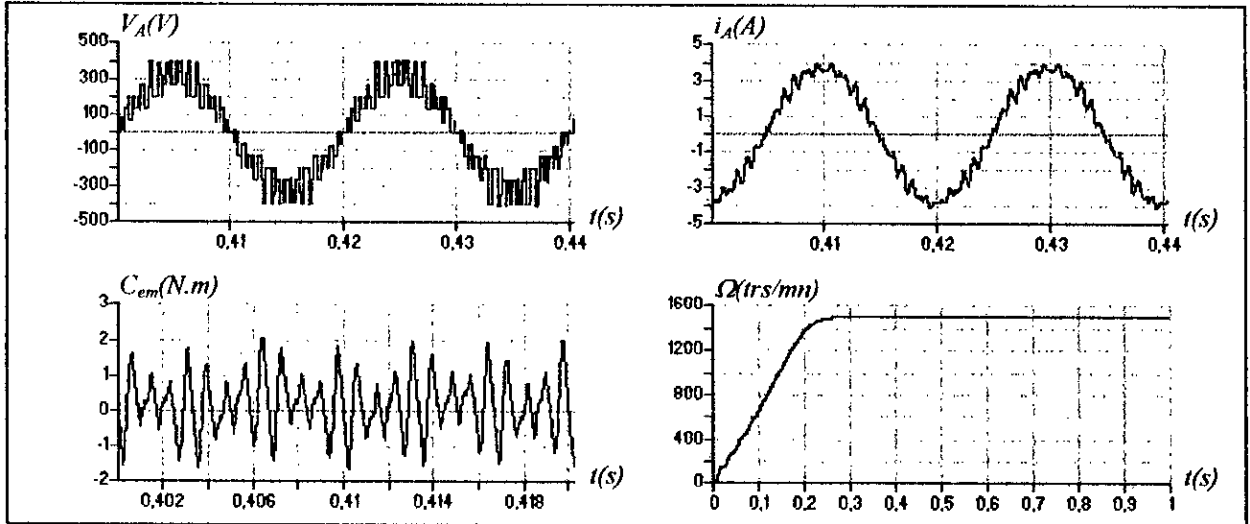


Figure.IV.14- Les performances de la conduite de la machine asynchrone.

On constate que le courant du réseau suit bien sa référence (Figure.IV.10). La figure (IV.12) montre l'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes (U_{c1} , U_{c2} , U'_{c1} , U'_{c2}) et par suite la tension redressée du redresseur à deux niveaux U_{red} (Figure.IV.11). Ces tensions sont croissantes et pratiquement égales par paire ($U_{c1} \cong U'_{c1}$, $U_{c2} \cong U'_{c2}$) (Figure.IV.12). Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes (i_{a0} , i_{a1} , i_{a2} , i'_{a1} , i'_{a2}) ont une fréquence trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur. Les courants i_{a1} (resp i_{a2}) et i'_{a1} (resp i'_{a2}) ont la même allure mais sont

inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant i_{d0} a une valeur moyenne pratiquement nulle (Figure.IV.13). La vitesse de la machine atteint son régime permanent après 0.25s. Le couple électromagnétique a une fréquence trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur (Figure.IV.14).

IV.3- Cascade d'un redresseur de courant triphasé à trois niveaux-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS :

IV.3.1- Modélisation du redresseur de courant triphasé à trois niveaux :

Comme pour l'onduleur de tension à deux niveaux, la réversibilité de l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux lui permet de fonctionner en redresseur de courant. Les modèles élaborés ainsi que les stratégies de commande utilisées pour l'onduleur de tension à trois niveaux sont utilisables pour le redresseur de courant à trois niveaux en tenant compte des nouvelles conventions des sources (le réseau et la charge) [Berkouk.95.1].

IV.3.1.1- Modèle de connaissance :

La structure du redresseur du courant triphasé à trois niveaux est donnée par la figure (IV.15).

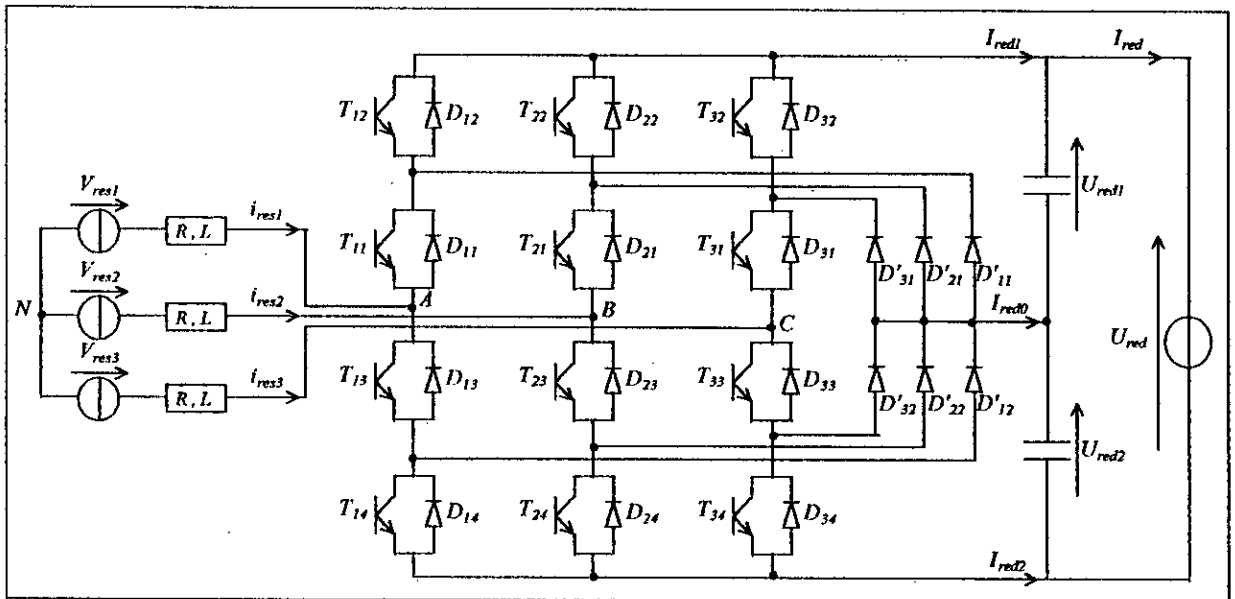


Figure.IV.15- La structure du redresseur de courant triphasé à trois niveaux.

La commande complémentaire associée à un bras k de ce redresseur est donnée par :

$$\begin{cases} B_{k3} = \overline{B_{k2}} \\ B_{k4} = \overline{B_{k1}} \end{cases}, (k=1,2,3) \tag{IV.11}$$

C'est à dire :

$$\begin{cases} F_{k3} = 1 - F_{k2} \\ F_{k4} = 1 - F_{k1} \end{cases}, (k=1,2,3) \tag{IV.12}$$

Pour le redresseur de courant triphasé à trois niveaux, les fonctions de connexion des demi-bras sont définies comme suit :

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \\ F_{k0}^b = F_{k3} \cdot F_{k4} \end{cases}, (k=1,2,3) \quad (\text{IV.13})$$

Les différentes tensions simples s'expriment au moyen des fonction de connexion des demi-bras par le système suivant :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{red1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{red2} \right\} \quad (\text{IV.14})$$

Les différentes tensions composées sont données également par :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{red1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{red2} \right\} \quad (\text{IV.15})$$

Les courant de sortie du redresseur peuvent s'écrire en fonction des fonctions de connexion des demi-bras et des courants d'entrée comme suit :

$$\begin{cases} I_{red1} = F_{11}^b \cdot i_{res1} + F_{21}^b \cdot i_{res2} + F_{31}^b \cdot i_{res3} \\ I_{red2} = F_{10}^b \cdot i_{res1} + F_{20}^b \cdot i_{res2} + F_{30}^b \cdot i_{res3} \\ I_{red0} = -(I_{red1} + I_{red2}) \end{cases} \quad (\text{IV.16})$$

IV.3.1.2- Stratégie de commande :

Les stratégies de commande étudiées pour l'onduleur de tension à trois niveaux sont toutes valables pour le redresseur de courant à trois niveaux. Afin d'avoir un courant le plus sinusoïdal possible et en phase avec sa tension, on utilise la commande par hystérésis en courant dont l'algorithme est le suivant :

$$\begin{cases} [(\varepsilon_k \geq \Delta i) \& (\varepsilon_k \leq 2.\Delta i)] \text{ or } [(\varepsilon_k \leq -\Delta i) \& (\varepsilon_k \geq -2.\Delta i)] \Rightarrow B_{k1} = 1 \quad \& \quad B_{k2} = 0 \\ \varepsilon_k > 2.\Delta i \Rightarrow B_{k1} = 0 \quad \& \quad B_{k2} = 0 \\ \varepsilon_k < -2.\Delta i \Rightarrow B_{k1} = 1 \quad \& \quad B_{k2} = 1 \end{cases} \quad (\text{IV.17})$$

Sinon, la commande des interrupteurs reste inchangée.

où Δi , ε_k et les courants de référence sont définis comme pour le cas d'un redresseur de courant triphasé à deux niveaux.

IV.3.2- Modélisation du filtre intermédiaire :

Dans ce cas, le modèle du filtre intermédiaire (Figure.IV.16) est défini par le système suivant

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{C1}}{dt} = I_{red1} - i_{d1} - i_{d2} \\ C_2 \frac{dU_{C2}}{dt} = I_{red1} - i_{d2} \\ C'_1 \frac{dU'_{C1}}{dt} = -I_{red2} + i'_{d1} + i'_{d2} \\ C'_2 \frac{dU'_{C2}}{dt} = -I_{red2} + i'_{d2} \end{cases} \quad (IV.18)$$

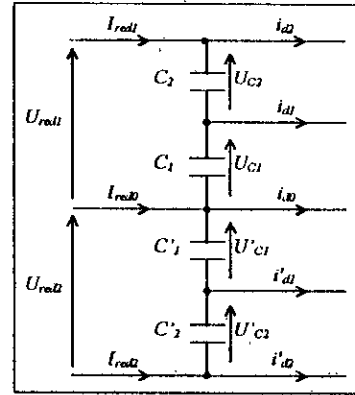


Figure.IV.16- Structure du filtre intermédiaire.

IV.3.3- Structure de la cascade :

La structure de cette cascade est donnée par la figure (IV.17). Les paramètres du filtre capacitif intermédiaire sont : $C_1 = C_2 = C'_1 = C'_2 = C = 80 \text{ mF}$. L'onduleur triphasé à diodes flottantes est commandé par l'algorithme 1 de la stratégie triangulo-sinusoidal à quatre porteuses triangulaires ($m=6$). Le réseau triphasé alimentant le redresseur a une tension efficace de 220V et une fréquence 50HZ. Le redresseur de courant est commandé par la stratégie d'hystérésis en courant où l'amplitude des courants de référence du réseau triphasé alimentant le redresseur est de 5A.

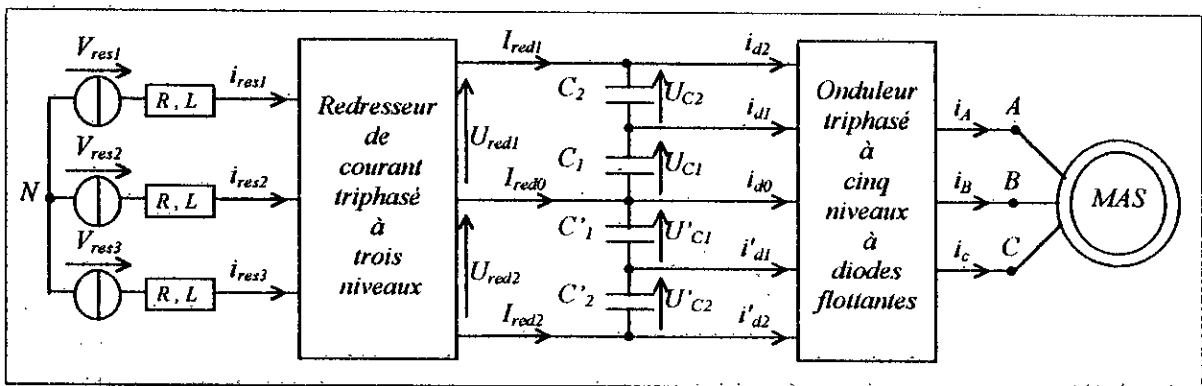


Figure.IV.17- Structure de la cascade d'un redresseur de courant triphasé à trois niveaux-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS.

On constate que le courant du réseau suit bien sa référence (Figure.IV.18). Les courants redressés I_{red1} et I_{red2} ont la même forme et sont inversé l'un par rapport à l'autre (Figure.IV.19). La figure (IV.20) montre l'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes ($U_{c1}, U_{c2}, U'_{c1}, U'_{c2}$) et par suite les tensions redressées du redresseur à trois niveaux U_{red1} et U_{red2} (Figure.IV.19). Ces tensions sont croissantes et pratiquement égales par paire ($U_{c1} \cong U'_{c1}, U_{c2} \cong U'_{c2}$) (Figure.IV.20). Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes ($i_{d0}, i_{d1}, i_{d2}, i'_{d1}, i'_{d2}$) ont une fréquence trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur. Les courants i_{d1} (resp i_{d2}) et i'_{d1} (resp i'_{d2}) ont la même allure mais sont

inversé l'un par rapport à l'autre. Le courant i_{d0} a une valeur moyenne pratiquement nulle (Figure.IV.21). La vitesse de la machine atteint son régime permanent après 0.25s. Le couple électromagnétique a une fréquence trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur (Figure.IV.22).

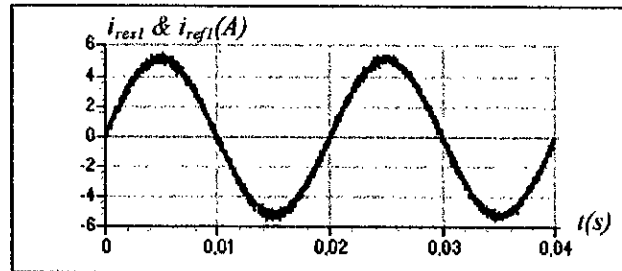


Figure.IV.18- Le courant de référence et le courant du réseau alimentant le redresseur.

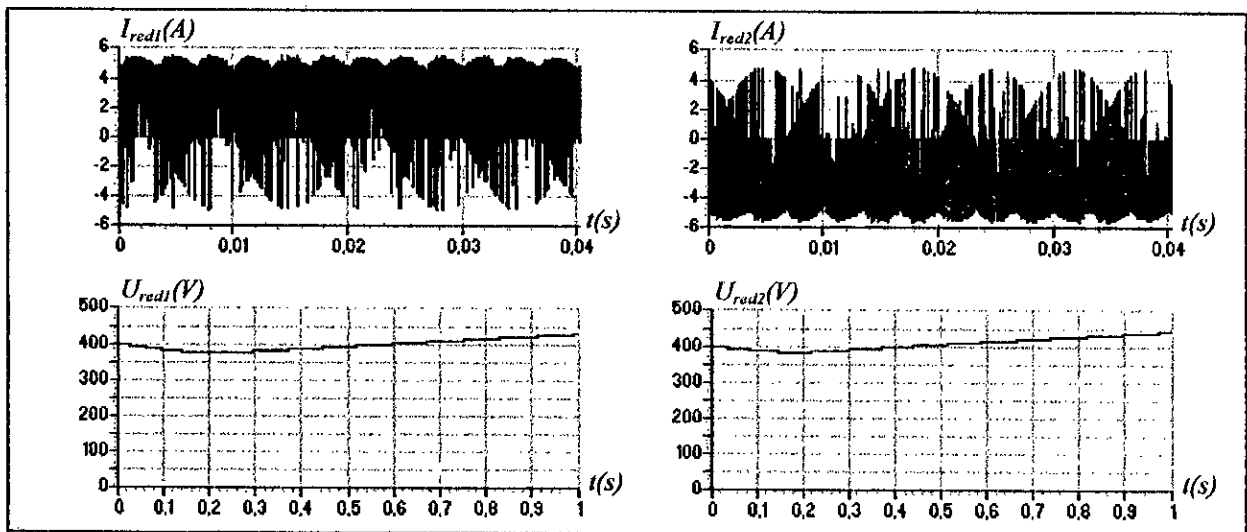


Figure.IV.19- Les courants et les tensions redressés du redresseur triphasé à trois niveaux.

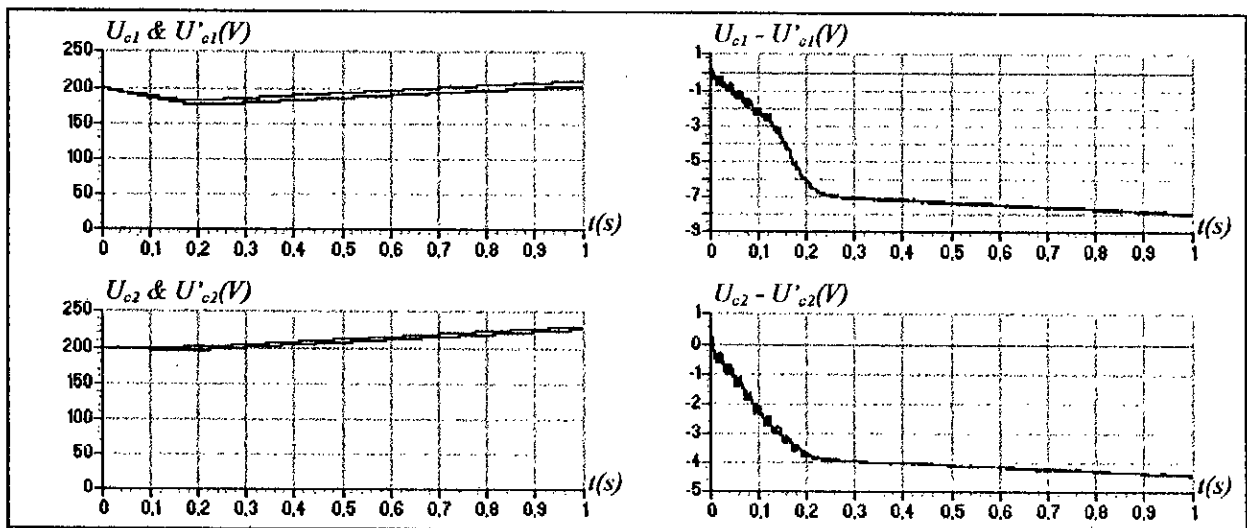


Figure.IV.20- Les tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

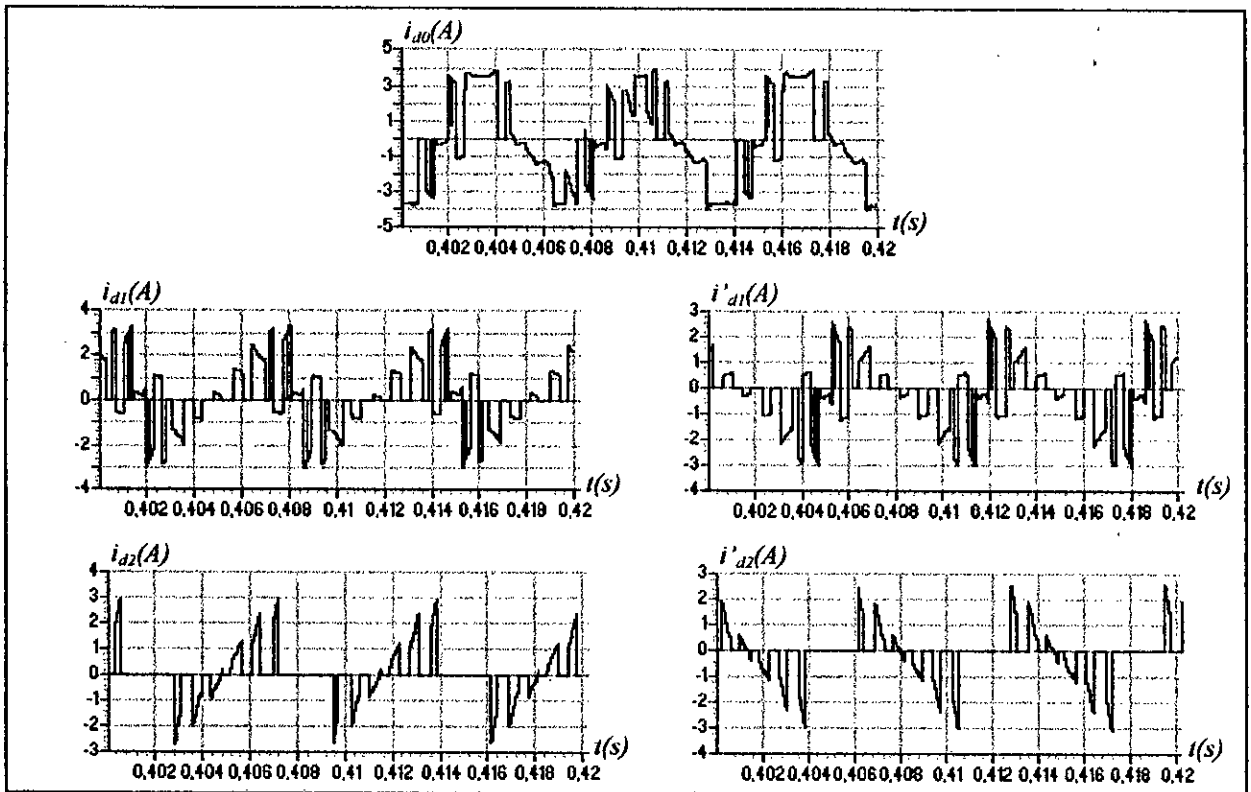


Figure IV.21- Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

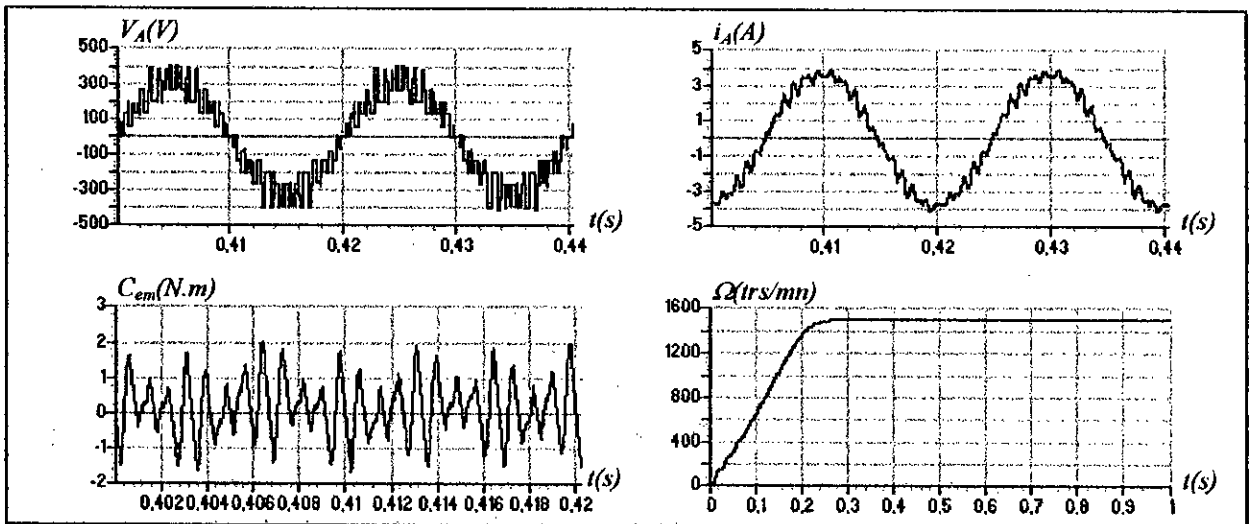


Figure IV.22- Les performances de la conduite de la machine asynchrone.

IV.4- Utilisation des onduleurs à cinq niveaux à diodes flottantes en redresseurs de courant :

L'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes est réversible par sa structure. Il peut fonctionner en onduleur en transférant de l'énergie de la source de tension continue à la source de courant alternatif ou bien fonctionner en redresseur et assurer alors le transfert énergétique dans le sens inverse. En adoptant la convention générateur pour la source de courant alternatif et la convention récepteur pour la source de tension continue, les modèles élaborés ainsi que les stratégies de commande présentées précédemment pour l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes (Chapitre.III) sont valables pour le redresseur de courant triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

IV.4.1- Redresseur de courant triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes :

On commencera par présenter les performances du redresseur de courant triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes sur une charge résistive (Figure.IV.23). Les paramètres du filtre capacitif intermédiaire sont : $C_1 = C_2 = C'_1 = C'_2 = C = 80 \text{ mF}$. Le redresseur de courant triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes est commandé par la stratégie d'hystérésis en courant ($\Delta i = 0.5 \text{ A}$). La charge $R_{charge} = 25 \Omega$. Le réseau alimentant le redresseur a une tension de valeur efficace $V_{eff} = 220 \text{ V}$ et une fréquence de 50 HZ .

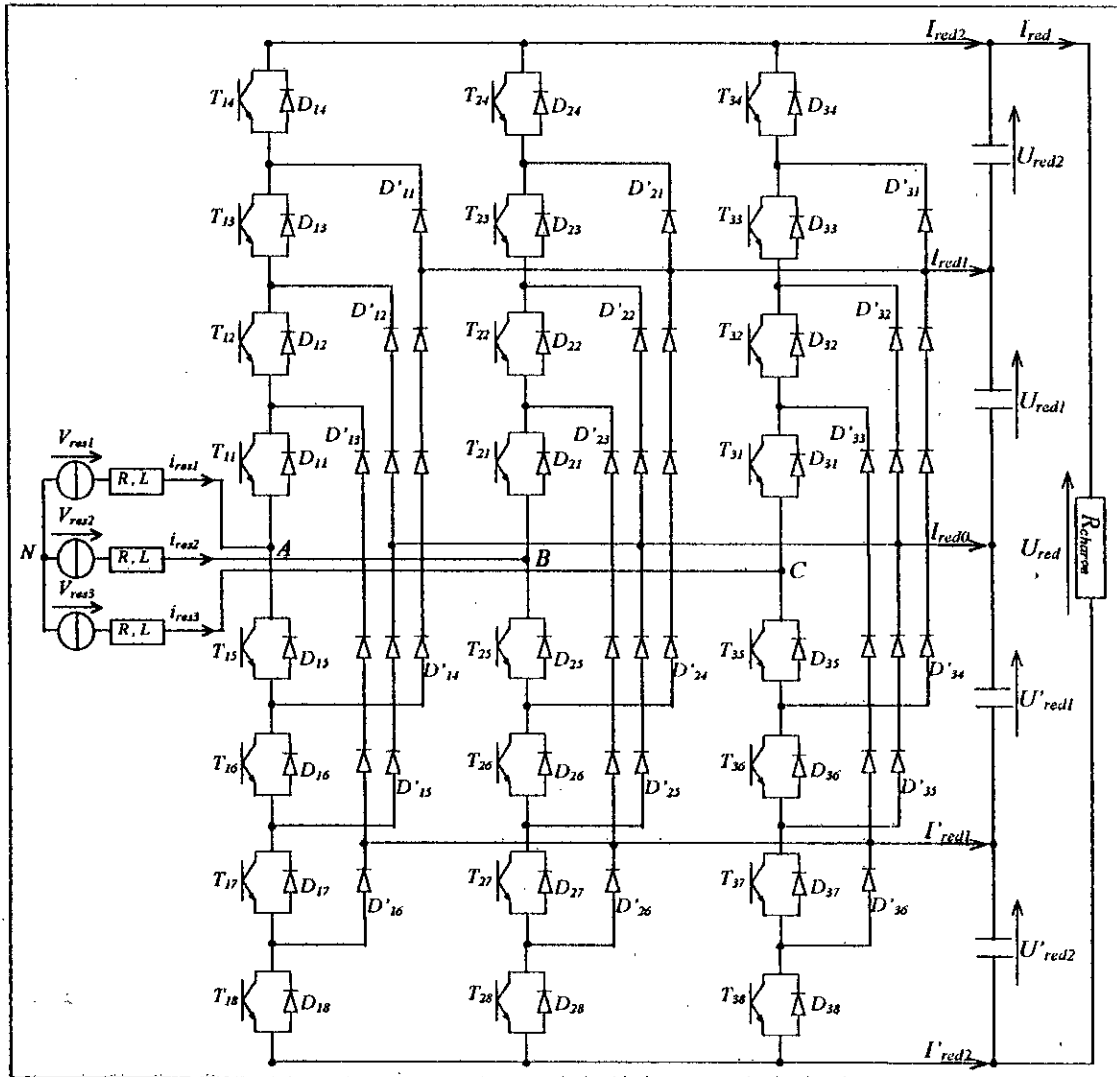


Figure.IV.23- Structure du redresseur de courant triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

On constate que le courant du réseau suit bien sa référence (Figure.IV.24). Les différentes tensions de sortie du redresseur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes (U_{red1} , U_{red2} , U'_{red1} , U'_{red2}) deviennent constantes et égales après un régime transitoire et par suite la tension redressée U_{red} (Figure.IV.25). Les différents courants de sortie du redresseur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes (I_{red1} , I_{red2} , I'_{red1} , I'_{red2}) ont une fréquence six fois celle du réseau. Les courants I_{red1} (resp I_{red2}) et I'_{red1} (resp I'_{red2}) ont la même forme et sont inversé l'un par rapport à l'autre (Figure.IV.26). Le courant redressé I_{red} devient constant après un régime transitoire (Figure.IV.26)

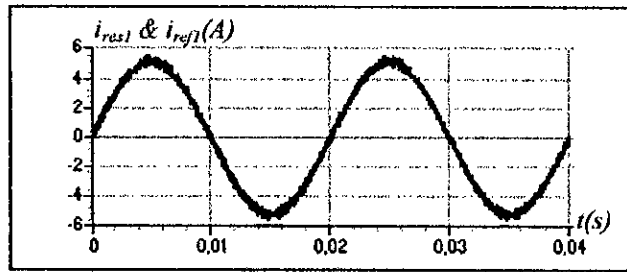


Figure.IV.24- Le courant de référence et le courant du réseau alimentant le redresseur.

