

M0026/991B

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Ecole Nationale Polytechnique

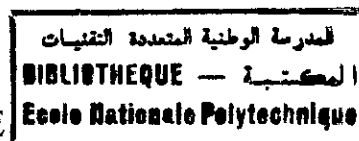
THESE

En vue de l'obtention du diplôme de MAGISTER
Spécialité : Electrotechnique
Option : Electronique de puissance et commande

Présentée par :

CHIBANI Rédha

THEME

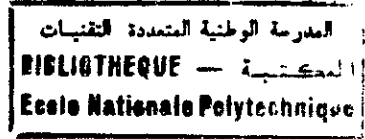


**MODELISATION ET COMMANDE D'UN ONDULEUR
DE TENSION A CINQ NIVEAUX A STRUCTURE NPC.
APPLICATION A LA CONDUITE D'UNE MACHINE
SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS**

Soutenue publiquement le Juin 1999 devant le jury composé de :

F. BOUDJEMAA	Maître de conférences (E.N.P)	Président
E.M. BERKOUK	Docteur (E.N.P)	Rapporteur
M.S. BOUCHERIT	Maître de conférences (E.N.P)	Rapporteur
H. REZINE	Docteur (E.M.P)	Examineur
B. HEMICI	Chargé de cours (E.N.P)	Examineur
L. NEZLI	Chargé de cours (E.N.P)	Examineur

REMERCIEMENTS



Les travaux qui font l'objet de ce mémoire ont été effectués au Laboratoire d'Electronique de Puissance et Commande au sein du Département Génie électrique et Informatique de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger sous la direction scientifique de messieurs E.M BERKOUK et M.S BOUCHERIT.

Je tiens à remercier particulièrement :

Mon directeur de thèse le Docteur E.M BERKOUK, qui m'a guidé tout au long de mon travail. Il m'est difficile de lui exprimer en quelques lignes ma gratitude. Cependant, je lui témoigne mon admiration pour ces compétences et son dévouement, la compréhension, le soutien, les encouragements et surtout les excellents conseils qu'il n'a cessé de me prodiguer tout au long de ce travail.

Mon co-directeur de thèse Monsieur M.S BOUCHERIT maître de conférences à l'E.N.P et responsable de la post-graduation au niveau du département pour l'aide et les conseils qu'il m'a apporté pendant toute la durée de ce travail.

Tous les enseignants du Laboratoire d'Electronique de Puissance et Commande.

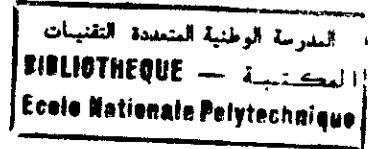
Monsieur F. BOUDJEMAA , maître de conférences à l'E.N.P pour avoir accepté d'examiner mon travail en présidant ce jury.

Messieurs H. REZINE (Docteur à l'E.M.P), B. HEMICI (Chargé de cours à l'E.N.P) et L. NEZLI pour l'intérêt qu'ils ont donné à mon travail et pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant de juger mon travail en qualité d'examineurs.

Je tiens à remercier également tous mes collègues de travail H.GRAIA, K.MOUAZIZ, S.AMEUR, K.DJEBAILI, C.BENBOUCHAMA, S.BERKANE, H. BENSOUIAH, M.BENAMZAL, M.OUADAH, R.METIDJI, M.ATTSMANE, R.MORSLI pour leur aide inestimable et leur soutien tout au long de cette thèse

A travers ce mémoire, j'adresse ma reconnaissance à tous mes enseignants qui ont contribué à ma formation depuis la première classe du primaire jusqu'à aujourd'hui.

DEDICACES



Je dédie ce travail à :

mes très chères parents

mes deux frères

à la mémoire de ma tante

à la mémoire de mes grands parents

à toute la famille

à mes amis

Rédha

Résumé :

Ce mémoire présente une contribution à la conduite des machines synchrones à aimants permanents triphasées alimentées par des convertisseurs statiques indirects (onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC). La première partie présente le modèle de la machine synchrone à aimants permanents et ensuite son asservissement de vitesse et de position.

Pour obtenir de bonnes performances statiques et dynamiques, on étudie la commande de ces machines alimentées par un onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC. Les modèles de connaissance et de commande de ses onduleurs sont d'abord présentés ainsi que différentes stratégies de commande à modulation de largeur d'impulsions.

Ensuite une étude des cascades ayant l'onduleur à cinq niveaux comme pont de sortie est développée, ce qui met en évidence le problème du déséquilibre des tensions continues du pont capacitif intermédiaire.

Abstract :

This report presents a contribution to the drive of a three phases permanent magnet synchronous machine fed by indirect static converters (five levels NPC voltage inverter). The first part shows the permanent magnet synchronous machine modelling and then its speed and position control.

To obtain good performances, we study the control of these permanent magnet synchronous machine fed by a five levels NPC voltage inverter. The knowledge and control models of these inverters and then different PWM strategies are developed.

In the last part, a study of cascades which have a five levels inverter as the output bridge is developed. This study shows the problem of the imbalance of the DC voltages of the intermediate capacitor bridge.

ملخص :

يتناول هذا العمل دراسة تتعلق بالتحكم في عمل المحركات التزامنية ثلاثية الأطوار ذات الحث المغناطيسي عند تغذيتها بموجات ذات خمس مستويات.

في الفصل الأول نقدم نموذج للمحرك التزامني ذو الحث المغناطيسي كما نقدم طريقة التحكم في سرعته و وضعيته.

للحصول على مميزات جيدة لعمل الآلة في نظامها الإنتقالي و أثناء التوازن نقوم بدراسة

التحكم في عملها عند تغذيتها بموج ذات خمس مستويات بحيث نبدأ بتقديم نماذج

لتمثيل هذا النوع من الموجات ثم نقوم بدراسة عدة إستراتيجيات للتحكم فيه التي يقوم

عليها عمل هذه الموجات.

في الفصل الأخير، نقوم بدراسة مجموعات لها المموج ذو خمس مستويات كجسر خروج.

Mots clés :

Machine synchrone à aimants permanents , Onduleur de tension à cinq niveaux , Structure NPC , Modèle de connaissance , Modèle de commande , Stratégies MLI , Redresseurs de courant , Changeurs de fréquence , Commande vectorielle , Commande de vitesse , Commande de position.

Key words :

Permanents magnet synchronous machine , Five level voltage inverter , NPC structure , Knowledge model , Control model , PWM strategies , Current rectifier , Frequency converter , Vector control , Speed control , Position control.

SOMMAIRE



INTRODUCTION GENERALE

1

CHAPITRE I

MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

Introduction	3
I. Structure des machines synchrones à aimants permanents	3
II. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents	4
II.1 Hypothèses simplificatrices	4
II.2 Mise en équations de la machine	5
II.2.1 Equations électriques	5
II.2.2 Equation mécanique	6
II.3 Transformation de Park	6
III. Principe de la commande vectorielle	9
III.1 Principe générale de la méthode	9
III.2 Stratégie de commande	9
IV. Mise en œuvre de la commande vectorielle	11
IV.1 Boucle de régulation des courants	12
IV.1.1 Régulation du courant i_d	12
IV.1.2 Régulation du courant i_q	13
IV.2 Boucle de régulation de la vitesse	13
IV.3 Boucle de régulation de la position	14
Résultats de simulation	15
Interprétation	22
Conclusion	22

CHAPITRE II

MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION TRIPHASE A CINQ NIVEAUX A STRUCTURE NPC.

Introduction	23
I. Modélisation du fonctionnement de l'onduleur à cinq niveaux	23
I.1 Structure de l'onduleur à cinq niveaux	23
I.2 Modélisation du fonctionnement d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux	25
I.2.1 Différentes configurations d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux	25
I.2.2 Cellule de commutation multi-tripôle	27
I.2.3 Réseau de Petri d'un bras d'onduleur à cinq niveaux	29
II. Modélisation des onduleurs triphasés à cinq niveaux	32
II.1 Modèle de connaissance de l'onduleur à cinq niveaux	33
II.1.1 Commandabilité des convertisseurs statiques	33
II.1.2 Fonction de connexion	33
II.1.3 Fonction de commutation	33
II.2 Fonction génératrice et modèle de commande	41
II.2.1 Fonction génératrice	41
Conclusion	45

CHAPITRE III
STRATEGIES DE COMMANDE DES ONDULEURS TRIPHASES A CINQ
NIVEAUX A STRUCTURE NPC

Introduction	46
I. Commande pleine onde	46
I.1 Principe de la stratégie	46
I.2 Résultats de simulations	47
I.3 Interprétation	48
II. Commande par hystérésis en courant	48
II.1 Principe générale de la stratégie	48
II.2 Algorithme de la stratégie de commande	49
II.2 Résultats de simulation	49
II.3 Interprétation des résultats	52
III. Commande triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel	52
III.1 Principe général de la stratégie	52
IV. Commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse	53
IV.1 Principe de la stratégie	53
IV.2 Algorithme de la stratégie	54
IV.3 Résultats de simulation	54
IV.4 Interprétation des résultats	57
IV.5 Principe de la stratégie suboptimale à une seule porteuse	58
IV.6 Résultats de simulation	58
IV.7 Interprétation des résultats	61
V. Commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses	62
V.1 Principe de la stratégie	62
V.2 Algorithme de la stratégie	62
V.3 Résultats de simulation	63
V.4 Interprétation des résultats	66
V.5 Principe de la stratégie suboptimale à deux porteuses	66
V.6 Résultats de simulation	67
V.7 Interprétation des résultats	70
VI. Commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses unipolaires	70
VI.1 Commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses unipolaires type 1	70
VI.1.1 Principe de la stratégie	71
VI.1.2 Algorithme de la stratégie	71
VI.1.3 Résultats de simulation	72
VI.1.4 Interprétation des résultats	75
VI.1.5 Principe de la commande suboptimale à quatre porteuses type 1	76
VI.1.6 Résultats de simulation	76
VI.1.7 Interprétation des résultats	79
VI.2 Commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses unipolaires type 2	80
VI.2.1 Principe de la stratégie	80
VI.2.3 Interprétation des résultats	83
VI.2.4 Principe de la commande suboptimale à quatre porteuses unipolaires type 2.	84
VI.2.5 Résultats de simulation	84
VI.2.6 Interprétation des résultats	87
VII. Commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses bipolaires	88
VII.1 Principe de la stratégie	88
VII.2 Algorithme de la stratégie	88
VII.3 Résultats de simulation	90

VII.4	Interprétation des résultats	92
VII.5	Principe de la commande suboptimale à quatre porteuses bipolaires	93
VII.6	Résultats de simulation	93
VII.7	Interprétation des résultats	96
VIII.	Modulation vectorielle	97
IX.	Modulation vectorielle type 1	97
IX.1	Principe générale de la stratégie	97
IX.2	Résultats de simulation	98
IX.3	Interprétation des résultats	101
X.	Modulation vectorielle type 2	102
X.1	Principe de la stratégie	102
X.2	Algorithme de la stratégie	103
X.3	Résultats de simulation	104
X.4	Interprétation des résultats	106
XI.	Modulation calculée utilisant les modèles de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC	107
XI.1	Principe générale de la stratégie	107
XI.2	Modulation calculée type 1	108
XI.2.1	Algorithme de la stratégie	108
XI.2.2	Résultats de simulation	110
XI.2.3	Interprétation des résultats	113
XI.3	Modulation calculée type 2	113
XI.3.1	Résultats de simulation	114
XI.3.2	Interprétation des résultats	117
XI.4	Modulation calculée type 3	117
XI.4.1	Résultats de simulation	118
XI.4.2	Interprétation des résultats	120
	Conclusion	121

CHAPITRE IV

CHANGEURS DE FREQUENCE UTILISANT DES ONDULEURS A CINQ NIVEAUX

	Introduction	122
I.	Cascade d'une batterie – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents	123
I.1	Modélisation du filtre intermédiaire	123
I.2	Résultats de simulation	123
I.3	Interprétation des résultats	125
II.	Cascade un redresseur de courant à MLI à deux niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents	126
II.1	Modélisation du redresseur de courant à deux niveaux	126
II.2	Stratégie de contrôle du redresseur	127
II.3	Modélisation du filtre intermédiaire	127
II.4	Résultats de simulation	128
II.5	Interprétation des résultats	130
III.	Cascade deux redresseurs de courant à MLI à deux niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents	130

III.1 Modélisation du filtre intermédiaire	131
III.2 Résultats de simulation	131
III.3 Interprétation des résultats	133
IV. Cascade quatre redresseurs de courant à MLI à deux niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents	134
IV.1 Modélisation du filtre intermédiaire	135
IV.2 Résultats de simulation	135
IV.3 Interprétation des résultats	138
V. Utilisation des onduleurs à cinq niveaux à structure NPC en redresseur de courant	139
V.1 Redresseur de courant à cinq niveaux	139
V.1.1 Résultats de simulation	140
V.1.2 Interprétation des résultats	142
V.2 Cascade un redresseur de courant à MLI à cinq niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents	142
V.2.1 Modélisation du filtre intermédiaire	142
V.2.2 Résultats de simulation	143
V.2.3 Interprétation des résultats.	145
Conclusion	146
 CONCLUSION GENERALE	 147

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Le développement des nouvelles structures électromécaniques de conversion associant machines électriques et convertisseurs statiques a permis d'étendre le domaine d'application des machines alternatives comme par exemple la robotique, l'aéronautique etc. Ceci n'était pas envisageable dans le passé pour plusieurs raisons parmi lesquelles :

- Le coût relativement élevé des convertisseurs statiques.
- La structure complexe de la commande de ce genre de machines.

Ainsi, le monde industriel a été longtemps dominé par le moteur à courant continu. Néanmoins, les machines à courant alternatif présentent de nombreux avantages par rapport aux machines à courant continu par la simplicité de conception et de construction due à l'absence de collecteur mécanique, donc un prix moins élevé.

En effet, la présence d'un collecteur mécanique pose de nombreux problèmes. Les machines à courant continu ne peuvent servir dans le domaine des grandes puissances et vitesses élevées, ni en milieux corrosifs ou explosifs d'autant plus que le collecteur nécessite un entretien permanent.

L'obtention avec des machines à courant alternatif de performances statiques et dynamiques comparables à celles des moteurs à courant continu conduisent à leur remplacement de plus en plus fréquent par des actionneurs à courant alternatif sans collecteur qui s'imposent par leur robustesse. Les machines synchrones et asynchrones représentent une grande partie de ces machines.

Au niveau actuel de la technologie, la machine synchrone est beaucoup plus employée en milieu industriel. Par contre, la machine asynchrone est moins utilisée car plus complexe à contrôler du fait que les grandeurs rotoriques ne sont pas accessibles. Cependant, elle possède un avantage de faible coût de fabrication (moteur à cage d'écureuil).

La machine synchrone n'a été envisagée pour la variation de vitesse qu'assez récemment, en raison des progrès technologiques effectués en électronique de puissance permettant une commutation électronique dans des conditions de plus en plus satisfaisantes. Le remplacement du collecteur mécanique par un commutateur électronique permet d'obtenir un variateur qui a presque tous les avantages de la machine à courant continu sans avoir les inconvénients de la commutation mécanique qui en limite les applications en vitesse, en puissance et en proscrit l'utilisation dans certaines atmosphères.

Le développement des aimants permanents est un facteur très important dans l'accroissement de l'utilisation de la machine synchrone comme variateur.

Le développement récent de la micro-informatique avec la mise sur le marché de microprocesseurs performants et de coût abordable et de nouveaux composants de puissance (GTO, MOSFET, IGBT...) ouvrent la voie à la commande numérique des machines électriques par la synthèse d'algorithmes de contrôle des ensembles convertisseur-machine plus performants et plus robustes notamment pour le contrôle de la vitesse et de la position.

Le variateur de vitesse constitué d'une machine synchrone à aimants permanents associée à un convertisseur statique est utilisé depuis plus d'une dizaine d'années. Les applications industrielles se sont d'abord développées dans le domaine des faibles puissances (<10kW)

mais actuellement elle s'étend aux fortes puissances (0.5 MW à 50MW) dans des domaines aussi nombreux et variés que la traction électrique, l'aéronautique et l'aérospatial.

La variation de vitesse du moteur synchrone triphasé fait l'objet depuis quelques années de très nombreux travaux. On utilise généralement des onduleurs de tension à deux niveaux pour la commande à fréquence variable. Cependant, dans les entraînements à grande puissance et notamment en traction électrique, l'alimentation de la machine voit de plus en plus souvent l'implication de convertisseurs multiniveaux.

Ce type de convertisseurs permet de synthétiser un signal sinusoïdal à partir de plusieurs niveaux de tension par bras de l'onduleur. Plus on augmente le nombre de niveaux augmente plus le signal de sortie s'approche de la sinusoïde avec un minimum de distorsion harmonique [Berkouk 95] [Thomas 92] [Yo-han Lee 96].

Dans le cadre de notre travail, nous abordons la modélisation et la commande d'un onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC que nous appliquerons ensuite pour alimenter une machine synchrone à aimants permanents commandée en vitesse et en position.

Ce mémoire est constitué de quatre parties principales.

La première partie sera consacrée, d'une part à la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents et d'autre part à la commande vectorielle de cette machine où nous présenterons la commande $I_d=0$ qui est la mieux adaptée pour la machine synchrone à aimants permanents à pôles lisses [Seixas 88] [Rekioua 92] [Robyns 93] [Yaquin 95].

La deuxième partie présente la modélisation de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC. On présentera les modèles de connaissance et de commande de ce convertisseur.

On commencera par développer le modèle de connaissance sans a priori sur la commande en utilisant la méthode DESIGN associée aux réseaux de Petri [Manesse 87].

On montrera le caractère général du modèle de commande élaboré pour l'onduleur à cinq niveaux. Celui-ci peut être considéré comme l'association en série de deux onduleurs à trois niveaux ou de quatre onduleurs à deux niveaux. Cette caractéristique sera exploitée pour la synthèse des algorithmes de commande de cet onduleur.

Le troisième chapitre sera consacré à la synthèse de différentes stratégies MLI de commande de l'onduleur. Ces stratégies partent sur la base des stratégies utilisées pour l'onduleur à deux ou trois niveaux.

Pour chaque stratégie étudiée, nous présenterons l'allure des tensions de sortie et les spectres harmoniques respectifs pour différentes valeurs de l'indice de modulation m et les caractéristiques de la tension simple. Nous donnerons pour chaque stratégie les performances de la commande de vitesse et de position de la machine synchrone à aimants permanents.

Durant tout ce chapitre, les tensions continues d'entrée de l'onduleur sont supposées idéales et constantes.

Dans le chapitre quatre, nous présenterons différents changeurs de fréquences ayant l'onduleur à cinq niveaux comme pont de sortie permettant de générer les tensions d'entrée de l'onduleur et cela dans le but de mettre en évidence le problème du flottement du point milieu et le déséquilibre entre les différentes tensions d'entrée.

Nous montrerons, dans ce chapitre, l'utilisation de l'onduleur à cinq niveaux de tension comme redresseur à MLI.

CHAPITRE I

MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

INTRODUCTION

D'emploi fréquent depuis plusieurs décennies, les dispositifs à aimants permanents n'ont cessé de faire l'objet d'une constante évolution. Dans le domaine de la conversion électromécanique de l'énergie, les aimants permanents ont depuis longtemps le mérite de constituer une source d'excitation appropriée notamment pour les actionneurs de robotique et les machines de faible puissance grâce à sa faible inertie, son couple massique élevé, sa puissance massique importante et l'absence de limitations propres aux machines à collecteur. L'utilisation des aimants permanents dans les machines électriques présente les avantages suivants :

- Source d'excitation indépendante intégrée à la machine sans pertes joules.
- Sécurité d'emploi (le risque de coupure intempestive de l'excitation est écarté).
- Un surcroît de performances (le rendement n'étant plus affecté par les pertes à l'excitation).
- Un procédé de refroidissement généralement moins complexe et moins onéreux qui ne concerne que le stator.

I. STRUCTURE DES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS.

Il existe deux types de machines synchrones à aimants permanents où le rotor diffère suivant la disposition des aimants [Hautier 93]. On a alors :

- Les machines synchrones à aimants montés en surface dont la structure est représentée à la figure 1. Le rotor ne possède pas de pièces polaires et l'aimantation des aimants est radiale au niveau de l'entrefer. Ces machines se caractérisent par un très faible taux de saillance ($\rho=L_d/L_q=1$) [Robyns 93] et des inductances synchrones plus petites que celles d'une machine synchrone conventionnelle.
- Les machines synchrones à aimants enterrés ont la structure représentée à la figure 2. Le rotor possède des pièces polaires servant à la concentration du flux d'induction. L'aimantation des aimants peut être orientée parallèlement ou perpendiculairement à l'entrefer. Ces machines ont un coefficient de saillance supérieur à l'unité ($\rho=L_q/L_d>1$) et des inductances plus élevées que les machines à aimants montés en surface.

La couronne d'aimants peut être fixée mécaniquement de divers façons. Soit les aimants sont logés à même le corps du rotor dans les espaces aménagés à cet effet et tenus côté entrefer par des cales amagnétiques, soit on procède à leur amarrage au corps du rotor à l'aide de cales magnétiques que consolide un serrage supérieur par frette amagnétique en fibre de verre ou de carbone.

Les aimants permanents sont à base d'alliages métalliques, d'oxydes métalliques (ferrites durs, anisotropes) ou de terres rares. La puissance électrique d'une machine à aimants permanents est directement proportionnelle à la densité d'énergie emmagasinée dans l'aimant. Cette densité est cinq à six fois plus importante dans les aimants à terre rare que dans les aimants à ferrite et trois fois plus importante que dans les aimants métalliques. Il est certain que l'utilisation de tels aimants entraînera une réduction importante du poids et de l'encombrement de la machine pour une même puissance. Il en résultera de même un rapport couple-inertie élevé.

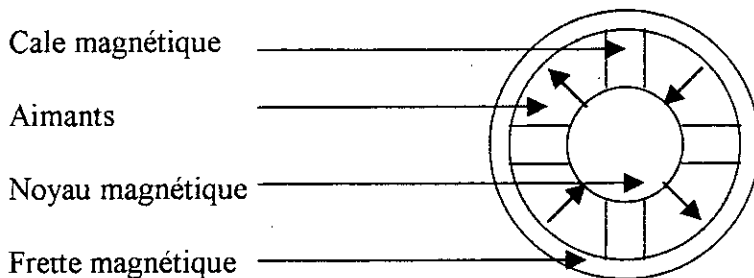


Figure I.1 : Représentation schématique d'un moteur synchrone à aimants montés en surface

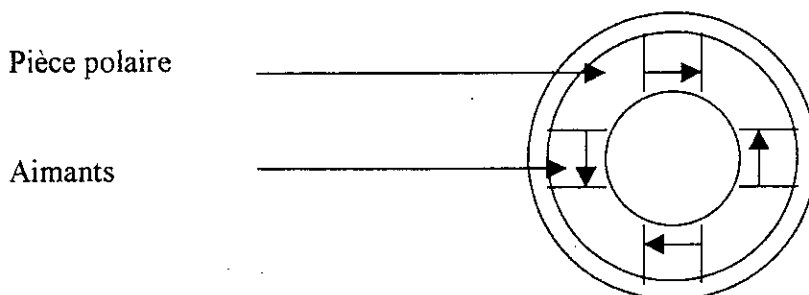


Figure I.2 : Représentation schématique d'un moteur synchrone à aimants enterrés

II. MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

Afin d'obtenir une formulation plus simple et de réduire la complexité du modèle de la machine, l'établissement de son modèle mathématique sera développé sur la base de quelques hypothèses simplificatrices.

II.1 Hypothèses simplificatrices

Dans le but d'établir les grandeurs caractéristiques de la machine, on considère les hypothèses suivantes [Barret 82] :

- La machine fonctionne en régime non saturé.
- L'effet d'hystérésis et les pertes fer sont négligeables.
- Les réactances de fuites sont indépendantes de la position du rotor
- L'effet de peau et celui de la température sur les résistances sont négligés.
- La distribution de la force magnétomotrice est sinusoïdale.

II.2 Mise en équations de la machine

Dans notre cas, la machine utilisée est une machine synchrone à aimants permanents sans enroulements amortisseurs. La figure 1 présente schématiquement la machine considérée.

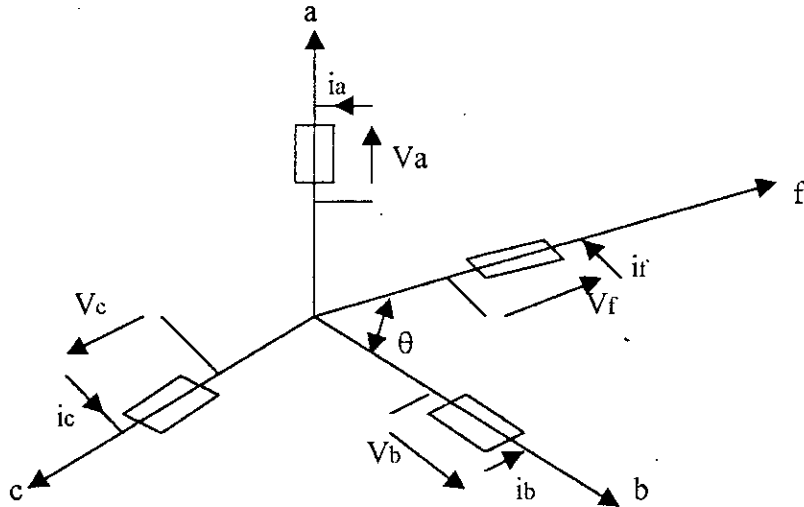


Figure I.3 : Représentation de la machine synchrone à aimants permanents dans l'espace électrique

II.2.1 Equations électriques

Les équations électriques d'une machine synchrone à aimants permanents triphasée et sans enroulements amortisseurs sont les suivantes :

$$[V] = [R].[I] + \frac{d([L].[I])}{dt} \tag{I.1}$$

Avec : $V = [V_a, V_b, V_c, V_f]^T$

$I = [i_a, i_b, i_c, i_f]^T$

$$R = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_f \end{bmatrix}$$

$$L = \begin{bmatrix} L_s + L'_s \cos 2\theta & M_s + L'_s \cos 2(\theta - \frac{4\pi}{3}) & M_s + L'_s \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_f \cos \theta \\ M_s + L'_s \cos 2(\theta - \frac{4\pi}{3}) & L_s + L'_s \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_s + L'_s \cos 2\theta & M_f \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M_s + L'_s \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_s + L'_s \cos 2\theta & L_s + L'_s \cos 2(\theta - \frac{4\pi}{3}) & M_f \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ M_f \cos \theta & M_f \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_f \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & L_f \end{bmatrix}$$

Dans l'équation (I.1)

V_a , V_b et V_c représentent les tensions des phases statoriques.

V_f représente la tension rotorique.

R_s représente la résistance d'une phase statorique.

R_f représente la résistance du rotor.

i_a , i_b et i_c représentent les courants traversant les enroulements statoriques.

i_f représente le courant rotorique.

$(L_s-L's)$ et $(L_s+L's)$ sont respectivement la valeur minimale et maximale de l'inductance d'une phase statorique

M_s est la valeur maximale de l'inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

L_f est l'inductance propre de l'inducteur.