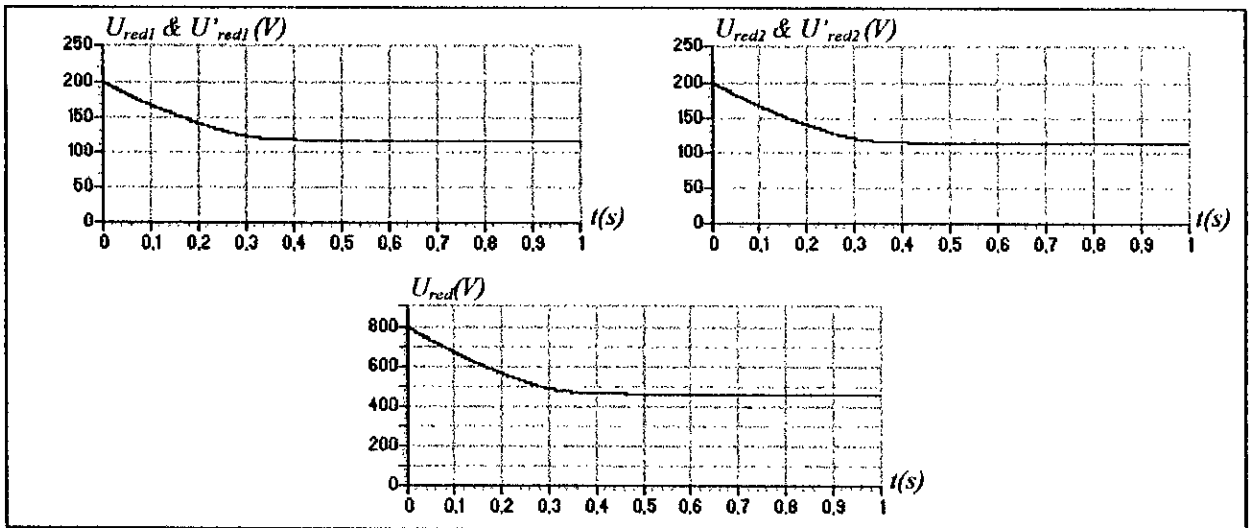


Figure.IV.25- Les différentes tensions redressées du redresseur triphasé à cinq niveaux.

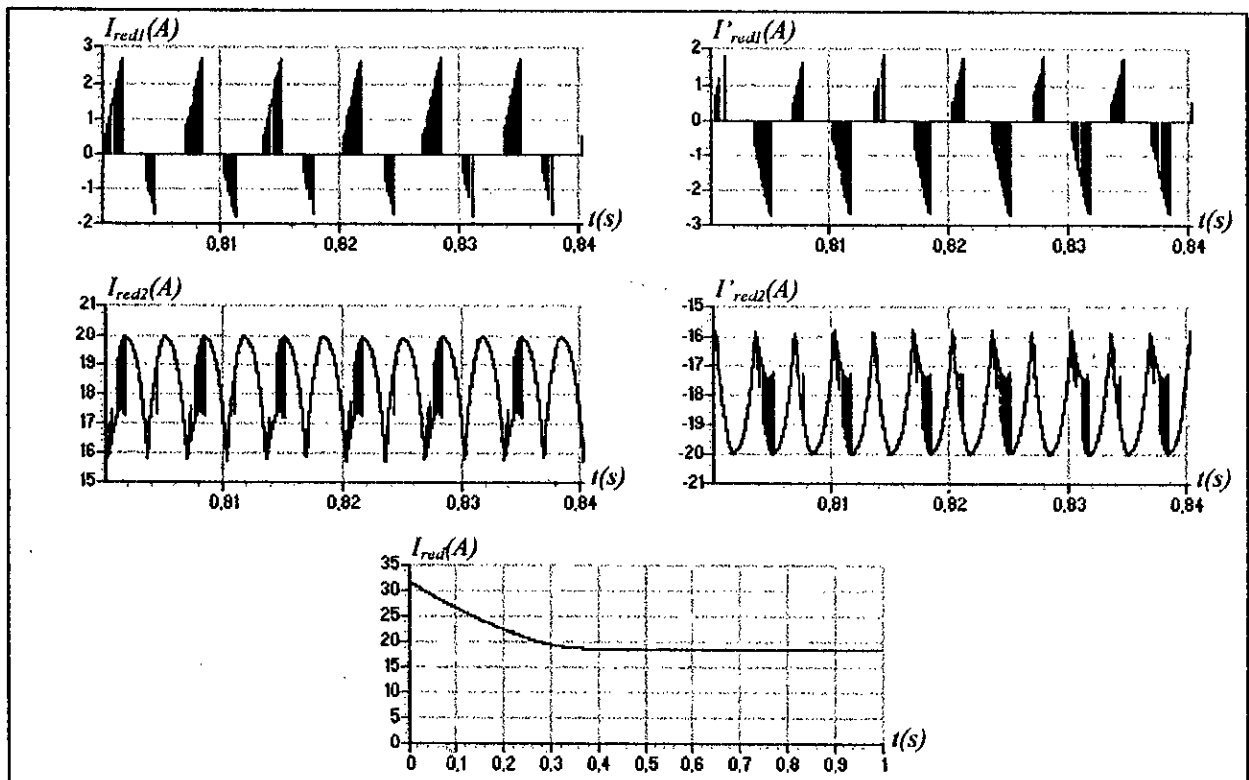


Figure.IV.26- Les différents courants redressés du redresseur triphasé à cinq niveaux.

IV.4.2- Cascade d'un redresseur de courant triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS :

IV.4.2.1- Modélisation du filtre intermédiaire :

Dans ce cas, le modèle du filtre intermédiaire (Figure.IV.27) est défini par le système suivant :

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{C1}}{dt} = I_{red1} + I_{red2} - i_{d1} - i_{d2} \\ C_2 \frac{dU_{C2}}{dt} = I_{red2} - i_{d2} \\ C'_1 \frac{dU'_{C1}}{dt} = -I'_{red1} - I'_{red2} + i'_{d1} + i'_{d2} \\ C'_2 \frac{dU'_{C2}}{dt} = -I'_{red2} + i'_{d2} \end{cases} \quad (IV.19)$$

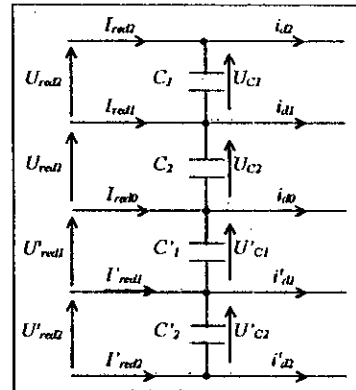


Figure.IV.27- Structure du filtre intermédiaire.

IV.4.2.2- Structure de la cascade :

La structure de cette cascade est donnée par la figure (IV.28). Les paramètres du filtre capacitif intermédiaire sont : $C_1 = C_2 = C'_1 = C'_2 = C = 80 \text{ mF}$. Le redresseur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes est commandé par la stratégie d'hystérésis en courant ($\Delta i = 0.5A$). L'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes est commandé par l'algorithme 1 de la stratégie triangulo-sinusoidal à quatre porteuses triangulaires ($m=6$). Le réseau triphasé alimentant le redresseur a une tension efficace de $220V$ et une fréquence de 50HZ .

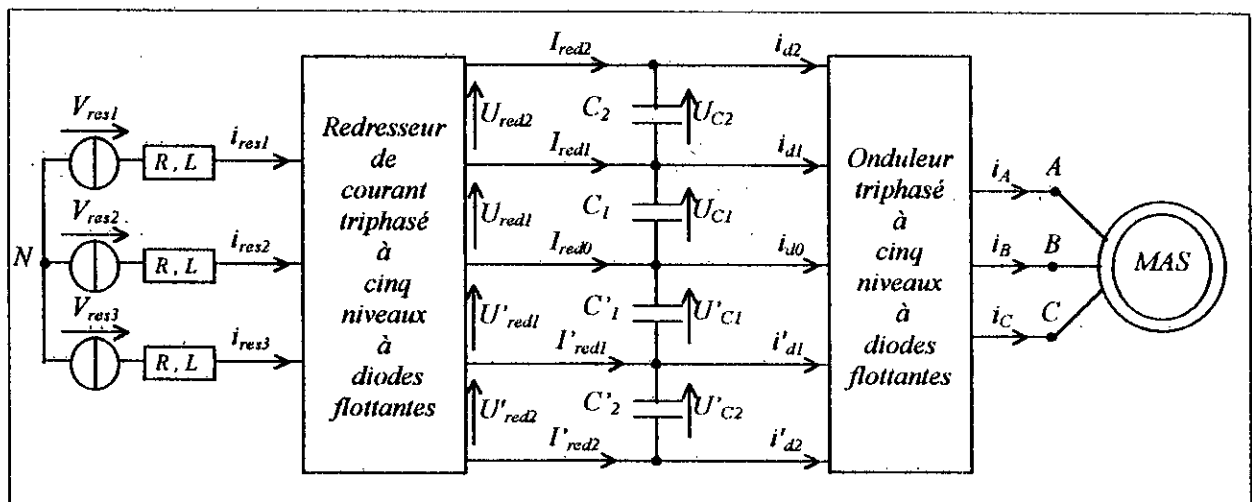


Figure.IV.28- Structure de la cascade d'un redresseur de courant triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS.

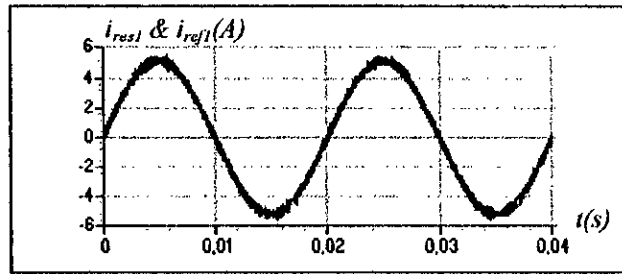


Figure.IV.29- Le courant de référence et le courant du réseau alimentant le redresseur.

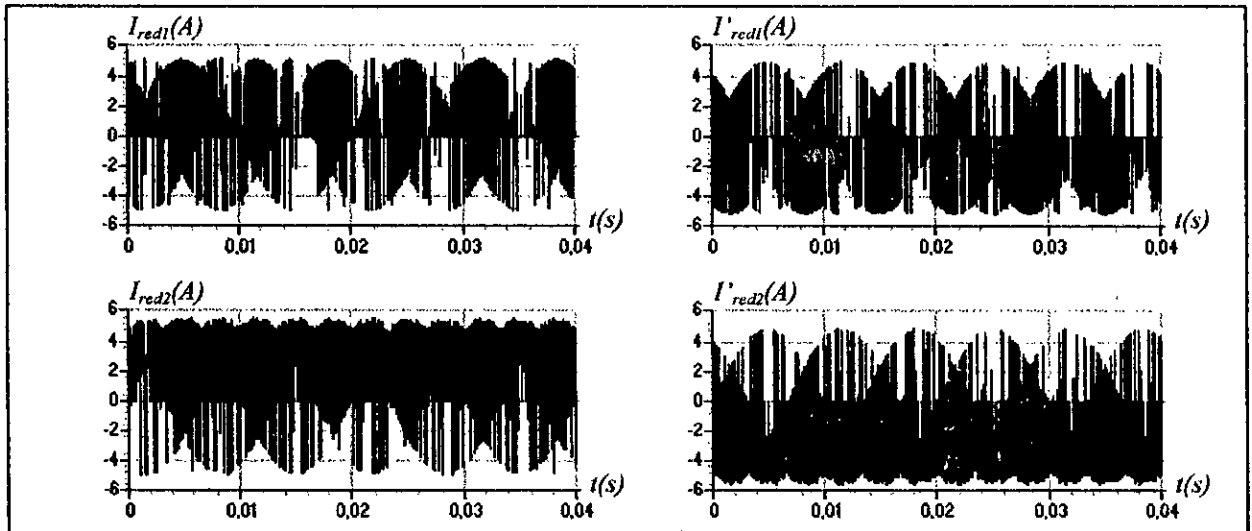


Figure.IV.30- Les différents courants redressés du redresseur triphasé à cinq niveaux.

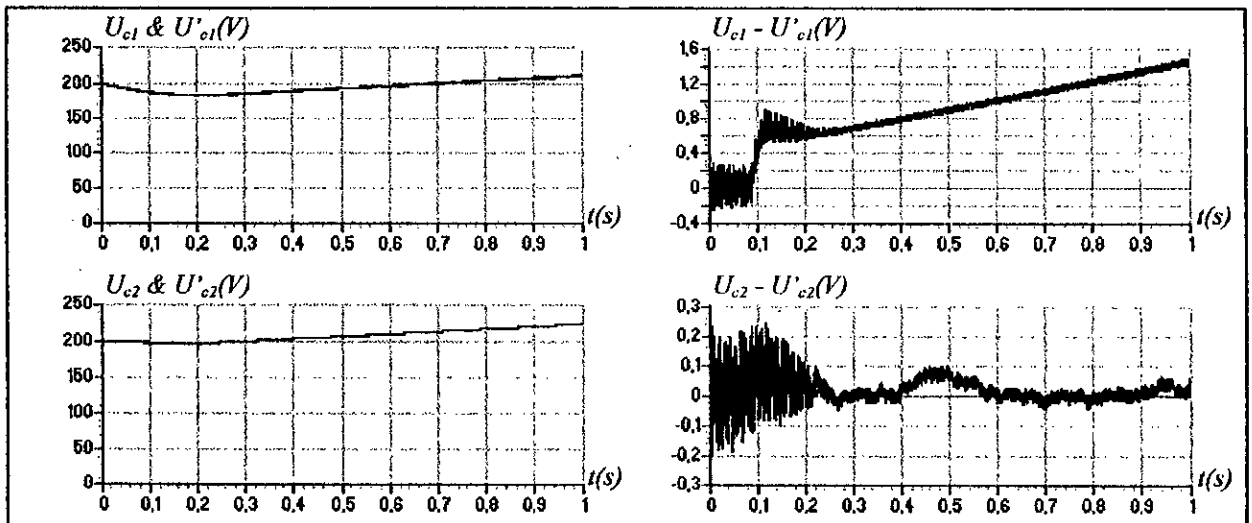


Figure.IV.31- Les tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

Les résultats obtenus montrent que le courant du réseau suit bien sa référence (Figure.IV.29). Les courants redressés I_{red1} (resp I_{red2}) et I'_{red1} (resp I'_{red2}) ont la même forme et sont inversé l'un par rapport à l'autre (Figure.IV.30). La figure (IV.31) montre l'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes (U_{c1} , U_{c2} , U'_{c1} , U'_{c2}). Ces tensions

sont croissantes et pratiquement égales par paire ($U_{c1} \cong U'_{c1}$, $U_{c2} \cong U'_{c2}$). Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes (i_{d0} , i_{d1} , i_{d2} , i'_{d1} , i'_{d2}) ont une fréquence trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur. Les courants i_{d1} (resp i_{d2}) et i'_{d1} (resp i'_{d2}) ont la même allure mais sont inversé l'un par rapport à l'autre. Le courant i_{d0} a une valeur moyenne pratiquement nulle (Figure.IV.32). La vitesse de la machine atteint son régime permanent après 0.25s. Le couple électromagnétique a une fréquence trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur (Figure.IV.33).

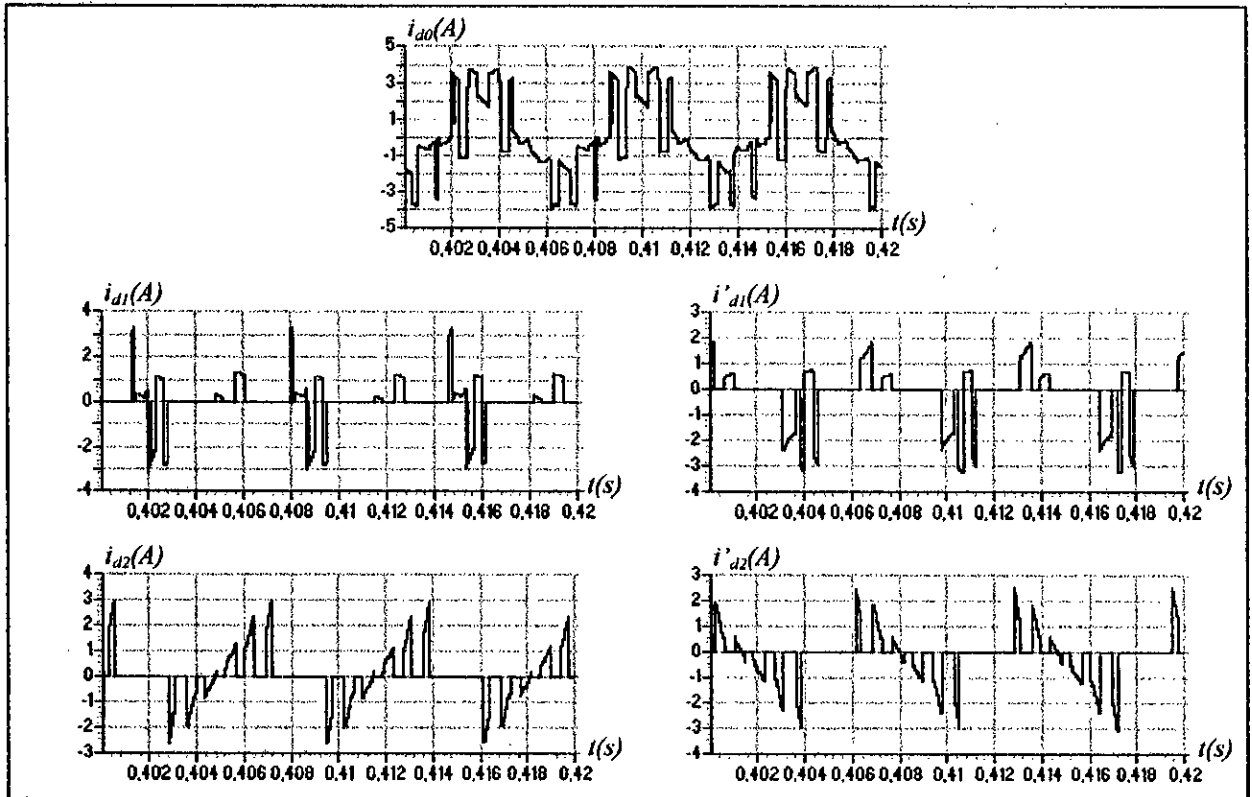


Figure.IV.32- Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

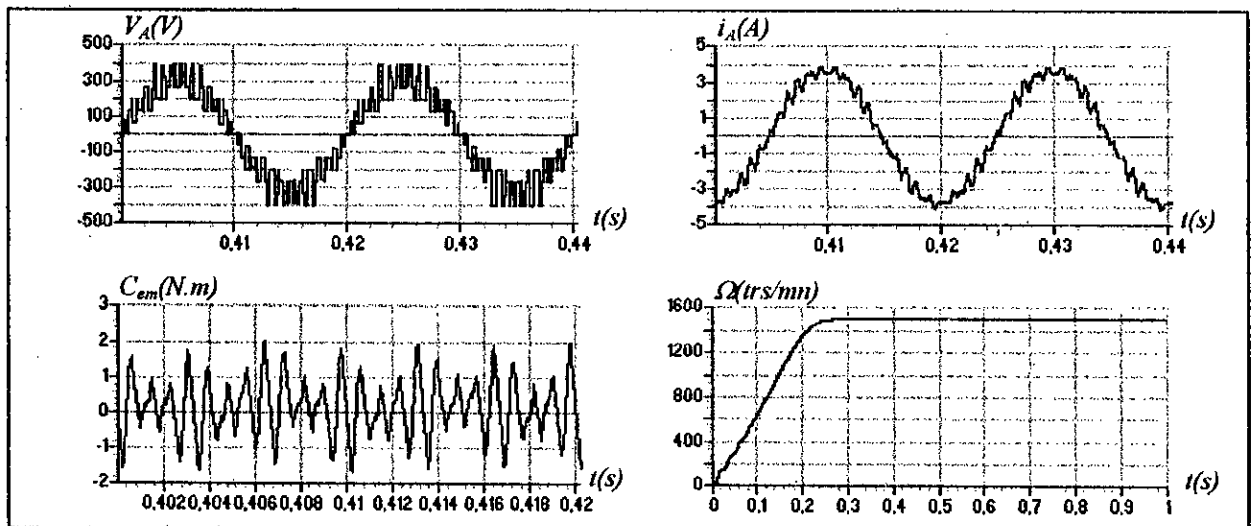


Figure.IV.33- Les performances de la conduite de la machine asynchrone.

IV.5- Pont de clamping :

Afin d'améliorer les tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes en minimisant le déséquilibre entre les quatre tensions (U_{c1} , U_{c2} , U'_{c1} , U'_{c2}), on propose d'étudier le pont de clamping.

IV.5.1- Cascade d'un redresseur de courant triphasé à deux niveaux-pont de clamping-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS :

IV.5.1.1- Modélisation du pont de clamping :

Dans ce cas, le modèle du pont de clamping (Figure.IV.34) est défini par le système suivant :

$$\left. \begin{aligned}
 i_{c1} &= I_{red} - i_{r1} - i_{d1} - i_{d2} \\
 i_{c2} &= I_{red} - i_{r2} - i_{d2} \\
 i'_{c1} &= I_{red} - i'_{r1} + i'_{d1} + i'_{d2} \\
 i'_{c2} &= I_{red} - i'_{r2} + i'_{d2} \\
 \frac{dU_{c1}}{dt} &= \frac{i_{c1}}{C_1} \\
 \frac{dU_{c2}}{dt} &= \frac{i_{c2}}{C_2} \\
 \frac{dU'_{c1}}{dt} &= \frac{i'_{c1}}{C'_1} \\
 \frac{dU'_{c2}}{dt} &= \frac{i'_{c2}}{C'_2} \\
 i_{r1} &= \frac{U_{c1}}{R_r} \\
 i_{r2} &= \frac{U_{c2}}{R_r} \\
 i'_{r1} &= \frac{U'_{c1}}{R_r} \\
 i'_{r2} &= \frac{U'_{c2}}{R_r}
 \end{aligned} \right\} \quad (IV.20)$$

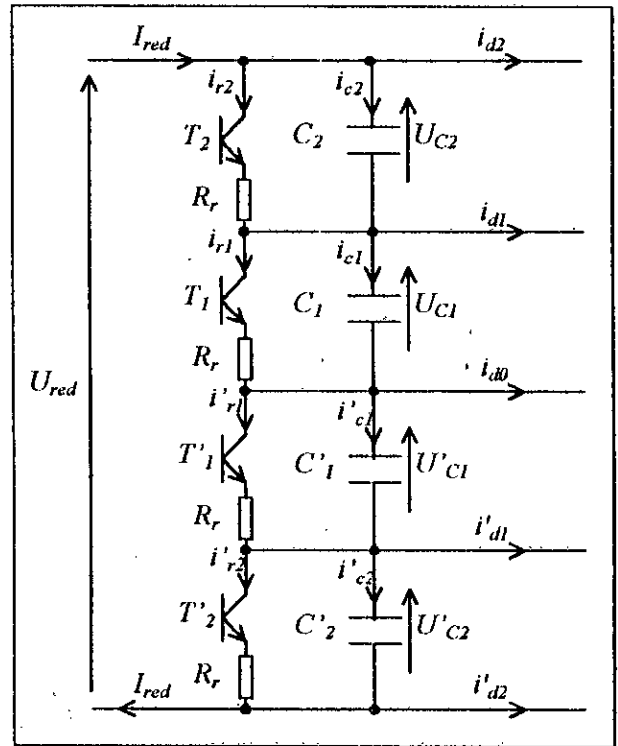


Figure.IV.34- Structure du pont de clamping.

Son algorithme de commande est le suivant :

$$\left\{ \begin{aligned}
 \Delta U_c > 0 &\Rightarrow i_{r1} = 0 \quad \& \quad i_{r2} \neq 0 \Rightarrow T_1 = 0 \quad \& \quad T_2 = 1 \\
 \Delta U_c < 0 &\Rightarrow i_{r1} \neq 0 \quad \& \quad i_{r2} = 0 \Rightarrow T_1 = 1 \quad \& \quad T_2 = 0 \\
 \Delta U'_c > 0 &\Rightarrow i'_{r1} = 0 \quad \& \quad i'_{r2} \neq 0 \Rightarrow T'_1 = 0 \quad \& \quad T'_2 = 1 \\
 \Delta U'_c < 0 &\Rightarrow i'_{r1} \neq 0 \quad \& \quad i'_{r2} = 0 \Rightarrow T'_1 = 1 \quad \& \quad T'_2 = 0
 \end{aligned} \right. \quad (IV.21)$$

avec : $\begin{cases} \Delta U_c = U_{c2} - U_{c1} \\ \Delta U'_c = U'_{c2} - U'_{c1} \end{cases}$

IV.5.1.2- Structure de la cascade :

La structure de cette cascade est donnée par la figure (IV.35). Les paramètres du pont de clamping sont : $C_1 = C_2 = C'_1 = C'_2 = C = 80mF$, $R_r = 25\Omega$ L'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes est commandé par l'algorithme 1 de la stratégie triangulo-sinusoidal à quatre porteuses triangulaires ($m=6$). Le réseau triphasé alimentant le redresseur a une tension efficace de 220V et une fréquence 50HZ. Le redresseur de courant est commandé par la stratégie d'hystérésis en courant où l'amplitude des courants de référence du réseau triphasé alimentant le redresseur est de 5A.

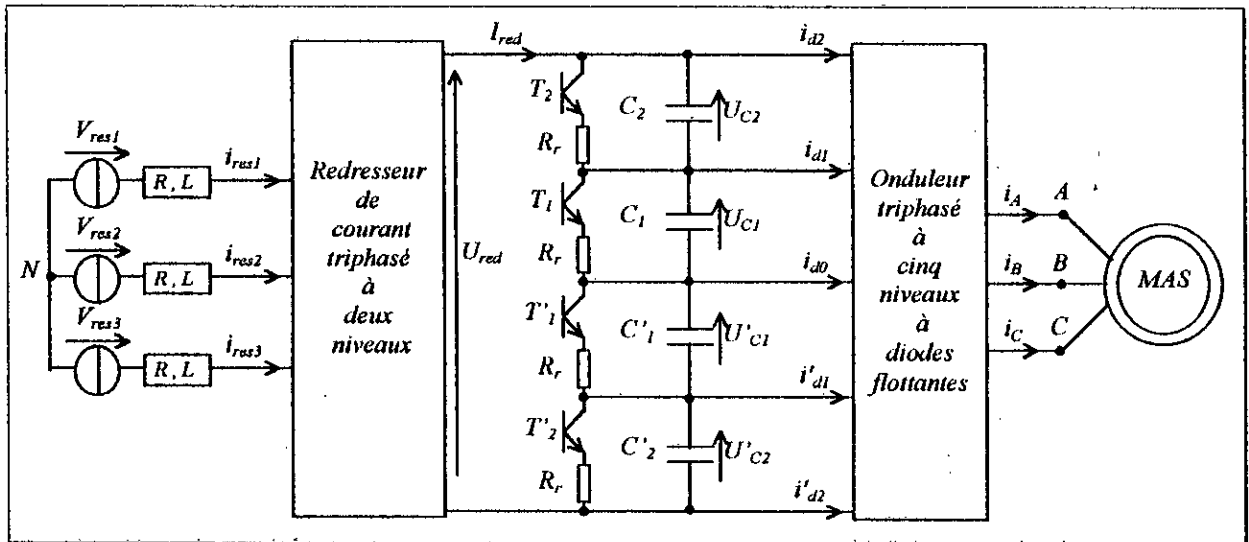


Figure.IV.35- Structure de la cascade d'un redresseur de courant triphasé à deux niveaux- pont de clamping-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS.

On constate que le courant du réseau suit bien sa référence (Figure.IV.36). Les différentes tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes (U_{c1} , U_{c2} , U'_{c1} , U'_{c2}) deviennent constantes et égales après un régime transitoire (Figure.IV.38) et par suite la tension redressée du redresseur à deux niveaux U_{red} (Figure.IV.37). Ainsi, le déséquilibre entre elles est éliminé. Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes (i_{d0} , i_{d1} , i_{d2} , i'_{d1} , i'_{d2}) ont une fréquence trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur. Les courants i_{d1} (resp i_{d2}) et i'_{d1} (resp i'_{d2}) ont la même allure mais sont inversé l'un par rapport à l'autre. Le courant i_{d0} a une valeur moyenne pratiquement nulle (Figure.IV.39). La vitesse de la machine atteint son régime permanent après 0.25s. Le couple électromagnétique a une fréquence trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur (Figure.IV.40).

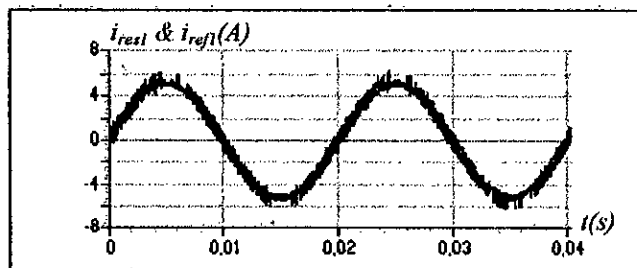


Figure.IV.36- Le courant de référence et le courant du réseau alimentant le redresseur.

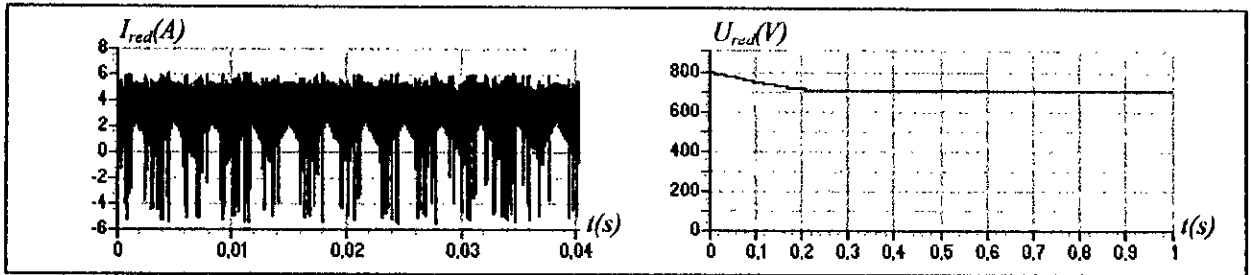


Figure.IV.37- Le courant et la tension redressés du redresseur triphasé à deux niveaux.