M_f est la valeur maximale de l'inductance mutuelle entre l'inducteur et une phase statorique.

θ est la position du rotor par rapport au stator.

II.2.2 Equation mécanique

Le couple électromagnétique s'exprime de la manière suivante :

$$C_{em} = \frac{\partial W}{\partial \theta} = \frac{1}{2} [i]^T \frac{\partial L}{\partial \theta} [i] \quad (I.2)$$

C_{em} étant le couple électromagnétique

W l'énergie magnétique emmagasinée.

II.3 Transformation de Park

Afin de supprimer la non linéarité existante entre les différentes équations et afin de pouvoir travailler avec des grandeurs constantes [Robyns 93], on effectue un changement de variables qui consiste à transformer les trois enroulements de phases du système réel (a, b, c) en enroulements orthogonaux d'axes (d, q) tournant à une vitesse ω par rapport au stator (figure I.4). Cette transformation est appelée transformation de Park.

La matrice de Park est définie par :

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

L'angle θ est défini de la manière suivante :

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(\tau) d\tau \quad (I.4)$$

Le référentiel est le système (O_d , O_q) associé à sa vitesse de rotation. Trois types sont possibles dans la pratique, le choix se faisant en fonction du problème étudié.

Selon le choix de ω on distingue :

Pour $\omega=0$ on choisit un référentiel lié au stator.

Pour $\omega=\omega_s$ on choisit un référentiel lié au champ tournant.

Pour $\omega=\omega_r$, on choisit un référentiel lié au rotor.

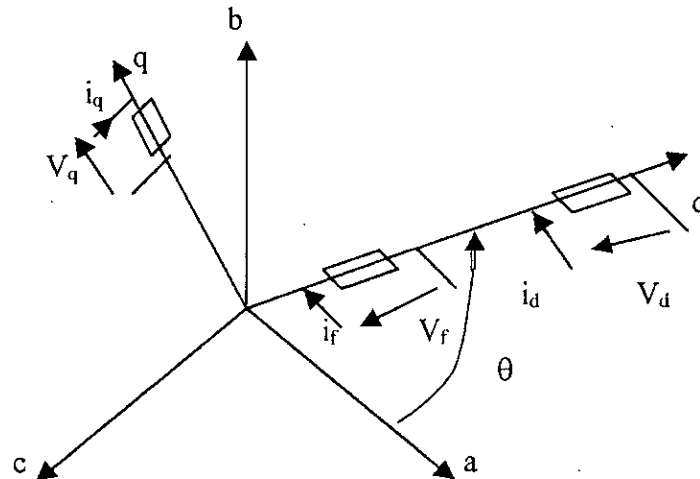


Figure I.4. Représentation de la machine équivalente dans le référentiel de Park.

Dans le référentiel de Park, les équations du système ont la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d \frac{d}{dt} & -\omega.L_q & M_{of} \frac{d}{dt} \\ \omega.L_d & R_s + L_q \frac{d}{dt} & \omega.M_{of} \\ M_{of} \cdot \frac{d}{dt} & 0 & R_f + L_f \cdot \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

Avec :

$$L_d = L_s - M_s + \frac{3}{2}L_s' : \text{inductance de l'axe direct d.}$$

$$L_q = L_s - M_s - \frac{3}{2}L_s' : \text{inductance de l'axe en quadrature q.}$$

$$M_{of} = \sqrt{\frac{3}{2}}M_f$$

Dans ce référentiel de Park, le couple électromagnétique (C_{em}) a la forme suivante :

$$C_{em} = p \{ (M_{of}.i_f).i_q + (L_d - L_q).i_d.i_q \} \quad (I.6)$$

Dans cette expression, on a l'expression du couple principal (que l'on obtiendrait pour une machine à pôles lisses) : $p.(M_{of}.i_f).i_q$ et un couple de réluctance variable (dû à la saillance des pôles) : $p.(L_d - L_q).i_d.i_q$.

Dans une machine synchrone à aimants permanents, les aimants engendrent un flux constant. Dans un référentiel lié au rotor et en posant i_f constant dans les équations (I.5) et (I.6), on obtient le modèle de la machine suivant :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d \frac{d}{dt} & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_s + L_q \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega K_T \end{bmatrix} \tag{I.7}$$

$$C_{em} = K_T i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \tag{I.8}$$

K_T est le coefficient de force contre-électromotrice ($K_T = p M_{0f} i_f$)

L'équation donnant le couple électromagnétique en fonction de la vitesse ω est la suivante :

$$J \frac{d\omega}{dt} = C_{em} - C_r - K \omega \tag{I.9}$$

Avec :

J représente le moment d'inertie.

K représente le coefficient de frottement dynamique.

C_r représente le couple résistant.

Pour une machine synchrone à aimants permanents, les tensions V_d et V_q sont considérées comme variables de commande, le couple résistant C_r comme perturbation et la vitesse ω comme variable d'état.

Le modèle de la machine synchrone à aimants permanents (figure I.5) est obtenu en combinant les équations (I.7), (I.8) et (I.9). s représente l'opérateur de Laplace.

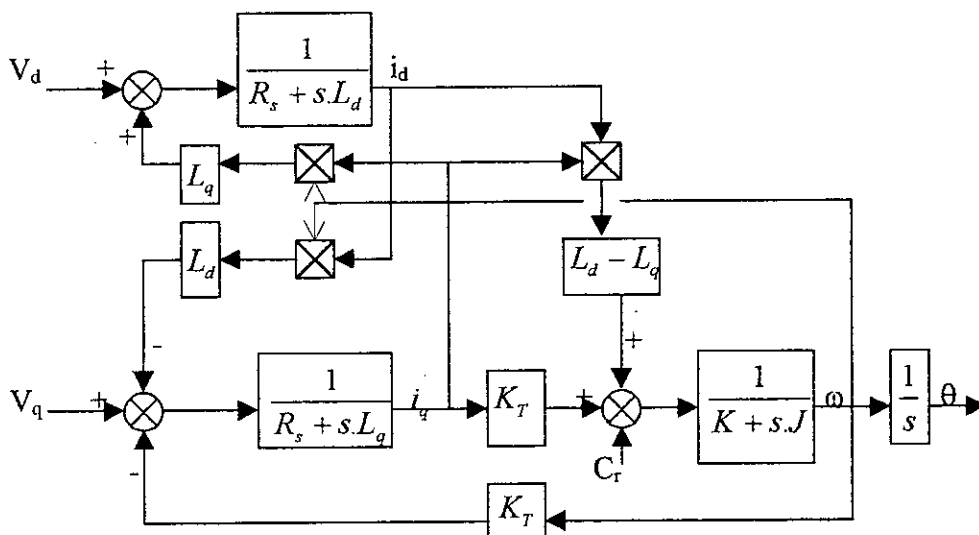


Figure I.5. Modèle de la machine synchrone à aimants permanents

Le modèle de la machine synchrone à aimants permanents ainsi défini est difficilement commandable car il est défini par un système multivariable et non linéaire et qu'il existe un couplage complexe entre les variables de sortie et les variables d'entrée. L'idéal serait de pouvoir assimiler la machine à aimants permanents à une machine à courant continu en vue de retrouver sa facilité et sa qualité de réglage.

III. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

III.1 Principe général de la méthode

Malgré la construction compliquée du collecteur mécanique, le moteur à courant continu est capable de remarquables performances. Des commandes très performantes peuvent être réalisées avec ce type de machine dans la mesure où l'on peut réaliser un réglage rapide et précis de leur couple électromagnétique par l'intermédiaire de leur couple d'induit en agissant simplement sur leur tension d'induit. Cependant, la commutation mécanique due au système collecteur-balai présente certaines restrictions et quelques inconvénients qui n'existent pas avec les actionneurs électriques vu que cette commutation est réalisée électroniquement à l'extérieur de la machine. Toutefois, le contrôle permanent de la vitesse ou de la position de ses moteurs synchrones et donc de leur couple nécessite le contrôle simultané de plusieurs variables. En effet, la distinction entre le courant producteur du couple et celui producteur du flux n'est pas aussi évidente que dans le cas d'une machine à courant continu.

La similitude avec la machine à courant continu peut être réalisée par l'emploi de stratégie de commande appelée commande vectorielle ou par orientation du flux.

D'une manière générale, dans les machines synchrones à aimants permanents, le couple électromagnétique dépend des courants du flux et du couple. La stratégie de commande consiste donc à maintenir le flux ou le courant de flux constant. Dans notre cas, pour une machine à pôles lisses, on peut imposer un courant de flux nul et obtenir une structure de commande simplifiée.

III.2 Stratégie de commande

Plusieurs stratégies existent pour la commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents selon la façon dont le couple électromagnétique est produit [Yaquin 95].

Cette stratégie consiste à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par le système d'excitation comme cela est le cas dans une machine à courant continu.

Si on décompose le courant statorique de la machine synchrone sur les deux axes d et q, on le dissocie en deux composantes i_d et i_q en quadrature (Figure 6) où i_d désigne le courant du flux et i_q le courant du couple. Puisque le principal flux de la machine synchrone à aimants permanents est généré par les aimants du rotor, la solution la plus simple pour une machine à pôles lisses est de maintenir le courant i_d égal à zéro et à réguler la vitesse ou la position par le courant d'axe q (i_q) via la tension U_q .

La commande maintenant le courant i_d nul est la plus utilisée. Elle permet de générer un couple maximal pour un courant statorique donné tout en minimisant les pertes joules.

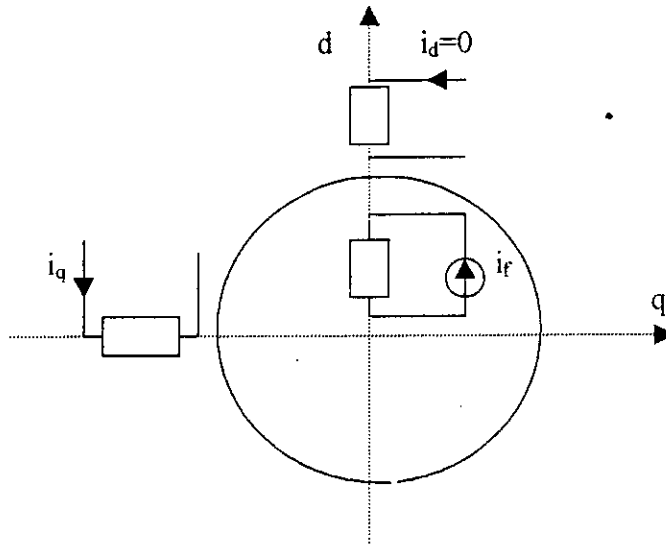


Figure I.6. Stratégie de commande maintenant le courant i_d nul

Si la condition $i_d=0$ est toujours vérifiée (cas d'une machine synchrone à aimants permanents à pôles lisses) le modèle du système formé des équations (I.7) (I.8) se réduit à la composante V_q (I.10) et la relation couple-courant devient linéaire et se réduit à l'équation (I.11). Le choix d'un référentiel lié au rotor est particulièrement avantageux car il conduit à un découplage fictif total entre le flux rotorique présent dans la machine et le couple électromagnétique engendré.

Pour $i_d=0$ les équations (I.7) et (I.8) se réduisent aux équations suivantes :

$$V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + K_T \omega \quad (\text{I.10})$$

$$C_{em} = K_T i_q \quad (\text{I.11})$$

C'est là l'essentiel de la commande vectorielle qui ramène la structure de commande d'une machine synchrone à aimants permanents similaire à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée.

Pour maintenir le courant i_d nul, on découple le système en annulant l'effet de l'axe d sur l'axe q à partir de l'action calculée à partir des variables du système. Cette action est représentée à la figure I.7 en traits discontinus.

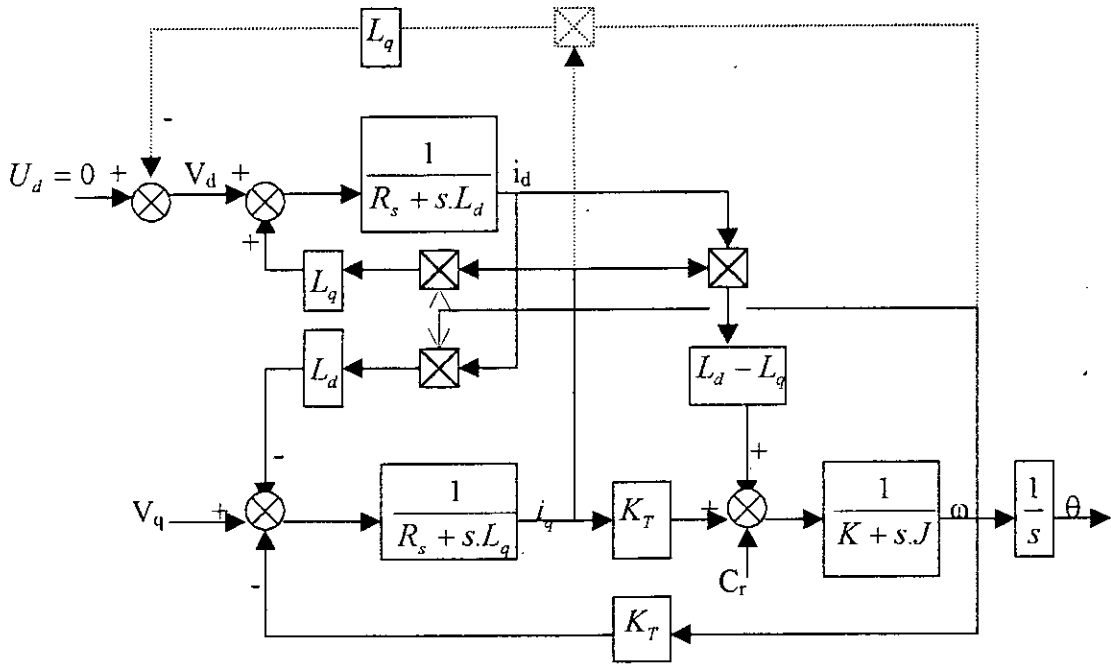


Figure 1.7. Modèle de la machine synchrone à aimants permanents découplée

Si le courant i_d est nul, on remarque que sur l'axe q , la tension V_q permet de commander le couple de la même manière que la tension d'induit permet de commander le couple pour une machine à courant continu à excitation séparée.

IV. MISE EN OEUVRE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

Afin de montrer qu'effectivement la commande par flux orienté permet d'avoir un découplage réel de la machine synchrone à aimants permanents, nous proposons un schéma de régulation de vitesse puis une régulation de position de cette machine. Le schéma global de la commande de vitesse est représenté à la figure 1.8.

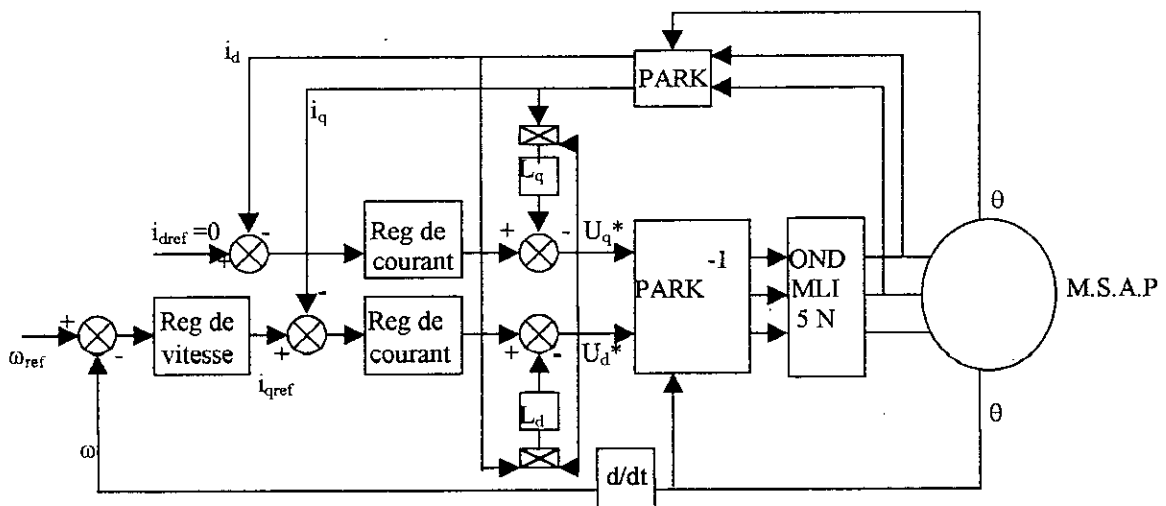


Figure 1.8. Schéma global de la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents

Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse qui impose le courant de référence i_{qref} . La référence du courant i_d est maintenue égale à zéro.

Les courants i_d et i_q sont commandés en construisant les régulateurs à partir du modèle de Park de la machine.

Dans ce schéma, la transformée de Park inverse (Park⁻¹) est donnée par l'expression (I.12) :

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

IV.1 Boucle de régulation des courants

Le courant i_d est contrôlé par la tension U_d et le courant i_q par la tension U_q et à travers i_q , on commande la vitesse. Cette technique permet un découplage entre les axes d et q.

Généralement, la régulation des courants se fait au moyen de régulateurs proportionnels (P) car il est facile à utiliser. Cependant, il pose un problème au niveau des performances en régime statique. Pour éviter cette erreur, on utilise des régulateurs proportionnel-intégral (PI) [Robyns 93].

IV.1.1 Régulation du courant i_d

La boucle de régulation du courant i_d est représentée à la figure I.9.

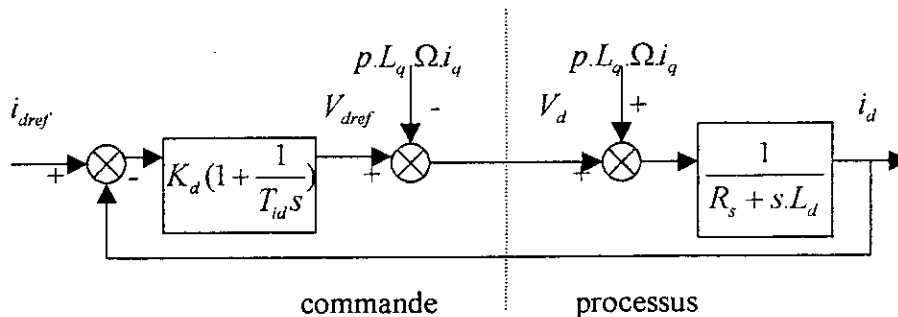


Figure I.9. Schéma de la boucle de régulation du courant i_d

Le terme $p.L_q.\Omega.i_q$ a été compenser du côté commande. Il est utilisé pour éliminer le découplage des deux axes d et q. p étant le nombre de paires de pôles de la machine.

Le régulateur PI de la boucle de courant i_d est défini par la fonction de transfert suivante :

$$C_{id}(s) = K_d \left(1 + \frac{1}{T_{id}s} \right) \quad (I.13)$$

La constante de temps du régulateur est souvent choisie pour compenser la constante de temps électrique de la machine

$$T_{id} = \frac{L_d}{R_s} \quad (\text{I.14})$$

Le gain du régulateur est calculé suivant la constante de temps apparente exigée. On a :

$$K_d = \frac{L_d}{T_e} \quad (\text{I.15})$$

IV.1.2 Régulation du courant i_q

Le schéma de la boucle du courant i_q est représenté à la figure I.10.

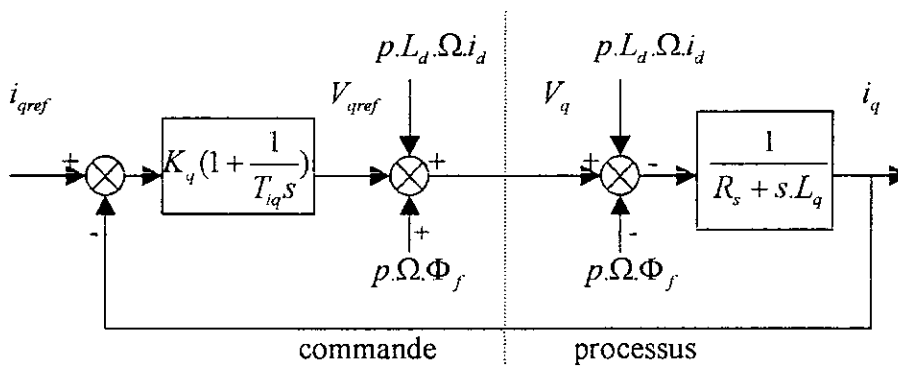


Figure I.10. Schéma de la boucle de régulation du courant i_q

De la même manière que pour le courant i_d les termes $p.L_d.\omega.i_d$ et $p.\Omega.\Phi_f$ sont utilisés pour éliminer le découplage.

Pour la régulation du courant i_q et pour déterminer la constante de temps (T_{iq}) et le gain (K_q) du régulateur, on procède de la même manière que pour le courant i_d . On obtient :

$$\begin{cases} T_{iq} = \frac{L_q}{R_s} \\ K_q = \frac{L_q}{T_e} \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

IV.2 Boucle de régulation de la vitesse

Pour la régulation de la vitesse, on utilise un régulateur de type proportionnel intégral (PI). Ce régulateur est développé en compensant la f.c.é.m et cela pour assurer la régulation du courant.

Pour faciliter le calcul du régulateur, on ne considère que la partie mécanique du système et cela parce que les constantes de temps apparentes de la partie électrique du système sont beaucoup plus petites que la constante mécanique. De plus, le comportement dynamique réel de la partie électrique a peu d'influence sur la partie mécanique du système.

La boucle de régulation de la vitesse est donnée à la figure suivante :

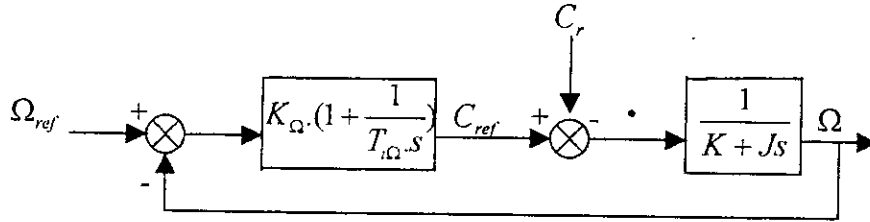


Figure I.11. Schéma de la boucle de régulation de la vitesse

Le terme $T_{i\Omega}$ est choisi pour compenser le pôle mécanique :

$$T_{i\Omega} = \frac{J}{K} \tag{I.17}$$

Le gain du régulateur de vitesse K_{Ω} est calculé suivant le temps d'établissement à 95% de la vitesse exigée [Buhler 87] :

$$K_{\Omega} = 3 \cdot \frac{J}{T_e} \tag{I.18}$$

IV.3 Boucle de régulation de la position

Pour la régulation de la position, on utilise simplement un régulateur proportionnel (P) en cascade avec le régulateur PI de la boucle de vitesse comme le montre la figure I.12. Ce qui revient à un régulateur PID.

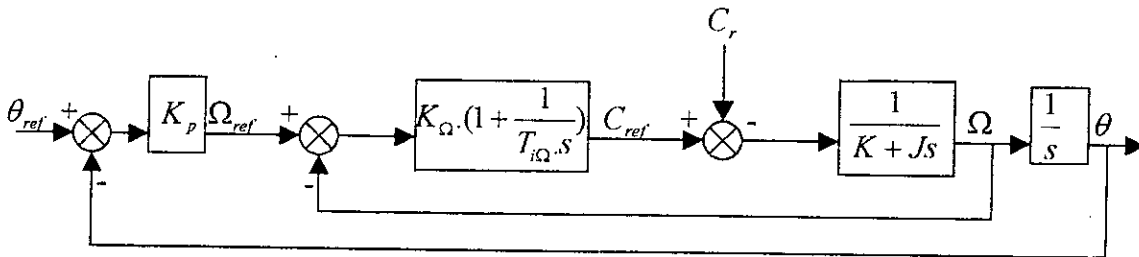


Figure I.12. Schéma de la boucle de régulation de la position

Si on combine le régulateur proportionnel de la position avec celui de la vitesse on obtient :

$$C_{ref} = K_{\Omega} \cdot \left(1 + \frac{1}{T_{i\Omega} s}\right) \cdot \left[K_p \cdot \theta_{ref} - K_p \left(1 + \frac{s}{K_p}\right) \cdot \theta\right] \tag{I.19}$$

Cette relation montre que le système comprenant un régulateur proportionnel (P) en cascade avec un régulateur proportionnel intégral (PI) revient à un régulateur PID où la partie dérivée n'agit pas sur la consigne de position. On évite ainsi l'apparition d'impulsions dans la commande lorsque la consigne est un échelon.

Le calcul du gain du régulateur est déterminé en choisissant un amortissement de la position de valeur 1 (pas de dépassement). Le gain se calcule donc de la manière suivante :

$$K_p = \frac{3}{4T_e} \quad (\text{L20})$$

T_e correspond au temps d'établissement choisi pour la réponse en vitesse.

V. RESULTATS DE SIMULATION

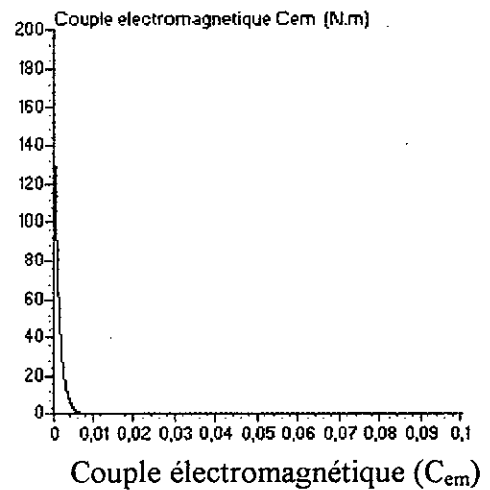
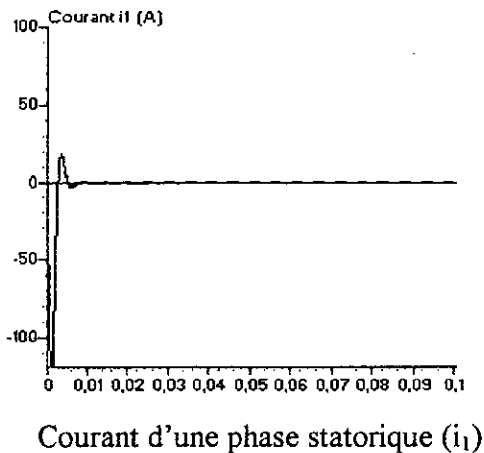
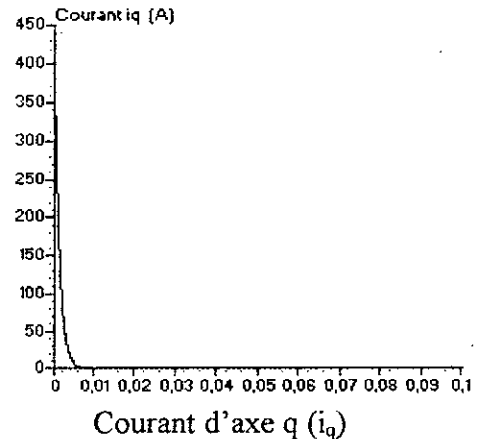
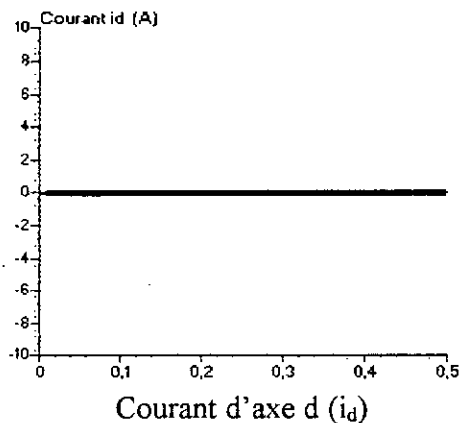
Dans cette partie, nous présentons les performances de la machine synchrone à aimants permanents lors d'un asservissement de vitesse puis pour un asservissement de position.