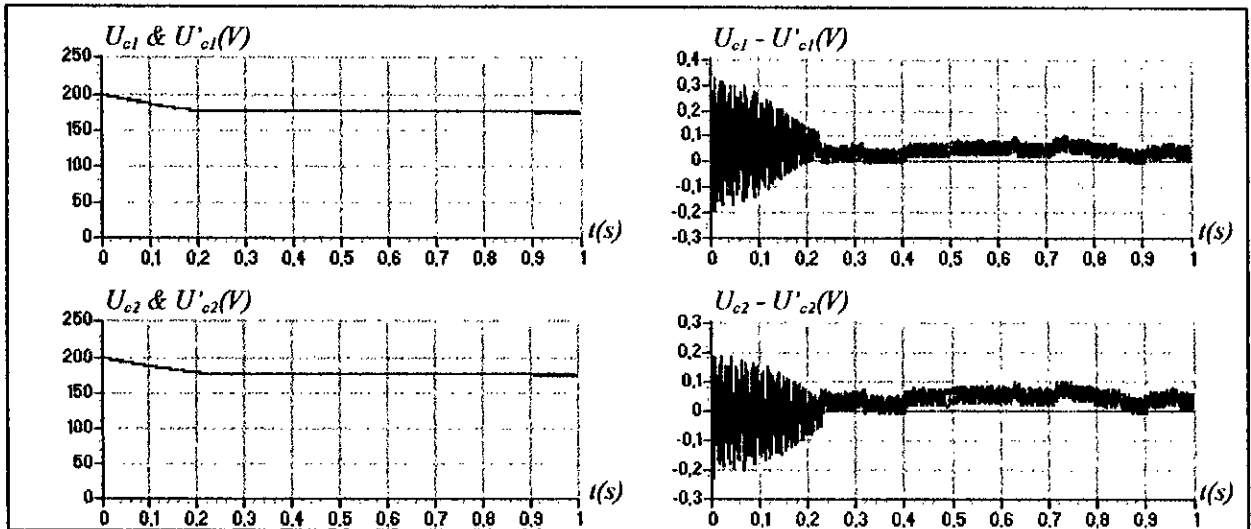


Figure.IV.38- Les tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

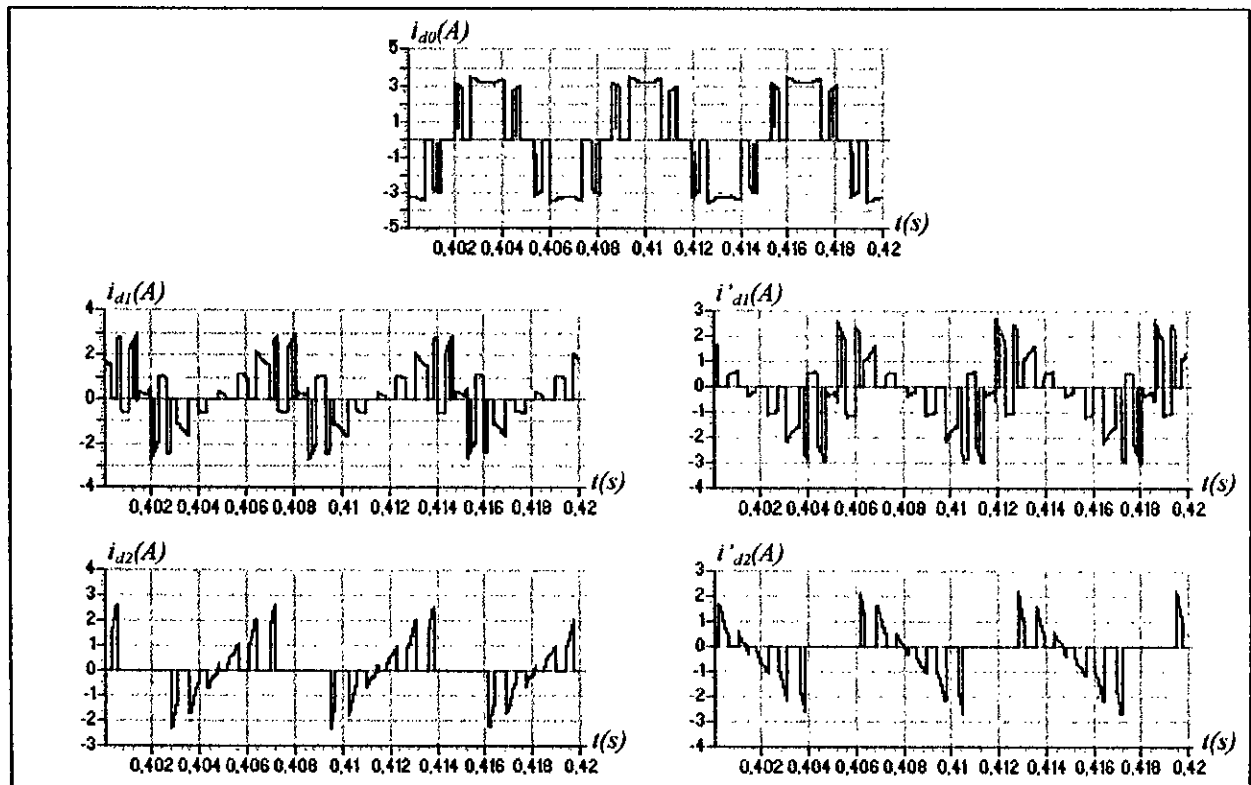


Figure.IV.39- Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

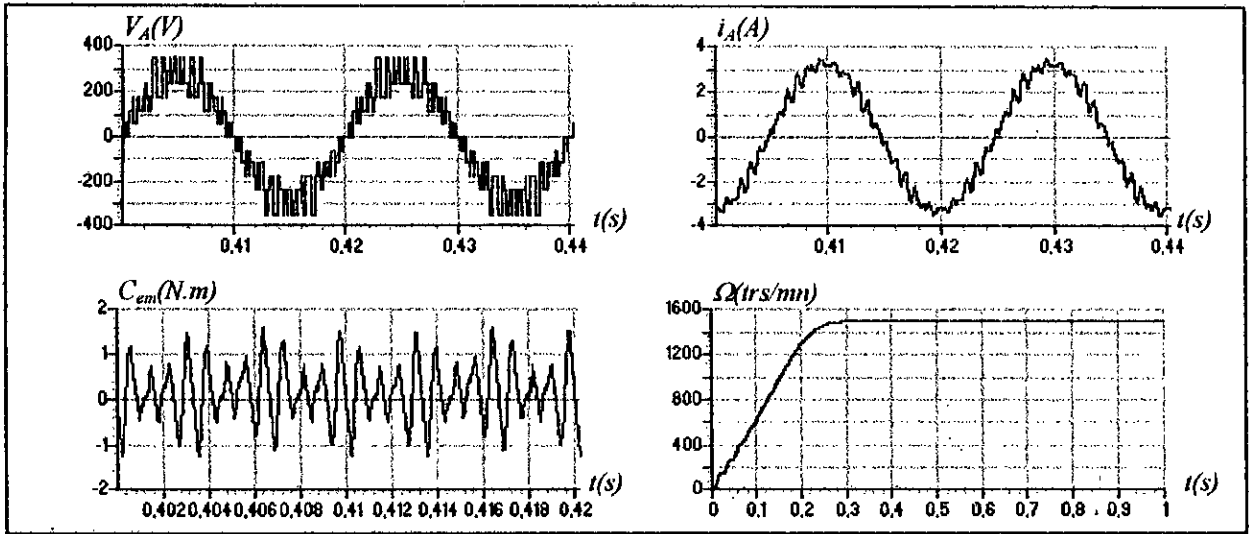


Figure.IV.40- Les performances de la conduite de la machine asynchrone.

IV.5.2- Cascade d'un redresseur de courant triphasé à trois niveaux-pont de clamping-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS :

IV.5.2.1- Modélisation du pont de clamping :

Dans ce cas, le modèle du pont de clamping (Figure.IV.41) est défini par le système suivant :

$$\begin{cases}
 i_{c1} = I_{red1} - i_{r1} - i_{d1} - i_{d2} \\
 i_{c2} = I_{red1} - i_{r2} - i_{d2} \\
 i'_{c1} = -I_{red2} - i'_{r1} + i'_{d1} + i'_{d2} \\
 i'_{c2} = -I_{red2} - i'_{r2} + i'_{d2} \\
 \frac{dU_{c1}}{dt} = \frac{i_{c1}}{C_1} \\
 \frac{dU_{c2}}{dt} = \frac{i_{c2}}{C_2} \\
 \frac{dU'_{c1}}{dt} = \frac{i'_{c1}}{C'_1} \\
 \frac{dU'_{c2}}{dt} = \frac{i'_{c2}}{C'_2} \\
 i_{r1} = \frac{U_{c1}}{R_r} \\
 i_{r2} = \frac{U_{c2}}{R_r} \\
 i'_{r1} = \frac{U'_{c1}}{R_r} \\
 i'_{r2} = \frac{U'_{c2}}{R_r}
 \end{cases} \quad (IV.22)$$

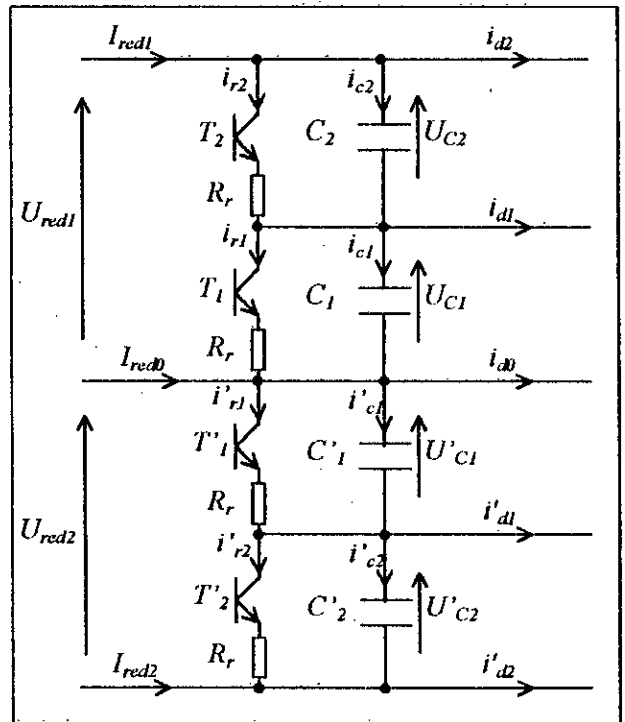


Figure.IV.41- Structure du pont de clamping.

Son algorithme de commande est le même que précédemment (Relation.IV.21).

IV.5.2.2- Structure de la cascade :

La structure de cette cascade est donnée par la figure (IV.42). Les paramètres du pont de clamping sont : $C_1 = C_2 = C'_1 = C'_2 = C = 80mF$, $R_r = 25\Omega$ L'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes est commandé par l'algorithme 1 de la stratégie triangulo-sinusoidal à quatre porteuses triangulaires ($m=6$). Le réseau triphasé alimentant le redresseur a une tension efficace de 220V et une fréquence 50HZ. Le redresseur de courant est commandé par la stratégie d'hystérésis en courant où l'amplitude des courants de référence du réseau triphasé alimentant le redresseur est de 5A.

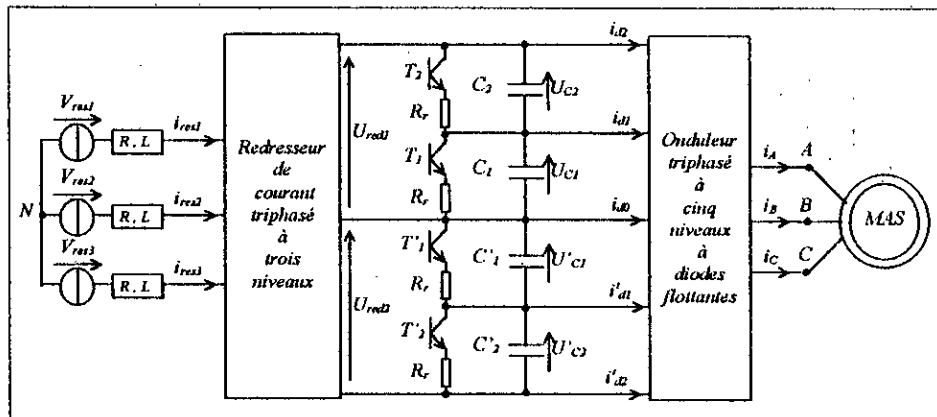


Figure.IV.42- Structure de la cascade d'un redresseur de courant triphasé à trois niveaux- pont de clamping-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS.

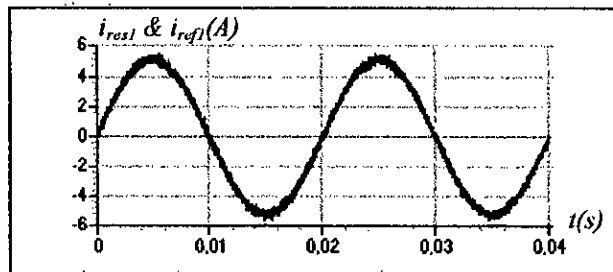


Figure.IV.43- Le courant de référence et le courant du réseau alimentant le redresseur.

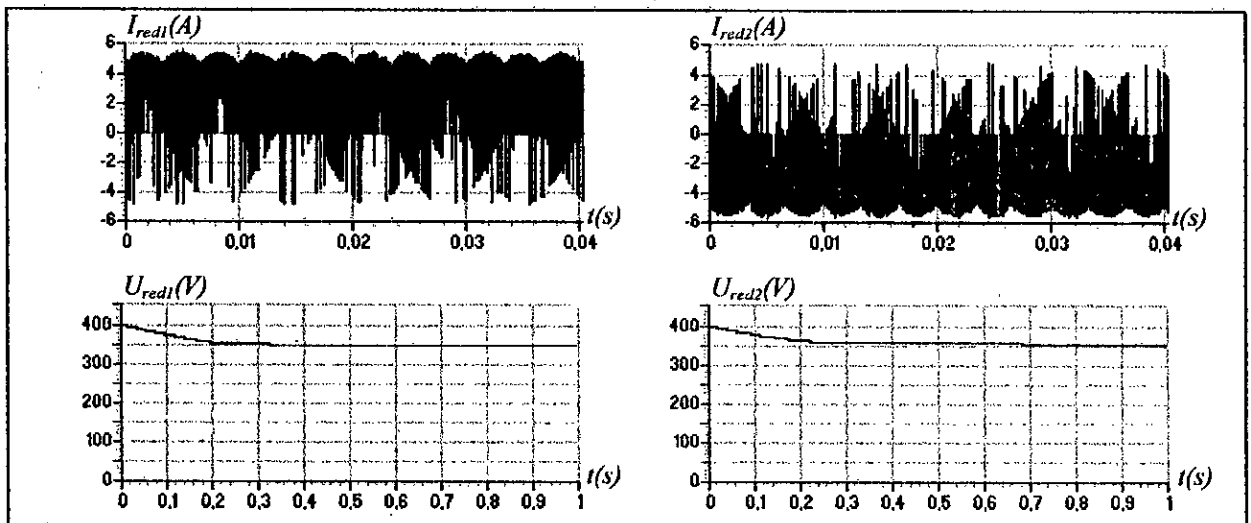


Figure.IV.44- Les courants et les tensions redressés du redresseur triphasé à trois niveaux.

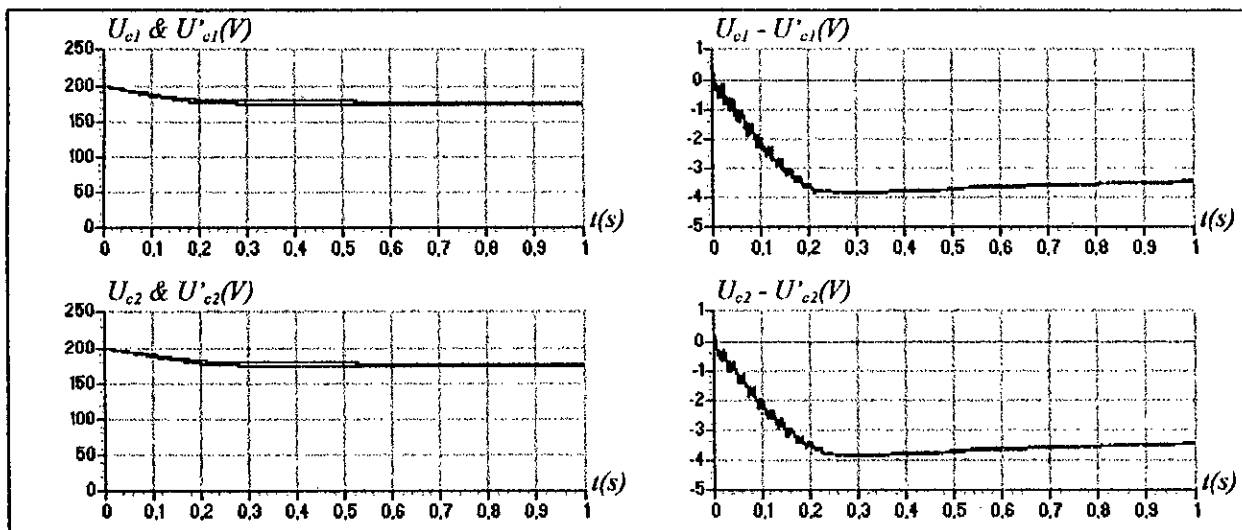


Figure.IV.45- Les tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

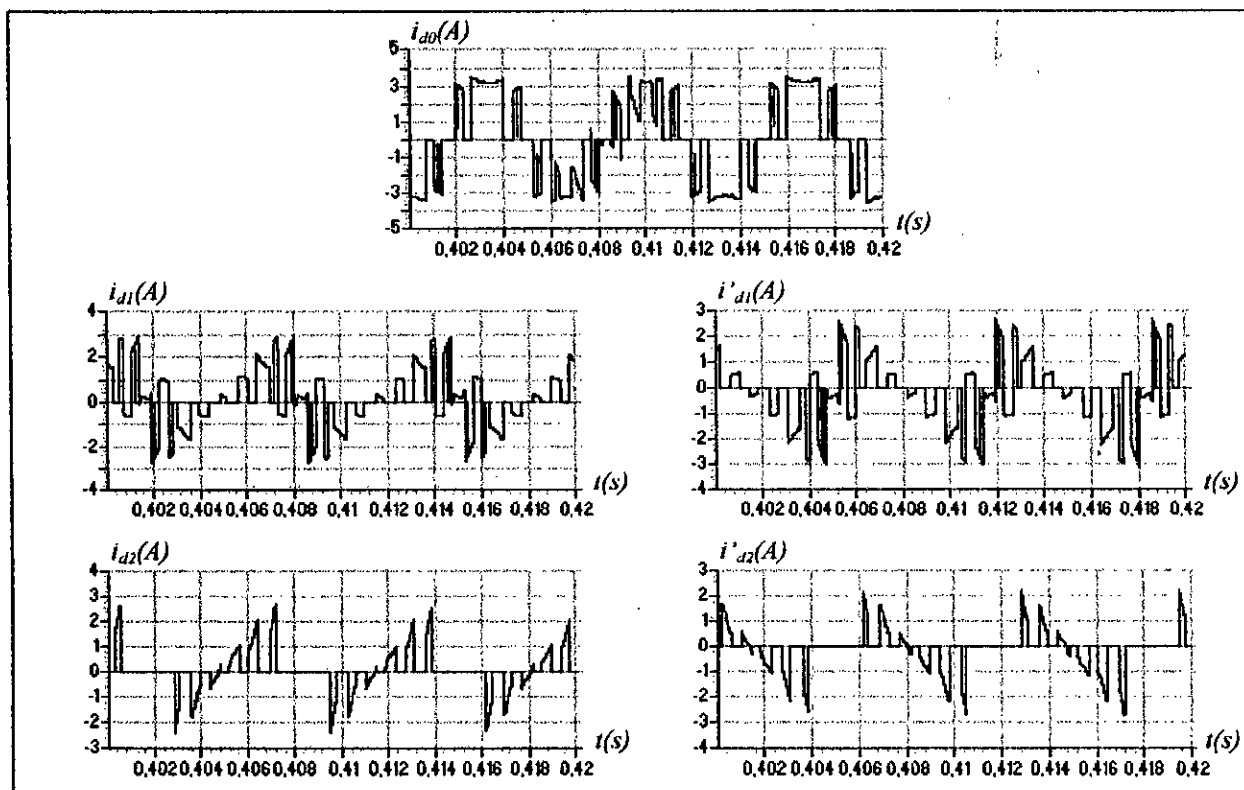


Figure.IV.46- Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

On constate que le courant du réseau suit bien sa référence (Figure.IV.43). Les courants redressés I_{red1} et I_{red2} ont la même forme et sont inversé l'un par rapport à l'autre (Figure.IV.44). Les différentes tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes (U_{c1} , U_{c2} , U'_{c1} , U'_{c2}) deviennent constantes et pratiquement égales après un régime transitoire (Figure.IV.45) et par suite les tensions redressées du redresseur à trois niveaux U_{red1} et U_{red2} (Figure.IV.44). Ainsi, le déséquilibre entre elles est éliminé. Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes (i_{d0} , i_{d1} , i_{d2} , i'_{d1} , i'_{d2}) ont une fréquence trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur. Les courants i_{d1} (resp i_{d2}) et i'_{d1} (resp i'_{d2}) ont la même

allure mais sont inversé l'un par rapport à l'autre. Le courant i_{d0} a une valeur moyenne pratiquement nulle (Figure.IV.46). La vitesse de la machine atteint son régime permanent après 0.25s. Le couple électromagnétique a une fréquence trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur (Figure.IV.47).

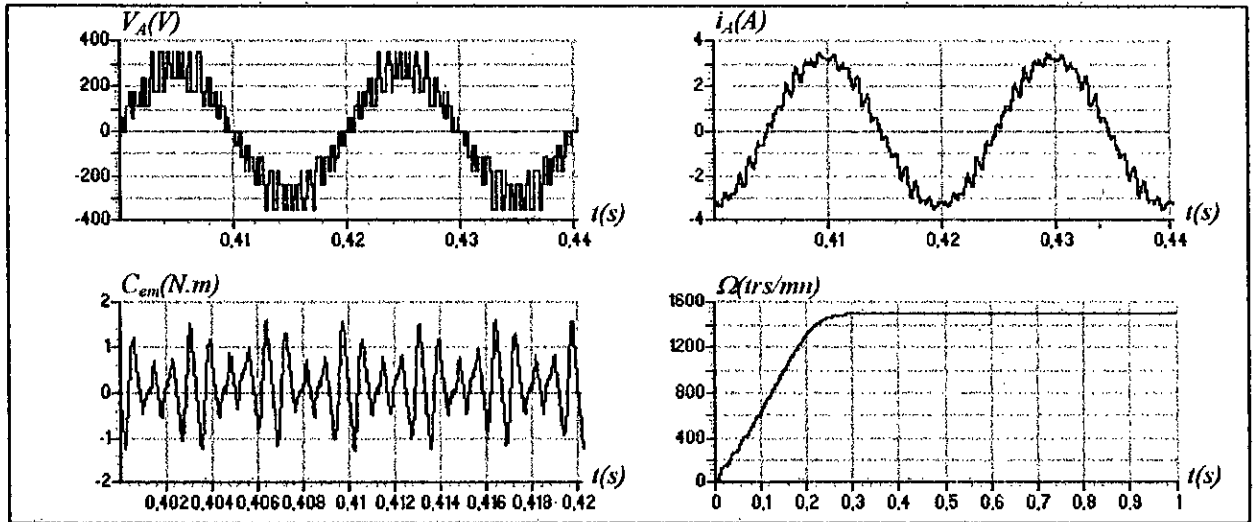


Figure.IV.47- Les performances de la conduite de la machine asynchrone.

IV.5.3- Cascade d'un redresseur de courant triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-pont de clamping-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS :

IV.5.3.1- Modélisation du pont de clamping :

Dans ce cas, le modèle du pont de clamping (Figure.IV.48) est défini par le système suivant :

$$\begin{cases}
 i_{c1} = I_{red1} + I_{red2} - i_{r1} - i_{d1} - i_{d2} \\
 i_{c2} = I_{red2} - i_{r2} - i_{d2} \\
 i'_{c1} = -I_{red1} - I_{red2} - i'_{r1} + i'_{d1} + i'_{d2} \\
 i'_{c2} = -I_{red2} - i'_{r2} + i'_{d2} \\
 \frac{dU_{c1}}{dt} = \frac{i_{c1}}{C_1} \\
 \frac{dU_{c2}}{dt} = \frac{i_{c2}}{C_2} \\
 \frac{dU'_{c1}}{dt} = \frac{i'_{c1}}{C_1} \\
 \frac{dU'_{c2}}{dt} = \frac{i'_{c2}}{C_2} \\
 i_{r1} = \frac{U_{c1}}{R_r} \\
 i_{r2} = \frac{U_{c2}}{R_r} \\
 i'_{r1} = \frac{U'_{c1}}{R_r} \\
 i'_{r2} = \frac{U'_{c2}}{R_r}
 \end{cases} \quad (IV.23)$$

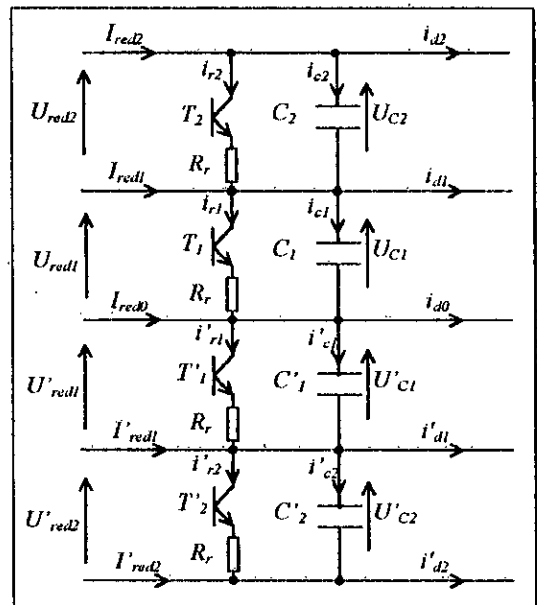


Figure.IV.48- Structure du pont de clamping.

Son algorithme de commande est le même que précédemment (Relation.IV.21).

IV.5.3.2- Structure de la cascade :

La structure de cette cascade est donnée par la figure (IV.49). Les paramètres du pont de clamping sont : $C_1 = C_2 = C'_1 = C'_2 = C = 80mF$, $R_r = 25\Omega$. Le redresseur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes est commandé par la stratégie d'hystérésis en courant ($\Delta i = 0.5A$). L'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes est commandé par l'algorithme 1 de la stratégie triangulo-sinusoidal à quatre porteuses triangulaires ($m=6$). Le réseau triphasé alimentant le redresseur a une tension efficace de 220V et une fréquence de 50HZ.

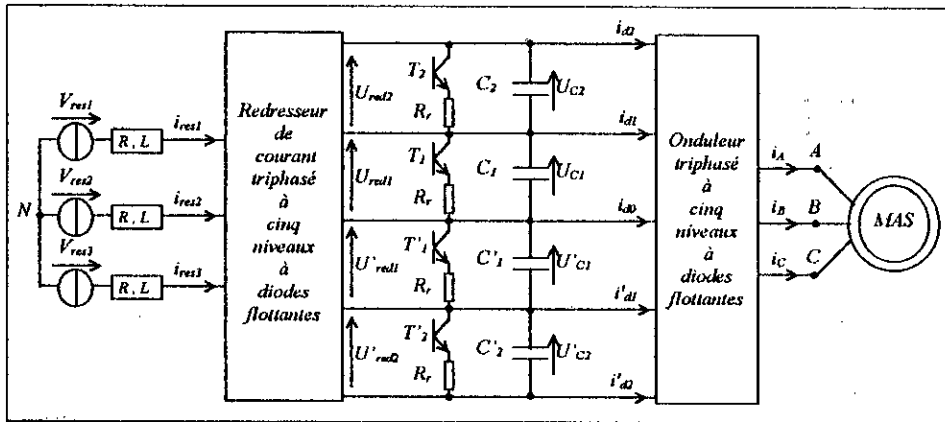


Figure.IV.49- Structure de la cascade d'un redresseur de courant triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-pont de clamping-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS.

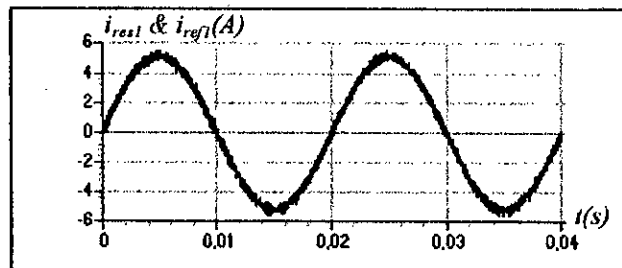


Figure.IV.50- Le courant de référence et le courant du réseau alimentant le redresseur.

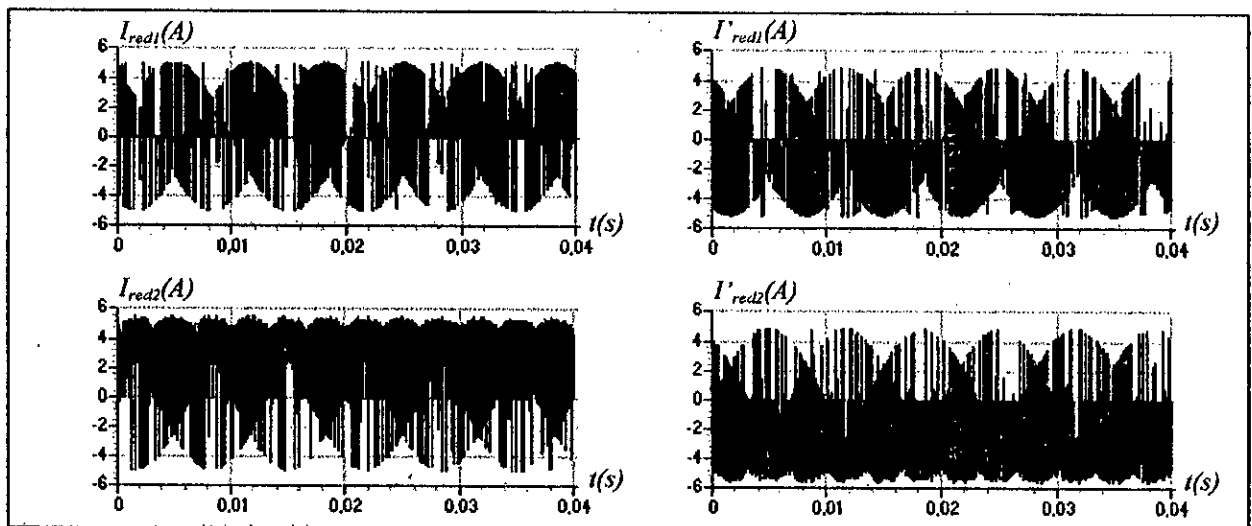


Figure.IV.51- Les différents courants redressés du redresseur triphasé à cinq niveaux.

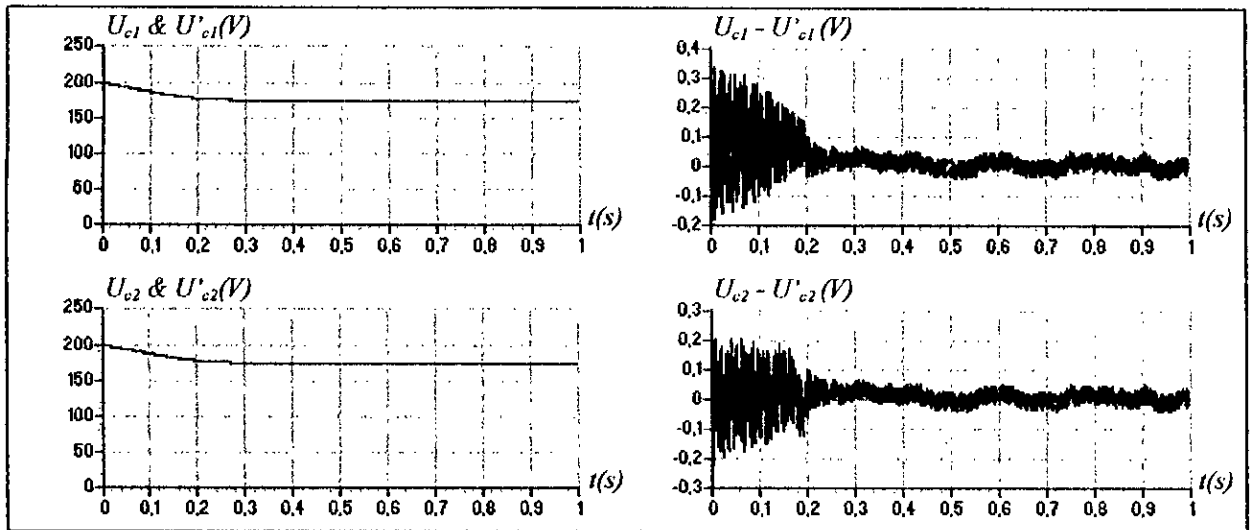


Figure.IV.52- Les tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

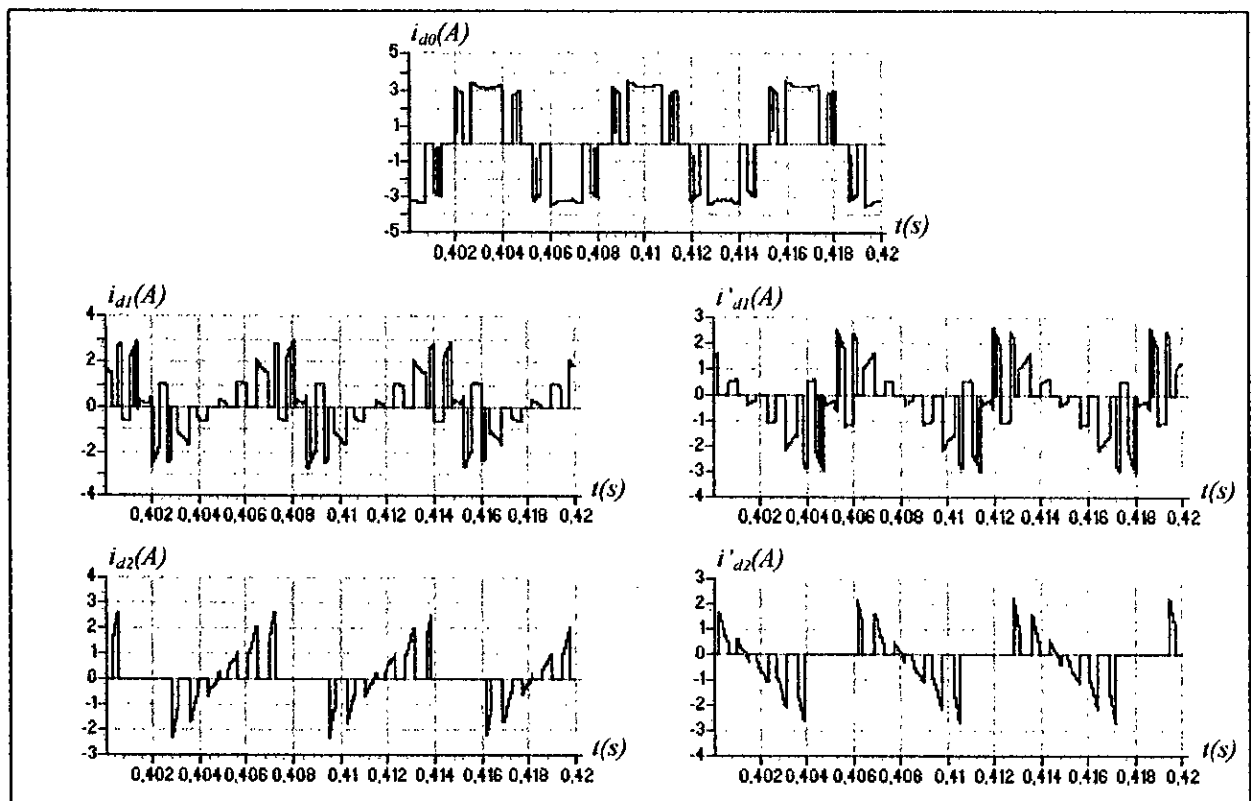


Figure.IV.53- Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

On constate que le courant du réseau suit bien sa référence (Figure.IV.50). Les courants redressés I_{red1} (resp I_{red2}) et I'_{red1} (resp I'_{red2}) ont la même forme et sont inversé l'un par rapport à l'autre (Figure.IV.51). Les différentes tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes (U_{c1} , U_{c2} , U'_{c1} , U'_{c2}) deviennent constantes et égales après un régime transitoire (Figure.IV.52). Ainsi, le déséquilibre entre elles est éliminé. Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes (i_{d0} , i_{d1} , i_{d2} , i'_{d1} , i'_{d2}) ont une fréquence trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur. Les courants i_{d1} (resp i_{d2}) et i'_{d1} (resp i'_{d2}) ont la même allure mais sont inversé l'un par rapport à l'autre. Le courant i_{d0} a une valeur

moyenne pratiquement nulle (Figure.IV.53). La vitesse de la machine atteint son régime permanent après 0.25s. Le couple électromagnétique a une fréquence trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur (Figure.IV.54).

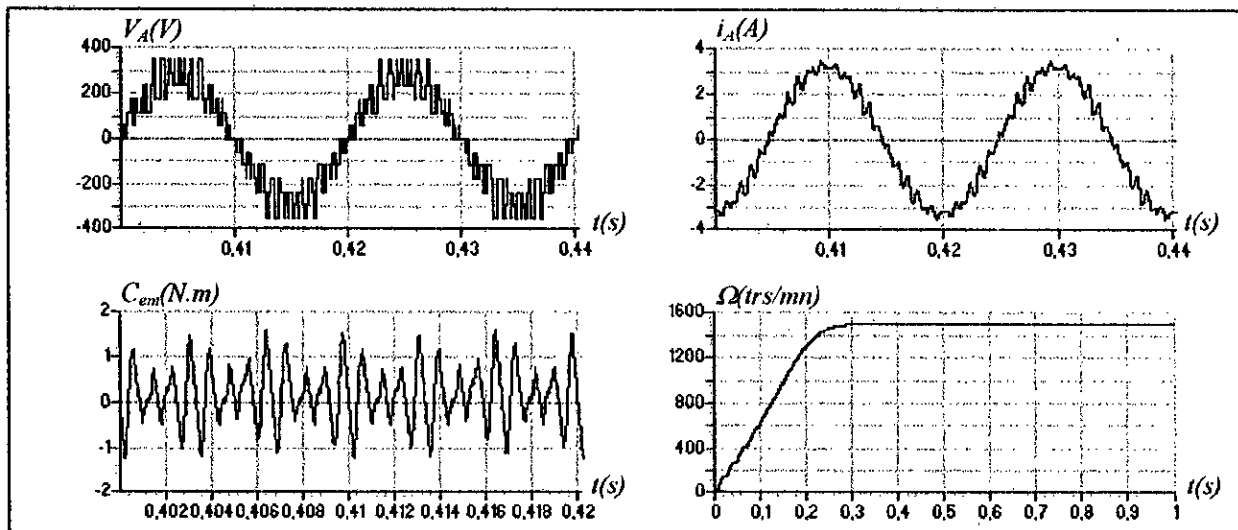


Figure.IV.54- Les performances de la conduite de la machine asynchrone.

CONCLUSION :

Dans ce chapitre, on a étudié trois changeurs de fréquence ayant l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes comme pont de sortie, un redresseur de courant triphasé à deux, à trois ou à cinq niveaux comme pont d'entrée et un pont capacitif intermédiaire.

On a montré pour chaque changeur de fréquence l'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes (U_{c1} , U_{c2} , U'_{c1} , U'_{c2}) et par conséquent l'instabilité des tensions de sortie de cet onduleur. Ces tensions sont croissantes et pratiquement égales par paire ($U_{c1} \cong U'_{c1}$, $U_{c2} \cong U'_{c2}$)

Pour résoudre ce problème, on a proposé l'utilisation du pont de clamping. Ainsi, il nous a permis de rendre ces tensions constantes et égales par paire ($U_{c1} \cong U'_{c1}$, $U_{c2} \cong U'_{c2}$).

Chapitre V

*Asservissement des
redresseurs des cascades
à onduleur triphasé à cinq
niveaux à diodes flottantes*

INTRODUCTION :

Au chapitre précédent, on a étudié des changeurs de fréquence à pont de sortie multiniveaux, et on a mis en évidence le problème d’instabilité des tensions d’entrée de l’onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes. Pour résoudre ce problème, on propose dans ce chapitre l’asservissement de ces tensions en jouant sur le redresseur à deux, à trois ou à cinq niveau du changeur de fréquence. On commencera par présenter l’algorithme général de l’asservissement de la tension de sortie pour chaque redresseur. Ensuite, on présentera les performances de cet asservissement avec les cascades suivantes :

- Cascade d’un redresseur de courant triphasé à deux niveaux-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS avec et sans le pont de clamping.
- Cascade d’un redresseur de courant triphasé à trois niveaux-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS avec et sans le pont de clamping.
- Cascade d’un redresseur de courant triphasé à cinq niveaux-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS avec et sans le pont de clamping.

V.1- Asservissement du redresseur de courant triphasé à deux niveaux :

V.1.1.- Modèle de la boucle de tension [berkouk.95.1] :

La boucle de tension impose la valeur efficace du courant de référence du réseau correspondant à la puissance que doit échanger le réseau avec la charge continue. Pour modéliser cette boucle de tension, on utilise le principe de la conservation de la puissance instantanée avec l’hypothèse d’un redresseur sans pertes.

Les puissances d’entrée P_e et de sortie P_s du redresseur s’expriment comme suit (Figure.V.1) :

$$\left\{ \begin{aligned} P_e &= V_{1}.i_{res1} + V_{2}.i_{res2} + V_{3}.i_{res3} = \sum_{k=1}^3 \left(v_{resk} \cdot i_{resk} - R \cdot i_{resk}^2 - \frac{L}{2} \frac{di_{resk}^2}{dt} \right) \\ P_s &= U_{red} \cdot (i_c + i_{ch}) = U_{red} \cdot I_{red} \end{aligned} \right. \quad (V.1)$$

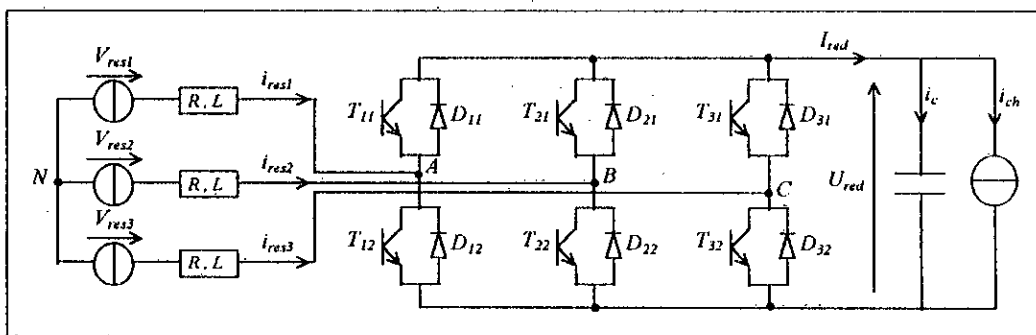


Figure.V.1- La structure du redresseur de courant triphasé à deux niveaux.

En négligeant la puissance dissipée par effet Joule dans les résistances du réseau, on aboutit à :

$$P = \sum_{k=1}^3 v_{resk} \cdot i_{resk} = \frac{L}{2} \sum_{k=1}^3 \frac{di_{resk}^2}{dt} + U_{red} \cdot I_{red} \quad (V.2)$$

En supposant les courants du réseau sinusoïdaux et en phase avec leurs tensions correspondantes, on peut écrire :

$$P = 3.V_r.I_e = U_{red}.I_{red} \tag{V.3}$$

avec :

$$\begin{cases} v_{resk} = \sqrt{2}.V_r.\sin\left[\omega.t - \frac{2\pi}{3}(k-1)\right] \\ i_{resk} = \sqrt{2}.I_e.\sin\left[\omega.t - \frac{2\pi}{3}(k-1)\right] \end{cases} \tag{V.4}$$

Le modèle de la boucle de tension déduit de la relation (V.3) est présenté à la figure (V.2).

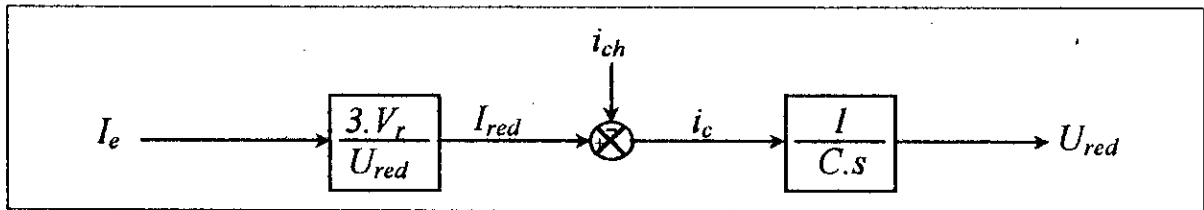


Figure V.2– Modèle de la boucle de tension du redresseur triphasé à deux niveaux.

V.1.2- Dimensionnement du régulateur de tension :

On utilise pour la boucle de tension un régulateur PI. Le principe général de l’asservissement du redresseur triphasé à deux niveaux est donné par la figure (V.3).

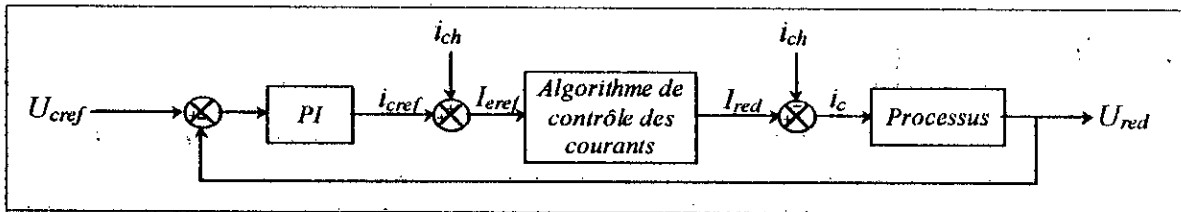


Figure V.3– Algorithme d’asservissement de la tension redressée du redresseur triphasé.

V.1.3- Application de l’algorithme d’asservissement à la cascade d’un redresseur de courant triphasé à deux niveaux- onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS :

On applique l’algorithme d’asservissement élaboré précédemment (Figure.V.3) pour commander le redresseur de la cascade d’un redresseur de courant triphasé à deux niveaux- onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS (Figure.IV.9). Les paramètres du filtre capacitif intermédiaire sont : $C_1=C_2=C'_1=C'_2=C=80mF$. L’onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes est commandé par l’algorithme 1 de la stratégie triangulo-sinusoïdal à quatre porteuses triangulaires ($m=6$). Le réseau triphasé alimentant le redresseur a une tension efficace de 220V et une fréquence 50HZ. Le redresseur de courant est commandé par la stratégie d’hystérésis en courant où l’amplitude des courants de référence du réseau triphasé alimentant le redresseur est imposée par la boucle de tension. Les paramètres du régulateur PI de la boucle de tension sont : $k_p=10.897, k_i=0.135$.

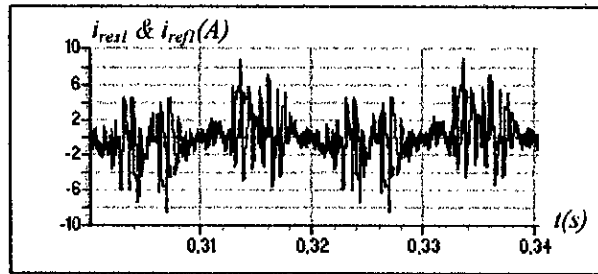


Figure V.4- Le courant de référence et le courant du réseau alimentant le redresseur.

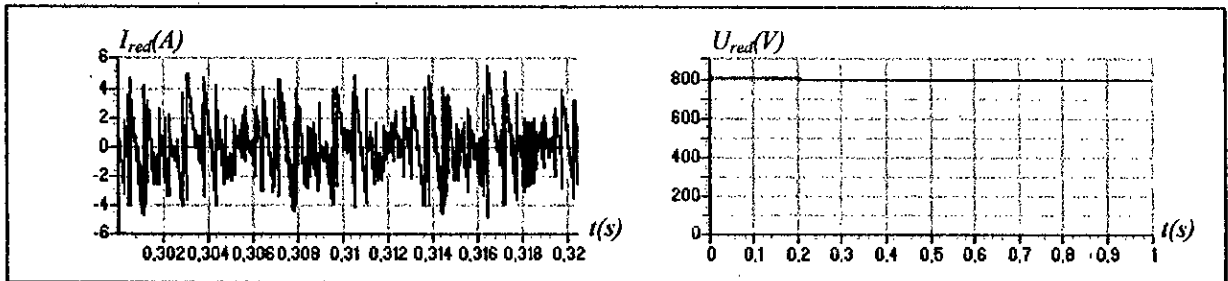


Figure V.5- Le courant et la tension redressés du redresseur triphasé à deux niveaux.

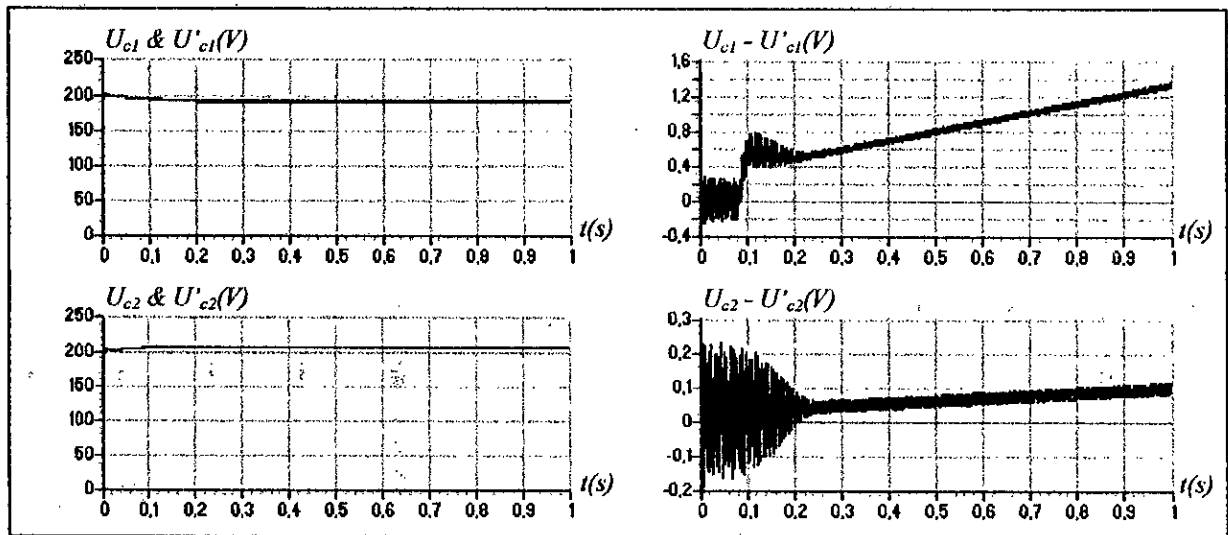


Figure V.6- Les tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

On constate que le courant du réseau triphasé alimentant le redresseur est pollué (Figure V.4). La tension de sortie du redresseur à deux niveaux suit bien sa référence (Figure V.5). Les différentes tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes (U_{c1} , U_{c2} , U'_{c1} , U'_{c2}) deviennent constantes après un régime transitoire et pratiquement égales par paire ($U_{c1} \cong U'_{c1}$, $U_{c2} \cong U'_{c2}$) (Figure V.6). Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes (i_{d0} , i_{d1} , i_{d2} , i'_{d1} , i'_{d2}) ont une fréquence trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur. Les courants i_{d1} (resp i_{d2}) et i'_{d1} (resp i'_{d2}) ont la même allure mais sont inversé l'un par rapport à l'autre. Le courant i_{d0} a une valeur moyenne pratiquement nulle (Figure V.7). La vitesse de la machine atteint son régime permanent après 0.25s. Le couple électromagnétique a une fréquence trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur (Figure V.8).

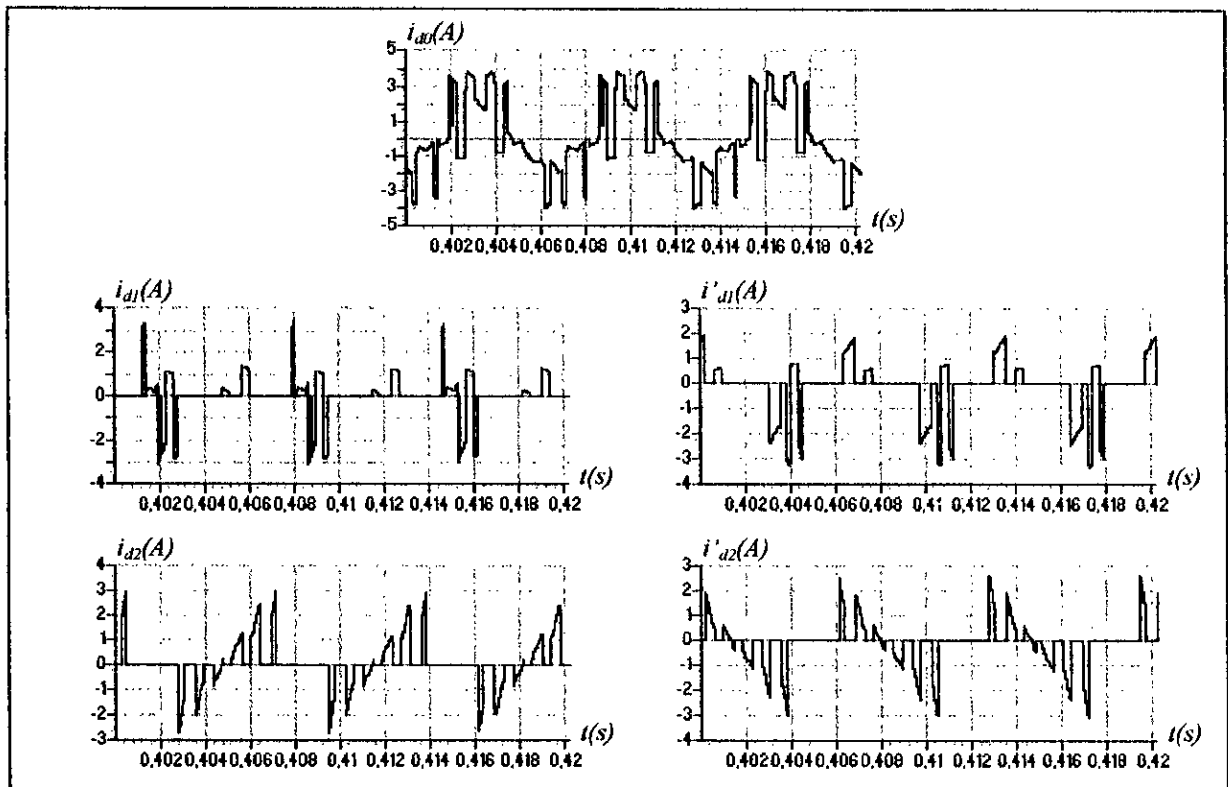


Figure V.7- Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

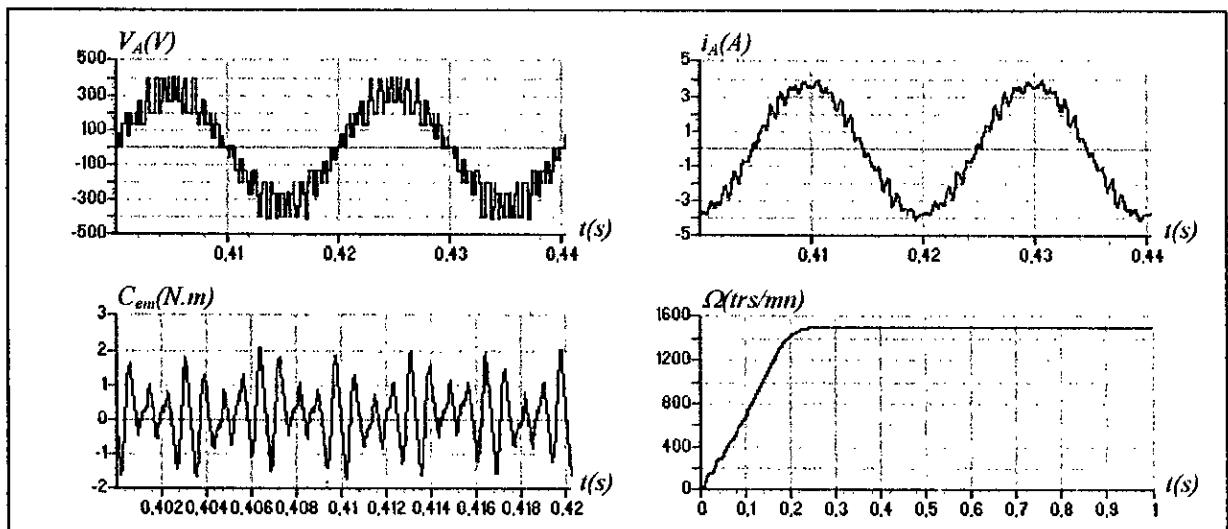


Figure V.8- Les performances de la conduite de la machine asynchrone.

V.1.4- Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade d'un redresseur à deux niveaux- pont de clamping -onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS :

On a vu que lors de l'application de l'algorithme d'asservissement à la cascade d'un redresseur à deux niveaux-onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS, on a pu asservir la tension redressée U_{red} . Mais, les tensions d'entrée de l'onduleur (U_{c1} , U_{c2} , U'_{c1} , U'_{c2}) restent non égales. Pour résoudre ce problème et les rendre égales, on utilise le pont de clamping.

On applique alors l'algorithme d'asservissement élaboré précédemment (Figure.V.3) pour commander le redresseur de la cascade d'un redresseur de courant triphasé à deux niveaux-pont de clamping-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS (Figure.IV.35). Les paramètres du pont de clamping sont : $C_1=C_2=C'_1=C'_2=C=80mF$, $R_r=25\Omega$. L'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes est commandé par l'algorithme 1 de la stratégie triangulo-sinusoidal à quatre porteuses triangulaires ($m=6$). Le réseau triphasé alimentant le redresseur a une tension efficace de 220V et une fréquence 50HZ. Le redresseur de courant est commandé par la stratégie d'hystérésis en courant où l'amplitude des courants de référence du réseau triphasé alimentant le redresseur est imposée par la boucle de tension. Les paramètres du régulateur PI de la boucle de tension sont : $k_p=10.897$, $k_i=0.135$.

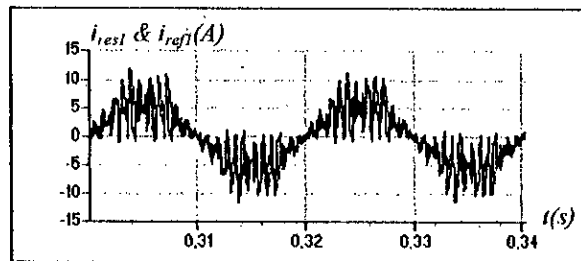


Figure.V.9- Le courant de référence et le courant du réseau alimentant le redresseur.

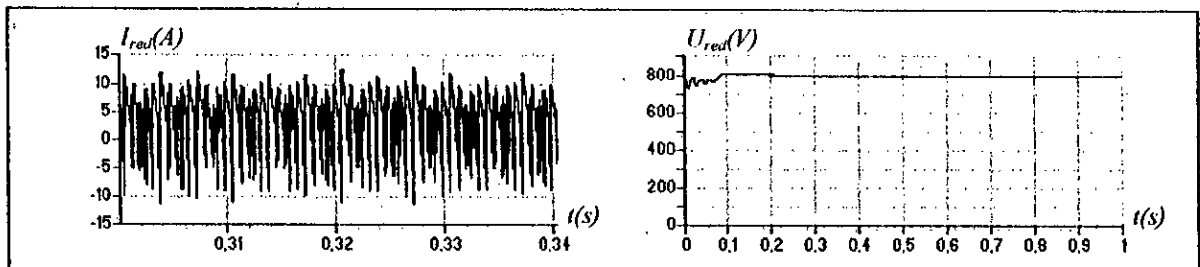


Figure.V.10- Le courant et la tension redressés du redresseur triphasé à deux niveaux.