Lors de l'asservissement de vitesse, nous présentons les caractéristiques suivantes :

- démarrage à vide de la machine pour une consigne de vitesse de 400 rd/s (Fig I.13).
- démarrage à vide puis inversion de la vitesse de 400rd/s à -400rd/s (Fig I.14).
- démarrage à vide puis inversion de la vitesse en utilisant un limiteur (Fig I.15).
- démarrage puis inversion de la vitesse et application d'une perturbation (Fig I.16).
- démarrage imposant un couple résistant $C_r=5 \text{ N.m}$ (Fig I.17).

Lors de l'asservissement de position, nous présentons les caractéristiques suivantes :

- réponse de la machine à une consigne de position de 10rd (Fig I.18).
- réponse de la machine à une consigne de position de 10rd et application d'une perturbation (Fig I.19).



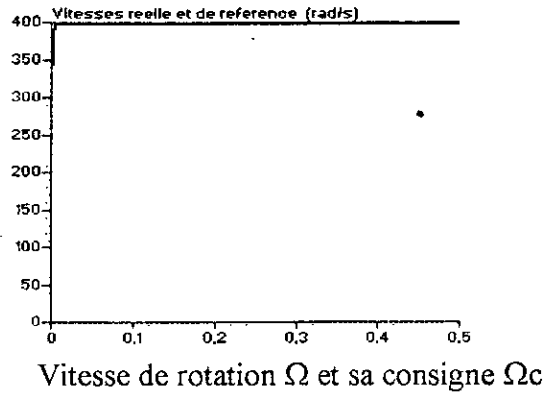


Figure I.13 Caractéristiques de la machine synchrone à aimants permanents à vide ($C_r=0$) pour une consigne de vitesse de 400rd/s.

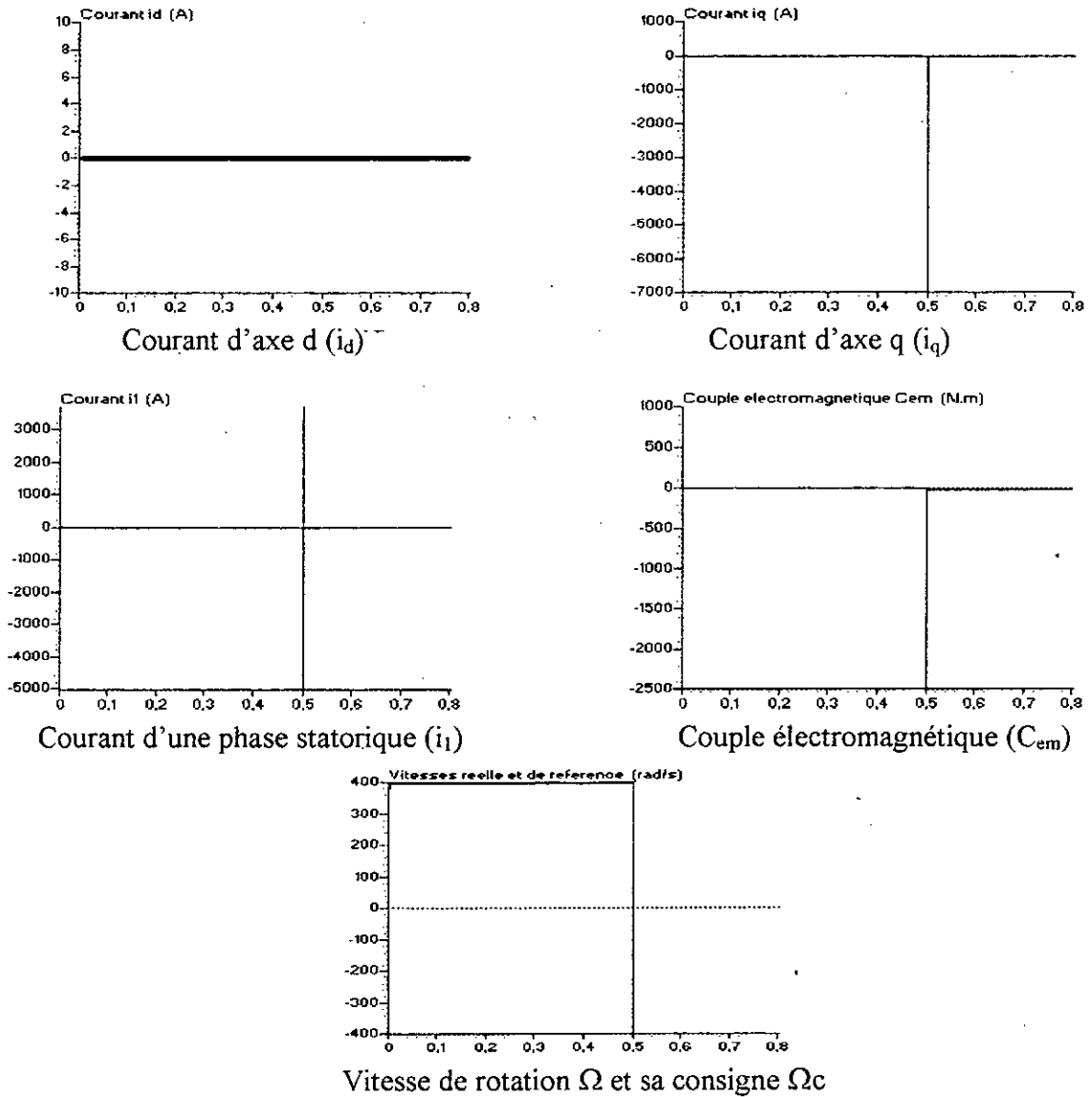


Figure I.14 Caractéristiques de la machine synchrone à aimants permanents à vide ($C_r=0$) pour une inversion de la vitesse de rotation de 400rd/s à -400rd/s.

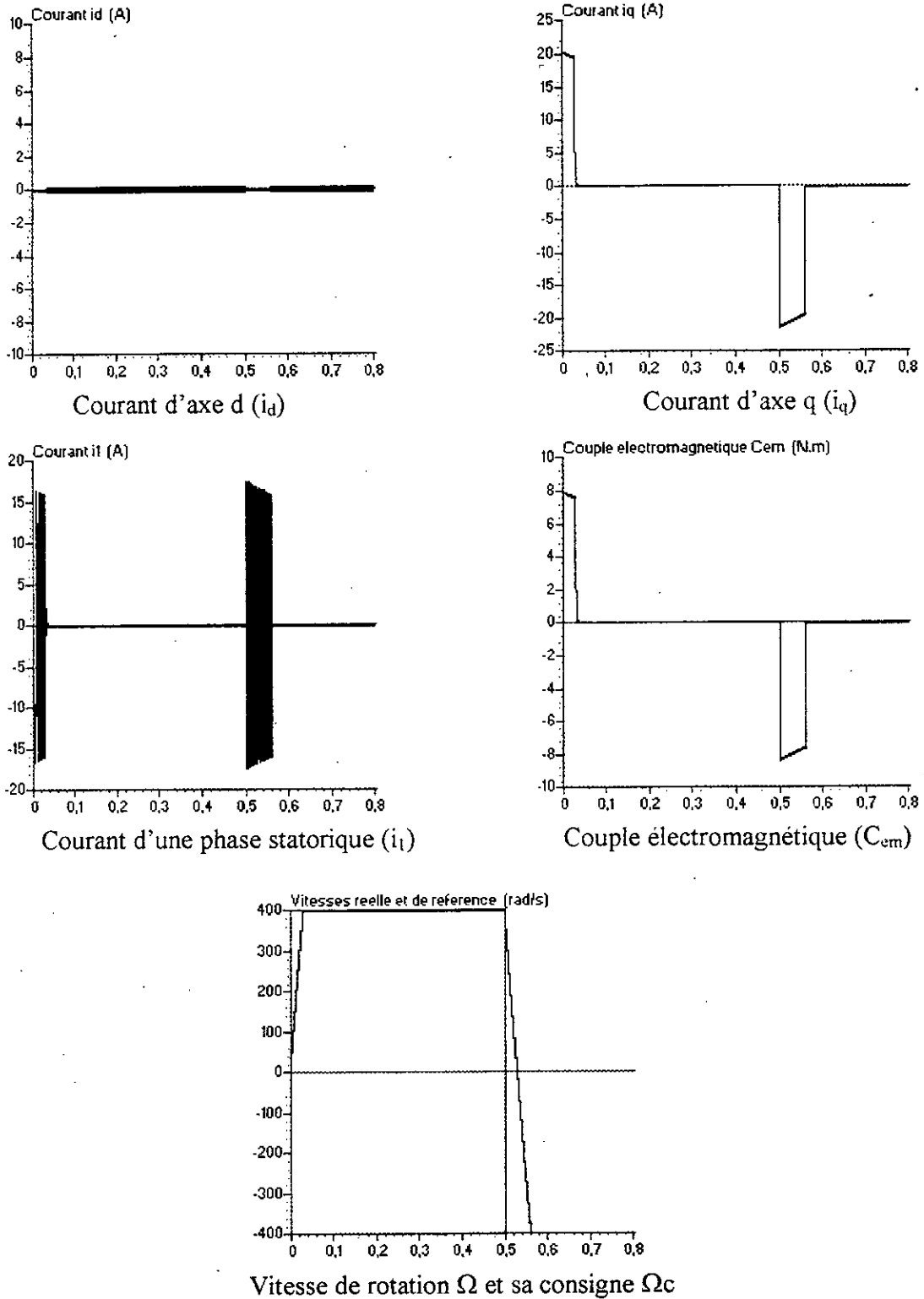


Figure I.15 Caractéristiques de la machine synchrone à aimants permanents à vide pour une inversion de la vitesse de rotation de 400rd/s à -400rd/s en utilisant un limiteur du couple de référence.

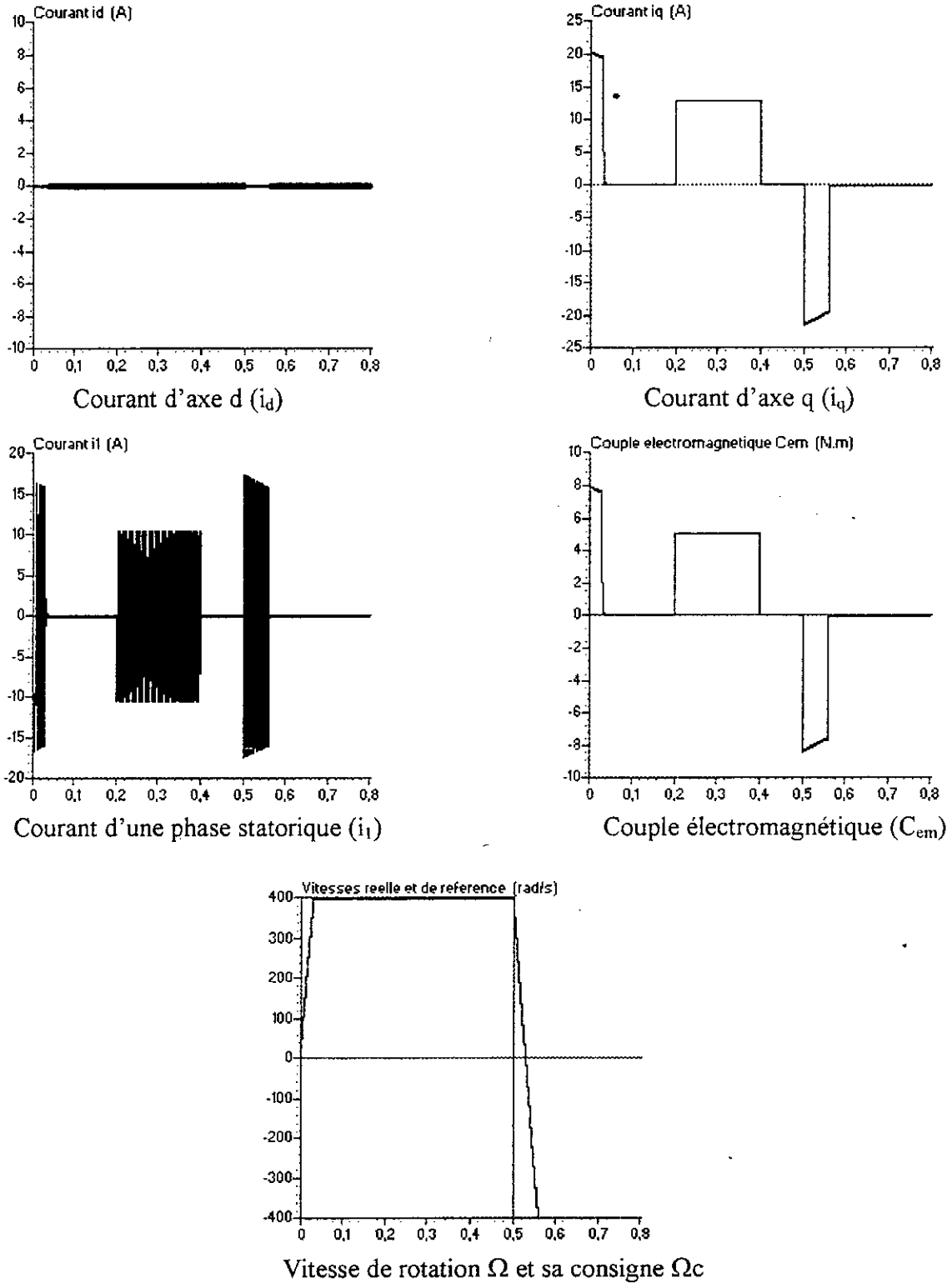


Figure I.16 Caractéristiques de la machine synchrone à aimants permanents pour une inversion de la vitesse de 400 rad/s à -400rad/s avec application d'une perturbation

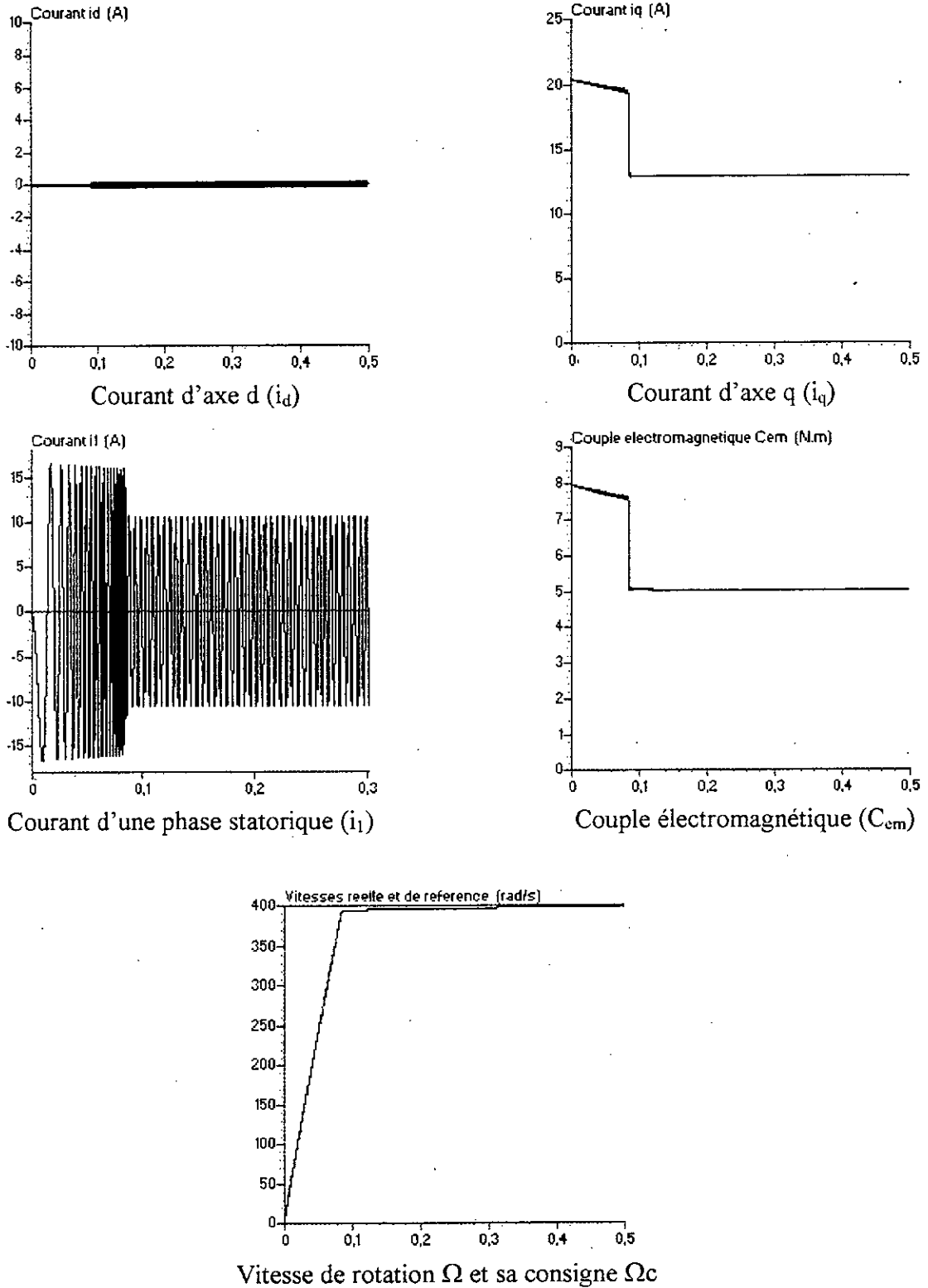


Figure I.17 Caractéristiques de l'asservissement de vitesse de la machine synchrone à aimants permanents pour une consigne de vitesse de 400 rad/s et un couple résistant $C_r=5$ N.m

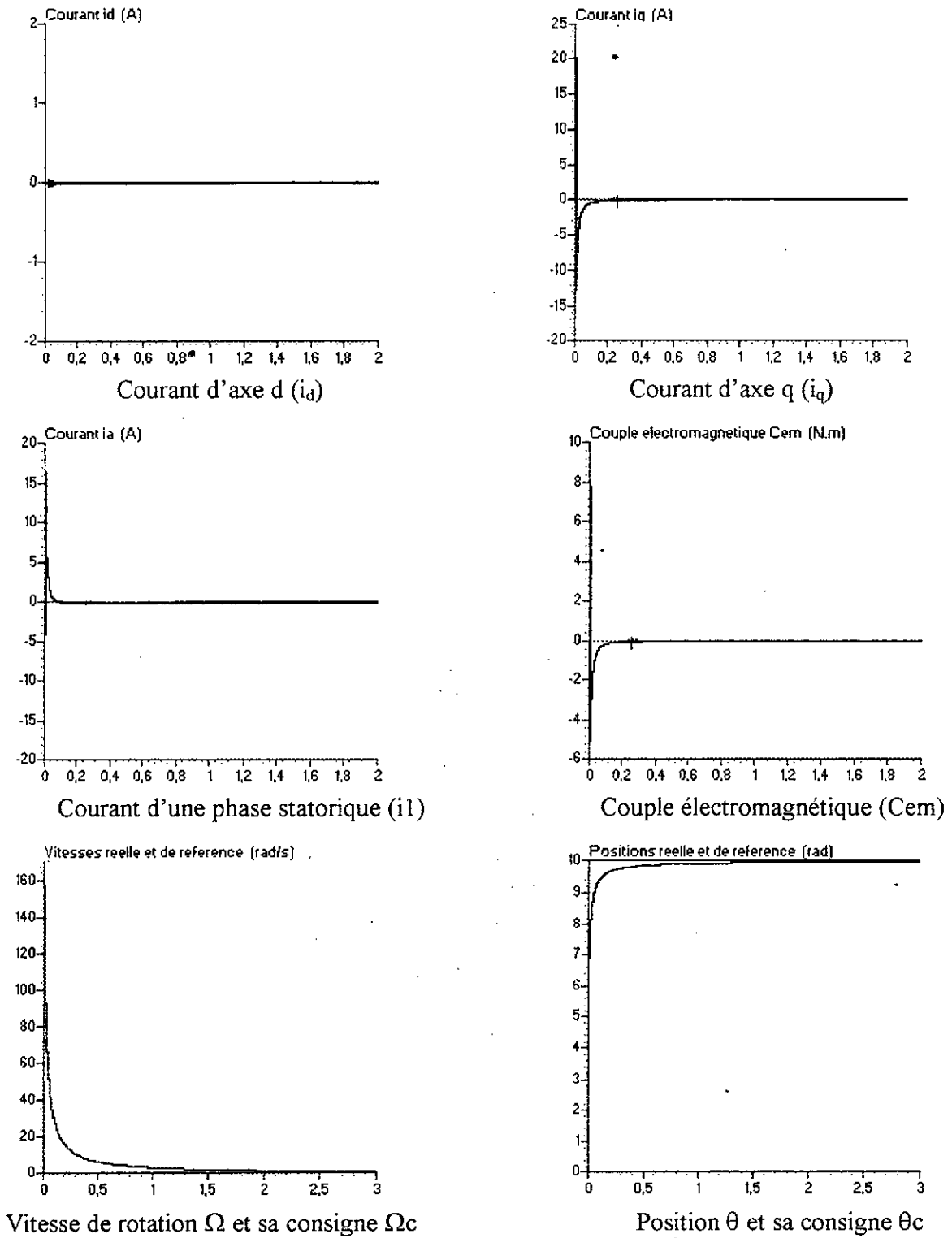


Figure I.18 Caractéristiques de l'asservissement de position de la machine synchrone à aimants permanents pour une consigne de la position de 10 radians.

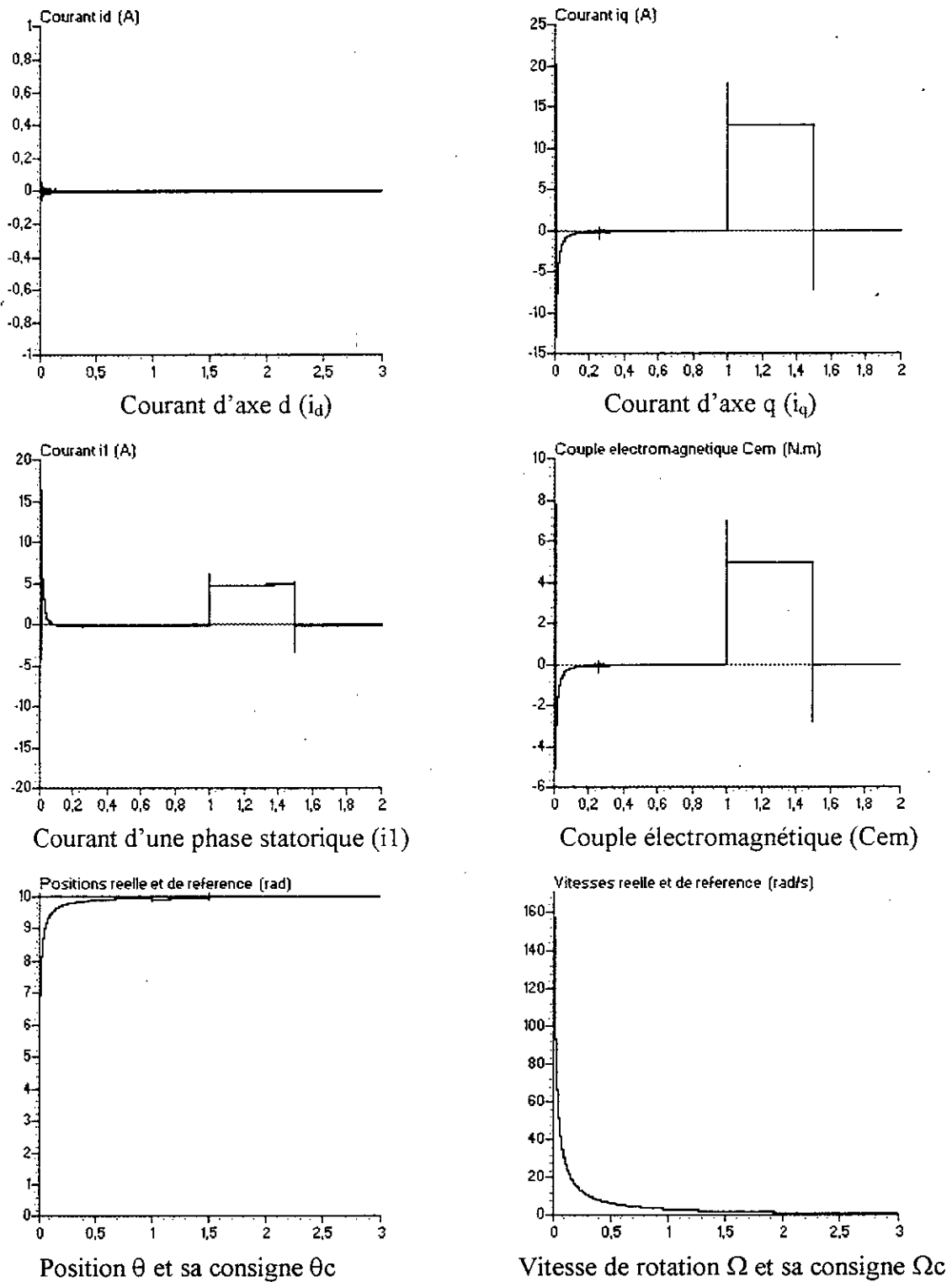


Figure I.19 Caractéristiques de l'asservissement de position de la machine synchrone à aimants permanents pour une consigne de la position de 10 radians avec application d'une perturbation.

VI. Interprétation

Les paramètres de la machine sont données en annexe. Les résultats montrent les performances de la machine synchrone à aimants permanents commandée en vitesse puis en position.

Les gains K_d et K_q sont calculés en imposant une constante de temps apparente $T_e=0.6\text{ms}$.

Lors de la commande de vitesse pour une consigne de 400rd/s , on remarque que le courant i_q , le courant de phase i_1 et le couple électromagnétique C_{em} atteignent des valeurs très importantes lors du démarrage (fig I.13). Ces pics sont visibles notamment lors de l'inversion de la vitesse de rotation (fig I.14). Pour remédier à ce problème, nous utilisons un limiteur du couple de référence (fig I.15). On voit dans ce dernier cas que la vitesse atteint sa référence plus lentement que dans le cas sans limitation. Cela est dû au fait que le fonctionnement du régulateur n'intervient pas lorsque le limiteur est utilisé. Cependant, les résultats restent très satisfaisants. Le courant $i_{q\text{max}}$ a été choisi égal à 20A .

On applique une perturbation de 5N.m entre les instants 0.2 et 0.4s (fig I.17). La vitesse répond parfaitement à sa consigne et la perturbation est très vite rejetée.

Lors de la commande de position pour une consigne de 10 radians, on remarque que la position atteint et suit bien sa référence. Le courant d'axe d est nul. Lors de l'application de la perturbation, cette dernière est rapidement rejetée.