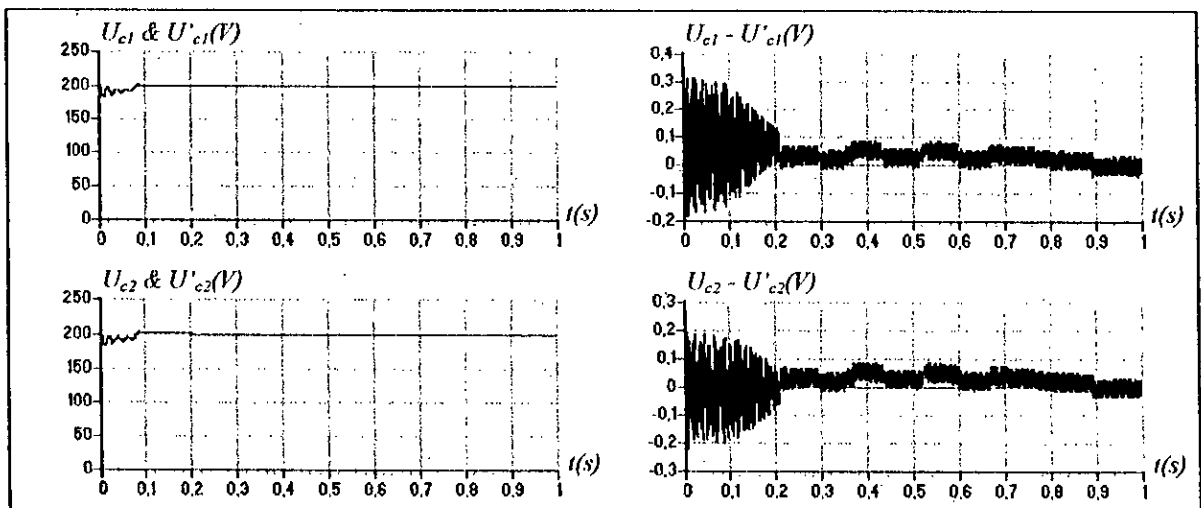


Figure.V.11- Les tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

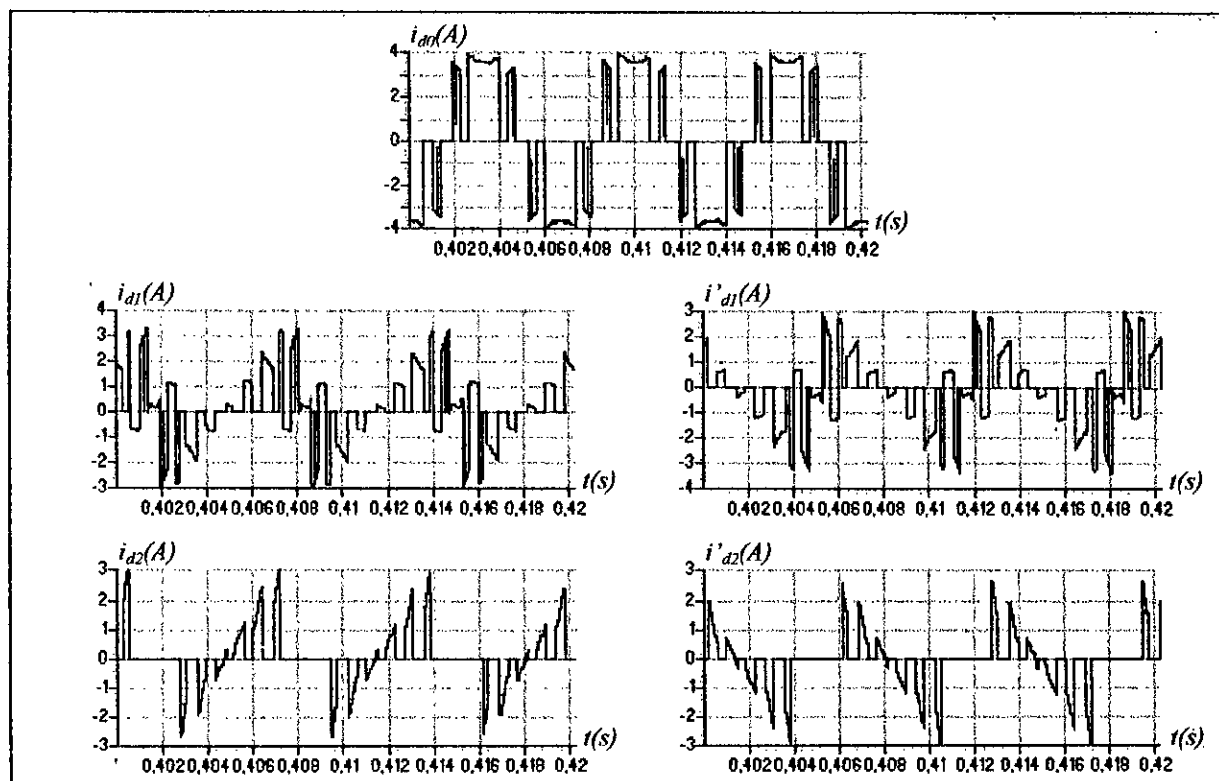


Figure.V.12- Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

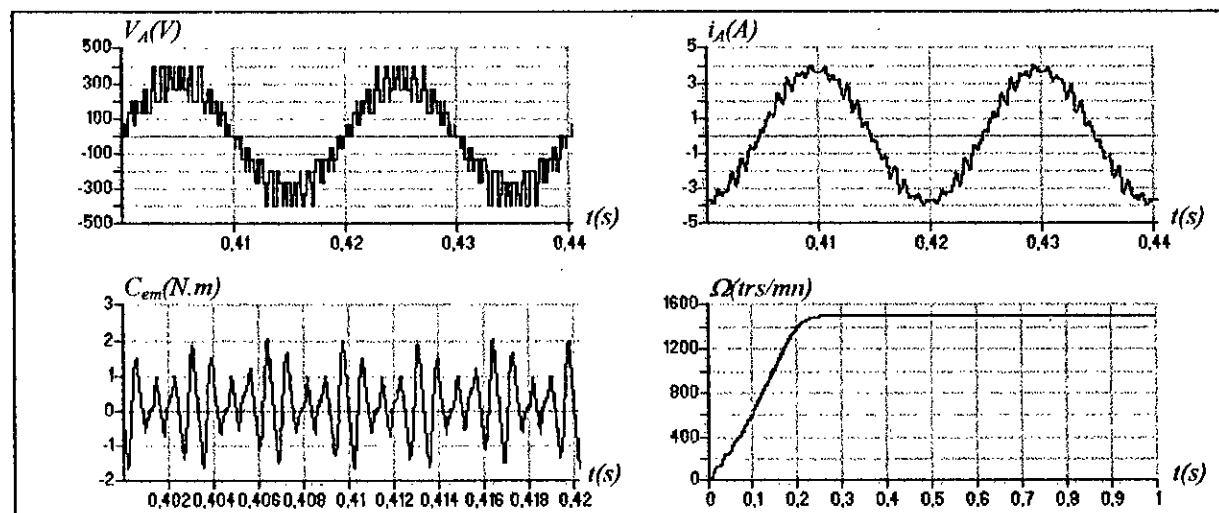


Figure.V.13- Les performances de la conduite de la machine asynchrone.

On constate que le courant du réseau triphasé alimentant le redresseur devient peu pollué (Figure.V.9). La tension de sortie du redresseur à deux niveaux suit bien sa référence (Figure.V.10). Ainsi, les différentes tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes (U_{c1} , U_{c2} , U'_{c1} , U'_{c2}) deviennent pratiquement toutes égales (Figure.V.11). Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes (i_{d0} , i_{d1} , i_{d2} , i'_{d1} , i'_{d2}) ont une fréquence trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur. Les courants i_{d1} (resp i_{d2}) et i'_{d1} (resp i'_{d2}) ont la même allure mais sont inversé l'un par rapport à l'autre. Le courant i_{d0} a une valeur moyenne pratiquement nulle (Figure.V.12). La vitesse de la machine atteint son régime permanent après $0.25s$. Le couple électromagnétique a une fréquence trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur (Figure.V.13).

V.2-Asservissement du redresseur de courant triphasé à trois niveaux :

V.2.1- Modèle de la boucle de tension [Berkouk.95.1] :

Comme pour le redresseur à deux niveaux, la boucle de tension impose la valeur efficace du courant de référence du réseau. En utilisant le principe de la conservation de la puissance instantanée et en négligeant les pertes Joule dans les résistances du réseau, on peut écrire (Figure.V.14) :

$$\begin{cases} P_e = \sum_{k=1}^3 \left(v_{resk} \cdot i_{resk} - R \cdot i_{resk}^2 - \frac{L}{2} \frac{di_{resk}^2}{dt} \right) \\ P_s = U_{red1} \cdot (i_{c1} + i_{ch1}) + U_{red2} \cdot (i_{c2} + i_{ch2}) = U_{red1} \cdot I_{red1} - U_{red2} \cdot I_{red2} \end{cases} \quad (V.5)$$

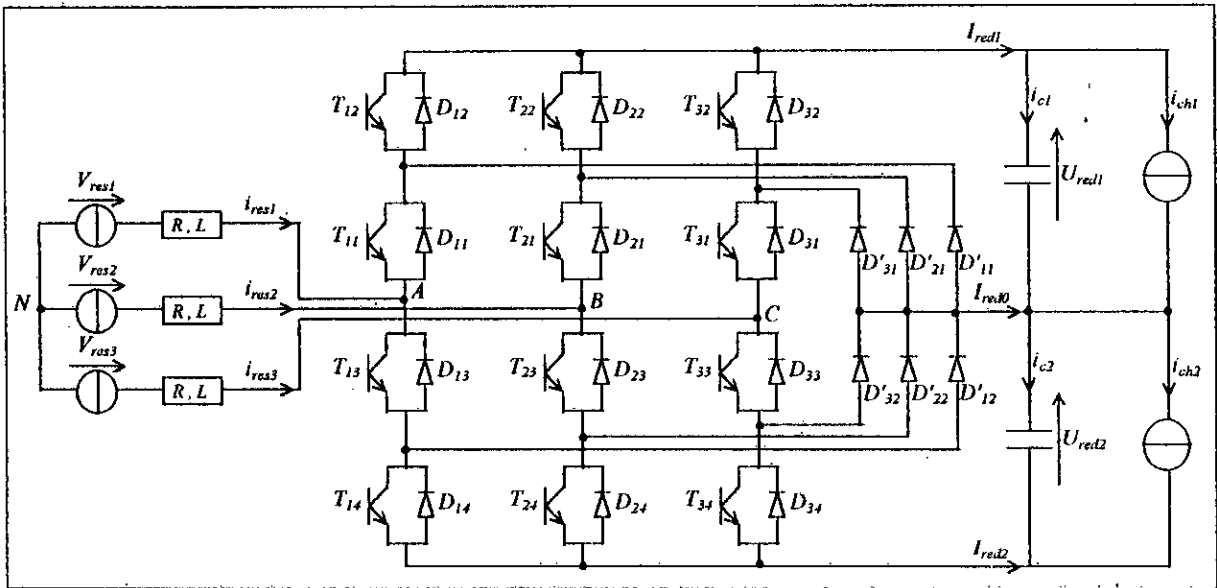


Figure.V.14- La structure du redresseur de courant triphasé à trois niveaux.

Définissons les grandeurs i_c , i_{ch} et U_{red} comme suit :

$$\begin{cases} i_c = \frac{i_{c1} + i_{c2}}{2} \\ i_{ch} = \frac{i_{ch1} + i_{ch2}}{2} \\ U_{red} = \frac{U_{red1} + U_{red2}}{2} \\ I_{red} = i_c + i_{ch} \end{cases} \quad (V.6)$$

La relation (V.5) permet alors d'écrire :

$$P = \sum_{k=1}^3 v_{resk} \cdot i_{resk} = \frac{L}{2} \sum_{k=1}^3 \frac{di_{resk}^2}{dt} + 2 \cdot U_{red} \cdot (i_c + i_{ch}) \quad (V.7)$$

En supposant les courants du réseau sinusoïdaux et en phase avec leurs tensions correspondantes, on peut écrire :

$$P = 3.V_r.I_e = 2.U_{red} \cdot (i_c + i_{ch}) \quad (V.8)$$

De cette dernière relation, on peut déduire le modèle de la boucle de tension du redresseur de courant triphasé à trois niveaux (Figure.V.15).

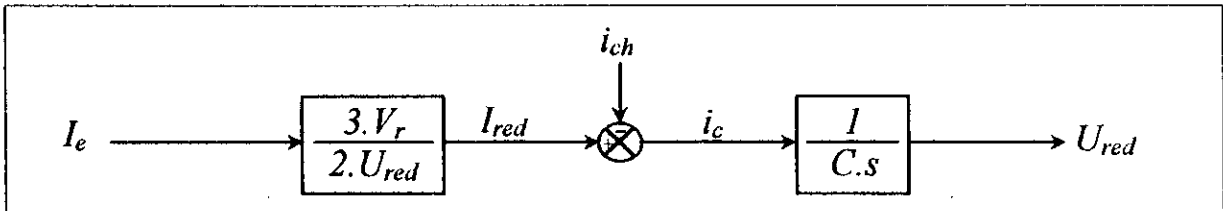


Figure.V.15– Modèle de la boucle de tension du redresseur triphasé à trois niveaux.

V.2.2- Dimensionnement du régulateur de tension :

Le principe général de l'asservissement du redresseur triphasé à trois niveaux est montré par la figure (V.3). Pour la boucle de tension, on utilise un régulateur *PI*.

V.2.3- Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade d'un redresseur de courant triphasé à trois niveaux-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS :

On applique l'algorithme d'asservissement élaboré précédemment (Figure.V.3) pour commander le redresseur de la cascade d'un redresseur de courant triphasé à trois niveaux-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS (Figure.IV.17). Les paramètres du filtre capacitif intermédiaire sont : $C_1=C_2=C'_1=C'_2=C=80mF$. L'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes est commandé par l'algorithme 1 de la stratégie triangulo-sinusoïdal à quatre porteuses triangulaires ($m=6$). Le réseau triphasé alimentant le redresseur a une tension efficace de $220V$ et une fréquence $50HZ$. Le redresseur de courant est commandés par la stratégie d'hystérésis en courant où l'amplitude des courants de référence du réseau triphasé alimentant le redresseur est imposée par la boucle de tension. Les paramètres du régulateur *PI* de la boucle de tension sont : $k_p=10.897$, $k_i=0.135$.

On constate que le courant du réseau triphasé alimentant le redresseur est pollué (Figure.V.16). Les courants redressés I_{red1} et I'_{red1} ont la même forme et sont inversé l'un par rapport à l'autre (Figure.V.17). La valeur moyenne des tensions de sortie du redresseur à trois niveaux ($U_{red}=(U_{red1}+U_{red2})/2$) suit bien sa référence (Figure.V.16). Par contre, les tensions redressées U_{red1} et U_{red2} deviennent constantes mais non égales (Figure.V.17). Les différentes tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes (U_{c1} , U_{c2} , U'_{c1} , U'_{c2}) deviennent constantes après un régime transitoire et pratiquement égales par paire ($U_{c1} \cong U'_{c1}$, $U_{c2} \cong U'_{c2}$) (Figure.V.18). Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes (i_{d0} , i_{d1} , i_{d2} , i'_{d1} , i'_{d2}) ont une fréquence trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur. Les courants i_{d1} (resp i_{d2}) et i'_{d1} (resp i'_{d2}) ont la même allure mais sont inversé l'un par rapport à l'autre. Le courant i_{d0} a une valeur moyenne pratiquement nulle (Figure.V.19). La vitesse de la machine atteint son régime permanent après $0.25s$. Le couple électromagnétique a une fréquence trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur (Figure.V.20).

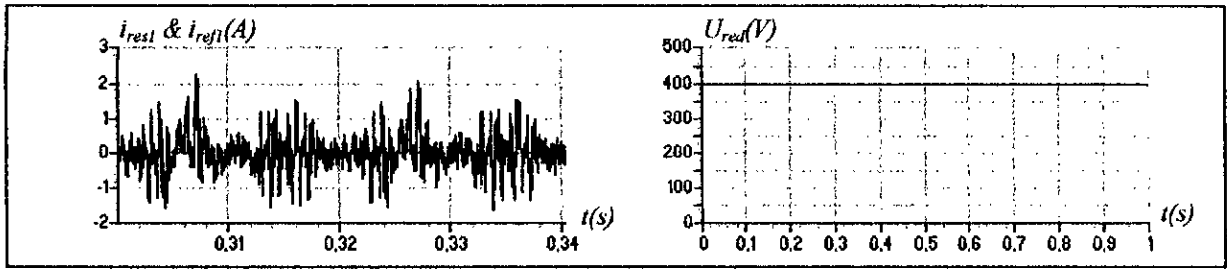


Figure.V.16- Le courant de référence, le courant du réseau et la tension asservis du redresseur.

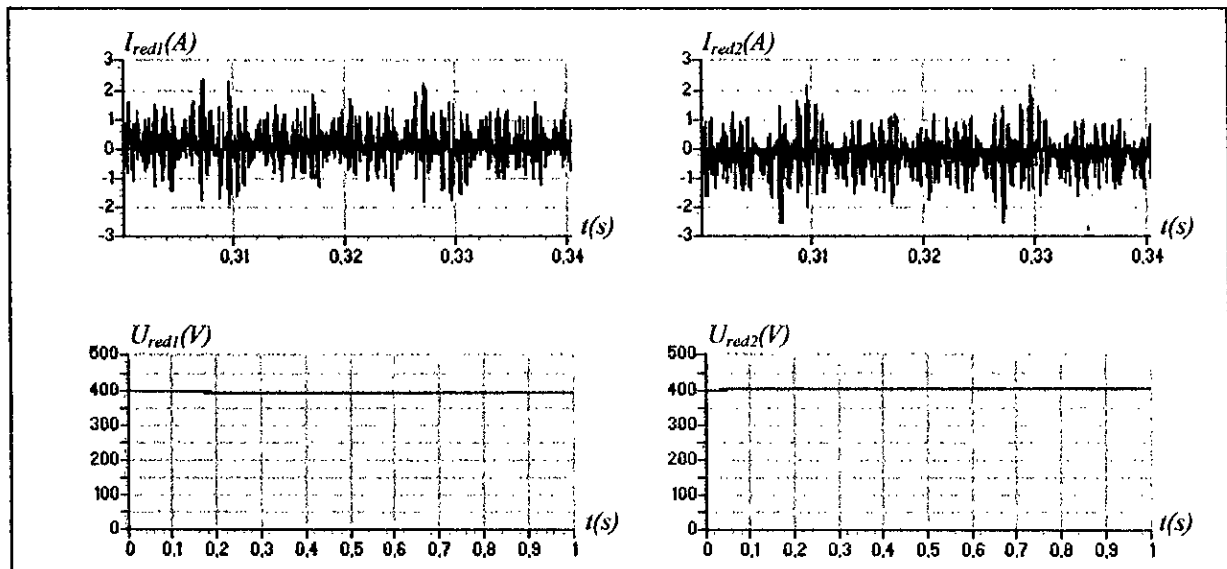


Figure.V.17- Les courants et les tensions redressés du redresseur triphasé à trois niveaux.

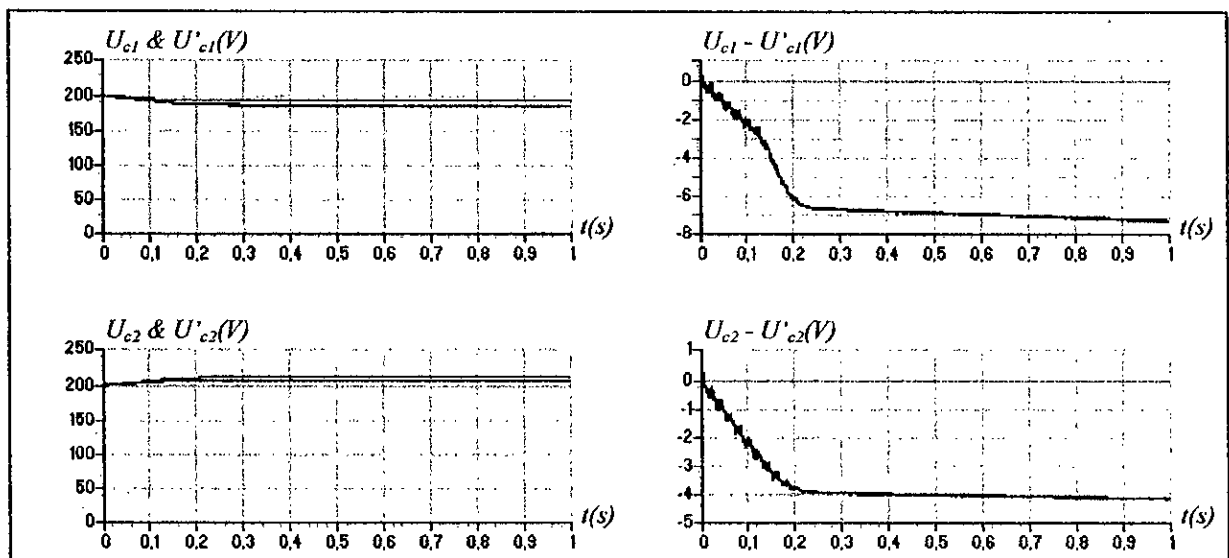


Figure.V.18- Les tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

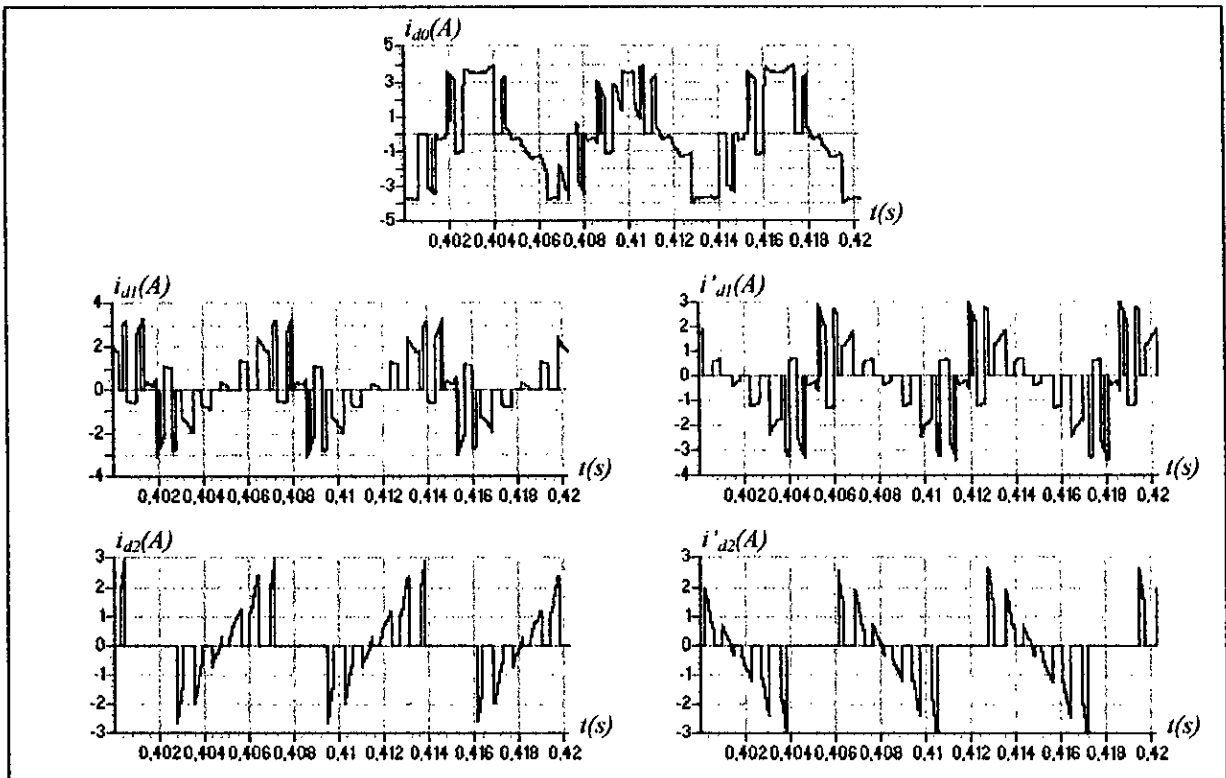


Figure V.19- Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

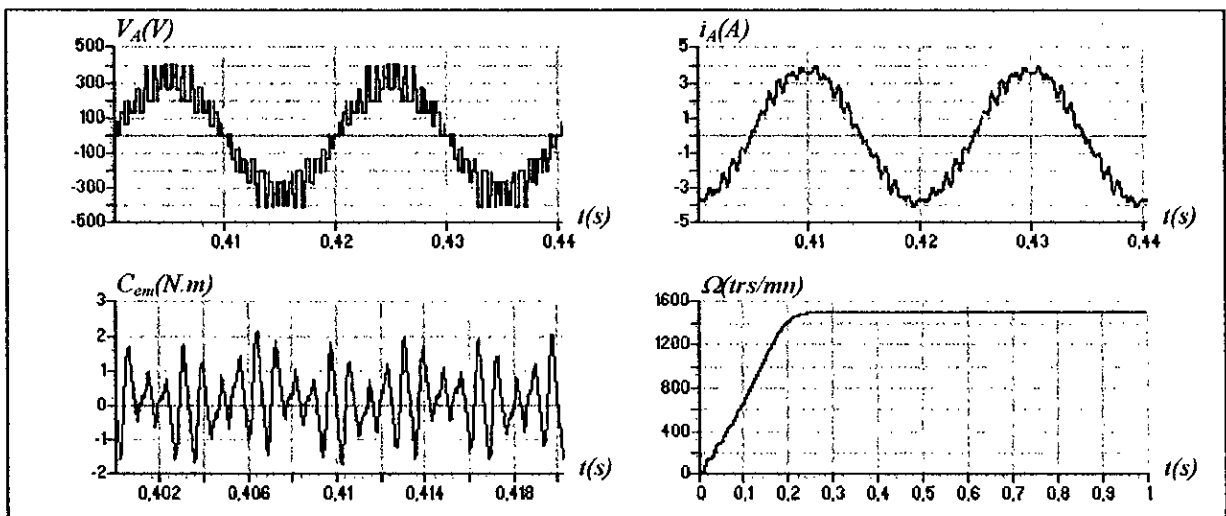


Figure V.20- Les performances de la conduite de la machine asynchrone.

V.2.4- Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade d'un redresseur à trois niveaux-pont de clamping-onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS :

On a vu que lors de l'application de l'algorithme d'asservissement à la cascade d'un redresseur à trois niveaux-onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS, on a pu asservir la valeur moyenne des tensions redressées $U_{red} = (U_{red1} + U_{red2})/2$. Mais, les tensions d'entrée de l'onduleur (U_{c1} , U_{c2} , U'_{c1} , U'_{c2}) restent non égales. Pour résoudre ce problème et les rendre égales, on utilise le pont de clamping.

On applique l'algorithme d'asservissement élaboré précédemment (Figure.V.3) pour commander le redresseur de la cascade d'un redresseur de courant triphasé à trois niveaux-pont de clamping-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS (Figure.IV.42). Les paramètres du pont de clamping sont : $C_1=C_2=C'_1=C'_2=C=80mF$, $R_r=25\Omega$. L'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes est commandé par l'algorithme 1 de la stratégie triangulo-sinusoïdal à quatre porteuses triangulaires ($m=6$). Le réseau triphasé alimentant le redresseur a une tension efficace de $220V$ et une fréquence $50HZ$. Le redresseur de courant est commandé par la stratégie d'hystérésis en courant où l'amplitude des courants de référence du réseau triphasé alimentant le redresseur est imposée par la boucle de tension. Les paramètres du régulateur PI de la boucle de tension sont : $k_p=10.897$, $k_i=0.135$.

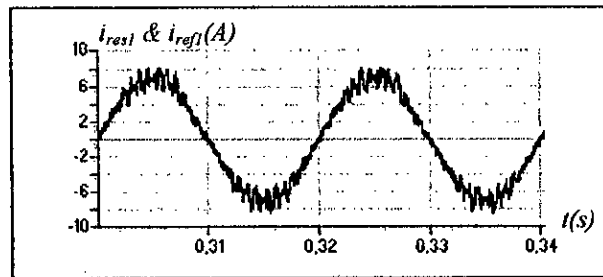


Figure.V.21- Le courant de référence et le courant du réseau alimentant le redresseur.

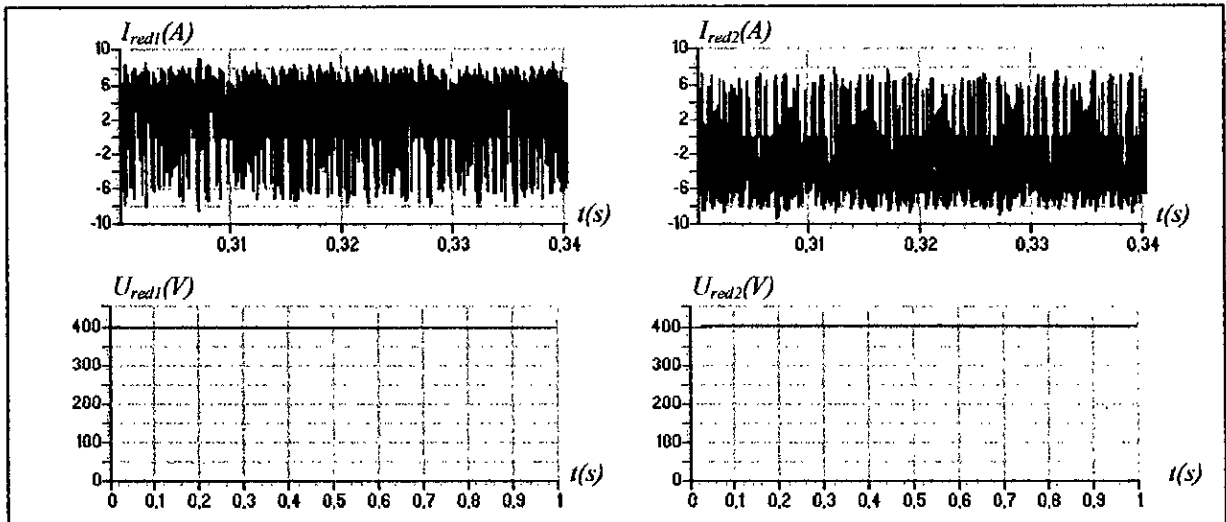


Figure.V.22- Les courants et les tensions redressés du redresseur triphasé à trois niveaux.

On constate que le courant du réseau triphasé alimentant le redresseur devient peu pollué et presque sinusoïdal (Figure.V.21). Les courants redressés I_{red1} et I'_{red1} ont la même forme et sont inversé l'un par rapport à l'autre (Figure.V.22). Les tensions redressées U_{red1} et U_{red2} deviennent égales (Figure.V.22). Ainsi, les différentes tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes (U_{c1} , U_{c2} , U'_{c1} , U'_{c2}) deviennent toutes égales (Figure.V.23). Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes (i_{d0} , i_{d1} , i_{d2} , i'_{d1} , i'_{d2}) ont une fréquence trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur. Les courants i_{d1} (resp i_{d2}) et i'_{d1} (resp i'_{d2}) ont la même allure mais sont inversé l'un par rapport à l'autre. Le courant i_{d0} a une valeur moyenne pratiquement nulle (Figure.V.24). La vitesse de la machine atteint son régime permanent après $0.25s$. Le couple électromagnétique a une fréquence trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur (Figure.V.25).