CONCLUSION

L'étude précédente montre que la technique de commande maintenant le courant i_d nul grâce à un retour d'état découplant l'axe d de l'axe q . Ce découplage a pour effet de ramener la machine synchrone à aimants permanents à un modèle linéaire équivalent à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée. À partir de ce modèle, les régulateurs de vitesse et de position peuvent être synthétisés au moyen de techniques classiques développées pour les systèmes linéaires. Une de ces techniques consiste à utiliser un régulateur PID ou plus précisément de réguler la position par un régulateur proportionnel en cascade avec un régulateur PI de vitesse.

L'alimentation de la machine synchrone à aimants permanents est supposée idéale dans ce premier chapitre. Pour s'approcher de la réalité physique, nous consacrerons les prochains chapitres à l'étude d'un onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC qui servira à l'alimentation de la machine étudiée dans ce chapitre.

CHAPITRE II

MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION TRIPHASE A CINQ NIVEAUX A STRUCTURE NPC

Introduction

Ce chapitre est consacré à l'étude de l'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC. Différentes études ont été effectuées sur l'onduleur à deux et trois niveaux. Il est donc possible d'exploiter ces résultats pour extrapoler les notions utilisées [Hautier 84] [Marseille 92] [Rabbouch 93] [Yao 94] [Berkouk 95] aux onduleurs à cinq niveaux.

Ce chapitre se compose de deux parties :

La première partie sera consacrée à l'élaboration du modèle de fonctionnement des onduleurs à cinq niveaux à structure NPC sans à priori sur la commande en utilisant la méthodologie DESIGN [Hautier 89]. Cette méthodologie préconise de décomposer l'étude en deux parties : la partie commande et la partie opérative.

La partie commande met en œuvre les réseaux de Petri [Manesse 87] [Hautier 89] [Berkouk 95]. Ces derniers constituent un langage universel de description des phénomènes discontinus. Nous les mettrons à profit pour expliciter les conditions de commutation des interrupteurs et pour préciser le fonctionnement séquentiel de leur commande. Pour cela il est conseillé de faire une analyse sans à priori sur la commande (c'est à dire qu'on étudiera chaque interrupteur isolément et qu'on ne fera aucune hypothèse préalable sur l'enchaînement des configurations), puis de dénombrer les configurations du montage physiquement réalisables et à écrire toutes les transitions possibles entre ces places.

La partie opérative décrit les changements de configurations grâce au formalisme d'état.

Dans la seconde partie, nous développerons le modèle de connaissance et de commande de l'onduleur. L'application de ce modèle sera faite dans le chapitre suivant consacré aux stratégies de commande de l'onduleur. On définira en particulier les notions de fonction de connexion, de commutation, de conversion et de fonction génératrice.

I. Modélisation du fonctionnement de l'onduleur à cinq niveaux

I.1 Structure de l'onduleur à cinq niveaux

Toutes les structures possibles avec les onduleurs à deux et trois niveaux sont réalisables pour l'onduleur à cinq niveaux. Celle que nous avons choisie d'étudier est celle de l'onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC représentée à la figure (II.1).

Cet onduleur est dit à cinq niveaux car il délivre cinq niveaux de tension par bras ($+2.U_c$, U_c , 0 , $-U_c$, $-2.U_c$).

Il est à noter que la source de tension utilisée est une source de tension à point milieu supposée idéale c'est à dire que dans le cas idéal $U_{c1}=U_{c2}=U_{c3}=U_{c4}=U_c$.

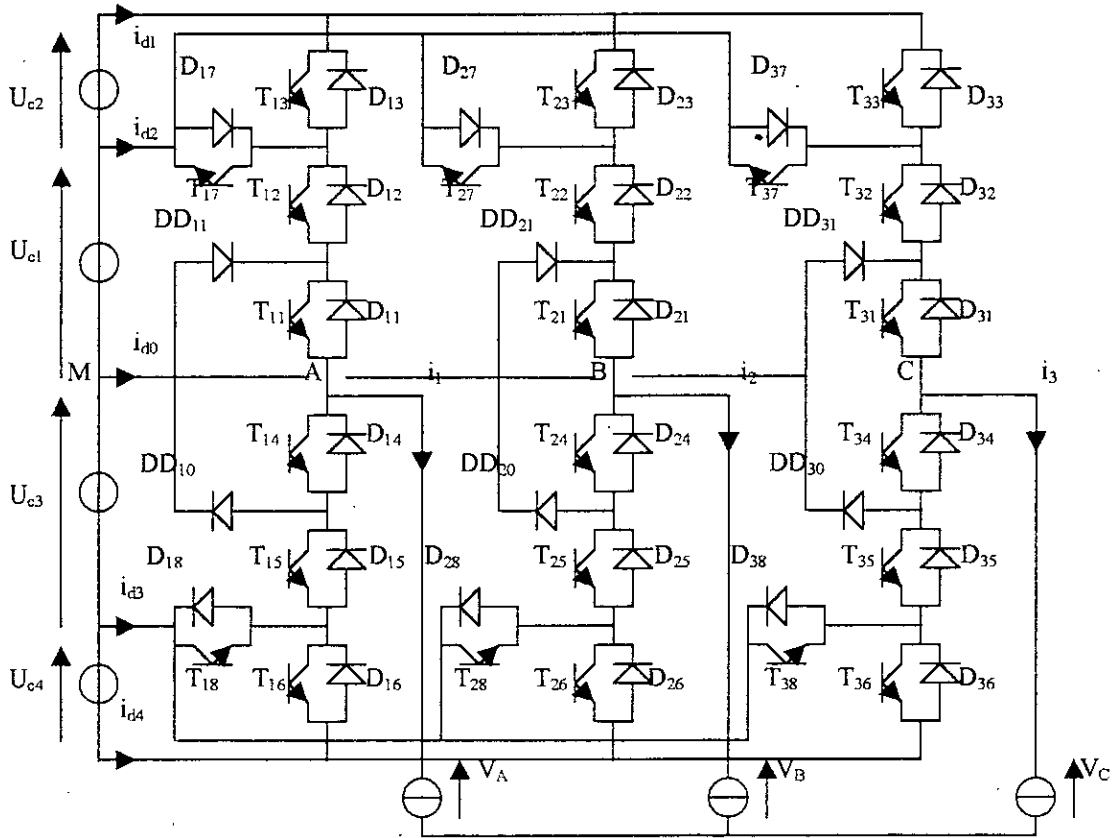


Figure II.1 Schéma de la structure globale de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC

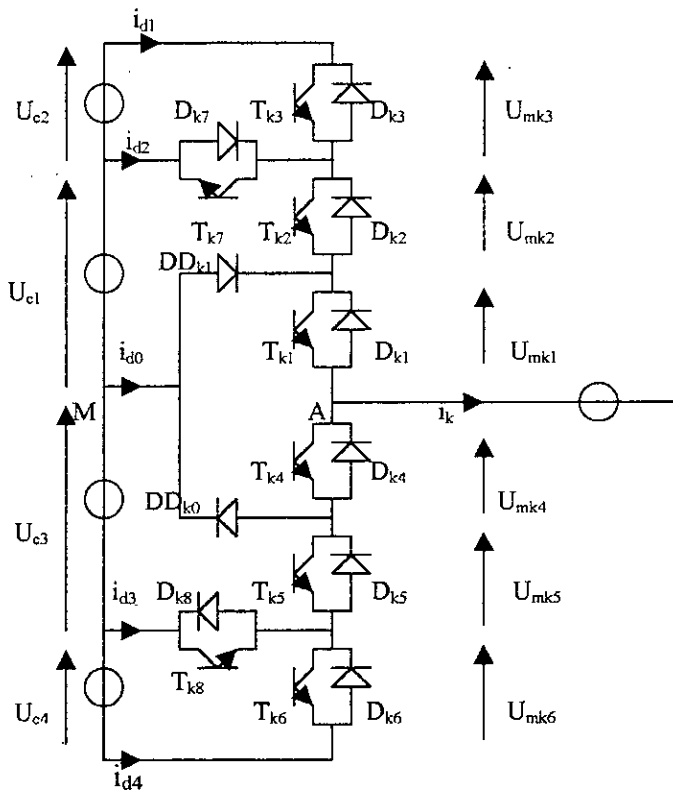


Figure II.2 Structure d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC

I.2 Modélisation du fonctionnement d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux

Vu la complexité de sa structure par la présence d'un nombre important d'interrupteurs, la modélisation du système global serait trop complexe .

Pour cela, on modélisera d'abord un bras de l'onduleur triphasé sans à priori sur la commande et on en déduira le modèle de la structure globale en utilisant l'organigramme de la figure (II.4).

Afin d'élaborer un modèle de fonctionnement d'un bras de l'onduleur et de réduire le nombre de places du réseau de Petri , on représente chaque paire transistor – diode par un seul interrupteur bidirectionnel (figure II.3).

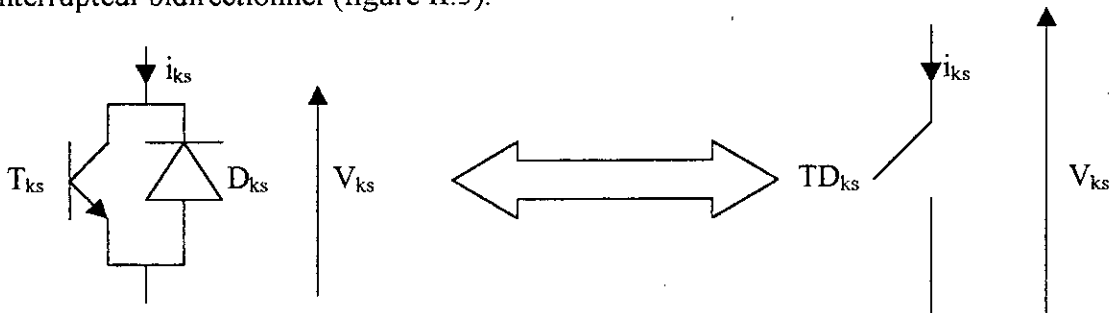


Figure II.3. Equivalence interrupteur bidirectionnel – paire (transistor – diode).

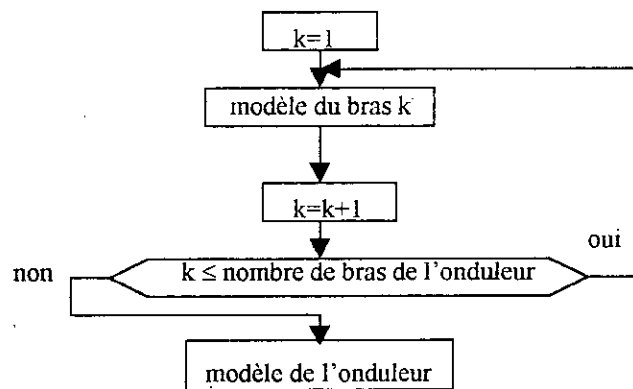


Figure II.4. Algorithme de détermination du modèle d'un onduleur polyphasé à partir de celui d'un bras.

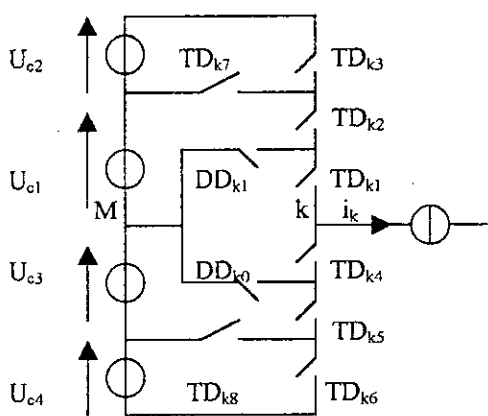
I.2.1 Différentes configurations d'un bras d'onduleur à cinq niveaux

L'analyse topologique d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC montre sept configurations possibles .

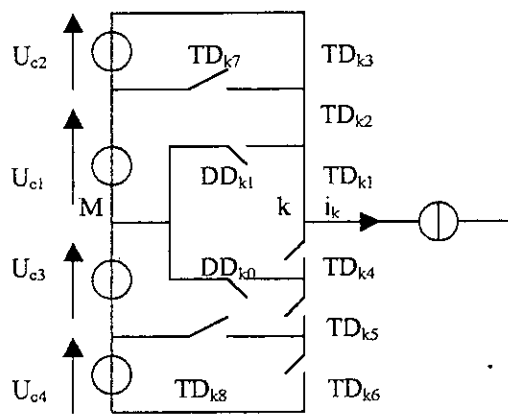
Le tableau I.1 donne les grandeurs qui caractérisent chaque configuration ainsi que l'état de chaque interrupteur. L'état 1 signifie que l'interrupteur est fermé et l'état 0 qu'il est ouvert. Le point M est l'origine des potentiels.

Configuration	valeur caractéristique	Etat des interrupteurs							
		TD _{k1}	TD _{k2}	TD _{k3}	TD _{k4}	TD _{k5}	TD _{k6}	TD _{k7}	TD _{k8}
E ₀	$i_k = 0$	0	0	0	0	0	0	0	0
E ₁	$+2.U_c$	1	1	1	0	0	0	0	0
E ₂	$+U_c$	1	1	0	0	0	0	1	0
E ₃	0	1	0	0	0	0	0	0	0
E ₄	$-U_c$	0	0	0	1	1	0	0	1
E ₅	$-2.U_c$	0	0	0	1	1	1	0	0
E ₆	0	0	0	0	1	0	0	0	0

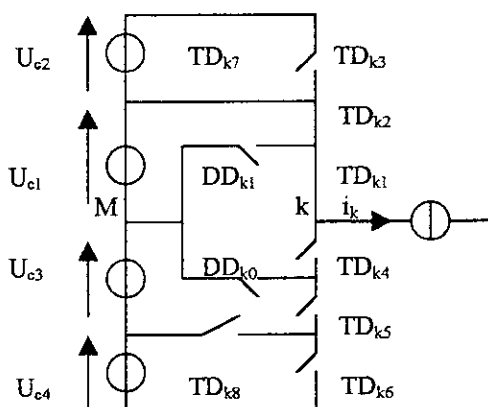
Tableau II.1 Grandeurs électriques et états de chaque interrupteur correspondant à chaque configuration possible d'un onduleur à cinq niveaux.



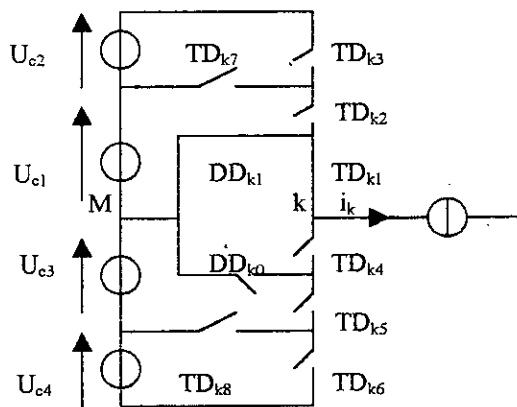
Configuration E₀



Configuration E₁



Configuration E₂



Configuration E₃

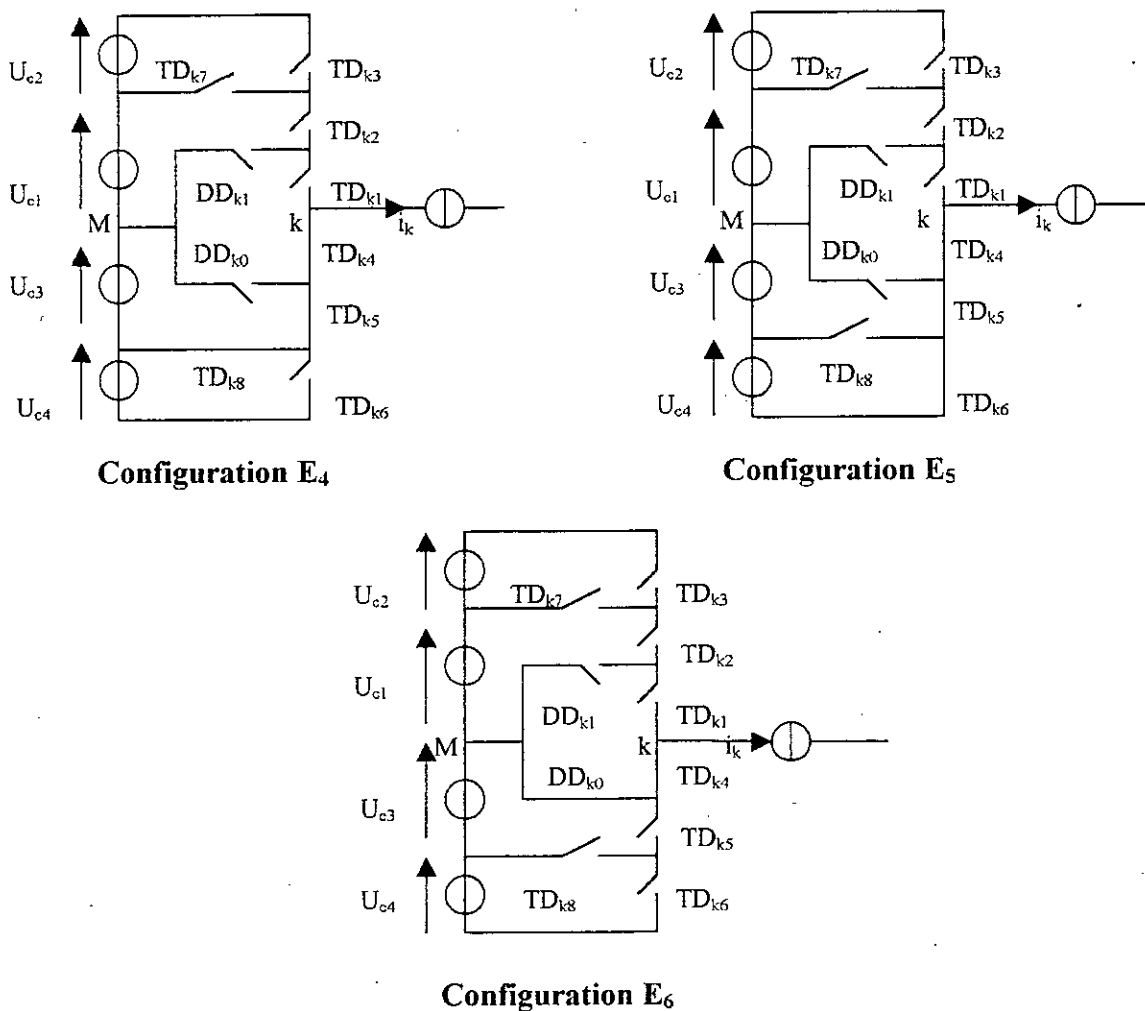


Figure II.5. Sept configurations possibles de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC

I.2.2 Cellule de commutation multi-tripôle

Une cellule de commutation tripôle est constituée de deux interrupteurs qui fonctionnent de manière complémentaire afin d'assurer la continuité énergétique entre les deux sources. Son schéma est représenté à la figure (II.6).

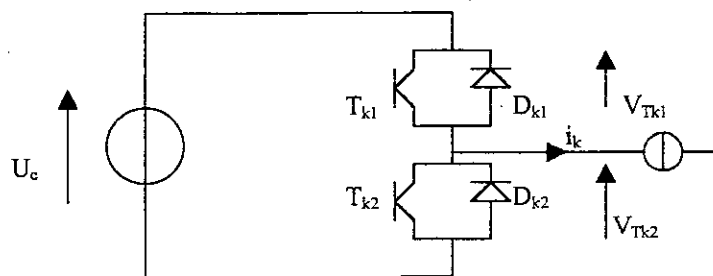


Figure II.6 Cellule de commutation type tripôle

Pour expliciter les conditions de commutation des interrupteurs et préciser le fonctionnement séquentiel de la commande, on met à profit les réseaux de Petri. Ils sont régis par des places équivalentes à des configurations bien précises de la structure étudiée et des conditions de transitions (dites aussi réceptivités) permettant le passage d'une configuration à une autre. Ces réceptivités sont des fonctions logiques entre :

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

Ainsi le réseau de Pétri d'une cellule de commutation tripôle est donné à la figure (II.7).

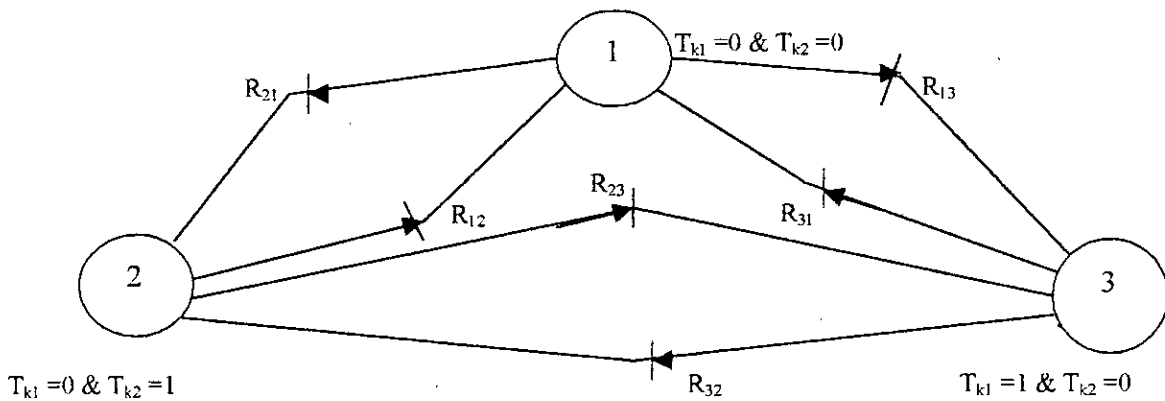
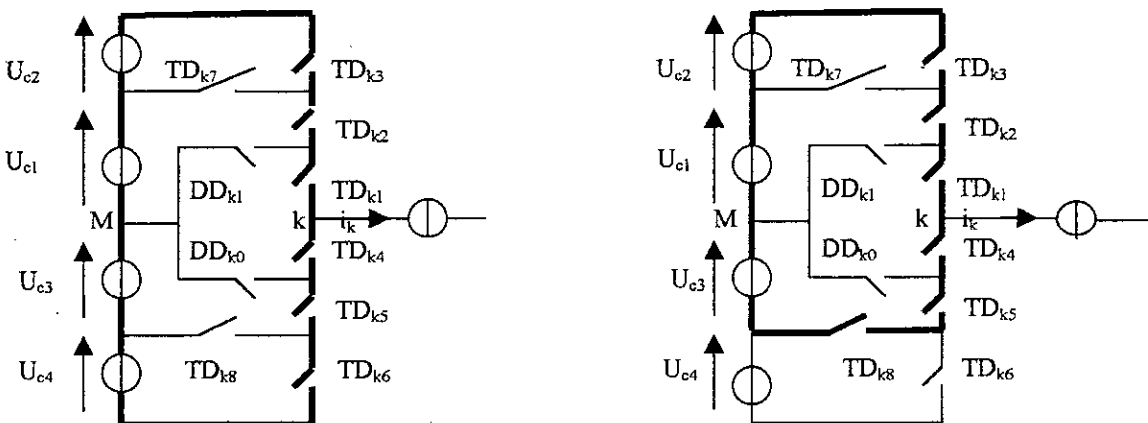


Figure II.7 Réseau de Petri de la cellule de commutation type tripôle

Avec $R_{12} : (V_{Tk2} > 0) \text{ et } B_{k2} \text{ et } (V_{Tk2} < 0)$ $R_{21} : i_{ks} = 0$
 $R_{13} : (V_{Tk1} > 0) \text{ et } B_{k1} \text{ et } (V_{Tk1} < 0)$ $R_{31} : i_{ks} = 0$
 $R_{23} : (B_{k2} \text{ et } i_{ks} < 0) \text{ et } (B_{k1} \text{ et } i_{ks} > 0)$ $R_{32} : (B_{k2} \text{ et } i_{ks} < 0) \text{ et } (B_{k1} \text{ et } i_{ks} > 0)$

Dans le cas de l'onduleur à cinq niveaux , chaque bras constitue une cellule de commutation multi-tripôle. Les semi-conducteurs de cette cellule multi-tripôle se combinent pour donner huit cellules tripôles (figure II.8). Sur cette figure, les éléments constituant chaque cellule sont montrés par de gros traits.



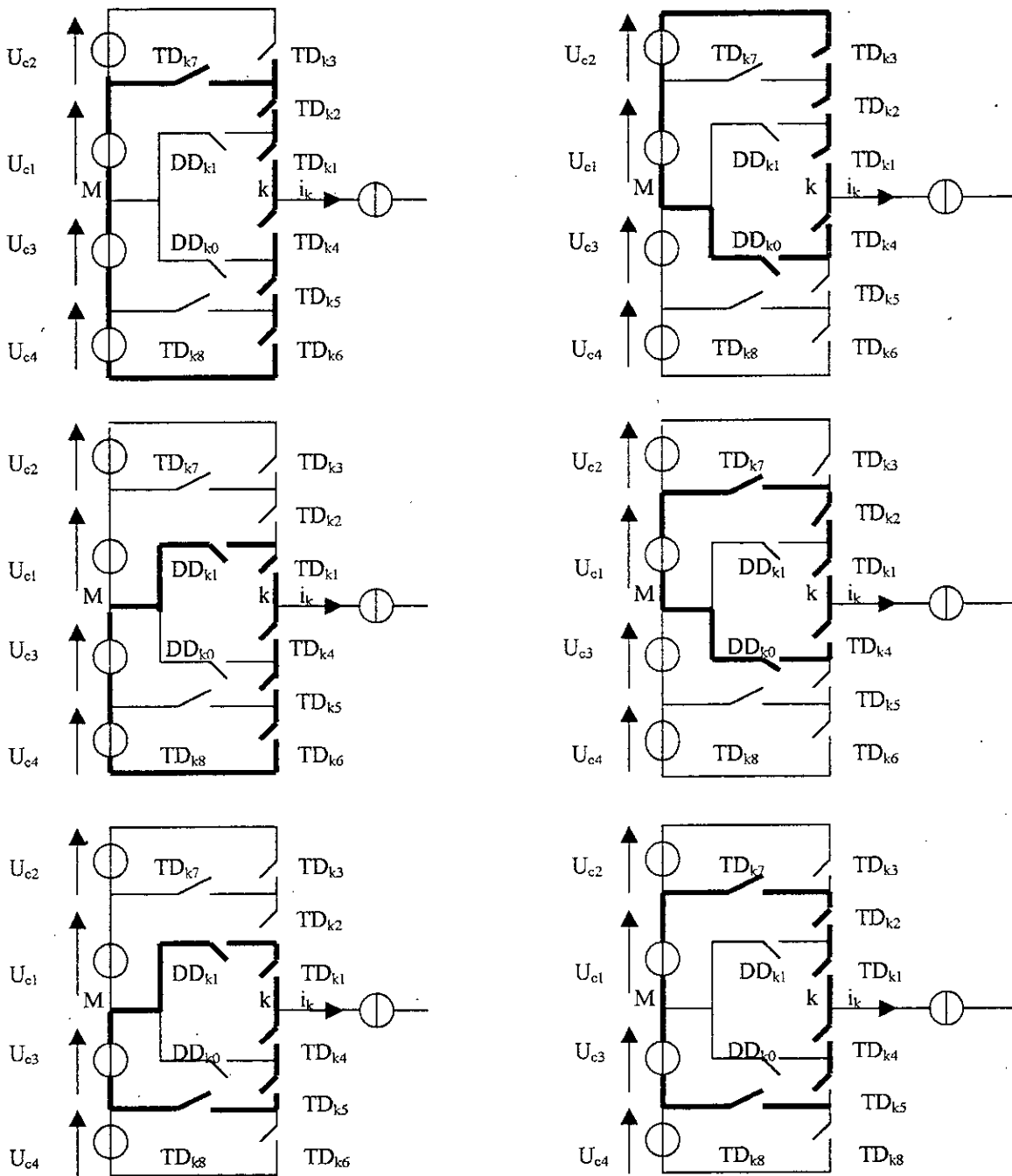


Figure II.8 Les huit cellules tripôles contenues dans la cellule multi-tripôle d'un bras d'onduleur à cinq niveaux à structure NPC.