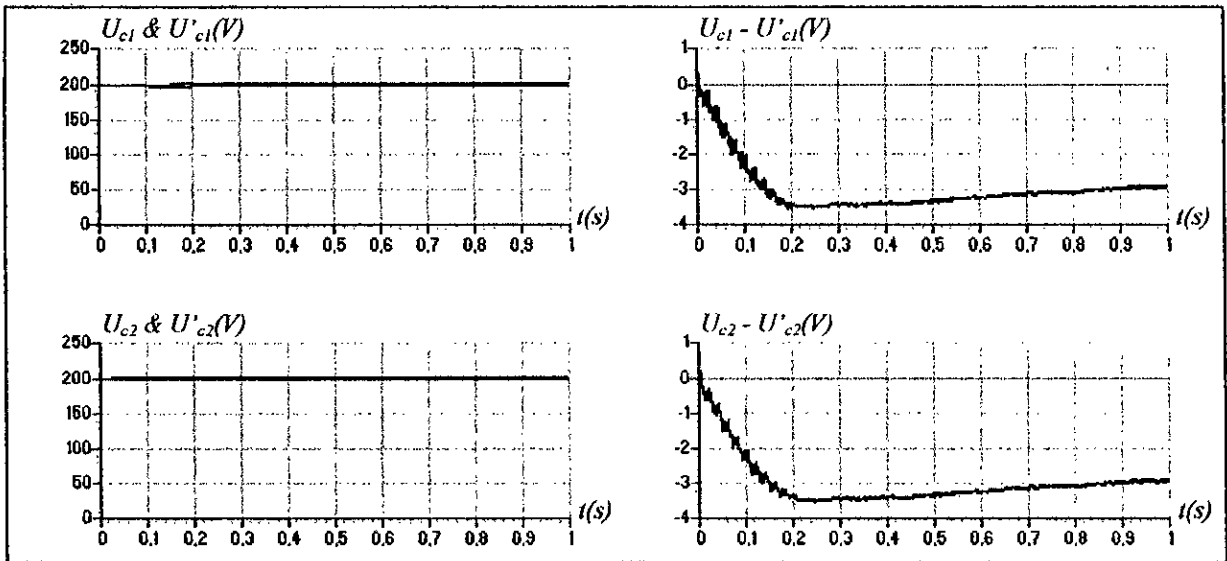


Figure V.23- Les tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

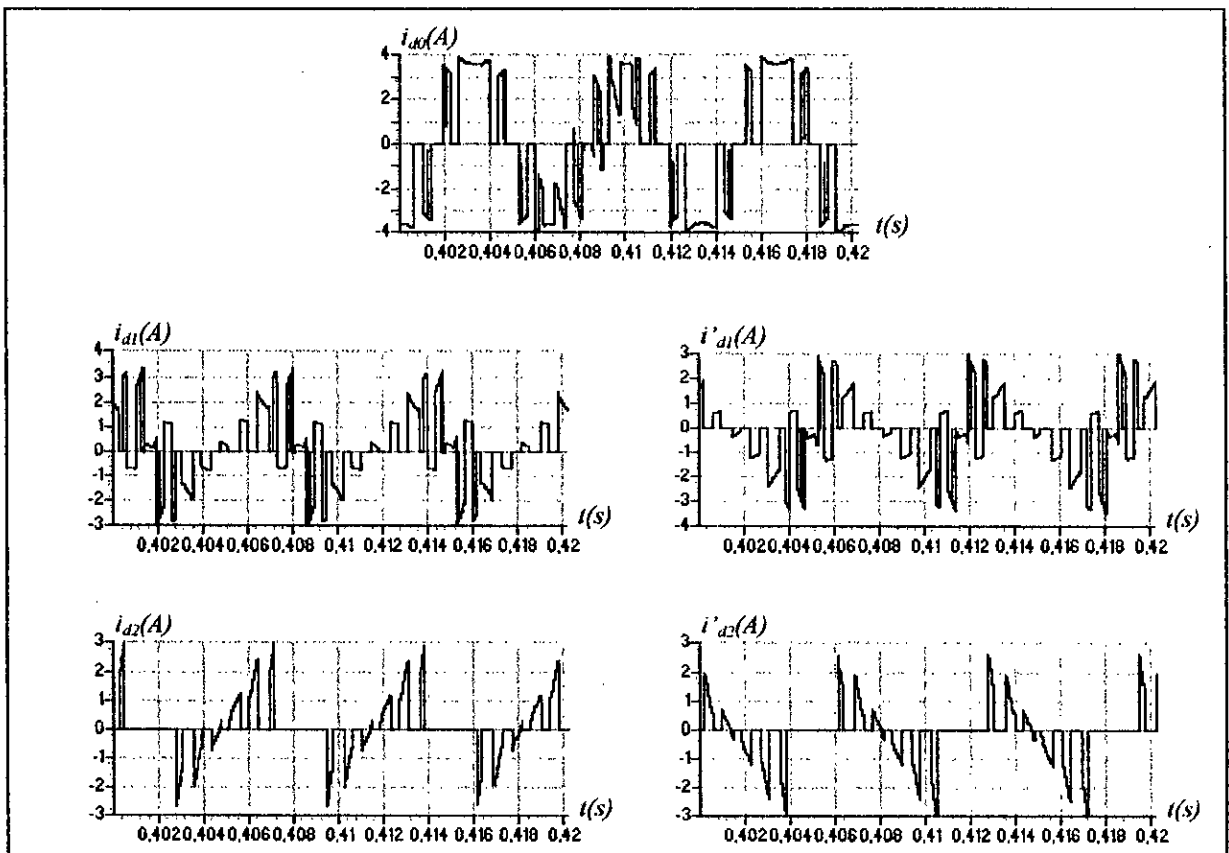


Figure V.24- Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

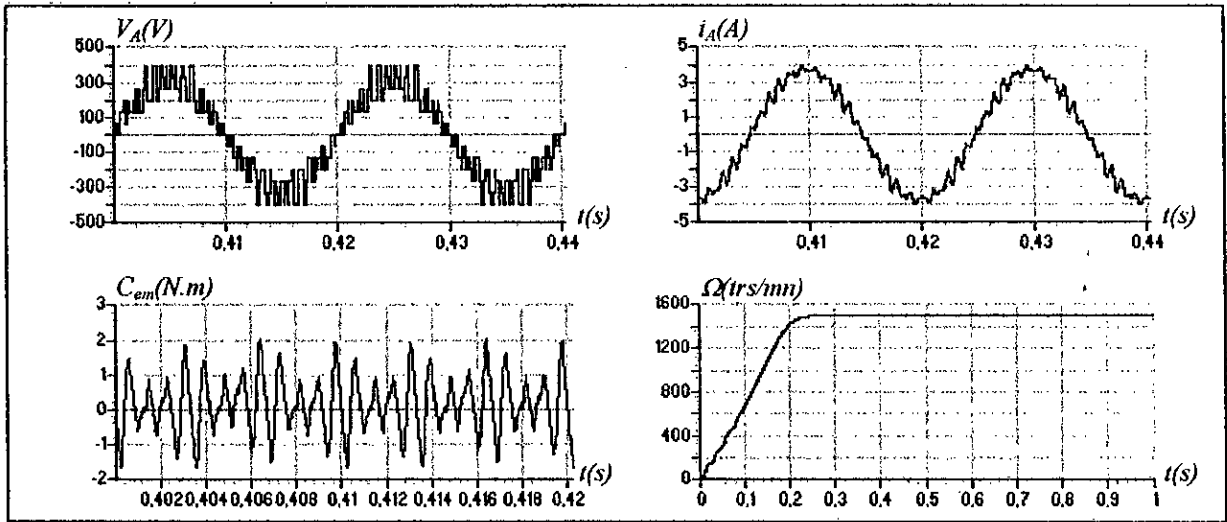


Figure V.25- Les performances de la conduite de la machine asynchrone.

V.3-Asservissement du redresseur de courant triphasé à cinq niveaux :

V.3.1- Modèle de la boucle de tension :

Comme pour le redresseur à deux et à trois niveaux, la boucle de tension impose la valeur efficace du courant de référence du réseau. En utilisant le principe de la conservation de la puissance instantanée et en négligeant les pertes Joule dans les résistances du réseaux, on peut écrire (Figure. V.26) :

$$\begin{cases} P_e = \sum_{k=1}^3 \left(v_{resk} \cdot i_{resk} - R \cdot i_{resk}^2 - \frac{L}{2} \frac{di_{resk}^2}{dt} \right) \\ P_s = U_{red1} \cdot (i_{c1} + i_{ch1}) + U_{red2} \cdot (i_{c2} + i_{ch2}) + U'_{red1} \cdot (i'_{c1} + i'_{ch1}) + U'_{red2} \cdot (i'_{c2} + i'_{ch2}) \end{cases} \quad (V.9)$$

Définissons les grandeurs i_c , i_{ch} et U_{red} comme suit :

$$\begin{cases} i_c = \frac{i_{c1} + i_{c2} + i'_{c1} + i'_{c2}}{4} \\ i_{ch} = \frac{i_{ch1} + i_{ch2} + i'_{ch1} + i'_{ch2}}{4} \\ U_{red} = \frac{U_{red1} + U_{red2} + U'_{red1} + U'_{red2}}{4} \\ I_{red} = i_c + i_{ch} \end{cases} \quad (V.10)$$

La relation (V.9) permet alors d'écrire :

$$P = \sum_{k=1}^3 v_{resk} \cdot i_{resk} = \frac{L}{2} \sum_{k=1}^3 \frac{di_{resk}^2}{dt} + 4 \cdot U_{red} \cdot (i_c + i_{ch}) \quad (V.11)$$

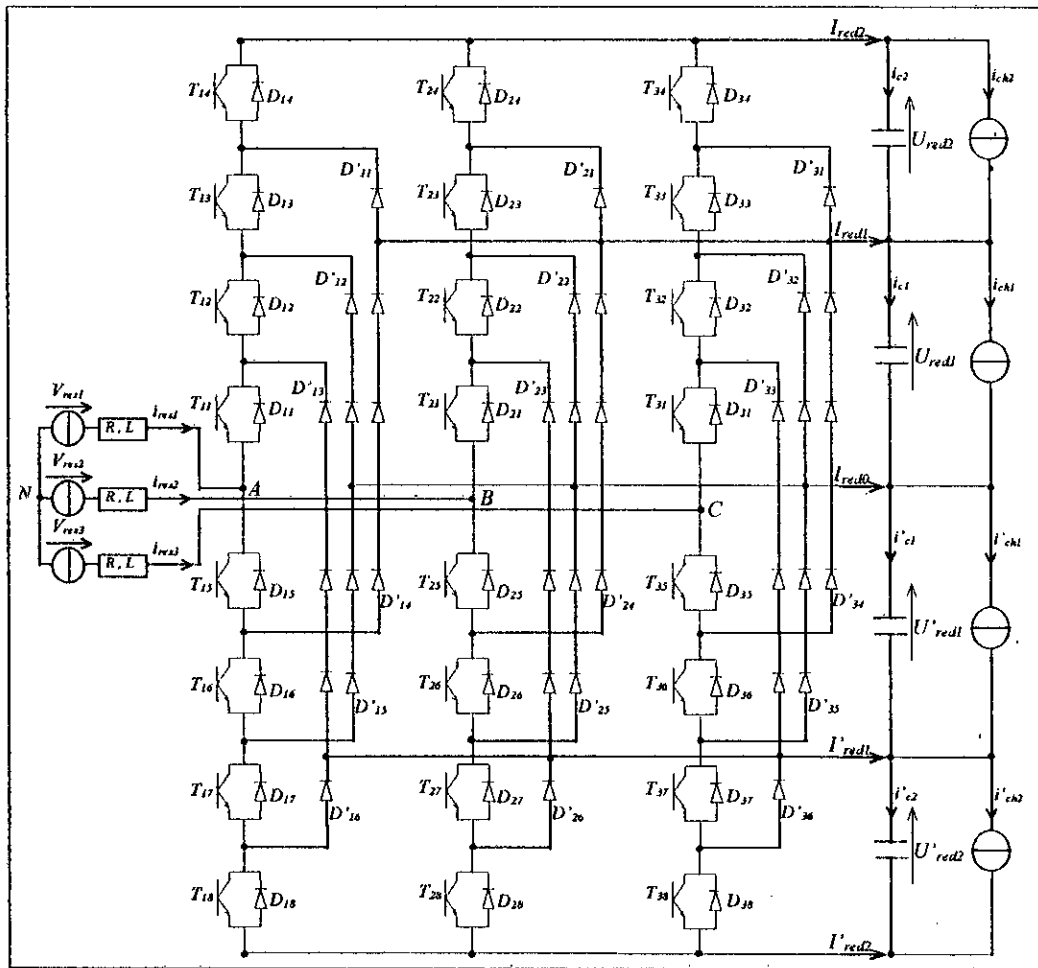


Figure V.26- Structure du redresseur de courant triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

En supposant les courants du réseau sinusoïdaux et en phase avec leurs tensions correspondantes, on peut écrire :

$$P = 3.V_r . I_e = 4.U_{red} . (i_c + i_{ch}) \tag{V.12}$$

De cette dernière relation, on peut déduire le modèle de la boucle de tension du redresseur de courant triphasé à cinq niveaux (Figure V.27).

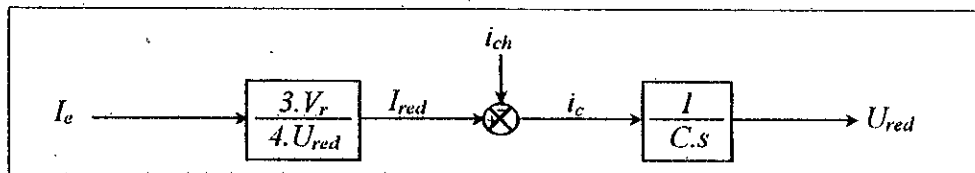


Figure V.27- Modèle de la boucle de tension du redresseur triphasé à cinq niveaux.

V.3.2- Dimensionnement du régulateur de tension :

Pour la boucle de tension, on utilise un régulateur PI. Le principe général de l'asservissement du redresseur triphasé à cinq niveaux est montré par la figure (V.3).

V.3.3- Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade d'un redresseur de courant triphasé à cinq niveaux-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS :

On applique l'algorithme d'asservissement élaboré précédemment (Figure.V.3) pour commander le redresseur de la cascade d'un redresseur de courant triphasé à cinq niveaux-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS (Figure.IV.28). Les paramètres du filtre capacitif intermédiaire sont : $C_1=C_2=C'_1=C'_2=C=80mF$. L'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes est commandé par l'algorithme 1 de la stratégie triangulo-sinusoïdal à quatre porteuses triangulaires ($m=6$). Le réseau triphasé alimentant le redresseur a une tension efficace de $220V$ et une fréquence $50HZ$. Le redresseur de courant est commandé par la stratégie d'hystérésis en courant où l'amplitude des courants de référence du réseau triphasé alimentant le redresseur est imposée par la boucle de tension. Les paramètres du régulateur PI de la boucle de tension sont : $k_p=10.897$, $k_i=0.135$.

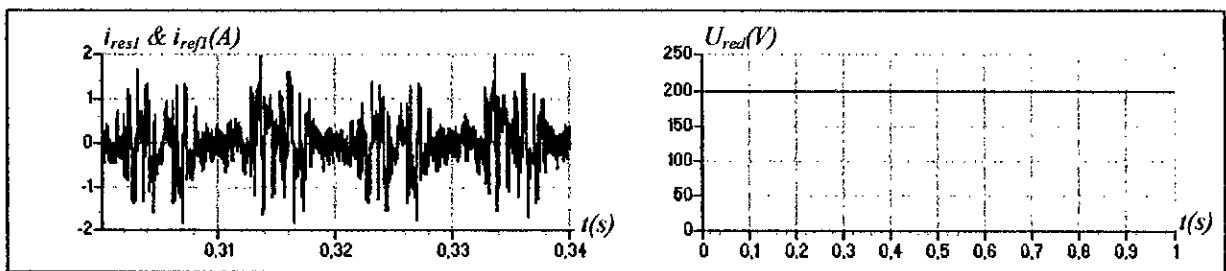


Figure V.28- Le courant de référence, le courant du réseau et la tension asservis du redresseur.

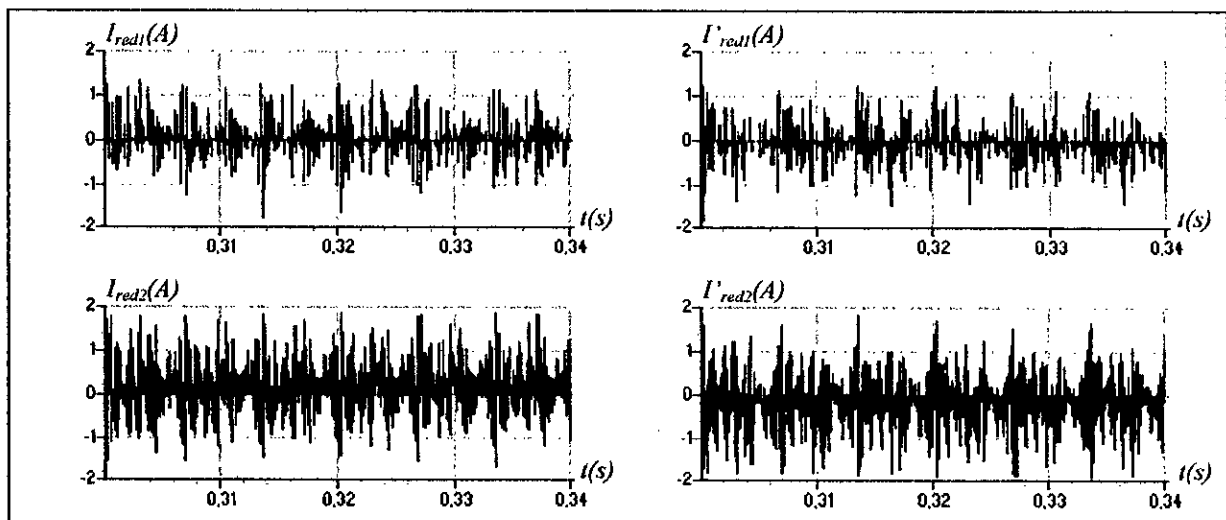


Figure V.29- Les différents courants redressés du redresseur triphasé à cinq niveaux.

On constate que le courant du réseau triphasé alimentant le redresseur est pollué (Figure.V.28). Les courants redressés I_{red1} (resp I_{red2}) et I'_{red1} (resp I'_{red2}) ont la même forme et sont inversé l'un par rapport à l'autre (Figure.V.28). La valeur moyenne des tensions de sortie du redresseur à cinq niveaux ($U_{red}=(U_{red1}+U_{red2}+U'_{red1}+U'_{red2})/4$) suit bien sa référence (Figure.V.29). Par contre, les différentes tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes (U_{c1} , U_{c2} , U'_{c1} , U'_{c2}) deviennent constantes après un régime transitoire et pratiquement égales par paire ($U_{c1} \cong U'_{c1}$, $U_{c2} \cong U'_{c2}$) (Figure.V.30). Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes (i_{d0} , i_{d1} , i_{d2} , i'_{d1} , i'_{d2}) ont une fréquence trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur. Les courants i_{d1} (resp i_{d2}) et i'_{d1} (resp i'_{d2})

ont la même allure mais sont inversé l'un par rapport à l'autre. Le courant i_{d0} a une valeur moyenne pratiquement nulle (Figure.V.31). La vitesse de la machine atteint son régime permanent après 0.25s. Le couple électromagnétique a une fréquence trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur (Figure.V.32).

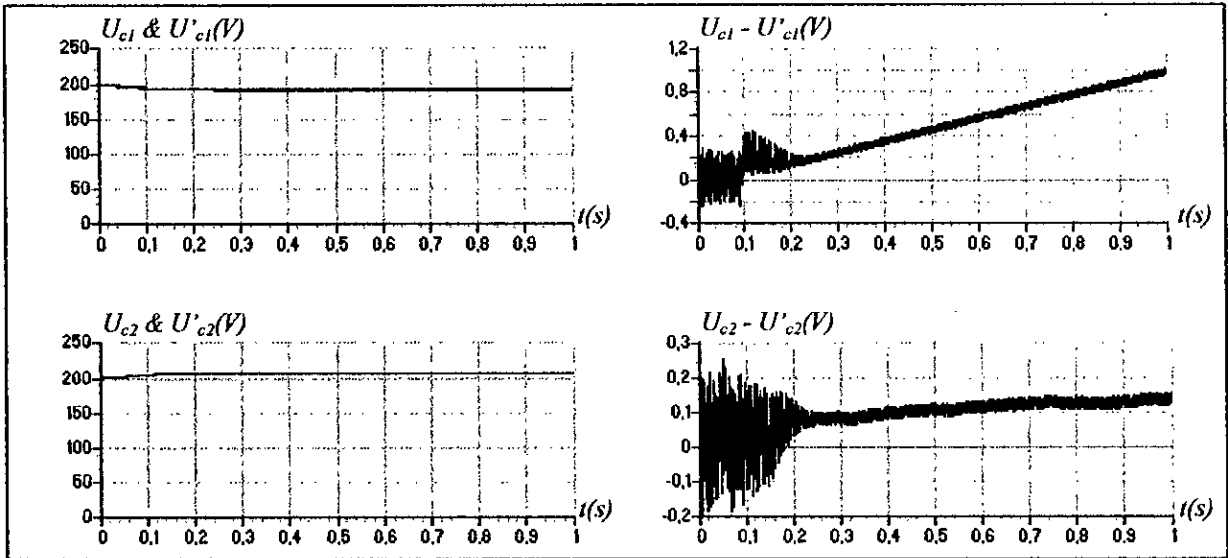


Figure V.30- Les tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

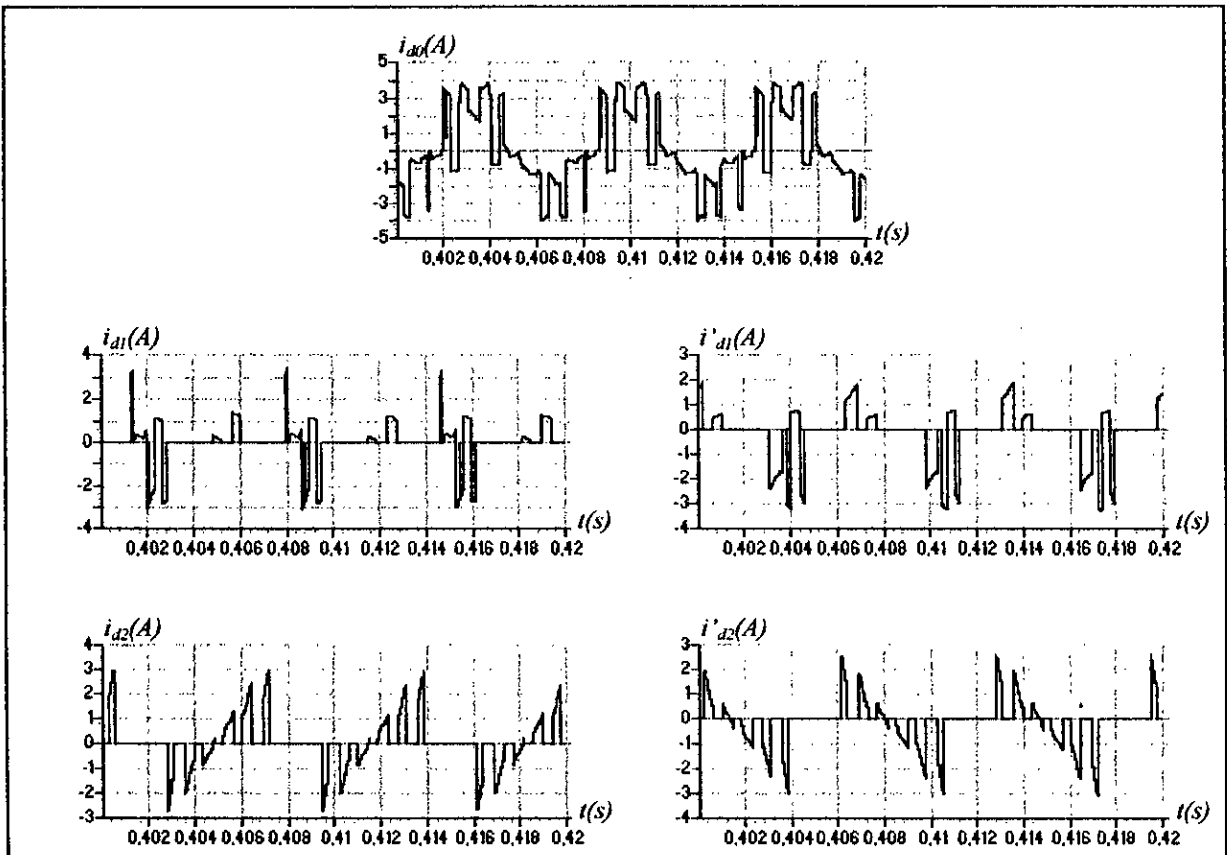


Figure V.31- Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

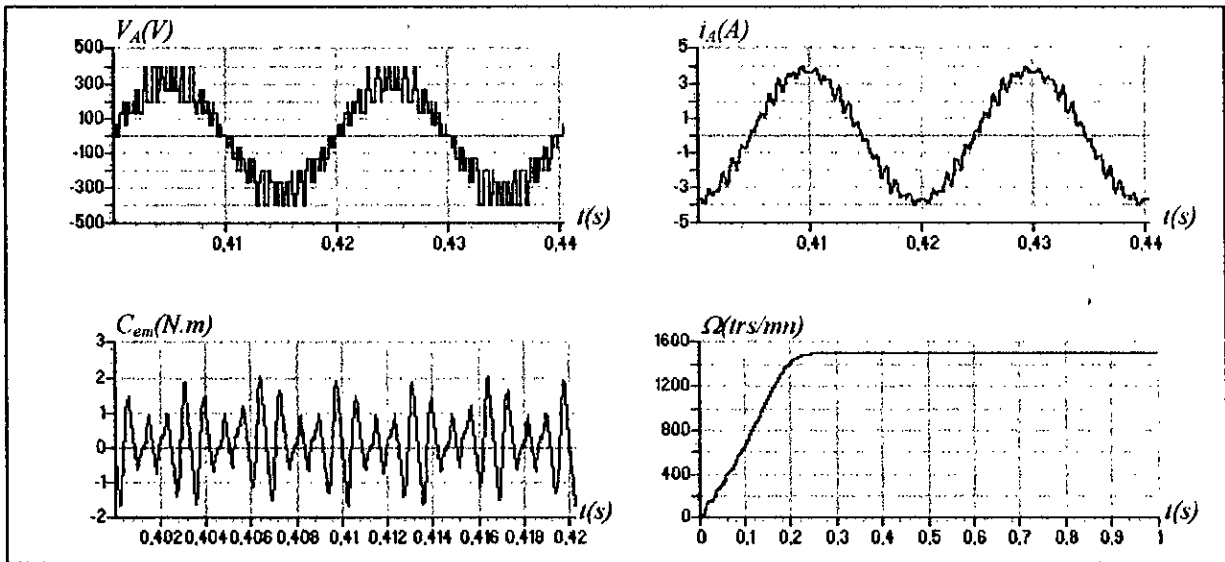


Figure V.32- Les performances de la conduite de la machine asynchrone.

V.3.4- Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade d'un redresseur à cinq niveaux-pont de clamping-onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS :

On a vu que lors de l'application de l'algorithme d'asservissement à la cascade d'un redresseur à cinq niveaux-onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS, on a pu asservir la valeur moyenne des tensions redressées $U_{red} = (U_{red1} + U_{red2} + U'_{red1} + U'_{red2})/2$. Mais, les tensions d'entrée de l'onduleur (U_{c1} , U_{c2} , U'_{c1} , U'_{c2}) restent non égales. Pour résoudre ce problème et les rendre égales, on utilise le pont de clamping.

On applique l'algorithme d'asservissement élaboré précédemment (Figure.V.3) pour commander le redresseur de la cascade d'un redresseur de courant triphasé à cinq niveaux-pont de clamping-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-MAS (Figure.IV.49). Les paramètres du pont de clamping sont : $C_1 = C_2 = C'_1 = C'_2 = C = 80mF$, $R_r = 25\Omega$. L'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes est commandé par l'algorithme 1 de la stratégie triangulo-sinusoidal à quatre porteuses triangulaires ($m=6$). Le réseau triphasé alimentant le redresseur a une tension efficace de $220V$ et une fréquence $50HZ$. Le redresseur de courant est commandés par la stratégie d'hystérésis en courant où l'amplitude des courants de référence du réseau triphasé alimentant le redresseur est imposée par la boucle de tension. Les paramètres du régulateur PI de la boucle de tension sont : $k_p = 10.897$, $k_i = 0.135$.

On constate que le courant du réseau triphasé alimentant le redresseur devient peu pollué et presque sinusoïdal (Figure.V.33). Les courants redressés I_{red1} (resp I_{red2}) et I'_{red1} (resp I'_{red2}) ont la même forme et sont inversé l'un par rapport à l'autre (Figure.V.34). Les différentes tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes (U_{c1} , U_{c2} , U'_{c1} , U'_{c2}) deviennent toutes égales (Figure.V.35). Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes (i_{d0} , i_{d1} , i_{d2} , i'_{d1} , i'_{d2}) ont une fréquence trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur. Les courants i_{d1} (resp i_{d2}) et i'_{d1} (resp i'_{d2}) ont la même allure mais sont inversé l'un par rapport à l'autre. Le courant i_{d0} a une valeur moyenne pratiquement nulle (Figure.V.36). La vitesse de la machine atteint son régime permanent après $0.25s$. Le couple électromagnétique a une fréquence trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur (Figure.V.37).

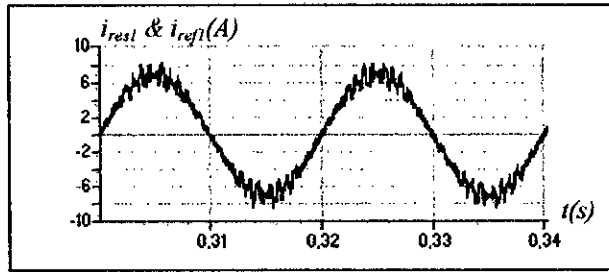


Figure V.33- Le courant de référence et le courant du réseau alimentant le redresseur.

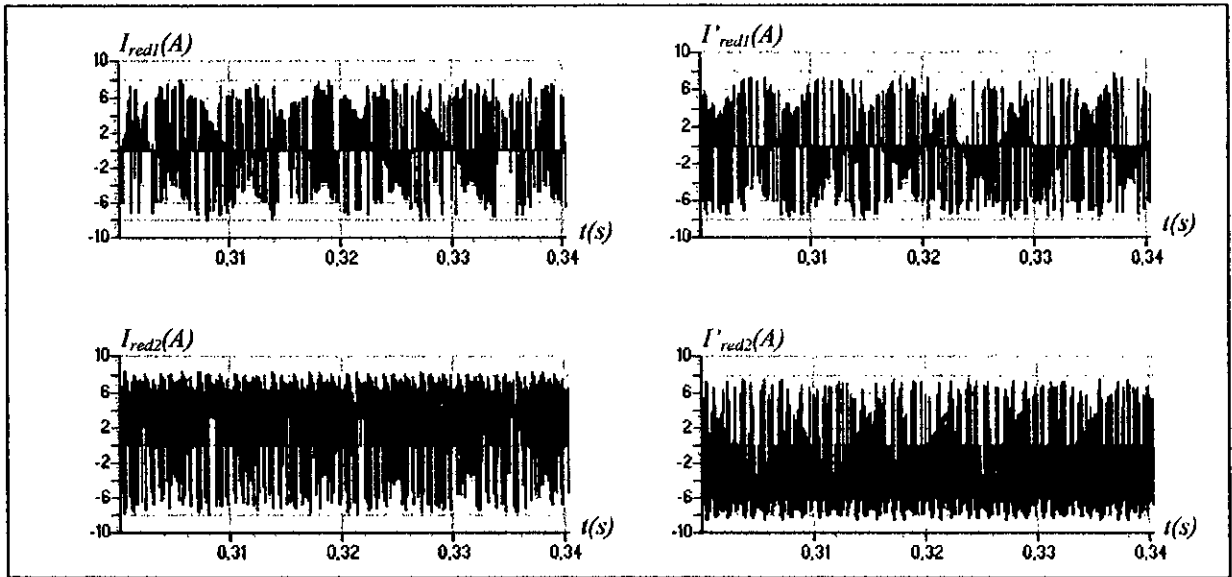


Figure V.34- Les différents courants redressés du redresseur triphasé à cinq niveaux.