I.2.3 Réseau de Petri d'un bras d'onduleur à cinq niveaux

Après avoir déterminé les sept configurations possibles et après définition des huit cellules tripôles, on peut déterminer les réceptivités du réseau de Petri de fonctionnement à partir des conditions de transition entre ces différentes configurations et en utilisant les conditions de commutation type dipôle et tripôle. Les réseaux de Petri série et parallèle de fonctionnement de l'onduleur sont donnés respectivement à la figure (II.9) et (II.10). La variable R_{mn} représente la réceptivité de transition de la configuration E_m à la configuration E_n .

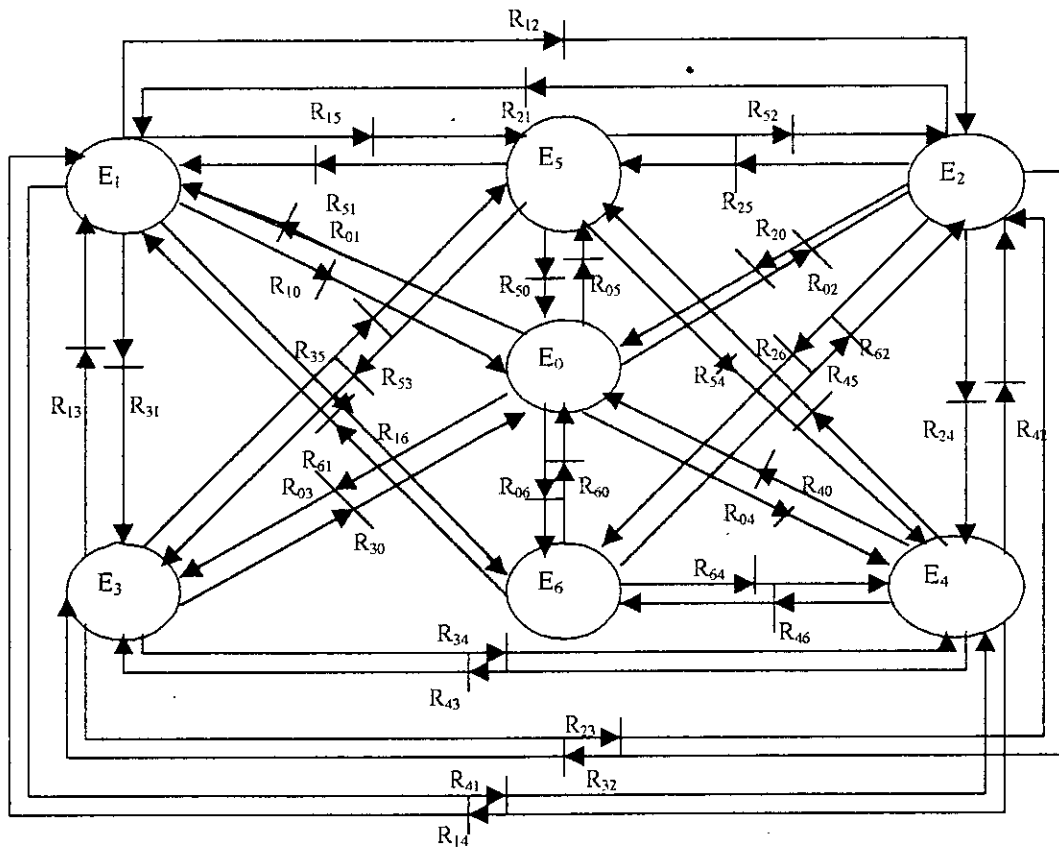


Figure II.9 Schéma du réseau de Petri série du fonctionnement d'un bras d'onduleur à cinq niveaux

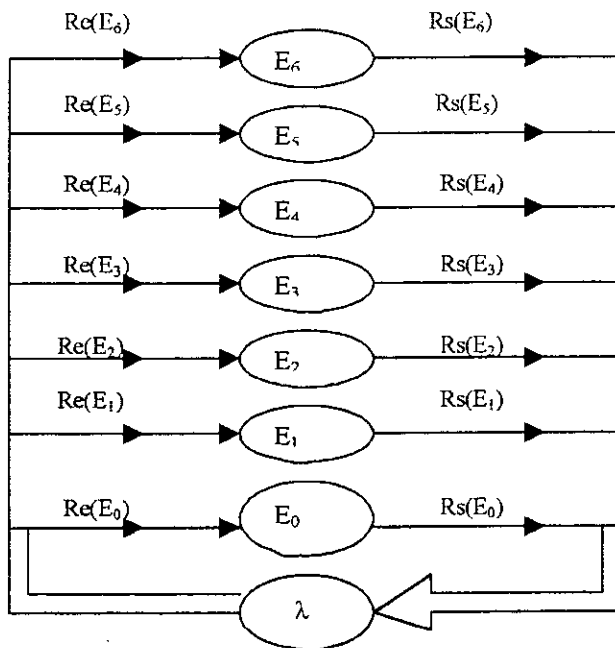


Figure II.10 Schéma du réseau de Petri parallèle du fonctionnement d'un bras d'onduleur à cinq niveaux.

Les différentes réceptivités R_{mn} sont explicitées comme suit :

$$\begin{aligned}
R_{01} &= (B_{k1} \& U_{mk1} > 0 \& B_{k2} \& U_{mk2} > 0 \& B_{k3} \& U_{mk3} > 0) \text{or} (U_{mk1} < 0 \& U_{mk2} < 0 \& U_{mk3} < 0) \\
R_{02} &= (B_{k1} \& U_{mk1} > 0 \& B_{k2} \& U_{mk2} > 0 \& \overline{B_{k3}} \& U_{mk3} < 0) \text{or} (B_{k7} \& U_{mk1} < 0 \& U_{mk2} < 0) \\
R_{03} &= (B_{k1} \& U_{mk1} > 0 \& \overline{B_{k2}}) \\
R_{04} &= (B_{k4} \& U_{mk4} > 0 \& B_{k5} \& U_{mk5} > 0 \& \overline{B_{k6}} \& U_{mk6} < 0) \text{or} (B_{k8} \& U_{mk4} < 0 \& U_{mk5} < 0) \\
R_{05} &= (B_{k4} \& U_{mk4} > 0 \& B_{k5} \& U_{mk5} > 0 \& B_{k6} \& U_{mk6} > 0) \text{or} (U_{mk4} < 0 \& U_{mk5} < 0 \& U_{mk6} < 0) \\
R_{06} &= (B_{k4} \& U_{mk4} > 0 \& B_{k5}) \\
R_{10} &= (i = 0) \\
R_{12} &= (i > 0 \& B_{k1} \& B_{k2} \& \overline{B_{k3}}) \text{or} (i < 0 \& B_{k7}) \\
R_{13} &= (i > 0 \& B_{k1} \& \overline{B_{k2}}) \\
R_{14} &= (i > 0 \& B_{k8}) \text{or} (i < 0 \& B_{k4} \& B_{k5}) \\
R_{15} &= (i > 0 \& B_{k1}) \text{or} (i < 0 \& B_{k4} \& B_{k5} \& B_{k6}) \\
R_{16} &= (i < 0 \& B_{k4} \& \overline{B_{k5}}) \\
R_{20} &= (i = 0) \\
R_{21} &= (i > 0 \& B_{k1} \& B_{k2} \& B_{k3}) \text{or} (i < 0 \& \overline{B_{k7}}) \\
R_{23} &= (i > 0 \& B_{k1} \& \overline{B_{k2}}) \\
R_{24} &= (i > 0 \& \overline{B_{k1}} \& \overline{B_{k8}}) (i < 0 \& B_{k4} \& B_{k5}) \\
R_{25} &= (i > 0 \& \overline{B_{k1}} \& \overline{B_{k8}}) (i < 0 \& B_{k4} \& B_{k5} \& B_{k6}) \\
R_{26} &= (i < 0 \& B_{k4}) \\
R_{30} &= (i = 0) \\
R_{31} &= (i > 0 \& B_{k1} \& B_{k2} \& B_{k3}) \\
R_{32} &= (i > 0 \& B_{k1} \& B_{k2} \& \overline{B_{k3}}) \\
R_{34} &= (i > 0 \& B_{k1} \& B_{k4} \& B_{k5}) \\
R_{35} &= (i > 0 \& \overline{B_{k1}} \& B_{k5} \& B_{k6}) \\
R_{40} &= (i = 0) \\
R_{41} &= (i > 0 \& B_{k1} \& B_{k2} \& B_{k3}) \text{or} (i < 0 \& \overline{B_{k4}}) \\
R_{42} &= (i > 0 \& B_{k1} \& B_{k2} \& \overline{B_{k3}}) \text{or} (i < 0 \& \overline{B_{k4}} \& B_{k7}) \\
R_{43} &= (i > 0 \& B_{k1} \& \overline{B_{k2}}) \\
R_{45} &= (i > 0 \& \overline{B_{k8}}) \text{or} (i < 0 \& B_{k4} \& B_{k5} \& B_{k6}) \\
R_{46} &= (i > 0 \& \overline{B_{k5}}) \\
R_{50} &= (i = 0) \\
R_{51} &= (i > 0 \& B_{k1} \& B_{k2} \& B_{k3}) \text{or} (i < 0 \& \overline{B_{k4}}) \\
R_{52} &= (i > 0 \& B_{k1} \& B_{k2} \& \overline{B_{k3}}) \text{or} (i < 0 \& \overline{B_{k4}} \& B_{k7}) \\
R_{53} &= (i > 0 \& B_{k1} \& \overline{B_{k2}}) \\
R_{54} &= (i > 0 \& \overline{B_{k8}}) \text{or} (i < 0 \& B_{k6} \& B_{k8}) \\
R_{56} &= (i < 0 \& \overline{B_{k5}}) \\
R_{60} &= (i = 0) \\
R_{61} &= (i < 0 \& B_{k4}) \\
R_{62} &= (i < 0 \& \overline{B_{k4}} \& B_{k7}) \\
R_{64} &= (i < 0 \& B_{k5} \& \overline{B_{k6}}) \\
R_{65} &= (i < 0 \& B_{k4} \& B_{k5} \& B_{k6})
\end{aligned}$$

Remarque : Les réceptivités R_{36} et R_{63} n'existent pas car pour que le courant change de signe, il faut qu'il s'annule d'abord.

Les différentes réceptivités R_e et R_s du réseau de Petri parallèle s'expriment en fonction des réceptivités de transition R_{mn} comme suit :

a- Réceptivité d'entrée du réseau de Petri parallèle

$$Re(E_0) = (PRdp=E_1) \& R_{10} + (PRdp=E_2) \& R_{20} + (PRdp=E_3) \& R_{30} + (PRdp=E_4) \& R_{40} + (PRdp=E_5) \& R_{50} + (PRdp=E_6) \& R_{60}$$

$$Re(E_1) = (PRdp=E_0) \& R_{01} + (PRdp=E_1) \& R_{21} + (PRdp=E_3) \& R_{31} + (PRdp=E_4) \& R_{41} + (PRdp=E_5) \& R_{51} + (PRdp=E_6) \& R_{61}$$

$$Re(E_2) = (PRdp=E_0) \& R_{02} + (PRdp=E_1) \& R_{12} + (PRdp=E_3) \& R_{32} + (PRdp=E_4) \& R_{42} + (PRdp=E_5) \& R_{52} + (PRdp=E_6) \& R_{62}$$

$$Re(E_3) = (PRdp=E_0) \& R_{03} + (PRdp=E_1) \& R_{13} + (PRdp=E_2) \& R_{23} + (PRdp=E_4) \& R_{43} + (PRdp=E_5) \& R_{53}$$

$$Re(E_4) = (PRdp=E_0) \& R_{04} + (PRdp=E_1) \& R_{14} + (PRdp=E_2) \& R_{24} + (PRdp=E_3) \& R_{34} + (PRdp=E_5) \& R_{54} + (PRdp=E_6) \& R_{64}$$

$$Re(E_5) = (PRdp=E_0) \& R_{05} + (PRdp=E_1) \& R_{15} + (PRdp=E_2) \& R_{25} + (PRdp=E_3) \& R_{35} + (PRdp=E_4) \& R_{45} + (PRdp=E_6) \& R_{65}$$

$$Re(E_6) = (PRdp=E_0) \& R_{06} + (PRdp=E_1) \& R_{16} + (PRdp=E_2) \& R_{26} + (PRdp=E_4) \& R_{46} + (PRdp=E_5) \& R_{56}$$

b- Réceptivité de sortie du réseau de Petri parallèle

$$Rs(E_0) = (PRdp=E_0) \& (R_{01} + R_{02} + R_{03} + R_{04} + R_{05} + R_{06})$$

$$Rs(E_1) = (PRdp=E_1) \& (R_{10} + R_{12} + R_{13} + R_{14} + R_{15} + R_{16})$$

$$Rs(E_2) = (PRdp=E_2) \& (R_{20} + R_{21} + R_{23} + R_{24} + R_{25} + R_{26})$$

$$Rs(E_3) = (PRdp=E_3) \& (R_{30} + R_{31} + R_{32} + R_{34} + R_{35})$$

$$Rs(E_4) = (PRdp=E_4) \& (R_{40} + R_{41} + R_{42} + R_{43} + R_{45} + R_{46})$$

$$Rs(E_5) = (PRdp=E_5) \& (R_{50} + R_{51} + R_{52} + R_{53} + R_{54} + R_{56})$$

$$Rs(E_6) = (PRdp=E_6) \& (R_{60} + R_{61} + R_{62} + R_{64} + R_{65})$$

Remarque : PRdp est une variable qui indique la configuration active du bras de l'onduleur à cinq niveaux.

II. Modélisation des onduleurs triphasés à cinq niveaux

Le modèle de l'onduleur à cinq niveaux se déduit de celui de son bras en utilisant l'algorithme de la figure (II.4).

Le type d'alimentation d'une charge couplée à l'onduleur triphasé est défini à partir des modèles des différents bras du convertisseur comme suit :

$$(Place_bras[1] \neq E_0) \& (Place_bras[2] \neq E_0) \& (Place_bras[3] \neq E_0) \Rightarrow \text{model} = 3$$

$$(Place_bras[1] = E_0) \& (Place_bras[2] \neq E_0) \& (Place_bras[3] \neq E_0) \Rightarrow \text{model} = 1, \text{ bras-ouvert} = 1$$

$$(Place_bras[1] \neq E_0) \& (Place_bras[2] = E_0) \& (Place_bras[3] \neq E_0) \Rightarrow \text{model} = 1, \text{ bras-ouvert} = 2$$

$$(Place_bras[1] \neq E_0) \& (Place_bras[2] \neq E_0) \& (Place_bras[3] = E_0) \Rightarrow \text{model} = 1, \text{ bras-ouvert} = 3$$

Dans tous les autres cas, on a model = 0, bras-ouvert = 1, 2 et 3.

Remarques :

Place_bras est un vecteur qui pour chaque bras indique la place active de son réseau de Petri.

bras-ouvert est une variable qui indique le bras totalement ouvert (tous les interrupteurs du bras sont bloqués).

model est une variable qui indique le type d'alimentation de la charge (model=0 ⇒ charge déconnectée ; model=1 ⇒ alimentation monophasée ; model=3 ⇒ alimentation triphasée).

II.1 Modèle de connaissance de l'onduleur à cinq niveaux

II.1.1 Commandabilité des convertisseurs statiques

Un convertisseur statique est dit en mode commandable si les conditions de transitions entre ses différentes configurations ne dépendent que de la commande externe des composants (commande des bases des transistors) et non pas des commandes internes (grandeurs électriques) [Berkouk 95] [Guillaud 92] [Plateaux 94]. Cela impose une conduction continue du convertisseur. On supposera dans tout ce qui suit que cette condition est toujours vérifiée.

La structure d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux est représentée à la figure (II.2). Plusieurs commandes complémentaires sont possibles pour l'onduleur à cinq niveaux. On adopte :

$$\left\{ \begin{array}{l} B_{k1} = \overline{B_{k5}} \\ B_{k2} = \overline{B_{k4}} \\ B_{k3} = \overline{B_{k6}} \\ B_{k7} = B_{k1} \cdot B_{k2} \cdot \overline{B_{k3}} \\ B_{k8} = B_{k4} \cdot B_{k5} \cdot \overline{B_{k6}} \end{array} \right. \quad (\text{II.1})$$

B_{ks} étant la commande de base du transistor T_{ks} du bras k .

Pour passer du modèle de connaissance au modèle de commande on utilise la notion de fonction. On définit alors les fonctions suivantes :

II.1.2 Fonction de connexion

La fonction de connexion (F_i) décrit l'état d'un interrupteur. Cette fonction vaut 1 si l'interrupteur est fermé et 0 si celui-ci est ouvert.

II.1.3 Fonction de commutation

Cette fonction (F_c) est liée à une cellule de commutation . Chaque interrupteur i introduit sa fonction de connexion (F_i). Dans une cellule à n interrupteurs, la fonction de connexion de l'interrupteur i est liée à la fonction de commutation f_c par la relation suivante :

$$F_i = \frac{1}{n} \left\{ 1 + F_c \left[t - (i-1) \cdot \frac{T}{n} \right] \right\} \quad (\text{II.2})$$

T étant la période de fonctionnement de la cellule de commutation.

Avec la commande complémentaire (II.1), les fonctions de connexion des interrupteurs du bras k sont liées entre elles par les relations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{K1} = 1 - F_{K5} \\ F_{K2} = 1 - F_{K4} \\ F_{K3} = 1 - F_{K6} \\ F_{K7} = F_{K1} \cdot F_{K2} \cdot (1 - F_{K3}) \\ F_{K8} = F_{K4} \cdot F_{K5} \cdot (1 - F_{K6}) \end{array} \right. \quad (II.3)$$

En mode commandable, le réseau de Petri de fonctionnement d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux se réduit à celui de la figure II.11. On note la disparition de l'étape E_0 .

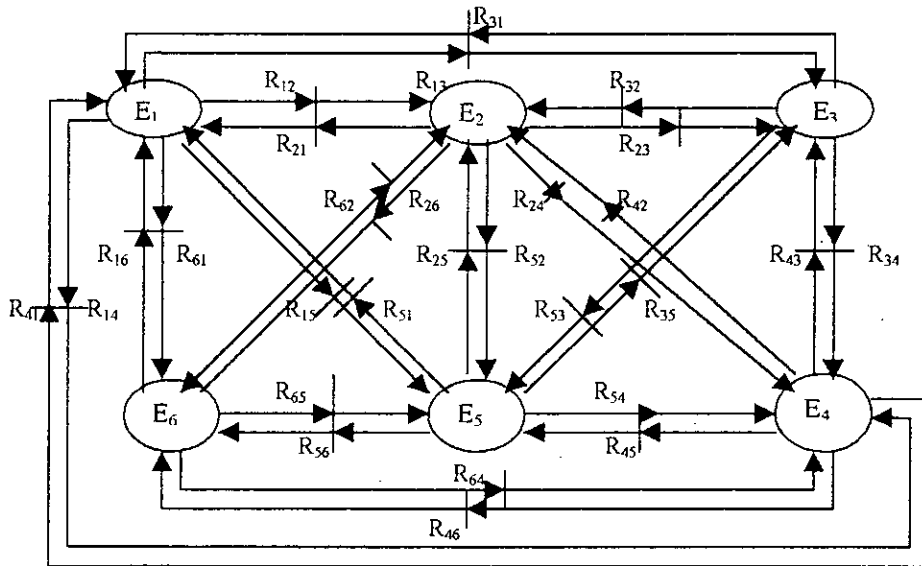


Figure II.11 Modèle d'un bras d'onduleur à cinq niveaux en mode commandable

On définit pour l'onduleur à cinq niveaux une fonction de commutation F_K^i associée à la cellule i du bras k ($i=1,2$ ou 3). On appellera cellule 1 du bras la paire d'interrupteurs (T_{k1}, T_{k5}), la cellule 2 la paire (T_{k2}, T_{k4}) et la cellule 3 la paire (T_{k3}, T_{k6}). La cellule 4 est constituée des interrupteurs ($T_{k7}, T_{k1}, T_{k2}, T_{k3}$) et la cellule 5 des interrupteurs ($T_{k8}, T_{k4}, T_{k5}, T_{k6}$).

On a alors :

- F_K^1 : Fonction de commutation associée à la cellule 1.
- F_K^2 : Fonction de commutation associée à la cellule 2.
- F_K^3 : Fonction de commutation associée à la cellule 3.
- F_K^4 : Fonction de commutation associée à la cellule 4.
- F_K^5 : Fonction de commutation associée à la cellule 5.

Ainsi, les relations entre les fonctions de connexion et les fonctions de commutation des cellules correspondantes s'expriment comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{k1} = \frac{1}{2} \{1 + F_k^1(t)\} \\ F_{k2} = \frac{1}{2} \{1 + F_k^2(t)\} \\ F_{k3} = \frac{1}{2} \{1 + F_k^3(t)\} \\ F_{k7} = \frac{1}{2} \{1 + F_k^4(t)\} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} F_{k4} = \frac{1}{2} \left\{1 + F_k^2\left(t - \frac{T}{2}\right)\right\} \\ F_{k5} = \frac{1}{2} \left\{1 + F_k^1\left(t - \frac{T}{2}\right)\right\} \\ F_{k6} = \frac{1}{2} \left\{1 + F_k^3\left(t - \frac{T}{2}\right)\right\} \\ F_{k8} = \frac{1}{2} \{1 + F_k^5(t)\} \end{array} \right. \quad (II.4)$$

Les potentiels des nœuds A,B,C de l'onduleur triphasé à cinq niveaux , par rapport au point milieu M de la source de tension d'entrée et utilisant les fonctions de connexion des interrupteurs, sont donnés par le système suivant :

$$\begin{aligned} V_{AM} &= \{F_{11} \cdot F_{12} \cdot F_{13} \cdot (U_{c1} + U_{c2}) + F_{11} \cdot F_{12} \cdot \overline{F_{13}} \cdot (U_{c1})\} - \{F_{14} \cdot F_{15} \cdot F_{16} \cdot (U_{c3} + U_{c4}) + F_{14} \cdot F_{15} \cdot \overline{F_{16}} \cdot (U_{c1})\} \\ V_{BM} &= \{F_{21} \cdot F_{22} \cdot F_{23} \cdot (U_{c1} + U_{c2}) + F_{21} \cdot F_{22} \cdot \overline{F_{23}} \cdot (U_{c1})\} - \{F_{24} \cdot F_{25} \cdot F_{26} \cdot (U_{c3} + U_{c4}) + F_{24} \cdot F_{25} \cdot \overline{F_{26}} \cdot (U_{c1})\} \\ V_{CM} &= \{F_{31} \cdot F_{32} \cdot F_{33} \cdot (U_{c1} + U_{c2}) + F_{31} \cdot F_{32} \cdot \overline{F_{33}} \cdot (U_{c1})\} - \{F_{34} \cdot F_{35} \cdot F_{36} \cdot (U_{c3} + U_{c4}) + F_{34} \cdot F_{35} \cdot \overline{F_{36}} \cdot (U_{c1})\} \end{aligned} \quad (II.5)$$

En supposant que $U_{c1} = U_{c2} = U_{c3} = U_{c4} = U_c$, les relations (II.5) précédentes deviennent alors :

$$\begin{aligned} V_{AM} &= \{F_{11} \cdot F_{12} \cdot F_{13} \cdot (2U_c) + F_{11} \cdot F_{12} \cdot \overline{F_{13}} \cdot (U_c)\} - \{F_{14} \cdot F_{15} \cdot F_{16} \cdot (2U_c) + F_{14} \cdot F_{15} \cdot \overline{F_{16}} \cdot (U_c)\} \\ V_{BM} &= \{F_{21} \cdot F_{22} \cdot F_{23} \cdot (2U_c) + F_{21} \cdot F_{22} \cdot \overline{F_{23}} \cdot (U_c)\} - \{F_{24} \cdot F_{25} \cdot F_{26} \cdot (2U_c) + F_{24} \cdot F_{25} \cdot \overline{F_{26}} \cdot (U_c)\} \\ V_{CM} &= \{F_{31} \cdot F_{32} \cdot F_{33} \cdot (2U_c) + F_{31} \cdot F_{32} \cdot \overline{F_{33}} \cdot (U_c)\} - \{F_{34} \cdot F_{35} \cdot F_{36} \cdot (2U_c) + F_{34} \cdot F_{35} \cdot \overline{F_{36}} \cdot (U_c)\} \end{aligned} \quad (II.6)$$

Pour l'onduleur à cinq niveaux et dans le but de simplifier les équations, on définit les fonctions de connexion des demi bras qui est fonction des fonctions de connexion des interrupteurs. Elle est notée : F_{km}^b ou k désigne le numéro du bras et m le demi bras (m=1 pour le demi bras du haut et m=0 pour le demi bras du bas).

Pour le bras k , les fonctions de connexion des demi bras s'expriment à l'aide des fonctions des interrupteurs comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \cdot F_{k3} \\ F_{k0}^b = F_{k4} \cdot F_{k5} \cdot F_{k6} \\ F_{k7} = F_{k1} \cdot F_{k2} \cdot \overline{F_{k3}} \\ F_{k8} = \overline{F_{k4}} \cdot F_{k5} \cdot \overline{F_{k6}} \end{array} \right. \quad (II.7)$$

En introduisant ces fonctions de connexion des demi bras dans le système (II.5) on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{AM} = \{F_{11}^b \cdot (U_{c1} + U_{c2}) + F_{17} \cdot (U_{c1})\} - \{F_{10}^b \cdot (U_{c3} + U_{c4}) + F_{18} \cdot (U_{c3})\} \\ V_{BM} = \{F_{21}^b \cdot (U_{c1} + U_{c2}) + F_{27} \cdot (U_{c1})\} - \{F_{20}^b \cdot (U_{c3} + U_{c4}) + F_{28} \cdot (U_{c3})\} \\ V_{CM} = \{F_{31}^b \cdot (U_{c1} + U_{c2}) + F_{37} \cdot (U_{c1})\} - \{F_{30}^b \cdot (U_{c3} + U_{c4}) + F_{38} \cdot (U_{c3})\} \end{array} \right. \quad (II.8)$$

En introduisant les fonctions de connexion des demi bras dans le système (II.6) on aboutit à :

$$\begin{cases} V_{AM} = \{(2.F_{11}^b + F_{17}) - (2.F_{10}^b + F_{14})\}U_c \\ V_{BM} = \{(2.F_{21}^b + F_{27}) - (2.F_{20}^b + F_{28})\}U_c \\ V_{CM} = \{(2.F_{31}^b + F_{37}) - (2.F_{30}^b + F_{38})\}U_c \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

D'après les équations du système (II.8), on constate qu'un onduleur à cinq niveaux est équivalent à la mise en série de deux onduleurs à trois niveaux ou à la mise en série de quatre onduleurs à deux niveaux.