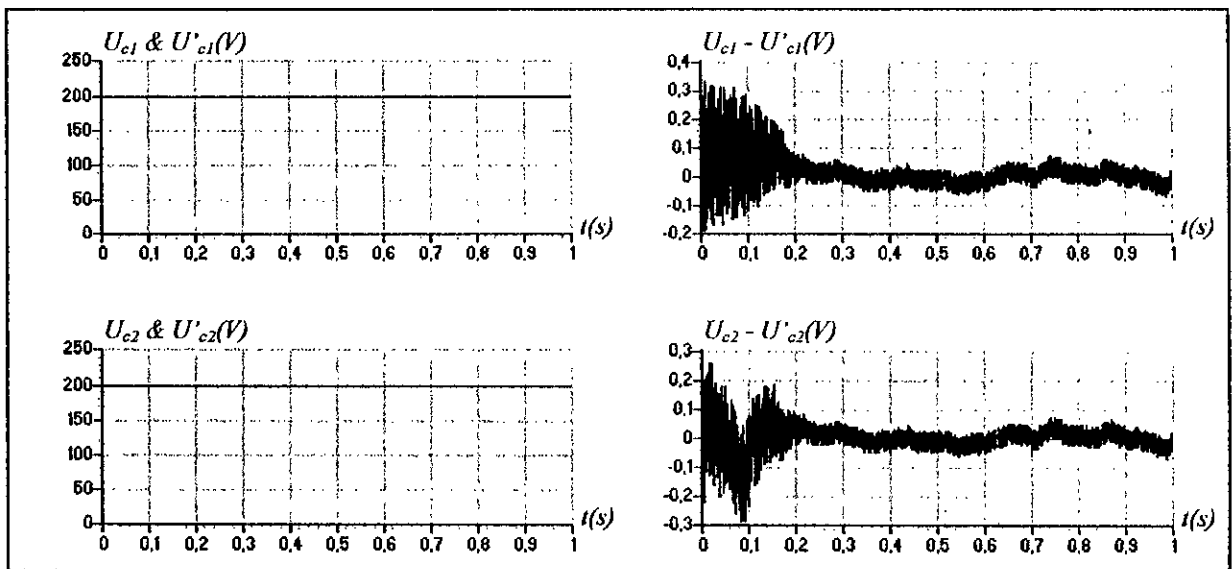


Figure V.35- Les tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

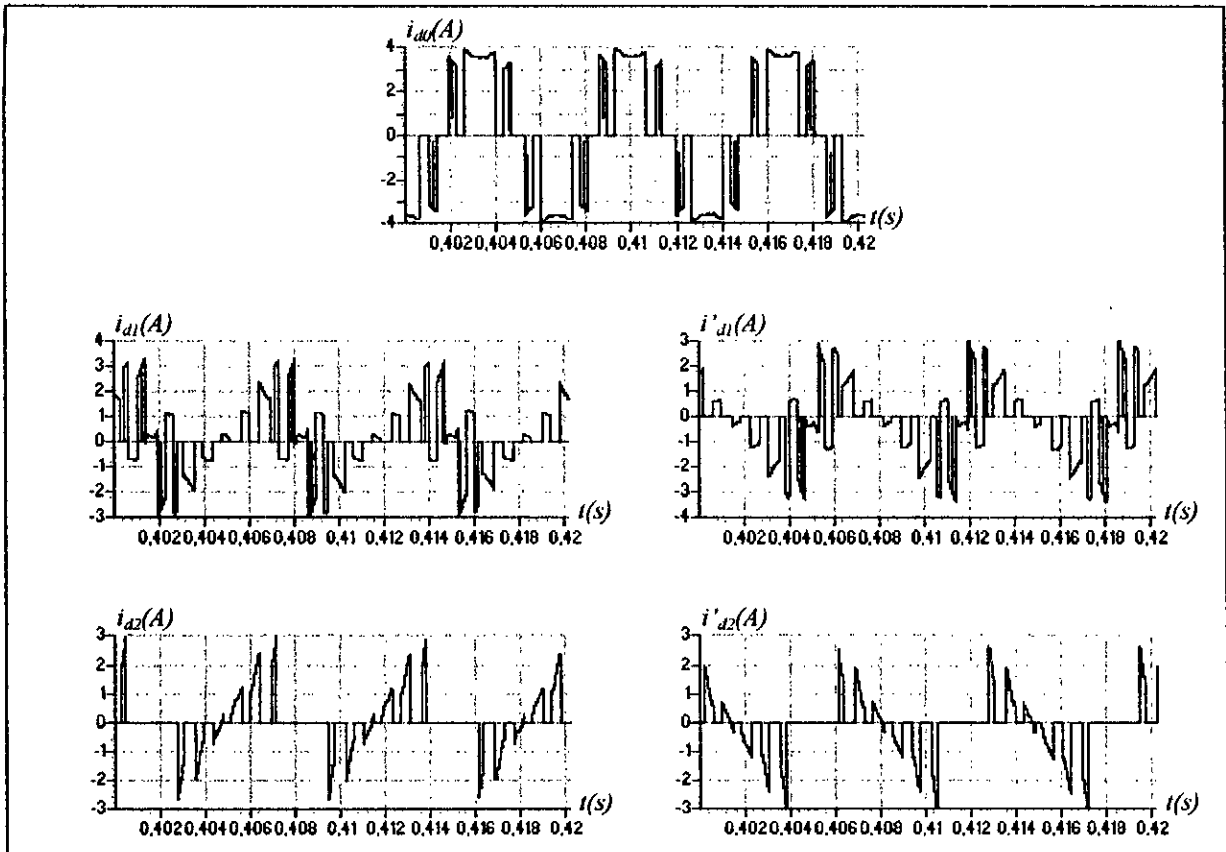


Figure V.36- Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

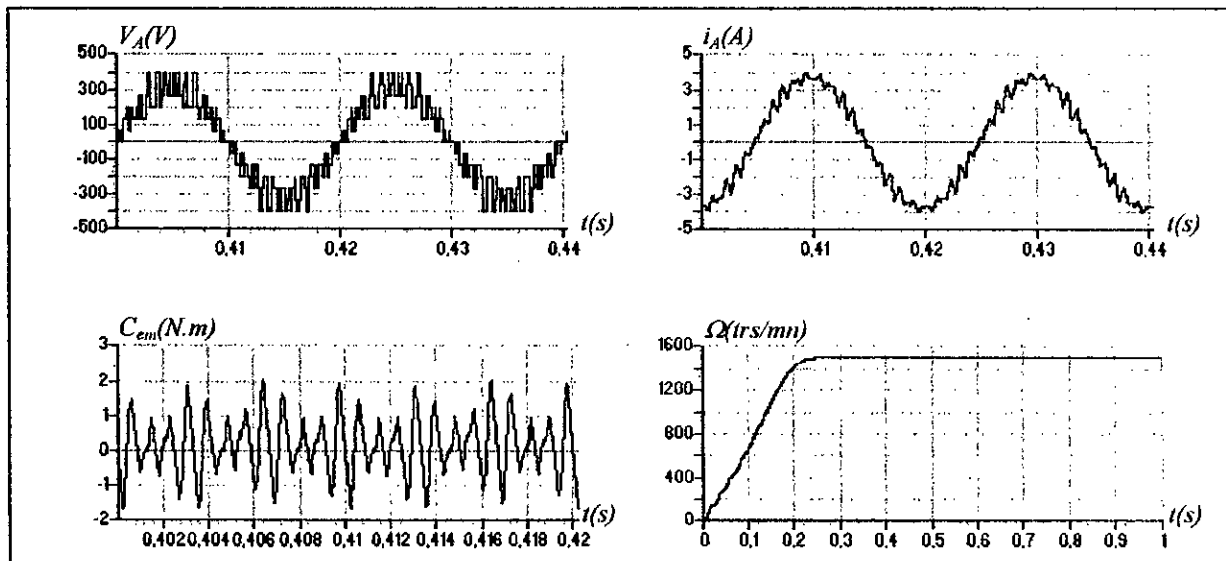


Figure V.37- Les performances de la conduite de la machine asynchrone.

CONCLUSION :

Dans ce chapitre, on a étudié les algorithmes d'asservissement des redresseurs de courant triphasé à deux, à trois et à cinq niveaux.

On a montré l'isomorphisme du modèle de la boucle de tension du redresseur de courant triphasé à trois niveaux (resp à cinq niveaux) avec ce du redresseur à deux niveaux rendu possible par l'asservissement de la tension moyenne $U_{red}=(U_{red1}+U_{red2})/2$ (resp $U_{red}=(U_{red1}+U_{red2}+U'_{red1}+U'_{red2})/4$) et par la définition des grandeurs équivalents suivantes : $i_c=(i_{c1}+i_{c2})/2$ (resp $i_c=(i_{c1}+i_{c2}+i'_{c1}+i'_{c2})/4$) et $i_{ch}=(i_{ch1}+i_{ch2})/2$ (resp $i_c=(i_{ch1}+i_{ch2}+i'_{ch1}+i'_{ch2})/4$). On a montré aussi l'efficacité de l'asservissement unique de la valeur moyenne U_{red} au lieu de deux (resp quatre) asservissements séparés des tensions U_{red1} et U_{red2} (resp U_{red1} , U_{red2} , U'_{red1} et U'_{red2}) pour le redresseur à trois niveaux (resp à cinq niveaux).

Ainsi, on a montré la possibilité de réaliser une cascade AC/AC à pont de sortie multiniveaux absorbant un courant réseau le moins pollué possible avec un facteur de puissance pratiquement unitaire côté réseau.

Chapitre VI

Commande de vitesse de la machine asynchrone triphasee

INTRODUCTION :

Dans ce dernier chapitre, on va étudier la commande de vitesse par orientation du flux de la machine asynchrone triphasée alimentée par l'une des cascades étudiées dans le chapitre précédent utilisant les redresseurs de courant triphasé à deux, à trois ou à cinq niveaux comme pont d'entrée et l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes comme pont de sortie. Les courants du réseau et les tensions d'entrée de l'onduleur sont régulés en utilisant le principe général d'asservissement de chaque redresseur.

VI.1- Principe de la commande par orientation du flux :

Le principe de la commande vectorielle a été proposé pour la première fois par HASSE en 1968 et BLASCHKE en 1971. Il consiste à assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu à excitation séparée où le couple et le flux sont contrôlés indépendamment l'un par rapport à l'autre (Figure. VI.1).

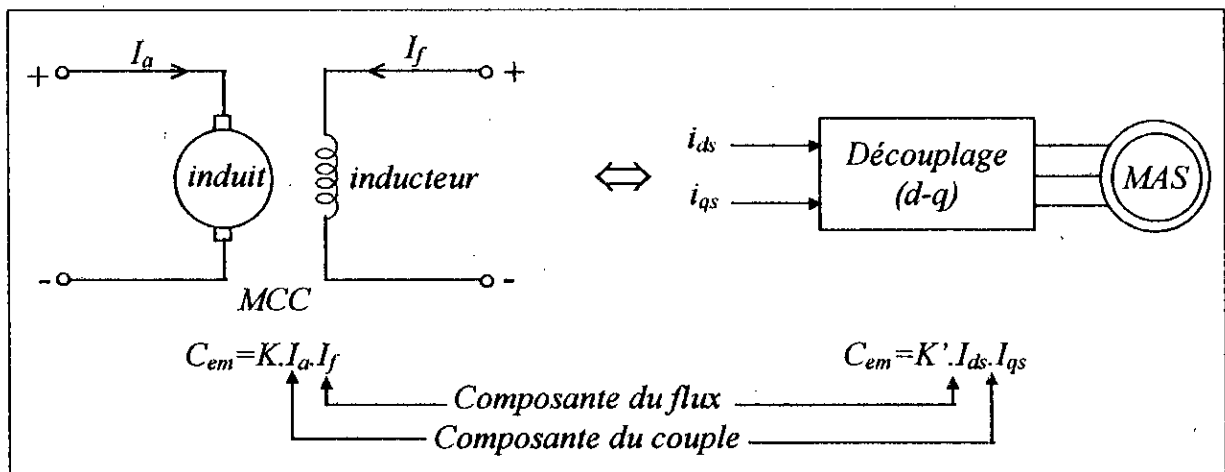


Figure VI.1- Principe de la commande par orientation du flux.

Lors de la modélisation de la machine asynchrone dans un référentiel lié au champ tournant, le référentiel $(d-q)$ et les champs statorique, rotorique et d'entrefer de la machine tournent à la même vitesse [Caron.95]. L'orientation d'un de ces trois champs suivant l'axe d du référentiel constitue le principe de base de la commande par orientation du flux (Commande vectorielle). Cette orientation permet de transformer l'expression du couple électromagnétique à une forme similaire à celle de la machine à courant continu [Caron.95][Robyns.93].

VI.2- Les différents modèles mathématiques d'orientation du flux :

Après avoir choisi un référentiel d'axes $(d-q)$ lié au champ tournant, on peut avoir trois méthodes d'orientation du flux [Erdman.90][Ho.788][Caron.95][Robyns.93] :

- Orientation du flux rotorique : $\phi_{dr} = \phi_r$, $\phi_{qr} = 0$
- Orientation du flux statorique : $\phi_{ds} = \phi_s$, $\phi_{qs} = 0$
- Orientation du flux magnétisant : $\phi_{dm} = \phi_m$, $\phi_{qm} = 0$

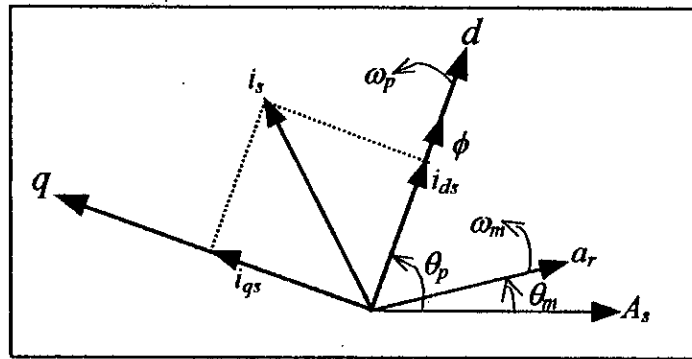


Figure VI.2- Position du référentiel par rapport au flux.

Le flux représenté à la figure (VI.2) peut être le flux rotorique, statorique ou magnétisant. Dans notre cas, on a choisit un référentiel (d - q) de telle sorte que l'axe direct d coïncide avec le vecteur du flux rotorique ϕ_r . On a alors :

$$\phi_{dr} = \phi_r, \quad \phi_{qr} = 0 \quad (\text{VI.1})$$

En imposant ces conditions dans les équations de la machine asynchrone obtenues dans le référentiel lié au champ tournant, on peut écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \sigma \cdot L_s \cdot \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \cdot \frac{d\phi_r}{dt} - \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \sigma \cdot L_s \cdot \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{M}{L_r} \cdot \omega_s \cdot \phi_r + \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{ds} \\ \phi_r = \frac{M \cdot i_{ds}}{1 + s \cdot T_r} \\ C_{em} = p \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \phi_r \cdot i_{qs} \\ \omega_r = \frac{M \cdot i_{qs}}{T_r \cdot \phi_r} \end{array} \right. \quad (\text{VI.2})$$

On constate que seule la composante directe du courant statorique i_{ds} détermine l'amplitude du flux rotorique ϕ_r , alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature i_{qs} si le flux rotorique ϕ_r est maintenu constant.

VI.3- Les différentes méthodes de la commande vectorielle :

Dans le paragraphe précédent, on s'est intéressé à présenter le principe de la commande vectorielle. On a rappelé les trois types d'orientation du flux dans la machine asynchrone. L'orientation du flux rotorique conduit à un découplage entre le flux et le couple et présente une simplicité de mise en œuvre, c'est aussi la plus utilisée dans l'industrie [Robyns.93]. Ces observations nous ont poussé à opter pour l'orientation du flux rotorique pour la commande vectorielle. Pour la réalisation de la commande vectorielle, il existe deux méthodes : la méthode directe et la méthode indirecte. Le problème principal qui se pose dans cette réalisation est la détermination précise et en permanence de la position et du module du flux. Dans notre travail, on va s'intéresser à la méthode indirecte.

VI.4- Réglage de vitesse de la machine asynchrone par la commande vectorielle indirecte :

VI.4.1- Principe :

Cette approche consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais seulement sa position [Faidallah.95][Vas.90]. Elle élimine le besoin d'un capteur, d'un estimateur ou d'un observateur de flux, mais nécessite l'utilisation d'un capteur de vitesse. La phase du flux est alors déterminée en utilisant un modèle mathématique qui peut être intégré dans la structure de commande.

VI.4.2- Structure de la commande :

La figure (VI.3) montre un schéma fonctionnel d'une commande indirecte appliquée sur la machine asynchrone alimentée par l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes. Le découplage est assuré grâce au F.O.C (Field Oriented Controller) dont les entrées sont le couple de référence obtenu à partir d'un régulateur analogique *PI* de vitesse qui traite le signal d'erreur entre la vitesse de consigne et la vitesse mesurée et le flux de référence obtenu à partir du bloc de défluxage F.O.C dont les équations sont les suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds}^* = R_s \cdot i_{ds}^* - \omega_s^* \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{qs}^* \\ V_{qs}^* = R_s \cdot i_{qs}^* + \omega_s^* \cdot L_s \cdot i_{ds}^* \\ i_{ds}^* = \frac{\phi_r^*}{M} \\ i_{qs}^* = \frac{L_r \cdot C_{em}^*}{p \cdot M \cdot \phi_r^*} \end{cases} \quad (VI.3)$$

Le bloc de défluxage sert à diminuer le flux et donc le couple lors du fonctionnement en sur-vitesse. Les équations qui traduisent ce bloc s'écrivent comme suit :

$$\phi_r = \begin{cases} \phi_n & \text{si } \Omega < \Omega_n \\ \frac{\phi_n \cdot \Omega_n}{\Omega} & \text{si } \Omega > \Omega_n \end{cases} \quad (VI.4)$$

Le couple de référence est borné de façon symétrique ($|C_{em}| \leq 3 \cdot C_n$) afin de ne pas dépasser le couple maximal admissible par la machine.

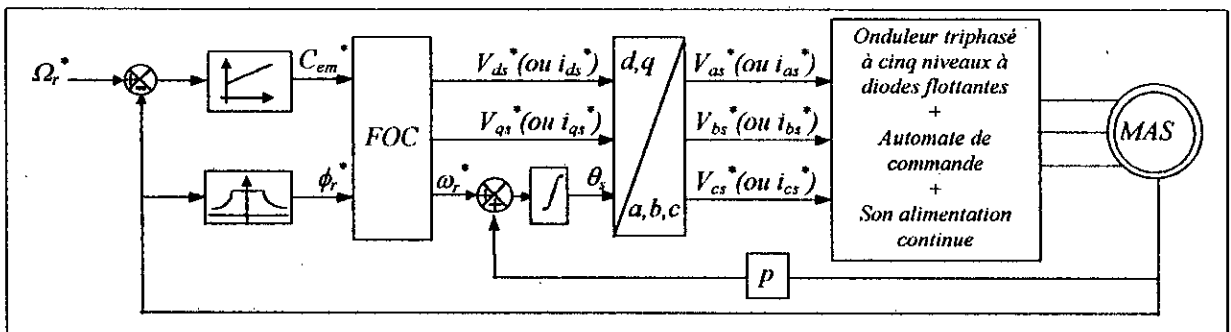


Figure VI.3- Schéma global du réglage de vitesse de la machine asynchrone alimentée par l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes par la commande vectorielle indirecte.

VI.5- Réglage de vitesse de la machine asynchrone alimentée par la cascade d'un redresseur de courant à deux niveaux-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes :

On applique le schéma global de la figure (VI.3) pour le réglage de vitesse de la machine asynchrone alimentée par la cascade d'un redresseur de courant à deux niveaux-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes (Figure.IV.9). Le régulateur de vitesse est un régulateur classique *PI*. Les résultats obtenus (Figure.VI.4) montrent une instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes. Ces tensions sont croissantes et pratiquement égales par paire ($U_{c1} \approx U'_{c1}$, $U_{c2} \approx U'_{c2}$). Le flux direct est instable et croissant. Le flux en quadrature est maintenu pratiquement nul jusqu'à 7s, après cet instant il devient instable. La vitesse suit sa référence. Mais après 7s, La vitesse devienne instable. Cette instabilité est due à l'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur.

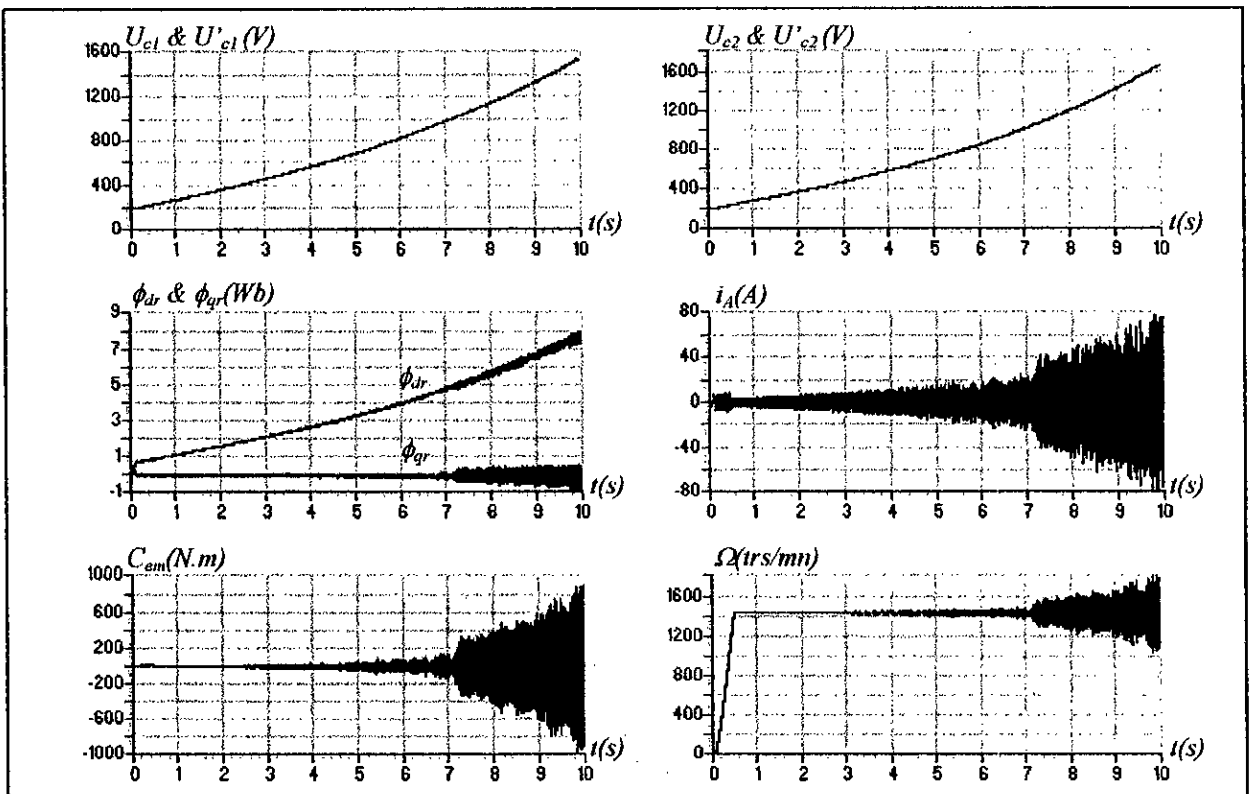


Figure.VI.4- Performances du Réglage de vitesse de la machine asynchrone alimentée par la cascade d'un redresseur de courant à deux niveaux-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

VI.6- Réglage de vitesse de la machine asynchrone alimentée par la cascade d'un redresseur à deux niveaux-pont de clamping-onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes avec asservissement du redresseur :

L'application de l'algorithme d'asservissement de la figure (V.3) dans le processus de réglage de vitesse de la machine asynchrone alimentée par la cascade d'un redresseur de courant à deux niveaux-pont de clamping-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes (Figure.IV.35) nous montre que les différentes tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes deviennent pratiquement constantes et égales. Le flux direct est maintenu constant, ainsi que le flux en quadrature est maintenu nul. La vitesse suit bien sa référence. L'application d'un couple de charge n'affecte pas le flux, ce qui nous permet de dire que le découplage entre le flux et le couple est maintenu (Figure.VI.5).

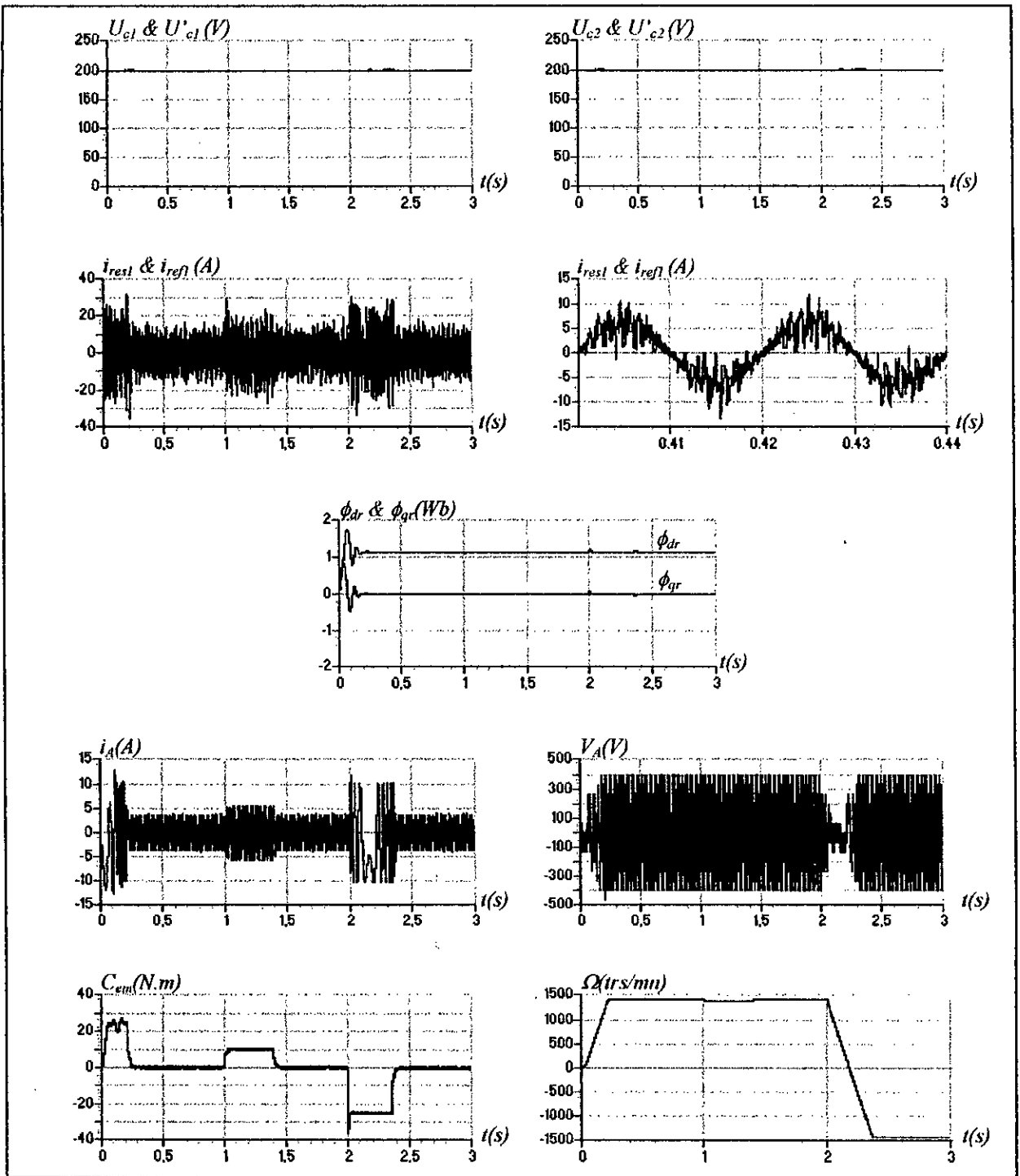


Figure VI.5- Performances du Réglage de vitesse de la machine asynchrone alimentée par la cascade d'un redresseur de courant à deux niveaux-pont de clamping-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes avec asservissement du redresseur.

VI.7- Réglage de vitesse de la machine asynchrone alimentée par la cascade d'un redresseur de courant à trois niveaux-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes :

On applique le schéma global de la figure (VI.3) pour le réglage de vitesse de la machine asynchrone alimentée par la cascade d'un redresseur de courant à trois niveaux-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes (Figure.IV.17). Le régulateur de vitesse est un régulateur

classique *PI*. Les résultats obtenus (Figure.VI.6) montrent une instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes. Ces tensions sont croissantes et pratiquement égales par paire ($U_{c1} \approx U'_{c1}$, $U_{c2} \approx U'_{c2}$). Le flux direct est instable et croissant. Le flux en quadrature est maintenu pratiquement nul jusqu'à 7s, après cet instant il devient instable. La vitesse suit sa référence. Mais après 7s, La vitesse devienne instable. Cette instabilité est due à l'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur.