En comparant les expressions du système (II.8) avec les expressions correspondant aux onduleurs à deux et trois niveaux, on remarque une certaine analogie. Les fonctions de connexion des demi bras (pour les onduleurs à trois niveaux) et les fonctions de connexion des interrupteurs sont remplacées par les expressions entre parenthèses.

On exprime les différentes tensions composées de l'onduleur à cinq niveaux à l'aide des fonctions de connexion des interrupteurs de la manière suivante :

$$U_{AB} = V_{AM} - V_{BM} = \{(F_{11}.F_{12}.F_{13}) - (F_{21}.F_{22}.F_{23})\}(U_{c1} + U_{c2}) + \{(F_{11}.F_{12}.\overline{F_{13}}) + (F_{21}.F_{22}.\overline{F_{23}})\}(U_{c1}) - \{(F_{14}.F_{15}.F_{16}) + (F_{24}.F_{25}.F_{26})\}(U_{c3} + U_{c4}) - \{(F_{14}.F_{15}.\overline{F_{16}}) + (F_{24}.F_{25}.\overline{F_{26}})\}(U_{c3}) \quad (\text{II.10})$$

$$U_{BC} = V_{BM} - V_{CM} = \{(F_{21}.F_{22}.F_{23}) - (F_{31}.F_{32}.F_{33})\}(U_{c1} + U_{c2}) + \{(F_{21}.F_{22}.\overline{F_{23}}) + (F_{31}.F_{32}.\overline{F_{33}})\}(U_{c1}) - \{(F_{24}.F_{25}.F_{26}) + (F_{34}.F_{35}.F_{36})\}(U_{c3} + U_{c4}) - \{(F_{24}.F_{25}.\overline{F_{26}}) + (F_{34}.F_{35}.\overline{F_{36}})\}(U_{c3})$$

$$U_{CA} = V_{CM} - V_{AM} = \{(F_{31}.F_{32}.F_{33}) - (F_{11}.F_{12}.F_{13})\}(U_{c1} + U_{c2}) + \{(F_{31}.F_{32}.\overline{F_{33}}) + (F_{11}.F_{12}.\overline{F_{13}})\}(U_{c1}) - \{(F_{34}.F_{35}.F_{36}) + (F_{14}.F_{15}.F_{16})\}(U_{c3} + U_{c4}) - \{(F_{34}.F_{35}.\overline{F_{36}}) + (F_{14}.F_{15}.\overline{F_{16}})\}(U_{c3})$$

Dans le cas où $U_{c1} = U_{c2} = U_{c3} = U_{c4} = U_c$, la relation précédente devient :

$$\begin{cases} U_{AB} = \{2.[(F_{11}.F_{12}.F_{13}) - (F_{21}.F_{22}.F_{23}) - (F_{14}.F_{15}.F_{16}) - (F_{24}.F_{25}.F_{26})] + [(F_{11}.F_{12}.\overline{F_{13}}) + (F_{21}.F_{22}.\overline{F_{23}}) + (F_{14}.F_{15}.\overline{F_{16}}) + (F_{24}.F_{25}.\overline{F_{26}})]\}(U_c) \\ U_{BC} = \{2.[(F_{21}.F_{22}.F_{23}) - (F_{31}.F_{32}.F_{33}) - (F_{24}.F_{25}.F_{26}) - (F_{34}.F_{35}.F_{36})] + [(F_{21}.F_{22}.\overline{F_{23}}) + (F_{31}.F_{32}.\overline{F_{33}}) + (F_{24}.F_{25}.\overline{F_{26}}) + (F_{34}.F_{35}.\overline{F_{36}})]\}(U_c) \\ U_{CA} = \{2.[(F_{31}.F_{32}.F_{33}) - (F_{11}.F_{12}.F_{13}) - (F_{34}.F_{35}.F_{36}) - (F_{14}.F_{15}.F_{16})] + [(F_{31}.F_{32}.\overline{F_{33}}) + (F_{11}.F_{12}.\overline{F_{13}}) + (F_{34}.F_{35}.\overline{F_{36}}) + (F_{14}.F_{15}.\overline{F_{16}})]\}(U_c) \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

En utilisant les fonctions de connexion des demi bras dans les relations (II.10) et (II.11), on obtient respectivement (II.12) et (II.13).

$$\begin{aligned}
U_{AB} &= [(F_{11}^b - F_{21}^b).(U_{c1} + U_{c2}) + (F_{17} - F_{27}).U_{c1}] - [(F_{10}^b - F_{20}^b).(U_{c3} + U_{c4}) + (F_{18} - F_{28}).U_{c3}] \\
U_{BC} &= [(F_{21}^b - F_{31}^b).(U_{c1} + U_{c2}) + (F_{27} - F_{37}).U_{c1}] - [(F_{20}^b - F_{30}^b).(U_{c3} + U_{c4}) + (F_{28} - F_{38}).U_{c3}] \\
U_{CA} &= [(F_{31}^b - F_{11}^b).(U_{c1} + U_{c2}) + (F_{37} - F_{17}).U_{c1}] - [(F_{30}^b - F_{10}^b).(U_{c3} + U_{c4}) + (F_{38} - F_{18}).U_{c3}]
\end{aligned} \quad (\text{II.12})$$

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2.(F_{11}^b - F_{10}^b) + (F_{17} - F_{18}) \\ 2.(F_{21}^b - F_{20}^b) + (F_{27} - F_{28}) \\ 2.(F_{31}^b - F_{30}^b) + (F_{37} - F_{38}) \end{bmatrix} U_c \quad (\text{II.13})$$

Les tensions simples sont liées aux tensions composées par la relation suivante :

$$\begin{cases} V_{AN} = V_A = \frac{(U_{AB} - U_{CA})}{3} \\ V_{BN} = V_B = \frac{(U_{BC} - U_{AB})}{3} \\ V_{CN} = V_c = \frac{(U_{CA} - U_{BC})}{3} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

Ainsi, les tensions simples s'expriment comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2.(F_{11}^b - F_{10}^b) + (F_{17} - F_{18}) \\ 2.(F_{21}^b - F_{20}^b) + (F_{27} - F_{28}) \\ 2.(F_{31}^b - F_{30}^b) + (F_{37} - F_{38}) \end{bmatrix} U_c \quad (\text{II.15})$$

En ce qui concerne les courants, on écrit la relation donnant les courants d'entrée i_{d1} , i_{d2} , i_{d3} , i_{d4} et i_{d0} de l'onduleur en fonction des courants i_1 , i_2 et i_3 de sa charge et cela en utilisant les fonctions de connexion des interrupteurs :

$$\begin{cases} i_{d1} = (F_{11}.F_{12}.F_{13}).i_1 + (F_{21}.F_{22}.F_{23}).i_2 + (F_{31}.F_{32}.F_{33}).i_3 \\ i_{d2} = (F_{11}.F_{12}.\overline{F_{13}}).i_1 + (F_{21}.F_{22}.\overline{F_{23}}).i_2 + (F_{31}.F_{32}.\overline{F_{33}}).i_3 \\ i_{d3} = (F_{14}.F_{15}.\overline{F_{16}}).i_1 + (F_{24}.F_{25}.\overline{F_{26}}).i_2 + (F_{34}.F_{35}.\overline{F_{36}}).i_3 \\ i_{d4} = (F_{14}.F_{15}.F_{16}).i_1 + (F_{24}.F_{25}.F_{26}).i_2 + (F_{34}.F_{35}.F_{36}).i_3 \\ i_{d0} = i_1 + i_2 + i_3 - i_{d1} - i_{d2} - i_{d3} - i_{d4} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

En utilisant les fonctions de connexion des demi bras on aboutit à :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11}^b i_1 + F_{21}^b i_2 + F_{31}^b i_3 \\ i_{d2} = F_{17} i_1 + F_{27} i_2 + F_{37} i_3 \\ i_{d3} = F_{18} i_1 + F_{28} i_2 + F_{38} i_3 \\ i_{d4} = F_{10}^b i_1 + F_{20}^b i_2 + F_{30}^b i_3 \\ i_{d0} = (1 - F_{11}^b - F_{17} - F_{10}^b - F_{18}) i_1 + (1 - F_{21}^b - F_{27} - F_{20}^b - F_{28}) i_2 + (1 - F_{31}^b - F_{37} - F_{30}^b - F_{38}) i_3 \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

Pour la définition des relations de conversion simple ou composées de l'onduleur à cinq niveaux, on prend comme vecteur d'état $[U_{c1} \ U_{c2} \ U_{c3} \ U_{c4} \ i_1 \ i_2 \ i_3]$ et ses entrées internes sont $[V_A \ V_B \ V_C \ i_{d1} \ i_{d2} \ i_{d3} \ i_{d4} \ i_{d0}]$ ou $[U_{AB} \ U_{BC} \ U_{CA} \ i_{d1} \ i_{d2} \ i_{d3} \ i_{d4} \ i_{d0}]$

Relations de conversion simples

On définit les relations de conversion simples comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d3} \\ i_{d4} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \\ U_{c3} \\ U_{c4} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

$$N(t) = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & A_{13} & A_{14} & 0 & 0 & 0 \\ A_{21} & A_{22} & A_{23} & A_{24} & 0 & 0 & 0 \\ A_{31} & A_{32} & A_{33} & A_{34} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & A_{45} & A_{46} & A_{47} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & A_{55} & A_{56} & A_{57} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & A_{65} & A_{66} & A_{67} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & A_{75} & A_{76} & A_{77} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & A_{85} & A_{86} & A_{87} \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

Les différents termes de la matrice de conversion simple $N(t)$ sont explicités ci dessous :

$$A_{11} = \frac{1}{3} \{ 2.(F_{11}^b + F_{17}) - (2.F_{21}^b + F_{27}) - (F_{31}^b + F_{37}) \}$$

$$A_{12} = \frac{1}{3} \{ 2.F_{11}^b - F_{21}^b - F_{31}^b \}$$

$$A_{13} = \frac{1}{3} \{ -2.(F_{10}^b + F_{18}) + (F_{20}^b + F_{28}) + (F_{30}^b + F_{38}) \}$$

$$A_{14} = \frac{1}{3} \{ 2.F_{10}^b - F_{20}^b - F_{30}^b \}$$

$$\begin{aligned}
 A_{21} &= \frac{1}{3} \left\{ -(F_{11}^b + F_{17}) + 2.(F_{21}^b + F_{27}) - (F_{31}^b + F_{37}) \right\} \\
 A_{22} &= \frac{1}{3} \left\{ -F_{11}^b + 2.F_{21}^b - F_{31}^b \right\} \\
 A_{23} &= \frac{1}{3} \left\{ (F_{10}^b + F_{18}) - 2.(F_{20}^b + F_{28}) + (F_{30}^b + F_{38}) \right\} \\
 A_{24} &= \frac{1}{3} \left\{ -F_{10}^b + 2.F_{20}^b - F_{30}^b \right\} \\
 A_{31} &= \frac{1}{3} \left\{ -(F_{11}^b + F_{17}) - (F_{21}^b + F_{27}) - 2.(F_{31}^b + F_{37}) \right\} \\
 A_{32} &= \frac{1}{3} \left\{ -F_{11}^b - F_{21}^b + 2.F_{31}^b \right\} \\
 A_{33} &= \frac{1}{3} \left\{ (F_{10}^b + F_{18}) + (F_{20}^b + F_{28}) - 2.(F_{30}^b + F_{38}) \right\} \\
 A_{34} &= \frac{1}{3} \left\{ -F_{10}^b - F_{20}^b + 2.F_{30}^b \right\} \\
 A_{45} &= F_{11}^b \quad ; \quad A_{46} = F_{21}^b \quad ; \quad A_{47} = F_{31}^b \quad ; \quad A_{55} = F_{17} \quad ; \quad A_{56} = F_{27} \quad ; \quad A_{57} = F_{37} \\
 A_{65} &= F_{18} \quad ; \quad A_{66} = F_{28} \quad ; \quad A_{67} = F_{38} \quad ; \quad A_{75} = F_{10}^b \quad ; \quad A_{76} = F_{20}^b \quad ; \quad A_{77} = F_{30}^b \\
 A_{85} &= 1 - F_{11}^b - F_{10}^b - F_{17} - F_{18} \\
 A_{86} &= 1 - F_{21}^b - F_{20}^b - F_{27} - F_{28} \\
 A_{87} &= 1 - F_{31}^b - F_{30}^b - F_{37} - F_{38}
 \end{aligned}$$

Relations de conversion composées :

Les relations de conversion composées sont données comme suit :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d3} \\ i_{d4} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [M(t)] \begin{bmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \\ U_{c3} \\ U_{c4} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \tag{II.20}$$

$$\text{Avec } M(t) = \begin{pmatrix} B_{11} & B_{12} & B_{13} & B_{14} & 0 & 0 & 0 \\ B_{21} & B_{22} & B_{23} & B_{24} & 0 & 0 & 0 \\ B_{31} & B_{32} & B_{33} & B_{34} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & B_{45} & B_{46} & B_{47} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & B_{55} & B_{56} & B_{57} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & B_{65} & B_{66} & B_{67} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & B_{75} & B_{76} & B_{77} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & B_{85} & B_{86} & B_{87} \end{pmatrix} \quad (\text{II.21})$$

Les différents termes de la matrice de conversion composée $M(t)$ sont donnés par les relations suivantes :

$$B_{11} = (F_{11}^b + F_{17}) - (F_{21}^b + F_{27})$$

$$B_{12} = (F_{11}^b - F_{21}^b)$$

$$B_{13} = (F_{20}^b + F_{28}) - (F_{10}^b + F_{18})$$

$$B_{14} = F_{20}^b - F_{21}^b$$

$$B_{21} = (F_{21}^b + F_{27}) - (F_{31}^b + F_{37})$$

$$B_{22} = F_{21}^b - F_{31}^b$$

$$B_{23} = (F_{30}^b + F_{38}) - (F_{20}^b + F_{28})$$

$$B_{24} = F_{30}^b - F_{20}^b$$

$$B_{31} = (F_{31}^b + F_{37}) - (F_{11}^b + F_{17})$$

$$B_{32} = F_{31}^b - F_{11}^b$$

$$B_{33} = (F_{10}^b + F_{18}) - (F_{30}^b + F_{38})$$

$$B_{34} = F_{10}^b - F_{30}^b$$

$$B_{45} = F_{11}^b ; B_{46} = F_{21}^b ; B_{47} = F_{31}^b ; B_{55} = F_{17} ; B_{56} = F_{27} ; B_{57} = F_{37}$$

$$B_{65} = F_{18} ; B_{66} = F_{28} ; B_{67} = F_{38} ; B_{75} = F_{10}^b ; B_{76} = F_{20}^b ; B_{77} = F_{30}^b$$

$$B_{85} = 1 - F_{11}^b - F_{17} - F_{10}^b - F_{18}$$

$$B_{86} = 1 - F_{21}^b - F_{20}^b - F_{27} - F_{28}$$

$$B_{87} = 1 - F_{30}^b - F_{31}^b - F_{37} - F_{38}$$

En mode commandable, le modèle de connaissance de l'onduleur à cinq niveaux peut être schématisé par la figure (II.12). On remarque deux parties distinctes :

- La partie commande, qui génère la matrice de conversion $M(t)$, est représentée par le réseau de Petri de fonctionnement de cet onduleur.
- La partie opérative est constituée de deux blocs. Le bloc discontinu délivre les entrées internes générées par l'onduleur à partir de ses variables d'état. Le bloc continu correspond au modèle d'état de la charge, de l'onduleur et de sa source de tension d'entrée.

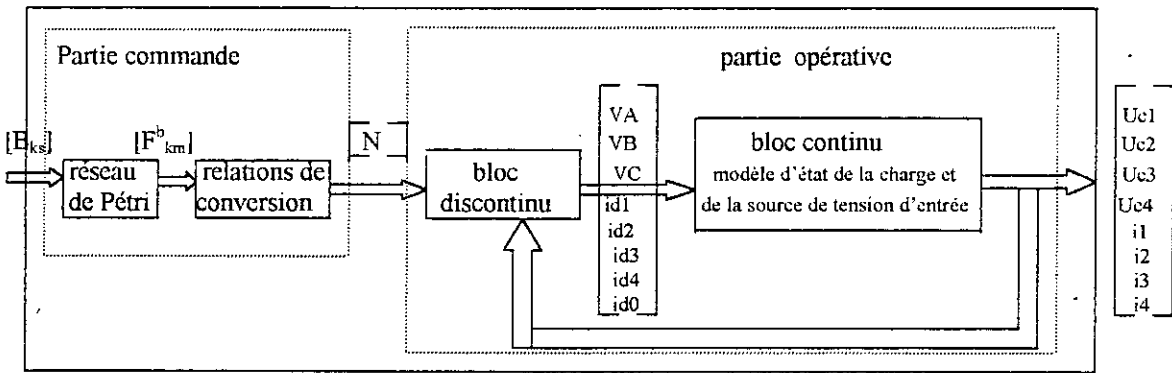


Figure II.12 Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à cinq niveaux

Ce modèle de connaissance est bien adapté à la simulation et à la validation des stratégies de commande. Cependant, des relations biunivoques entre les différentes grandeurs mises en jeu sont nécessaires pour la synthèse des algorithmes de commande. Pour cela, on introduit la notion de fonction génératrice.

II.2 Fonction génératrice et modèle de commande

Pour obtenir des relations biunivoques entre les valeurs mises en jeu, on approxime le bloc discontinu du modèle de connaissance de l'onduleur par un bloc continu représentant le modèle moyen du bloc discontinu sur une période de modulation T_e supposée infiniment petite. Pour se faire, on utilise les fonctions génératrices. [Berkouk 95] [Hautier 89] [Guillaud92] [Guillaud 94,1].

II.2.1 Fonction génératrice

Dans le cas général, la fonction génératrice X_g d'une fonction X est sa valeur moyenne sur une période T_e infiniment petite.

$$X_g(t) = \frac{1}{T_e} \cdot \int_{kT_e}^{(k+1)T_e} X(\tau) d\tau \quad (II.22)$$

De cette manière, on définit la fonction génératrice de commutation F_{cg} comme étant la valeur moyenne de la fonction de commutation discontinue F_c . Elle s'écrit de la manière suivante :

$$F_{cg}(t) = \frac{1}{T_e} \cdot \int_{kT_e}^{(k+1)T_e} F_c(\tau) d\tau \quad (II.23)$$

De la même manière on définit les fonctions génératrices de connexion F_{ig} (des interrupteurs ou des demi bras) comme étant les valeurs moyennes des fonctions de connexion F_i .

$$F_{ig}(t) = \frac{1}{T_e} \cdot \int_{kT_e}^{(k+1)T_e} F_i(\tau) d\tau \quad (II.24)$$

Ainsi les relations entre les fonctions génératrices de connexion des demi bras et celles des interrupteurs s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} F_{k1g}^b = F_{k1g} \cdot F_{k2g} \cdot F_{k3g} \\ F_{k0g}^b = F_{k4g} \cdot F_{k5g} \cdot F_{k6g} \\ F_{k7g} = F_{k1g} \cdot F_{k2g} \cdot \overline{F_{k3g}} \\ F_{k8g} = F_{k4g} \cdot F_{k5g} \cdot \overline{F_{k6g}} \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

Dans le même ordre d'idée, on définit la matrice génératrice de conversion simple $N_g(t)$ et composée $M_g(t)$.

$$\begin{bmatrix} \langle V_A \rangle \\ \langle V_B \rangle \\ \langle V_C \rangle \\ \langle i_{d1} \rangle \\ \langle i_{d2} \rangle \\ \langle i_{d3} \rangle \\ \langle i_{d4} \rangle \\ \langle i_{d0} \rangle \end{bmatrix} = [N_g(t)] \begin{bmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \\ U_{c3} \\ U_{c4} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

$$N_g(t) = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{13} & C_{14} & 0 & 0 & 0 \\ C_{21} & C_{22} & C_{23} & C_{24} & 0 & 0 & 0 \\ C_{31} & C_{32} & C_{33} & C_{34} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C_{45} & C_{46} & C_{47} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C_{55} & C_{56} & C_{57} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C_{65} & C_{66} & C_{67} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C_{75} & C_{76} & C_{77} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C_{85} & C_{86} & C_{87} \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

Les différents termes de la matrice de conversion simple $N(t)$ sont explicités ci dessous :

Avec :

$$C_{11} = \frac{1}{3} \{ 2 \cdot (F_{11g}^b + F_{17g}) - (2 \cdot F_{21g}^b + F_{27g}) - (F_{31g}^b + F_{37g}) \}$$

$$C_{12} = \frac{1}{3} \{ 2 \cdot F_{11g}^b - F_{21g}^b - F_{31g}^b \}$$

$$C_{13} = \frac{1}{3} \{ -2 \cdot (F_{10g}^b + F_{18g}) + (F_{20g}^b + F_{28g}) + (F_{30g}^b + F_{38g}) \}$$

$$C_{14} = \frac{1}{3} \{ 2 \cdot F_{10g}^b - F_{20g}^b - F_{30g}^b \}$$

$$\begin{aligned}
 C_{21} &= \frac{1}{3} \left\{ -(F_{11g}^b + F_{17g}) + 2.(F_{21g}^b + F_{27g}) - (F_{31g}^b + F_{37g}) \right\} \\
 C_{22} &= \frac{1}{3} \left\{ -F_{11g}^b + 2.F_{21g}^b - F_{31g}^b \right\} \\
 C_{23} &= \frac{1}{3} \left\{ (F_{10g}^b + F_{18g}) - 2.(F_{20g}^b + F_{28g}) + (F_{30g}^b + F_{38g}) \right\} \\
 C_{24} &= \frac{1}{3} \left\{ -F_{10g}^b + 2.F_{20g}^b - F_{30g}^b \right\} \\
 C_{31} &= \frac{1}{3} \left\{ -(F_{11g}^b + F_{17g}) - (F_{21g}^b + F_{27g}) - 2.(F_{31g}^b + F_{37g}) \right\} \\
 C_{32} &= \frac{1}{3} \left\{ -F_{11g}^b - F_{21g}^b + 2.F_{31g}^b \right\} \\
 C_{33} &= \frac{1}{3} \left\{ (F_{10g}^b + F_{18g}) + (F_{20g}^b + F_{28g}) - 2.(F_{30g}^b + F_{38g}) \right\} \\
 C_{34} &= \frac{1}{3} \left\{ -F_{10g}^b - F_{20g}^b + 2.F_{30g}^b \right\} \\
 C_{45} &= F_{11g}^b ; \quad C_{46} = F_{21g}^b ; \quad C_{47} = F_{31g}^b ; \quad C_{55} = F_{17g} ; \quad C_{56} = F_{27g} ; \quad C_{57} = F_{37g} \\
 C_{65} &= F_{18g} ; \quad C_{66} = F_{28g} ; \quad C_{67} = F_{38g} ; \quad C_{75} = F_{10g}^b ; \quad C_{76} = F_{20g}^b ; \quad C_{77} = F_{30g}^b \\
 C_{85} &= 1 - F_{11g}^b - F_{10g}^b - F_{17g} - F_{18g} \\
 C_{86} &= 1 - F_{21g}^b - F_{20g}^b - F_{27g} - F_{28g} \\
 C_{87} &= 1 - F_{31g}^b - F_{30g}^b - F_{37g} - F_{38g}
 \end{aligned}$$

Et

$$\begin{bmatrix} \langle U_{AB} \rangle \\ \langle U_{BC} \rangle \\ \langle U_{CA} \rangle \\ \langle i_{d1} \rangle \\ \langle i_{d2} \rangle \\ \langle i_{d3} \rangle \\ \langle i_{d4} \rangle \\ \langle i_{d0} \rangle \end{bmatrix} = |M_g(t)| \begin{bmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \\ U_{c3} \\ U_{c4} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \tag{II.28}$$

Avec

$$M_g(t) = \begin{vmatrix} D_{11} & D_{12} & D_{13} & D_{14} & 0 & 0 & 0 \\ D_{21} & D_{22} & D_{23} & D_{24} & 0 & 0 & 0 \\ D_{31} & D_{32} & D_{33} & D_{34} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & D_{45} & D_{46} & D_{47} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & D_{55} & D_{56} & D_{57} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & D_{65} & D_{66} & D_{67} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & D_{75} & D_{76} & D_{77} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & D_{85} & D_{86} & D_{87} \end{vmatrix} \tag{II.29}$$

Avec :

$$D_{11} = (F_{11g}^b + F_{17g}) - (F_{21g}^b + F_{27g})$$

$$D_{12} = (F_{11g}^b - F_{21g}^b)$$

$$D_{13} = (F_{20g}^b + F_{28g}) - (F_{10g}^b + F_{18g})$$

$$D_{14} = F_{20g}^b - F_{21g}^b$$

$$D_{21} = (F_{21g}^b + F_{27g}) - (F_{31g}^b + F_{37g})$$

$$D_{22} = F_{21g}^b - F_{31g}^b$$

$$D_{23} = (F_{30g}^b + F_{38g}) - (F_{20g}^b + F_{28g})$$

$$D_{24} = F_{30g}^b - F_{20g}^b$$

$$D_{31} = (F_{31g}^b + F_{37g}) - (F_{11g}^b + F_{17g})$$

$$D_{32} = F_{31g}^b - F_{11g}^b$$

$$D_{33} = (F_{10g}^b + F_{18g}) - (F_{30g}^b + F_{38g})$$

$$D_{34} = F_{10g}^b - F_{30g}^b$$

$$D_{45} = F_{11g}^b ; D_{46} = F_{21g}^b ; D_{47} = F_{31g}^b ; D_{55} = F_{17g} ; D_{56} = F_{27g} ; D_{57} = F_{37g}$$

$$D_{65} = F_{18g} ; D_{66} = F_{28g} ; D_{67} = F_{38g} ; D_{75} = F_{10g}^b ; D_{76} = F_{20g}^b ; D_{77} = F_{30g}^b$$

$$D_{85} = 1 - F_{11g}^b - F_{17g} - F_{10g}^b - F_{18g}$$

$$D_{86} = 1 - F_{21g}^b - F_{20g}^b - F_{27g} - F_{28g}$$

$$D_{87} = 1 - F_{30g}^b - F_{31g}^b - F_{37g} - F_{38g}$$

Après utilisation des fonctions génératrices, le bloc discontinu de la partie opérative est moyenné sur une période de commutation T_e par un bloc continu. On obtient finalement un modèle de commande où toutes les grandeurs sont continues (figure II.13).