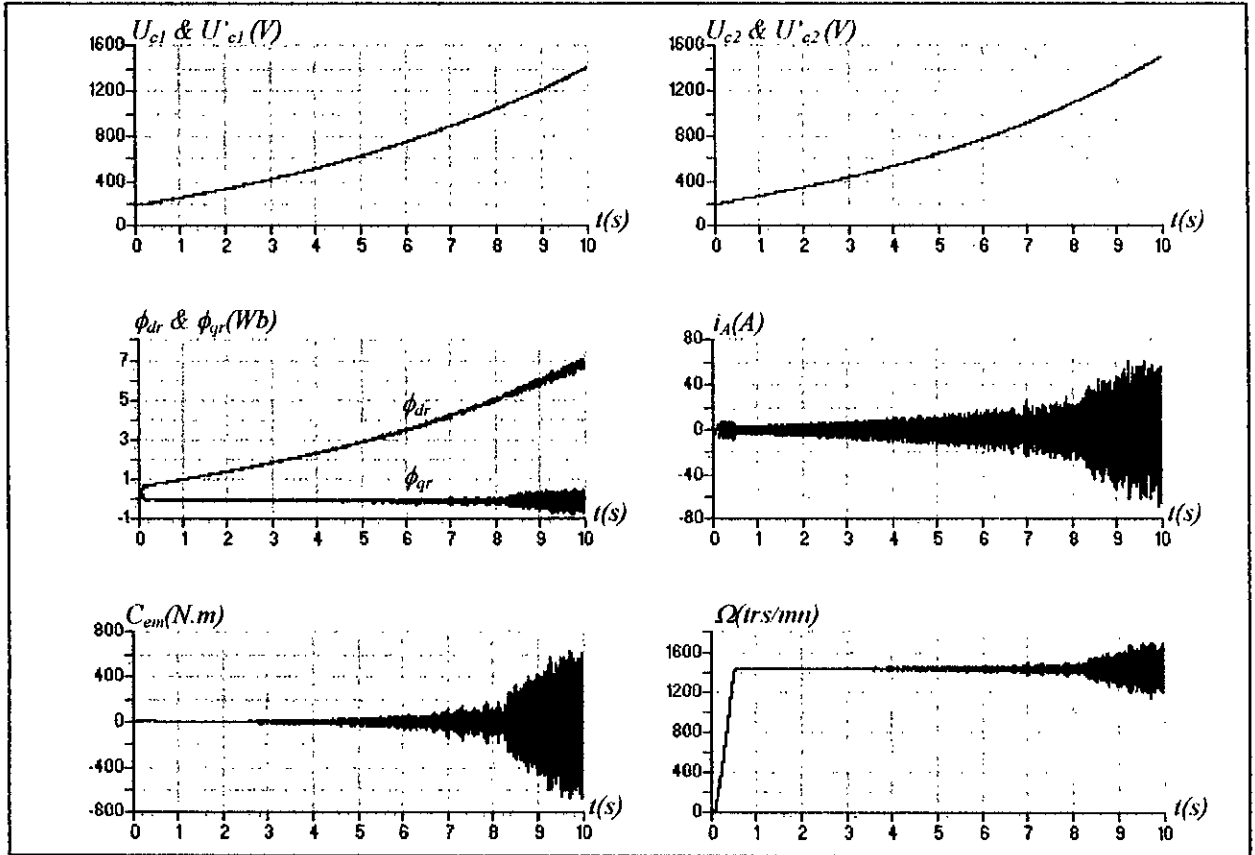


Figure.VI.6- Performances du Réglage de vitesse de la machine asynchrone alimentée par la cascade d'un redresseur de courant à trois niveaux-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

VI.8- Réglage de vitesse de la machine asynchrone alimentée par la cascade d'un redresseur à trois niveaux-pont de clamping-onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes avec asservissement du redresseur :

L'application de l'algorithme d'asservissement de la figure (V.3) dans le processus de réglage de vitesse de la machine asynchrone alimentée par la cascade d'un redresseur de courant à trois niveaux-pont de clamping-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes (Figure.IV.42) nous montre que les différentes tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes deviennent pratiquement constantes et égales. Le flux direct est maintenu constant, ainsi que le flux en quadrature est maintenu nul. La vitesse suit bien sa référence. L'application d'un couple de charge n'affecte pas le flux, ce qui nous permet de dire que le découplage entre le flux et le couple est maintenu (Figure.VI.7).

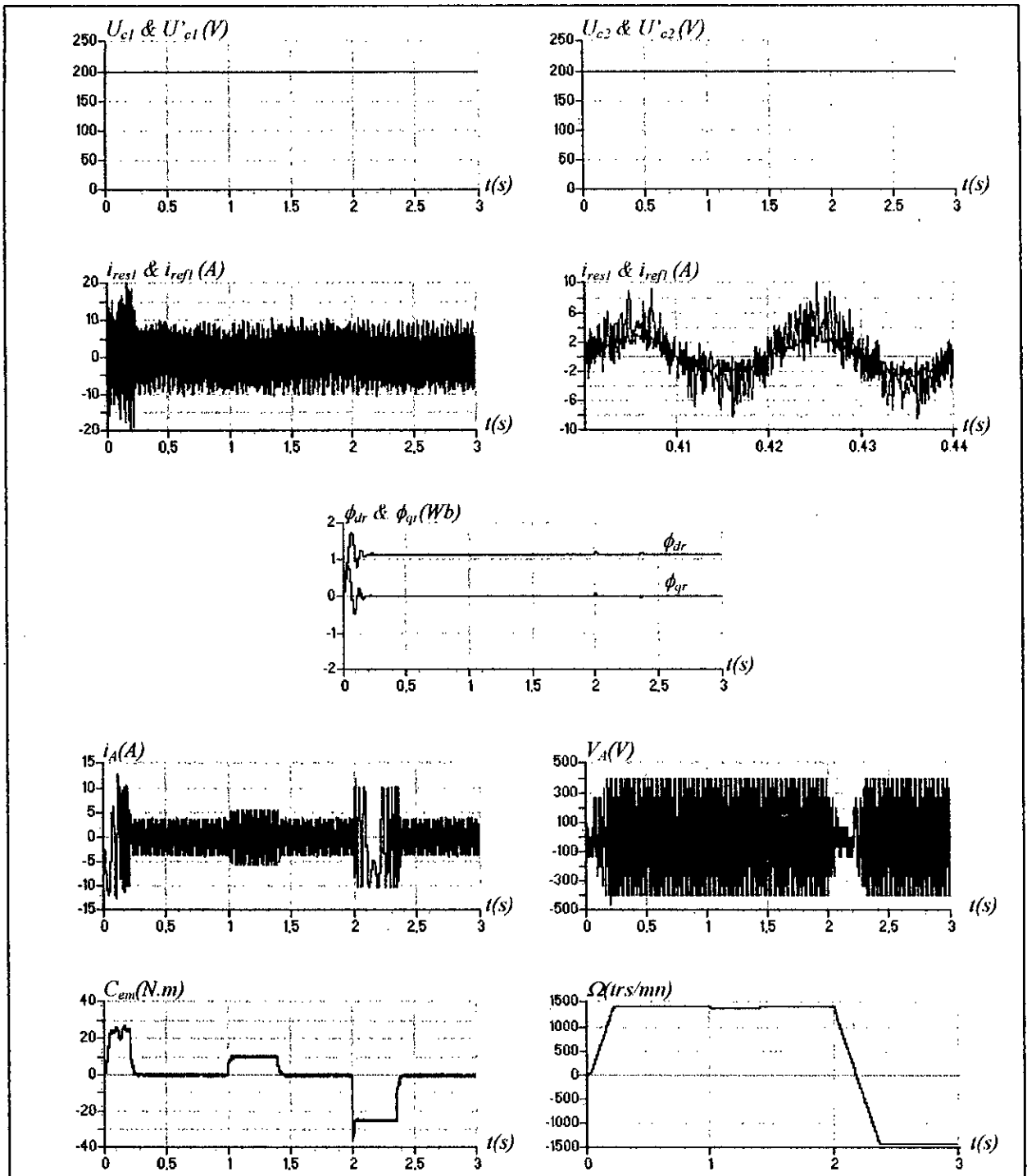


Figure VI.7- Performances du Réglage de vitesse de la machine asynchrone alimentée par la cascade d'un redresseur de courant à trois niveaux-pont de clamping-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes avec asservissement du redresseur.

VI.9- Réglage de vitesse de la machine asynchrone alimentée par la cascade d'un redresseur de courant à cinq niveaux-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes :

On applique le schéma global de la figure (VI.3) pour le réglage de vitesse de la machine asynchrone alimentée par la cascade d'un redresseur de courant à cinq niveaux-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes (figure.IV.28). Le régulateur de vitesse est un régulateur classique *PI* Les résultats obtenus (Figure. VI.8) montrent une instabilité des tensions d'entrée de

l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes. Ces tensions sont croissantes et pratiquement égales par paire ($U_{c1} \cong U'_{c1}$, $U_{c2} \cong U'_{c2}$). Le flux direct est instable et croissant. Le flux en quadrature est maintenu pratiquement nul jusqu'à 7s, après cet instant il devient instable. La vitesse suit sa référence. Mais après 7s, La vitesse devienne instable. Cette instabilité est due à l'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur.

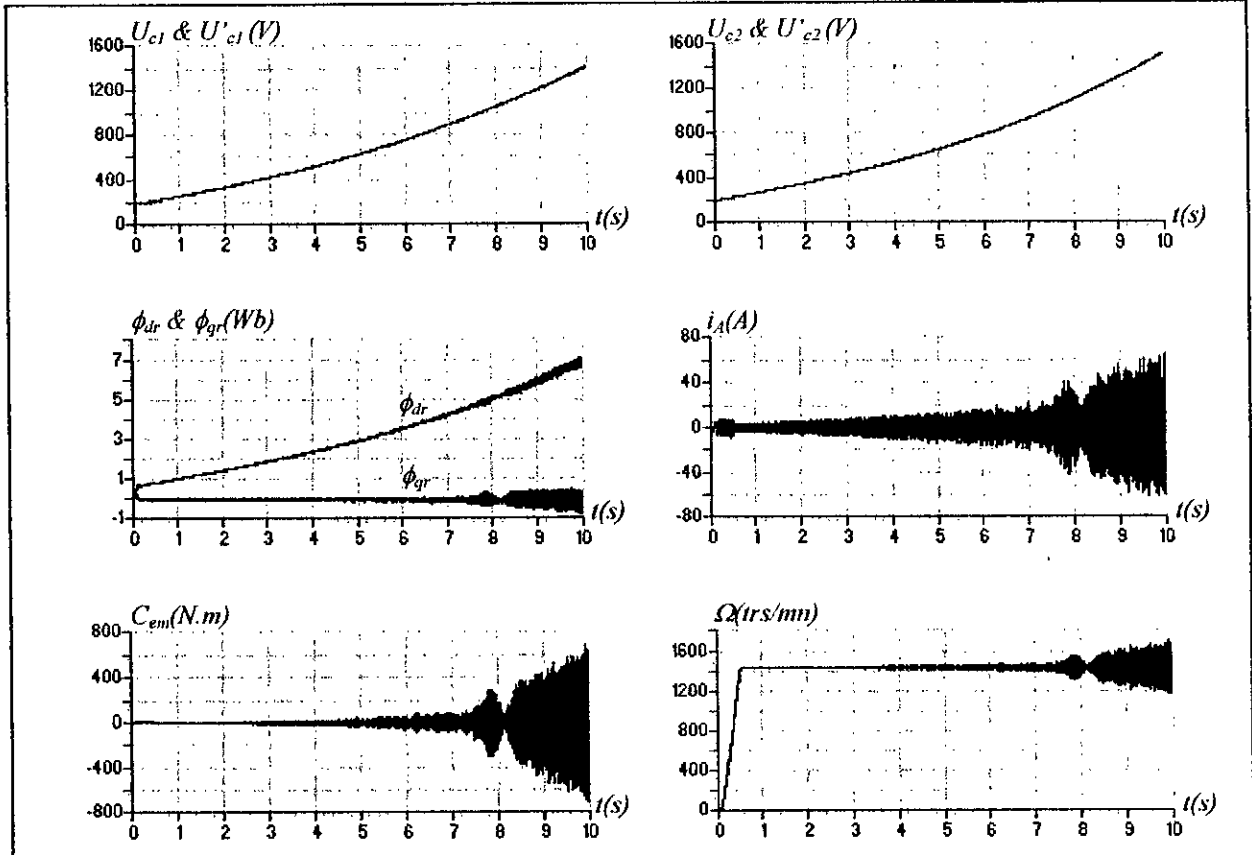


Figure.VI.8- Performances du Réglage de vitesse de la machine asynchrone alimentée par la cascade d'un redresseur de courant à cinq niveaux-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

VI.10- Réglage de vitesse de la machine asynchrone alimentée par la cascade d'un redresseur à cinq niveaux-pont de clamping-onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes avec asservissement du redresseur :

L'application de l'algorithme d'asservissement de la figure (V.3) dans le processus de réglage de vitesse de la machine asynchrone alimentée par la cascade d'un redresseur de courant à cinq niveaux-pont de clamping-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes (Figure.IV.49) nous montre que les différentes tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes deviennent pratiquement constantes et égales. Le flux direct est maintenu constant, ainsi que le flux en quadrature est maintenu nul. La vitesse suit bien sa référence. L'application d'un couple de charge n'affecte pas le flux, ce qui nous permet de dire que le découplage entre le flux et le couple est maintenu (Figure.VI.9).

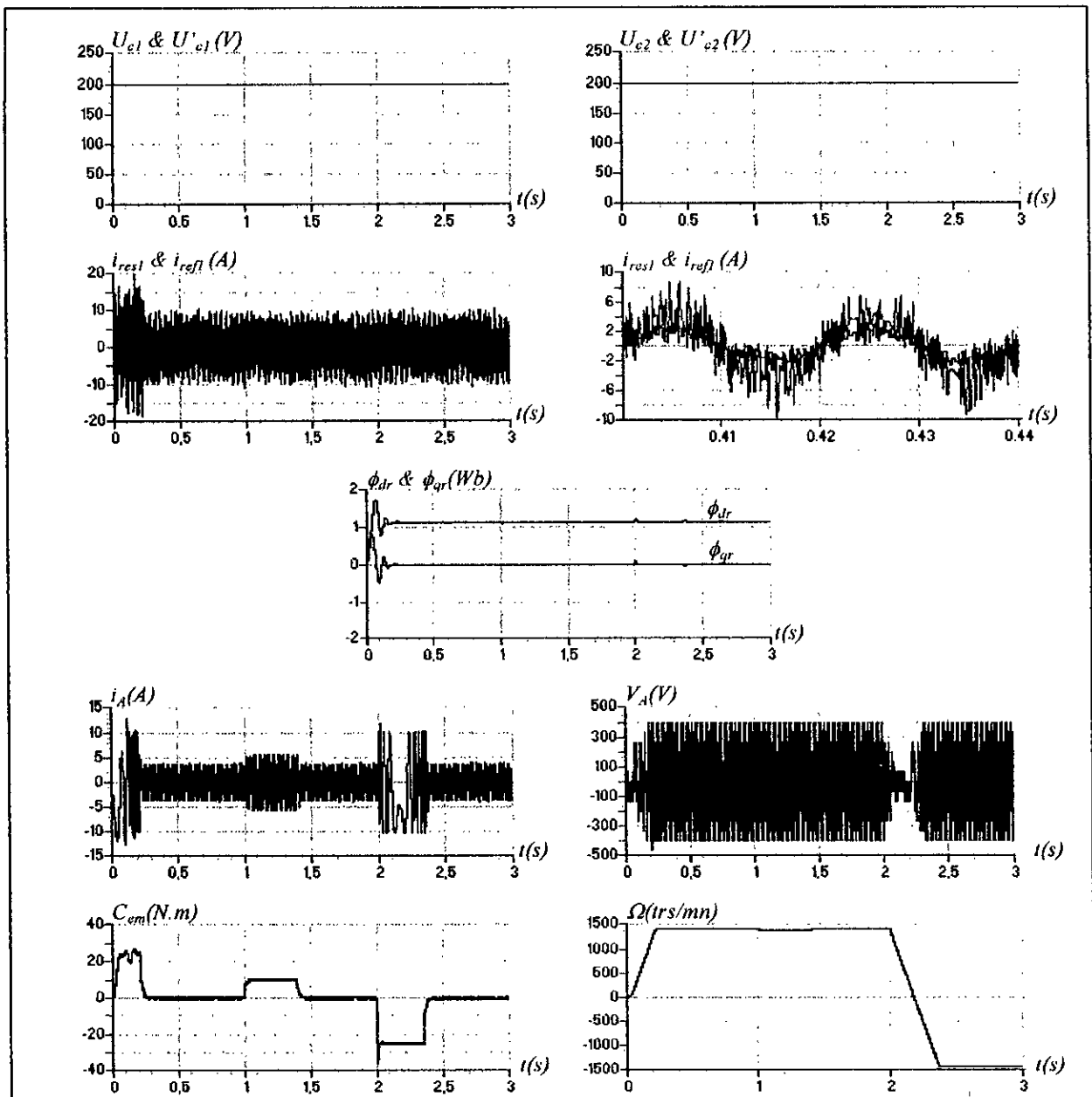


Figure VI.9- Performances du Réglage de vitesse de la machine asynchrone alimentée par la cascade d'un redresseur de courant à cinq niveaux-pont de clamping-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes avec asservissement du redresseur.

CONCLUSION :

Dans ce chapitre, on a présenté les performances de la commande de vitesse de la machine asynchrone alimentée par différentes cascades utilisant l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes comme pont de sortie.

On a montré l'instabilité des différentes tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes et par conséquent une instabilité des tensions de sortie de cet onduleur. L'application de l'algorithme d'asservissement des différents redresseurs et l'utilisation du pont de clamping nous a permis de rendre ces tensions stables et égales et nous a montré le découplage entre le flux et le couple et le suivi de la vitesse de sa référence.

Les résultats obtenus sont très encourageant à l'utilisation de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes dans les domaines de forte puissance et/ou de haute tension.

Conclusion générale

A travers ce travail, on a présenté une contribution à la modélisation et à la commande d'une nouvelle structure d'onduleurs multiniveaux : onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.

En premier lieu, on a développé le modèle de la machine asynchrone triphasé en tenant compte des hypothèses simplificatrices. On a pu établir son modèle mathématique simplifié en vue d'une alimentation par convertisseurs statiques en utilisant la transformation de Park.

Puis, on a présenté le modèle de fonctionnement de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes sans à priori sur la commande en utilisant la méthode DESIGN associée au réseau de Petri. Ainsi, on a défini pour l'onduleur à cinq niveaux la cellule de commutation multi-tripôle qui contient dix cellules de commutation élémentaires de type dipôle. Ensuite, on a établi un modèle de l'onduleur en vue de la commande et on a proposé une commande complémentaire optimale. L'utilisation des fonctions de connexion des interrupteurs et celles des demi-bras permet l'élaboration d'un modèle en vue de la simulation : c'est le modèle de connaissance. On a montré à travers ce modèle qu'un onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes est équivalent à la mise en série de quatre onduleurs à deux niveaux et par suite de deux onduleurs à trois niveaux. L'utilisation des fonctions génératrices permet l'élaboration d'un modèle homogène de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes où toutes ses grandeurs sont continues : c'est le modèle de commande. Ce modèle est destiné à l'élaboration des stratégies de commande numériques.

Le troisième chapitre a été consacré à la synthèse des stratégies de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes. Plusieurs stratégies de commande MLI ont été proposées qui sont d'une manière générale des extensions de celles des onduleurs à deux et à trois niveaux. La stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires est la plus intéressante pour la commande de cet onduleur. Cette stratégie utilise la propriété qu'un onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes est équivalent à quatre onduleurs à deux niveaux. Les harmoniques des tensions de sortie de l'onduleur se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de $4.m.f$, d'où l'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées et donc facilement filtrés. Le couple obtenu avec les différentes stratégies de commande a une fréquence trois ou six fois celle de la tension de sortie de l'onduleur. L'injection de l'harmonique trois permet d'élargir la zone linéaire de réglage de la tension de sortie de l'onduleur d'environ 15% sans toute fois modifier les performances de la conduite de la machine. L'utilisation du modèle de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes nous a permis de développer un algorithme de commande algébrique.

Dans les chapitres précédents, on a supposé les différentes tensions (U_{c1} , U_{c2} , U'_{c1} , U'_{c2}) du filtre capacitif d'entrée de l'onduleur constantes. Or ceci n'est vrai en pratique que dans le cas des installations de faible puissance qui utilisent des batteries. Pour cela, on a proposé plusieurs dispositifs permettant de générer les sources de tension du filtre capacitif de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes, à savoir : le redresseur de courant triphasé à deux, à trois ou à cinq niveaux, et on a montré l'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur (U_{c1} , U_{c2} , U'_{c1} , U'_{c2}) et par conséquent l'instabilité des tensions de sortie de l'onduleur. Pour résoudre ce problème, on a proposé deux solutions. La première solution consiste à l'utilisation du pont de clamping. Il nous a permis de rendre ces tensions constantes et égales par paire ($U_{c1} \cong U'_{c1}$, $U_{c2} \cong U'_{c2}$). Dans la deuxième solution, on a appliqué un algorithme d'asservissement de la tension de sortie des redresseurs à ces cascades redresseur à MLI triphasé à deux niveaux, à trois niveaux ou à cinq niveaux-onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes-machine asynchrone et on a montré le suivi parfait de la tension de sortie du redresseur de sa référence ainsi que la stabilité des sources de tension d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes et par conséquent, les tensions de sortie de l'onduleur sont stables.

L'utilisation du pont de clamping avec l'application de l'algorithme d'asservissement nous a permis de :

- rendre les tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes toutes égales.
- réaliser différentes cascades AC/AC à pont de sortie multiniveaux absorbant un courant réseau le moins pollué possible et un facteur de puissance pratiquement unitaire côté réseau.

Comme application de toute cette étude, on a montré les performances de la commande de vitesse par orientation du flux de la machine asynchrone triphasée alimentée par les différentes cascades étudiées. Les résultats obtenus sont très encourageants quand à l'utilisation de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes dans les domaines de forte puissance et/ou de haute tension tel que la traction électrique.

Comme perspectives de ce travail, on peut citer :

- L'élaboration de nouveaux algorithmes de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.
- Etude d'autres cascades ayant l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes comme pont de sortie.
- Recherche d'autres solutions du problème de l'instabilité des sources d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.
- Recherche des algorithmes permettant d'extrapoler les stratégies de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes au cas des onduleurs à N niveaux.

Paramètres de la machine asynchrone triphasée

Tension nominale :	220/380 V
Courant nominale :	6.7/3.7 A
Puissance nominale :	1.5 kW
Nombre de paires de pôles p :	2
Résistance statorique R_s :	4.850 Ω
Résistance rotorique R_r :	3.805 Ω
Inductance statorique L_s :	0.274 H
Inductance rotorique L_r :	0.274 H
Inductance mutuelle stator-rotor M_{sr} :	0.258 H
Moment d'inertie J :	0.031 kg/m ²
Coefficient de frottement k_f :	0.001136 N.M/rd/s
Vitesse nominale :	1420 trs/mn

*Références
bibliographiques*

[Baraki.97]

Baraki Mwinyiwiwa, Zbigniew Wolanski, Yiqiang Chen, Boon-Teck Ooi « *Multimodular multilevel converters with input/output linearity* », IEEE Transaction on Industry Applications, Vol.33, N°05, Sept/Oct 1997.

[Barret.82]

Barret P. « *Régimes transitoires des machines tournantes électriques* », Edition Eyrolles 1982.

[Berkouk.95.1]

Berkouk E.M. « *Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasées, et triphasées alimentées par des convertisseurs directs et indirects. Application aux gradateurs, et onduleurs multiniveaux* », Thèse de Doctorat, CNAM, Paris 1995.

[Berkouk.95.2]

Berkouk E.M., Ben Romdhane Y., Manesse G. « *Knowledge and control models for three-level voltage source inverter* », IMACS'95, Allemagne 1995.

[Berkouk.95.3]

Berkouk E.M., Ben Romdhane Y., Manesse G. « *PWM strategies to control three-level inverters. Application to the induction machine drive* », EPE'95, Espagne 1995.

[Blashcke.72]

Blashcke F. « *The principle of field orientation as applied to the new transvector closed loop control system for rotating field machines* », Siemens Review, Vol.34, Mai 1972.

[Bose.]

Bose B.K. « *Power electronic and AC drives* », Edition

[Brichant.82]

Brichant F. « *les onduleurs autonomes* », Edition Dunod 1982.

[Buhler.87]

Buhler H. « *Electronique de réglage et de commande* », Edition Dunod 1987.

[Caron.95]

Caron J.P., Hautier J.P. « *Modélisation et commande de la machine asynchrone* », Edition Technip 1995.

[Chatelain.84]

Chatelain J. « *Machines électriques* », Tome 1 & 2, Edition Dunod 1984.

[Chauvet.90]

Chauvet J.P. « *Conception d'une commande rapprochée pour onduleur de tension à cinq niveaux* », Mémoire CNAM, Paris 1990.

[Chibani.99]

Chibani R. « *Modélisation et commande d'un onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC. Application à la conduite d'une MSAP* », Thèse de Magister, ENP, Alger 1999.

[Erdman.90]

Erdman W.L., Hoft R.G. « *Induction machine field orientation along airgap and stator flux* », IEEE Transaction on Energy Conversion, Vol.05, N°01, Mars 1990.

[Faidallah.95]

Faidallah A. « *Contribution à l'identification et à la commande vectorielle des machines asynchrones* », Thèse de Doctorat, INPL France, Fev 1995.

[Fang.97]

Fang Zheng Peng, Jih-Sheng Lai « *Dynamic performance and control of a static var generator using cascade multilevel inverters* », IEEE Transaction on Industry Applications, Vol.33, N°03, May/June 1997.

[Fang.96]

Fang Zheng Peng, Jih-Sheng Lai, John W.McKeever, James Van Coevering « *A multilevel voltage-source inverter with separate DC source for static var generation* », IEEE Transaction on Industry Applications, Vol.32, N°05, Sept/Oct 1996.

[Fang.98]

Fang Zheng Peng, John W.McKeever, Donald J.Adams « *A power line conditioner using cascade multilevel inverters for distribution systems* », IEEE Transaction on Industry Applications, Vol.34, N°06, Nov/Dec 1998.

[Geoff.99]

Geoff Walker, Gerard Ledwich « *Bandwith considerations for multilevel converters* », IEEE Transaction on Power Electronics, Vol.14, N°01, Jan 1999.

[Gésa.98]

Gésa Joos, Xiaogang Huang, Boon-Teck Ooi « *Direct-coupled multilevel cascaded series var compensators* », IEEE Transaction on Industry Applications, Vol.34, N°05, Sept/Oct 1998.

[Gheraia.99]

Gheraia H. « *Modélisation et commande d'un onduleur NPC à sept niveaux. Application à la conduite d'une machine asynchrone triphasée* », Thèse de Magister, ENP, Alger 1999.

[Guedouani.98]

Guedouani R. « *Commande d'un onduleur de tension multiniveaux. Application à la conduite d'une MSAP* », Thèse de Magister, ENP, Alger 1998.

[Guillaud.94]

Guillaud X., Hautier J.P. « *Concepts de modélisation pour la commande des convertisseurs* », Journal Physique 3, April 1994.

[Hautier.92]

Hautier G.P., Degobert P. « *Modélisation des cellules de commutation de l'électronique de puissance* », Journées EEA-Electrotechnique, CNAM, Paris 1992.

[Hautier.89]

Hautier J.P., Manesse G. « *Utilisation des réseaux de Petri pour l'analyse des systèmes électrotechniques* », Techniques de l'Ingénieur, Traité Génie Electrique, Paris 1989.

[Ho.88]

Ho E.Y.Y., Sen P.C. « *Decoupling control of induction motor drives* », IEEE Transaction on Industriel Electronics, Vol.35, N°02, Mai 1988.

[Jih.96]

Jih-Scheng Lai, Fang Zheng Peng « *Multilevel converters-A new breed of power converters* », IEEE Transaction on Industry Applications, Vol.32, N°03, May/June 1996.

[Leon.99]

Leon M.Tolbert, Fang Zheng Peng, Thomas G.Habetler « *Multilevel converters for large electric drives* », IEEE Transaction on Industry Applications, Vol.35, N°01, Jan/Feb 1999.

[Lienart.89]

Lienart P. « *Sur la commande rapprochée d'une cascade réversible de deux convertisseurs statiques : modélisation et réalisation* », Thèse de Doctorat, USTLFA, Lille 1989.

[Lourci.98.1]

Lourci N., Ameur R. « *Modélisation et commande d'un onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC. Application à la conduite d'une machine asynchrone triphasé* », Thèse de PFE, ENP, Alger 1998.

[Lourci.99.1]

Lourci N., Ameur R., Berkouk E.M., Manesse G. « *Algebraic PWM strategies of a five-level NPC voltage source inverter. Application to a great power induction machine drive* », IEEE Africon'99, Afrique du Sud.

[Lourci.98.2]

Lourci N., Ameur R., Berkouk E.M., Manesse G. « *Commande de la machine asynchrone alimentée par un onduleur NPC à cinq niveaux* », SNAPSEA'98, Annaba 1998.

[Lourci.99.2]

Lourci N., Ameur R., Berkouk E.M., Manesse G. « *Modelling and two PWM control strategies of five-level neutral point clamping voltage source inverter* », ELECTROMOTION'99, Grece 1999.

[Lourci.99.3]

Lourci N., Berkouk E.M., Boucherit M.S., Manesse G. « *Speed control of an induction machine fed by a five level NPC VSI controlled by a triagulo-sinusoidal strategy using four carriers* », IFAC'99, Belgique 1999.

[Nikolaus.98]

Nikolaus P.Schibli, Tung Nguyen, Alfred C.Rufer « *A three-phase multilevel converter for high-power induction motors* », IEEE Transaction on Power Electronics, Vol.13, N°05, Sept 1998.

[Pradeep.83]

Pradeep M.B., Stefanovic V.R. « *Generalized structure of a multilevel PWM inverter* », IEEE Transaction on Industry Applications, Vol.19, N° 06, 1983.

[Robyns.93]

Robyns B. « *Commandes numériques évoluées d'actionneurs à courant alternatif* », Thèse de Doctorat, Université Catholique de Louvain, Déc 1993.

[Seguier.81]

Seguier G. « *Introduction à l'électrotechnique approfondie* », Edition TEC & DOC 1981.

[Seguier.89.1]

Seguier G., Labrique F. « *Les convertisseurs de l'électronique de puissance. Tome 1 : La conversion alternatif-continu* », Edition TEC & DOC 1989.

[Seguier.89.2]

Seguier G., Labrique F. « *Les convertisseurs de l'électronique de puissance. Tome 4 : La conversion continu-alternatif* », Edition TEC & DOC 1989.

[Seguier.77]

Seguier G., Notelet F. « *Electrotechnique industrielle* », Edition TEC & DOC 1977.

[Vas.90]

Vas P. « *Vector control of AC machines* », Oxford Publications, 1990.

[Yan.93]

Yan F. « *Contribution à la modélisation automatique sans à priori de commande des convertisseurs statiques* », Thèse de Doctorat, CNAM, Paris 1993.

[Yiqiang.99]

Yiqiang Chen, Boon-Teck Ooi « *STATCOM based on multimodules of multilevel converters under multiple regulation feedback control* », IEEE Transaction on Power Electronics, Vol.14, N°05, Sept 1999.

[Yo.96]

Yo-Han Lee, Bum-Seok Suh, Dong-Seok Hyun « *A novel PWM scheme for a three-level voltage source inverter with GTO thyristors* », IEEE Transaction on Industry Applications, Vol.32, N°02, March/April 1996.