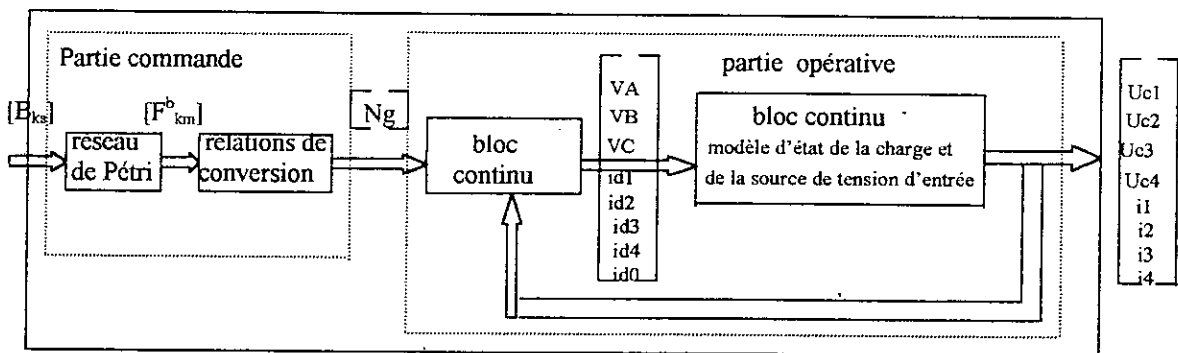


Figure II.13 Modèle de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux

Conclusion

Tout au long de ce chapitre, nous avons élaboré le modèle de fonctionnement de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC sans a priori sur la commande et cela grâce aux réseaux de Pétri. Nous avons ainsi défini les différentes configurations d'un bras de l'onduleur et ces différentes cellules de commutation tripôles.

Puis, dans le but d'avoir un modèle qui nous permettra dans le prochain chapitre d'appliquer des stratégies de commande, nous avons élaboré un modèle de connaissance sans a priori sur la source de tension et de courant et cela grâce aux fonctions de connexion et de commutation (des interrupteurs et des demi bras). Ensuite, à l'aide des fonctions génératrices qui permettent d'approximer le bloc discontinu du modèle de connaissance par un bloc continu, nous avons établi un modèle de commande homogène.

Le résultat intéressant qui ressort de cette analyse est le fait que l'utilisation des fonctions de commutation, de connexion des interrupteurs et des demi bras permet l'extrapolation des relations donnant les différentes tensions de l'onduleur à deux et trois niveaux à celui à cinq niveaux.

CHAPITRE III

STRATEGIES DE COMMANDE DES ONDULEURS TRIPHASES A CINQ NIVEAUX A STRUCTURE NPC

Introduction

La variation de vitesse des moteurs électriques fait l'objet depuis plusieurs années de nombreux travaux. Pour cela, on utilise généralement des onduleurs de tension à deux niveaux pour la commande à fréquence variable. Cependant, ces onduleurs sont limités en tension (≈ 1.4 kV) et en puissance (≈ 1 MVA). Actuellement, notamment avec l'apparition de nouveaux composants tel que le GTO, les onduleurs multiniveaux s'impose de plus en plus car ils permettent des entraînements de puissance allant jusqu'à 10MVA et des tensions de l'ordre de 10kV.

La structure des onduleurs multiniveaux permet de synthétiser un signal sinusoïdal à partir de plusieurs niveaux de tension. Plus le nombre de niveaux augmente, plus le signal de sortie s'approche de la sinusoïde avec un minimum de distorsion harmonique.

Afin de générer une tension la plus sinusoïdale possible, différentes stratégies de modulation de largeurs d'impulsions. Ce type de commande a déjà fait l'objet de très nombreuses études principalement appliquées aux onduleurs à deux niveaux mais récemment aussi aux onduleurs à trois niveaux. On peut citer les commandes suivantes :

- Commande pleine onde
- Commande par hystérésis en courant
- Triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel à une seule porteuse.
- Triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel à deux porteuses.
- Triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel à quatre porteuses unipolaires ou bipolaires
- Modulation vectorielle.
- Modulation algébrique utilisant les modèles de commande.

Vu que l'onduleur à cinq niveaux est équivalent à la mise en série de deux onduleurs à trois niveaux ou de quatre onduleurs à deux niveaux plus, les stratégies de commande proposées pour les onduleurs à cinq niveaux sont des extensions de celles des onduleurs à deux ou trois niveaux.

La commande complémentaire, les modèles de connaissance et de commande élaborés au chapitre précédent seront utilisés pour la mise au point de ces stratégies de commande.

L'analyse des différentes stratégies sera basée sur la bande de réglage et le spectre harmonique des tensions de sortie.

I. Commande pleine-onde

Ce type de commande a déjà fait l'objet d'une étude pour les onduleurs à deux niveaux [Patel 73] [Patel 74] et pour les onduleurs à trois niveaux [Berkouk 95].

I.1 Principe de la stratégie

La commande pleine-onde est une commande élémentaire qui permet de générer un système de tensions triphasé équilibré.

Cette stratégie est basée sur la symétrie de la forme d'onde souhaitée par rapport au quart de la période et à la demi période de sorte que la commande n'engendre que des harmoniques impairs.

Pendant une période de fonctionnement de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC, la commande des interrupteurs est celle représentée à la figure III.1.

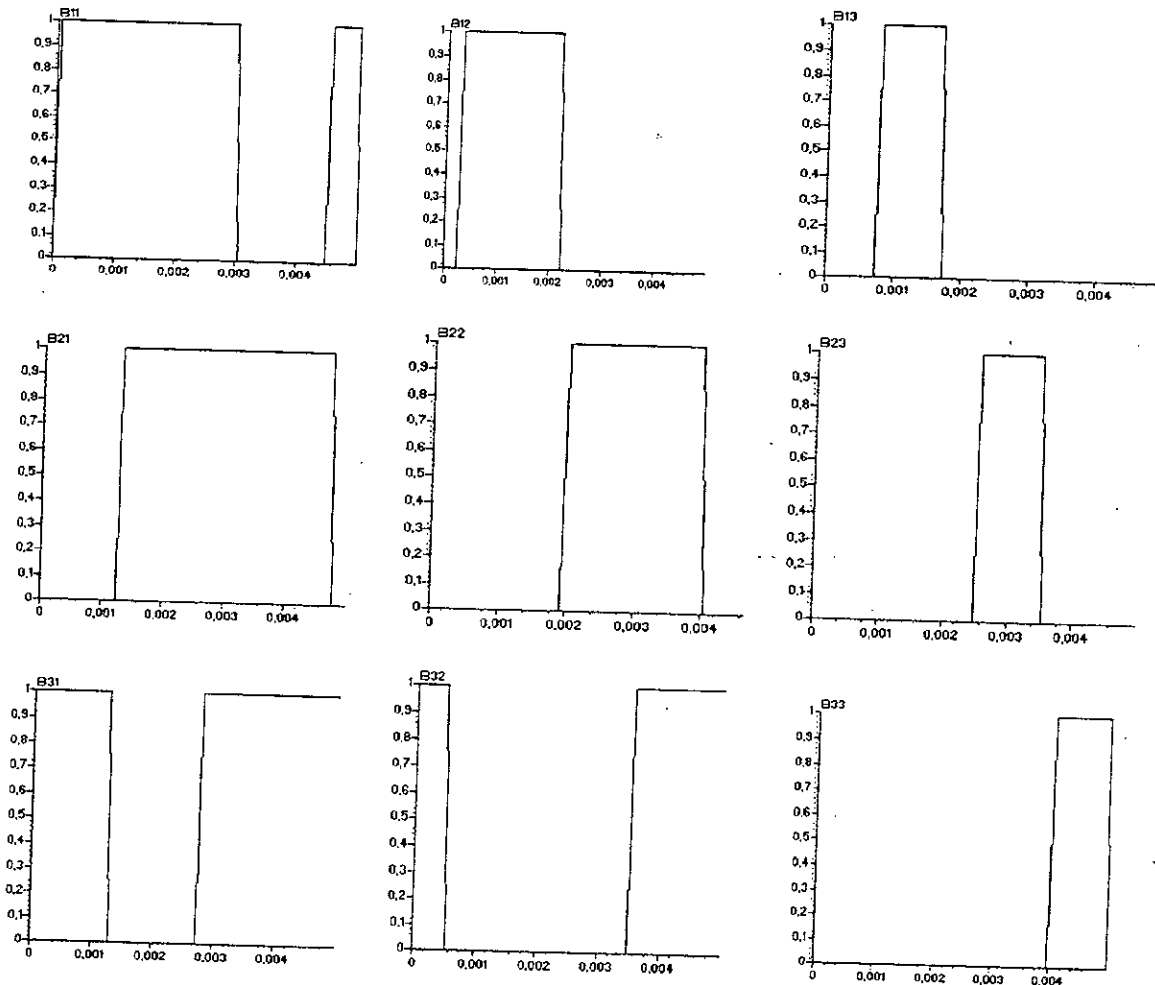


Figure III.1 Séquences de commande des interrupteurs de l'onduleur à cinq niveaux.

I.2 Résultats de simulation

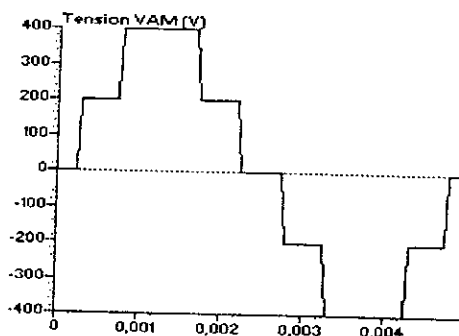


Figure III.2.a Tension V_{AM} de l'onduleur triphasé à cinq niveaux

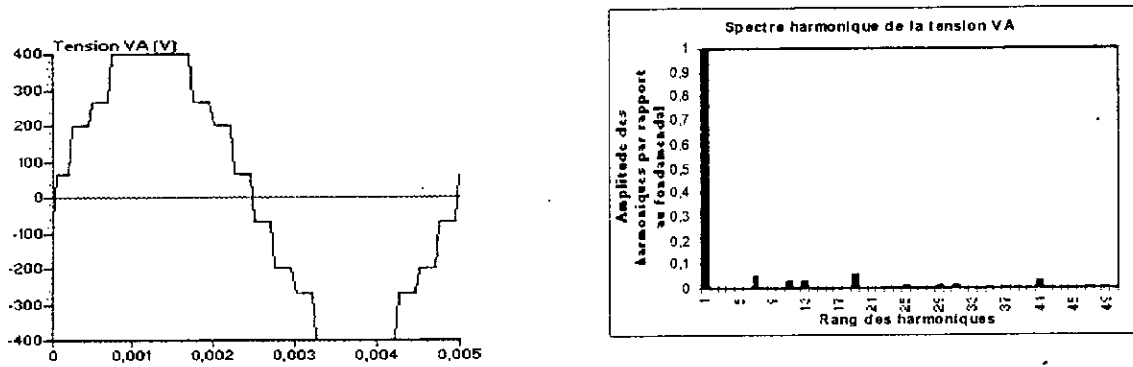


Figure III.2.b Tension V_A de la phase 1 de l'onduleur triphasé à cinq niveaux et son spectre harmonique.

I.3. Interprétation

La figure III.2.a donne l'allure de la tension V_{AM} de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC. On distingue parfaitement les cinq niveaux de tension recherchés.

La figure III.2.b montrent l'allure de la tension simple V_A obtenu et son spectre harmonique. Ce dernier présente uniquement des harmoniques impairs. Les harmoniques obtenus sont rangés autour des multiples de six fois la fréquence des tensions de sorties.

Pour cette stratégie de commande, nous ne présenterons pas les performances de la machine synchrone car la pleine-onde n'est pas utilisable dans les asservissements.

II. Commande par hystérésis en courant

Si on préfère une commande en courant de la machine, on peut réaliser une commande par hystérésis en courant. Plusieurs études ont déjà été réalisées pour les onduleurs à deux niveaux [Hasnaoui 85] [Capolino 87] et pour les onduleurs à trois niveaux [Berkouk 95]. Pour la réalisation de cette commande pour un onduleur à cinq niveaux, on utilise un régulateur à hystérésis à cinq positions [Buhler 87].

II.1 Principe général de la stratégie

Le principe général de la stratégie par hystérésis en courant utilise l'erreur existante entre le courant de référence (I_{refk}) avec le courant réel (i_k). L'erreur est comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis Δi . Le régulateur à hystérésis élabore directement la commande des composants à partir des écarts entre ces courants (figure III.3).

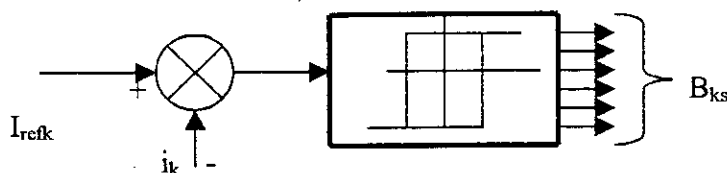


Figure III.3 Schéma synoptique de la stratégie de commande par hystérésis en courant.

Les courants de référence pour l'onduleur triphasé à cinq niveaux sont donnés par le système suivant :

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

II.2 Algorithme de la stratégie de commande

L'algorithme de la commande par hystérésis en courant pour un onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC se résume pour une phase k par le système (III.2).

Soit ε_k l'écart entre le courant de référence et le courant réel défini par : $\varepsilon_k = i_k - I_{refk}$

Les ordres de commande B_{ks} des interrupteurs sont déterminés de la manière suivante :

$$\begin{cases} \text{Si } \varepsilon_k \geq 2\Delta i \text{ alors } B_{k1}=0 \ \& \ B_{k2}=0 \ \& \ B_{k3}=0 \\ \text{Si } \Delta i < \varepsilon_k < 2\Delta i \text{ alors } B_{k1}=0 \ \& \ B_{k2}=0 \ \& \ B_{k3}=1 \\ \text{Si } -\Delta i \leq \varepsilon_k \leq \Delta i \text{ alors } B_{k1}=1 \ \& \ B_{k2}=0 \ \& \ B_{k3}=0 \\ \text{Si } -2\Delta i < \varepsilon_k < -\Delta i \text{ alors } B_{k1}=1 \ \& \ B_{k2}=1 \ \& \ B_{k3}=0 \\ \text{Si } \varepsilon_k < -2\Delta i \text{ alors } B_{k1}=1 \ \& \ B_{k2}=1 \ \& \ B_{k3}=1 \\ \text{Sinon la commande des semi-conducteurs reste inchangée.} \end{cases} \quad (III.2)$$

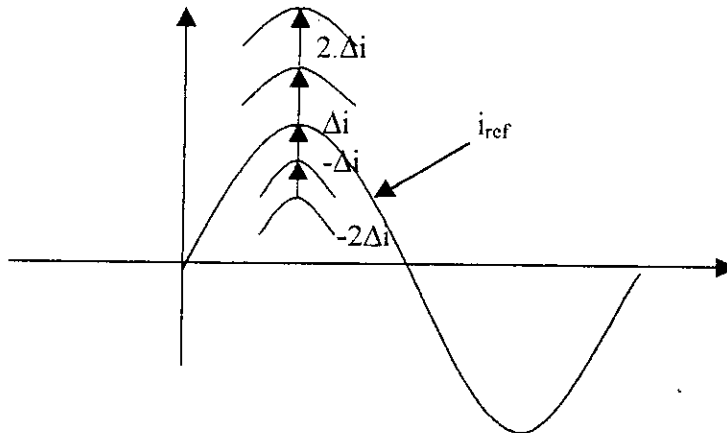


Fig III.3.a Schéma des différentes bandes d'hystérésis pour la stratégie d'hystérésis en courant de l'onduleur triphasé à cinq niveaux.

II.3 Résultats de simulation

Les figures suivantes présentent les résultats de la conduite de la machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC commandé par la commande à hystérésis en courant et cela pour différentes valeurs de la bande d'hystérésis Δi .

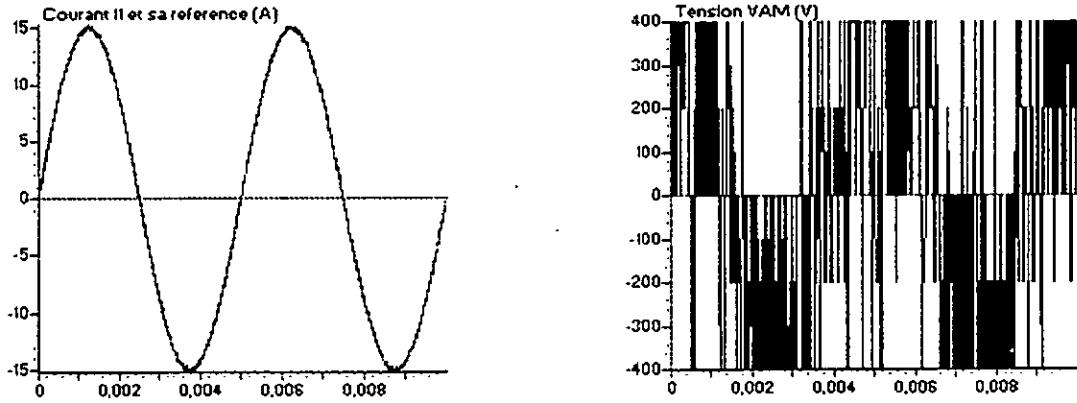


Fig III.4.a Courants de référence et réel et tension V_{AM} de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par hystérésis en courant pour $\Delta i=0.1$.

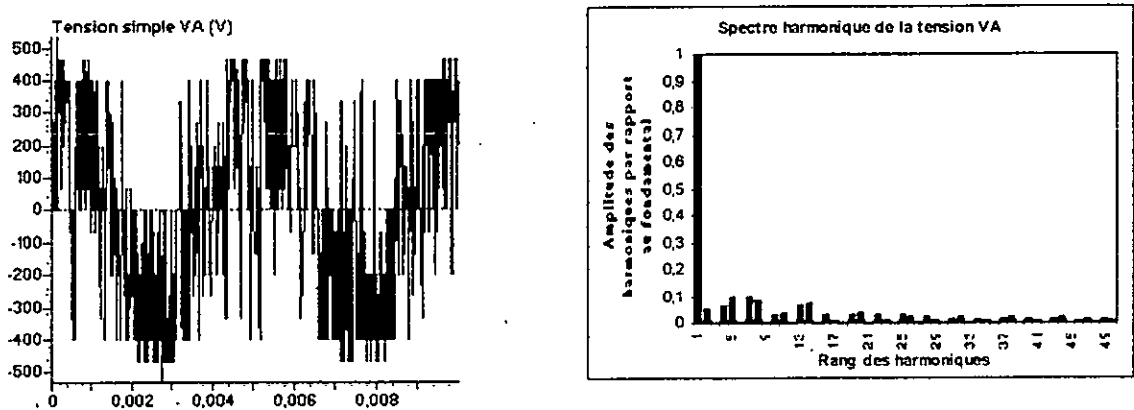


Fig III.4.b Tension simple V_A de l'onduleur triphasé à cinq niveaux et son spectre harmonique pour une commande par hystérésis en courant pour $\Delta i=0.1$.

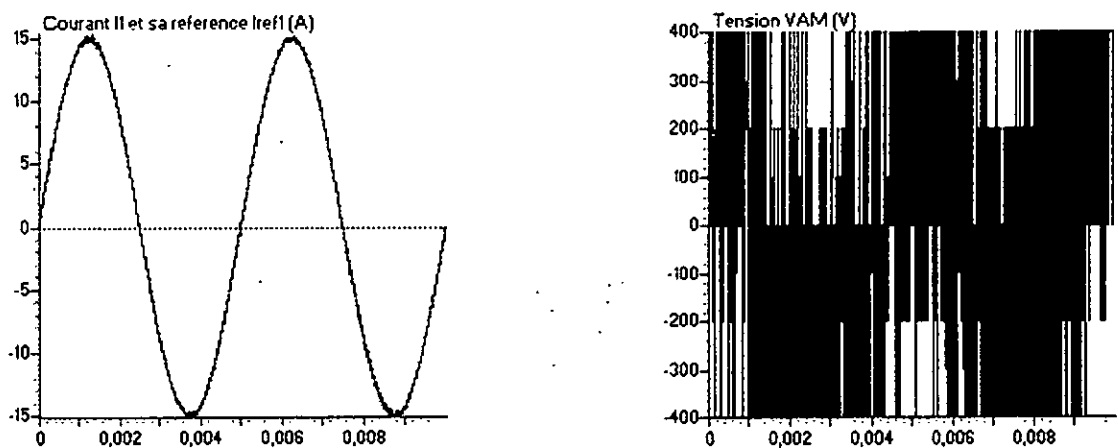


Fig III.4.c Courant réel et de référence et la tension V_{AM} de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant pour $\Delta i=0.05$.

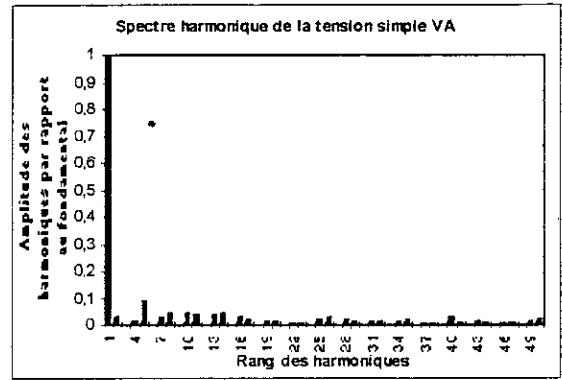
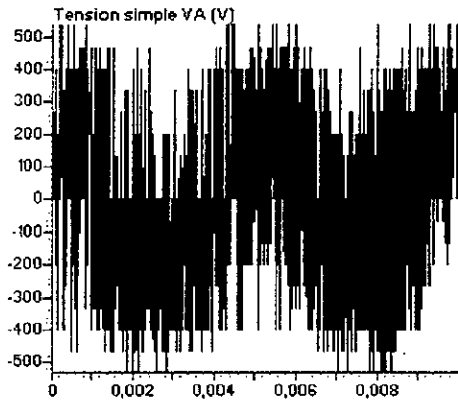


Fig III.4.d Tension simple V_A et son spectre harmonique pour une commande par hystérésis en courant pour $\Delta i=0.05$.

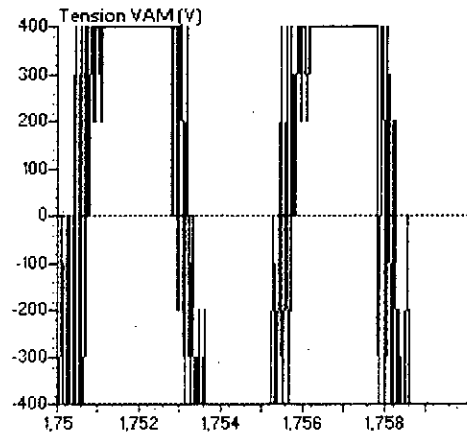
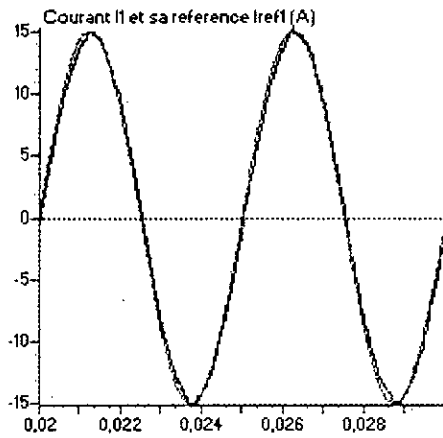


Fig III.4.e Courant réel et de référence et la tension VAM de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par hystérésis en courant pour $\Delta i=1A$.

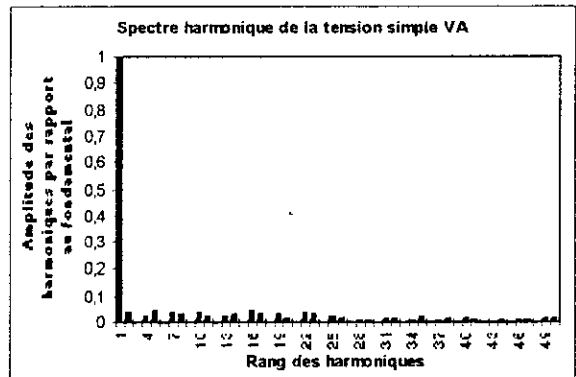
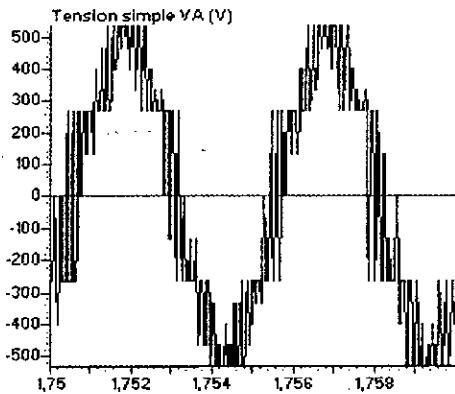


Fig III.4.f Tension simple V_A et son spectre harmonique de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par hystérésis en courant pour $\Delta i=1A$.

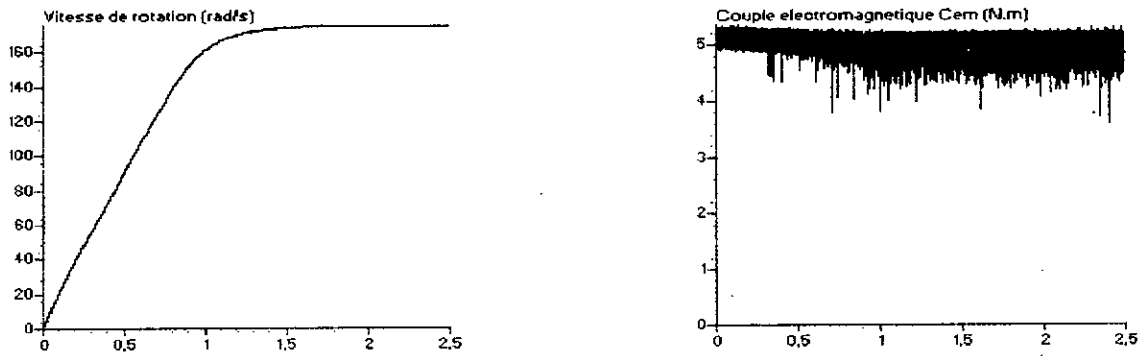


Fig III.4.g Vitesse de rotation et couple électromagnétique de la machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par hystérésis en courant pour $\Delta i=0.1$ A

Interprétation des résultats

Les figures III.4.a à III.4.f montrent le courant réel et de référence, la tension VAM, la tension VA et son spectre harmonique pour différentes valeurs de l'hystérèse Δi .

- On remarque que les courants réels suivent bien leurs références surtout lorsque la valeur de l'hystérèse (Δi) est faible.
- Les spectres harmoniques des tensions simples présentent des harmoniques pairs et impairs car VA n'est symétrique ni par rapport à la demi période ni par rapport au quart de période en revanche les harmoniques sont assez faibles par rapport au fondamental.

La figure III.4.g présente les caractéristiques de la conduite de la machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par hystérésis en courant pour $\Delta i=0.1$ A. Le couple oscille autour d'une valeur moyenne fixe dès le démarrage ceci implique que ce dernier est relativement lent. Cette lenteur est visible sur la caractéristique de la vitesse de rotation.

III. Commande triangulo-sinusoidale à échantillonnage naturel

Ce type de commande a déjà été réalisé pour les onduleurs à deux niveaux [Bowes 75] [Bowes 85] [Séguier 89] [Boudjerda 93] [Faucher 93] et pour les onduleurs à trois niveaux [Berkouk 95].

III.1 Principe général de la stratégie

Le principe général repose sur le principe de la comparaison d'une ou plusieurs porteuses triangulaires ou en dents de scie et d'une modulante. La modulante, grandeur alternative, est l'image de la grandeur électrique à contrôler (dans notre cas, il s'agit de la tension).

La fréquence de la porteuse est toujours beaucoup plus élevée que celle de la modulante. Le rapport entre les deux fréquences est un paramètre essentiel de la qualité spectrale des

grandeurs alternatives. Ce rapport est appelé **indice de modulation**. C'est le rapport de la fréquence de la porteuse (f_p) et la fréquence (f) de la modulante ($m = \frac{f_p}{f}$).

Outre l'indice de modulation, il existe un autre paramètre qui caractérise ce type de commande. Le **taux de modulation** r est le rapport de l'amplitude V_m de la modulante et de l'amplitude U_{pm} de la porteuse ($r = \frac{V_m}{U_{pm}}$).

Dans le cas de la commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, plusieurs commandes utilisant le principe de commande triangulo-sinusoidale sont possibles.

- Triangulo-sinusoidale à une porteuse (avec ou sans injection de l'harmonique 3).
- Triangulo-sinusoidale à deux porteuses (avec ou sans injection de l'harmonique 3).
- Triangulo-sinusoidale à quatre porteuses unipolaires type 1,2
- Triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires.
- Triangulo-sinusoidale à quatre porteuses en dents de scies.

IV. Commande triangulo-sinusoidale à une seule porteuse [Chibani 99.2]

Les tensions de référence (modulantes) de l'onduleur triphasé, permettant de générer un système de tension triphasé équilibré sont données par le système (III.3) :

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

IV.1 Principe de la stratégie

Pour cette stratégie, on a l'indice de modulation $r = \frac{V_m}{2.U_c}$.

La figure III.5 montre l'allure de la porteuse unipolaire et des trois tensions de référence pour $m=10$ et $r=0.8$.

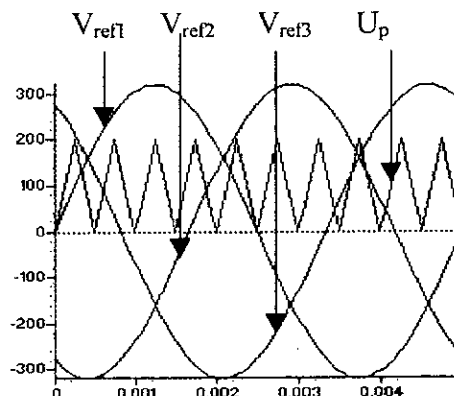


Fig III.5 Différentes tensions de référence et la porteuse pour $m=10$ et $r=0.8$

IV.2 Algorithme de la stratégie

L'algorithme de la commande triangulo-sinusoidale à une porteuse unipolaire pour un bras k est le suivant:

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \text{Si } (V_{refk} > 0) \& (V_{refk} < U_c) \& (V_{refk} < U_p) \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0, B_{k3} = 0 \\
 \text{Si } (V_{refk} > 0) \& (V_{refk} < U_c) \& (V_{refk} > U_p) \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1, B_{k3} = 0 \\
 \text{Si } (V_{refk} > 0) \& (V_{refk} > U_c) \& (V_{refk} - U_c < U_p) \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1, B_{k3} = 0 \\
 \text{Si } (V_{refk} > 0) \& (V_{refk} > U_c) \& (V_{refk} - U_c > U_p) \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1, B_{k3} = 1 \\
 \text{Si } (V_{refk} < 0) \& (|V_{refk}| < U_c) \& (|V_{refk}| < U_p) \Rightarrow B_{k4} = 1, B_{k5} = 0, B_{k6} = 0 \\
 \text{Si } (V_{refk} < 0) \& (|V_{refk}| < U_c) \& (|V_{refk}| > U_p) \Rightarrow B_{k4} = 1, B_{k5} = 1, B_{k6} = 0 \\
 \text{Si } (V_{refk} < 0) \& (|V_{refk}| < U_c) \& (|V_{refk}| - U_c < U_p) \Rightarrow B_{k4} = 1, B_{k5} = 1, B_{k6} = 0 \\
 \text{Si } (V_{refk} < 0) \& (|V_{refk}| < U_c) \& (|V_{refk}| - U_c > U_p) \Rightarrow B_{k4} = 1, B_{k5} = 1, B_{k6} = 1
 \end{array} \right. \quad (III.4)$$

La figure III.6 montre le principe de génération des impulsions de commande des interrupteurs d'un bras k :

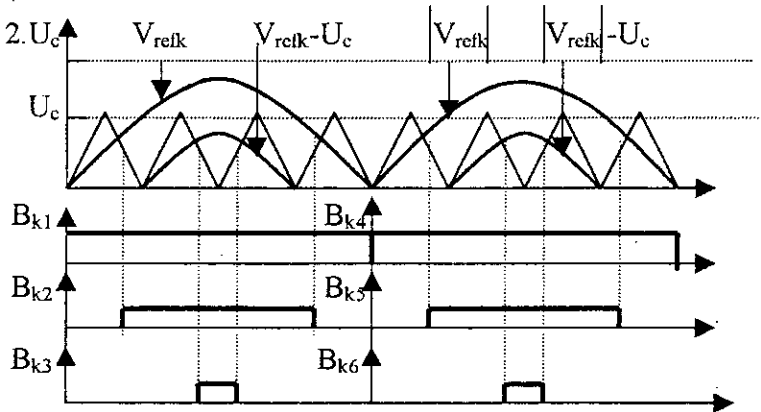


Fig III.6 Principe de génération des impulsions de commande des interrupteurs.

IV.3 Résultats de simulation

Les figures suivantes représentent les tensions de sortie de l'onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une porteuse unipolaire et leur spectre harmonique pour différentes valeurs de m.

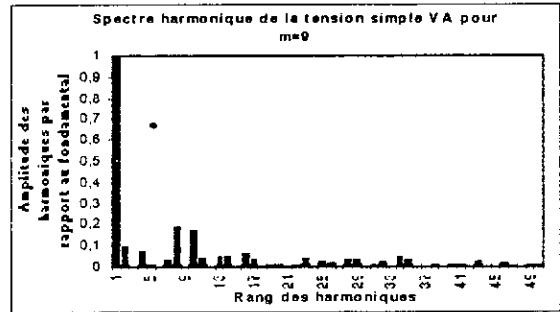
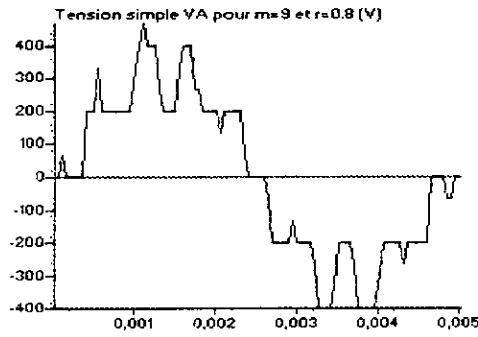


Fig III.7.a Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=9$ et $r=0.8$

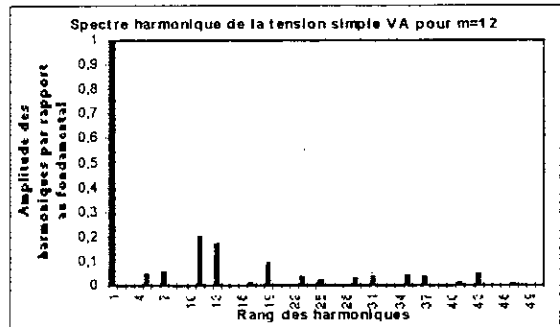
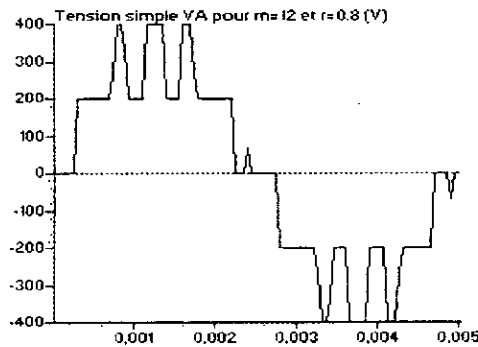


Fig III.7.b Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=12$ et $r=0.8$

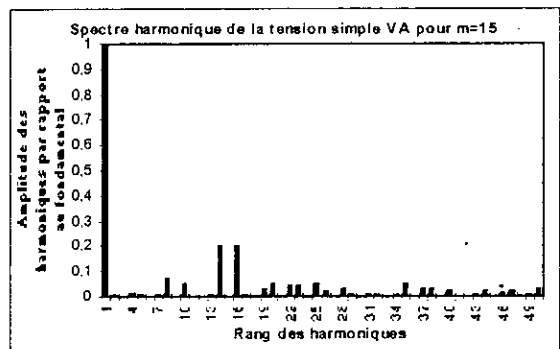
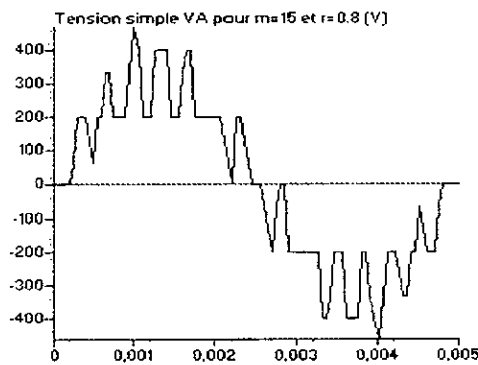


Fig III.7.c Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=15$ et $r=0.8$

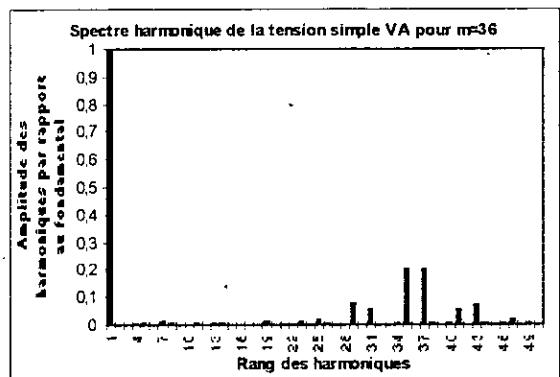
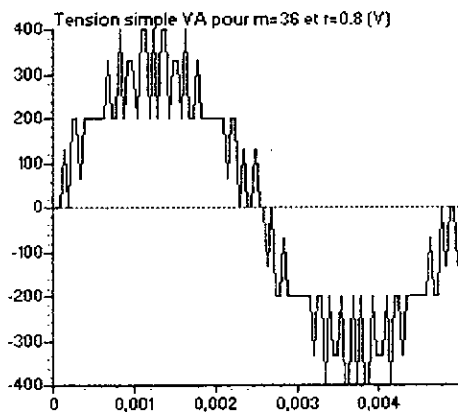


Fig III.7.d Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=36$ et $r=0.8$

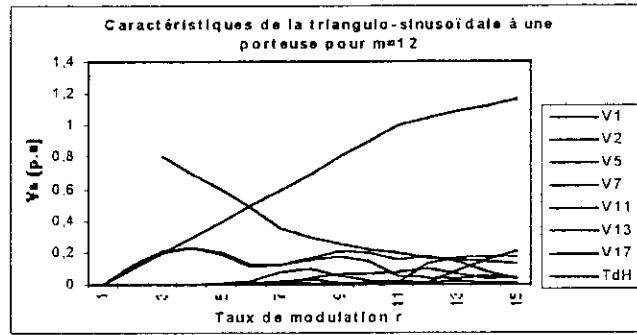


Fig III.7.e Caractéristiques de la tension simple V_A , en fonction du taux de modulation r , de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la triangulo- sinusoidale à une porteuse ($m=12$).

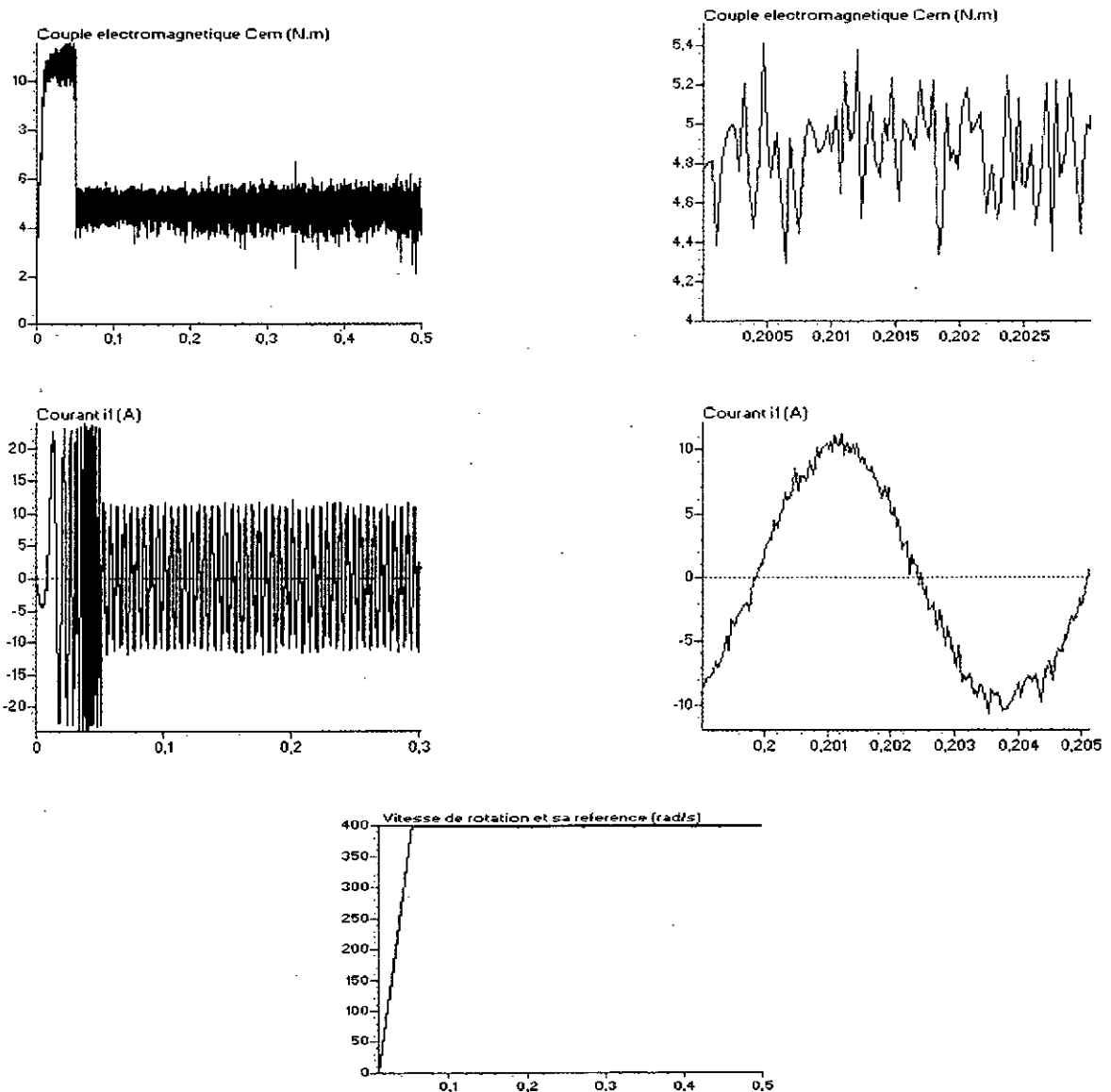


Fig III.7.f Performances de la commande de vitesse de la machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la triangulo- sinusoidale à une porteuse ($m=12$).

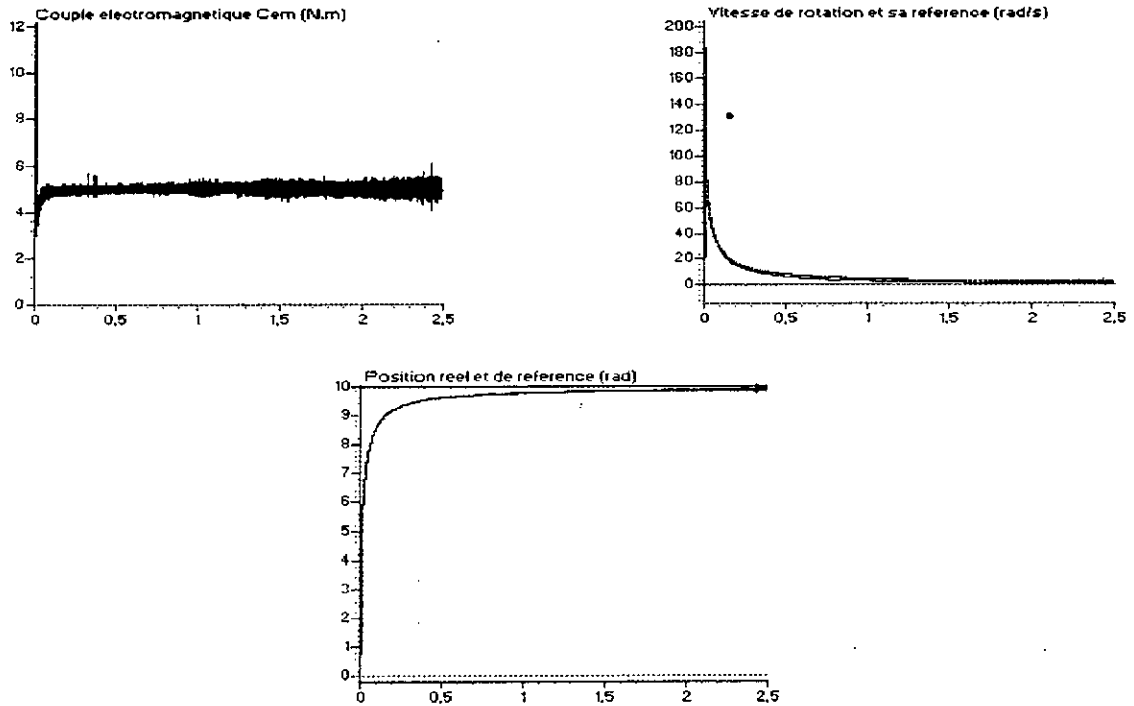


Fig III.7.g Performances de la commande de position de la machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la triangulo-sinusoidale à une porteuse ($m=12$).

IV.4 Interprétation des résultats

Les figures III.7.a à III.7.d montrent les tensions de sortie de la phase 1 et leur spectre harmonique pour différentes valeurs de m (9, 12, 15 et 36).

- Pour des valeurs impaires de m , on remarque la présence d'harmoniques paires et impaires alors que pour des valeurs paires de m , on a une symétrie par rapport à $\pi/2$ et donc seuls les harmoniques impaires existent.

- Les harmoniques les plus importants en amplitude sont d'une manière générale les paires correspondants à la première famille centrée autour de la fréquence mf ($(m-1).f$, $(m+1).f$).

- L'augmentation de la valeur de l'indice de modulation m permet de repousser les harmoniques les plus importants vers des fréquences élevées donc plus facilement filtrées par la machine.

- La figure III.7.e donne les caractéristiques de réglage de la tension V_A en fonction du taux de modulation r . Ce dernier permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental jusqu'à $r_{\max}=1$.

- Le taux d'harmoniques diminue quand r augmente.

La figure III.7.f montre les caractéristiques de la commande de vitesse de la machine synchrone à aimants permanents pour une vitesse de référence de 400 rad/s, alimenté par

l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une porteuse.

La figure III.7.g montre les caractéristiques de la commande de position de la machine synchrone à aimants permanents pour une référence de 10 rad, alimenté par l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une porteuse.

Afin d'élargir la zone linéaire de réglage de la tension de sortie (V_A) de l'onduleur triphasé et puisque les harmoniques de rang multiples de trois sont nulles, on propose une stratégie de commande appelée **commande suboptimale** ou **commande par injection d'harmoniques**.

Cette stratégie consiste à injecter les harmoniques de rang multiples de trois dans les tensions de référence.

Dans ce cas les nouvelles tensions de référence sont données par le système III.5 :

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m \cdot (\sin(\omega.t - \varphi) + a \cdot \sin(3 \cdot \omega.t)) \\ V_{ref2} = V_m \cdot (\sin(\omega.t - \varphi - \frac{2\pi}{3}) + a \cdot \sin(3 \cdot \omega.t)) \\ V_{ref3} = V_m \cdot (\sin(\omega.t - \varphi - \frac{4\pi}{3}) + a \cdot \sin(3 \cdot \omega.t)) \end{cases} \quad (III.5)$$

IV.5 Principe de la stratégie suboptimale à une porteuse unipolaire

Les différentes tensions de références et la porteuse utilisées sont représentées à la figure III.8

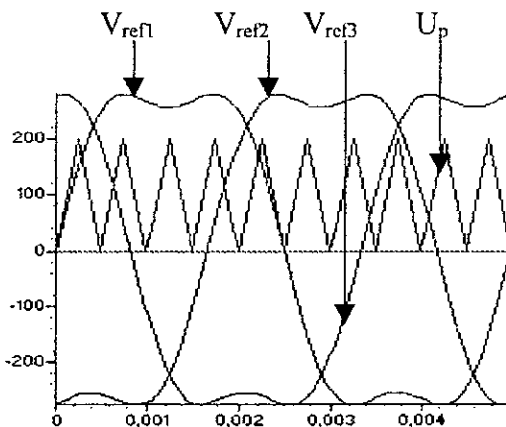


Fig III.8 Différentes tensions de référence et la porteuse pour $m=10$ et $r=0.8$

L'algorithme de commande permettant de générer les impulsions de commande des interrupteurs est exactement le même que pour le cas précédent (sans injection de l'harmonique trois).

IV.6 Résultats de simulation

Les figures suivantes donnent l'allure de la tension de sortie pour différentes valeurs de m et leur spectre harmonique respectif.

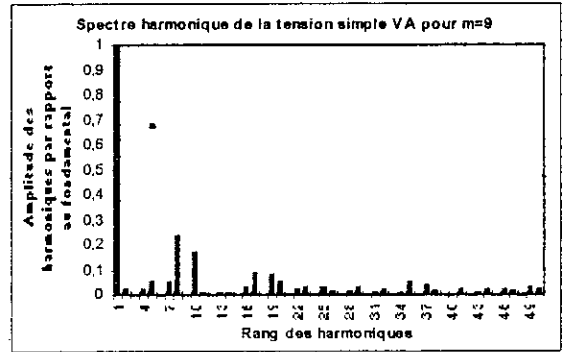
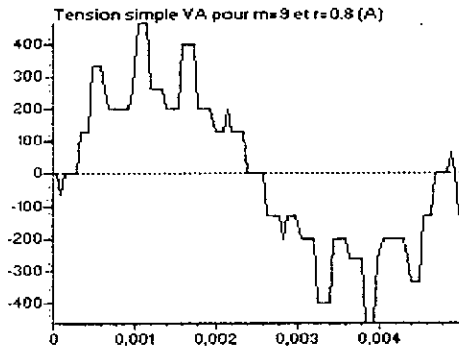


Fig III.9.a Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=9$ et $r=0.8$.

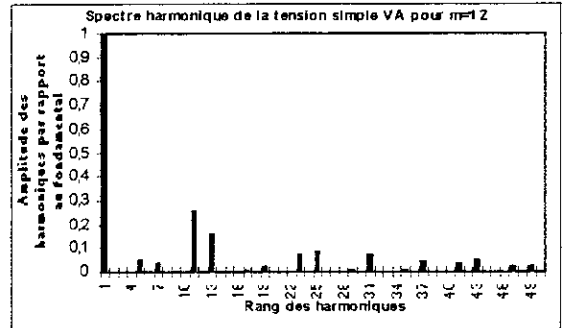
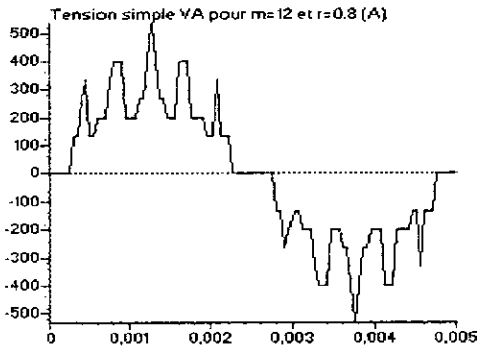


Fig III.9.b Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=12$ et $r=0.8$.

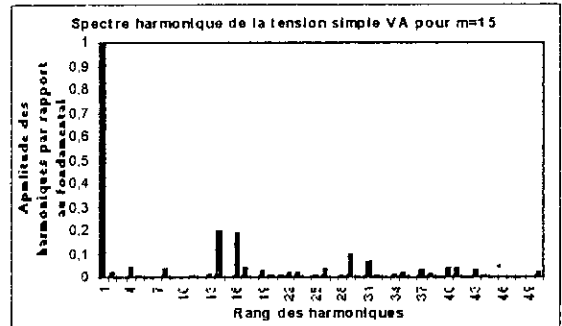
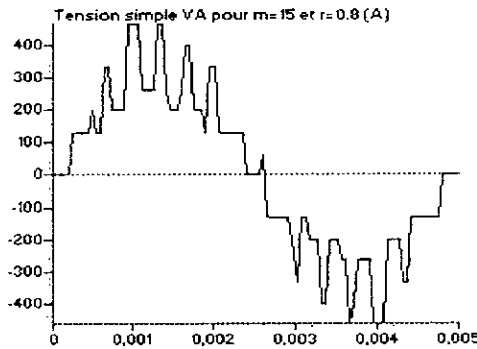


Fig III.9.c Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=15$ et $r=0.8$.

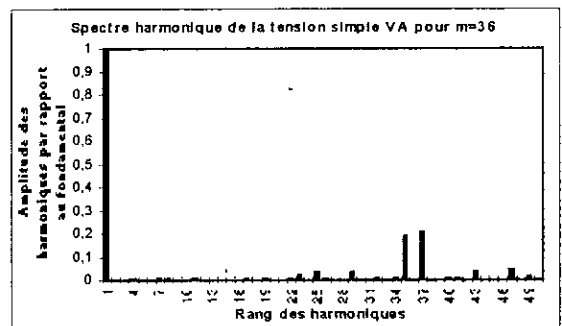
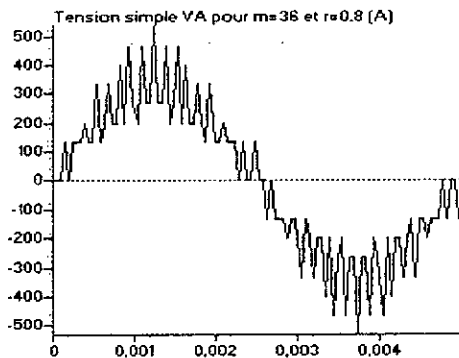


Fig III.9.d Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=36$ et $r=0.8$.

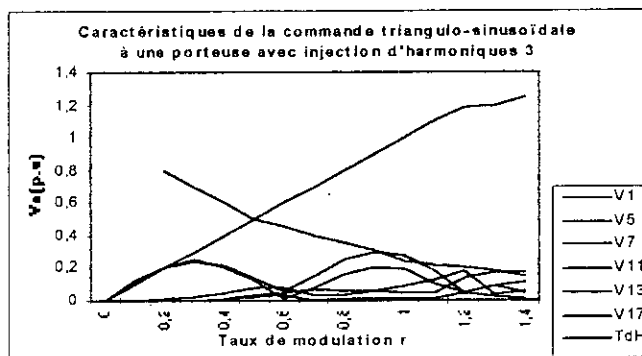


Fig III.9.e Caractéristiques de la tension simple V_A en fonction du taux de modulation r de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la triangulo- sinusoïdale à une porteuse avec injection de l'harmoniques trois ($m=12$).

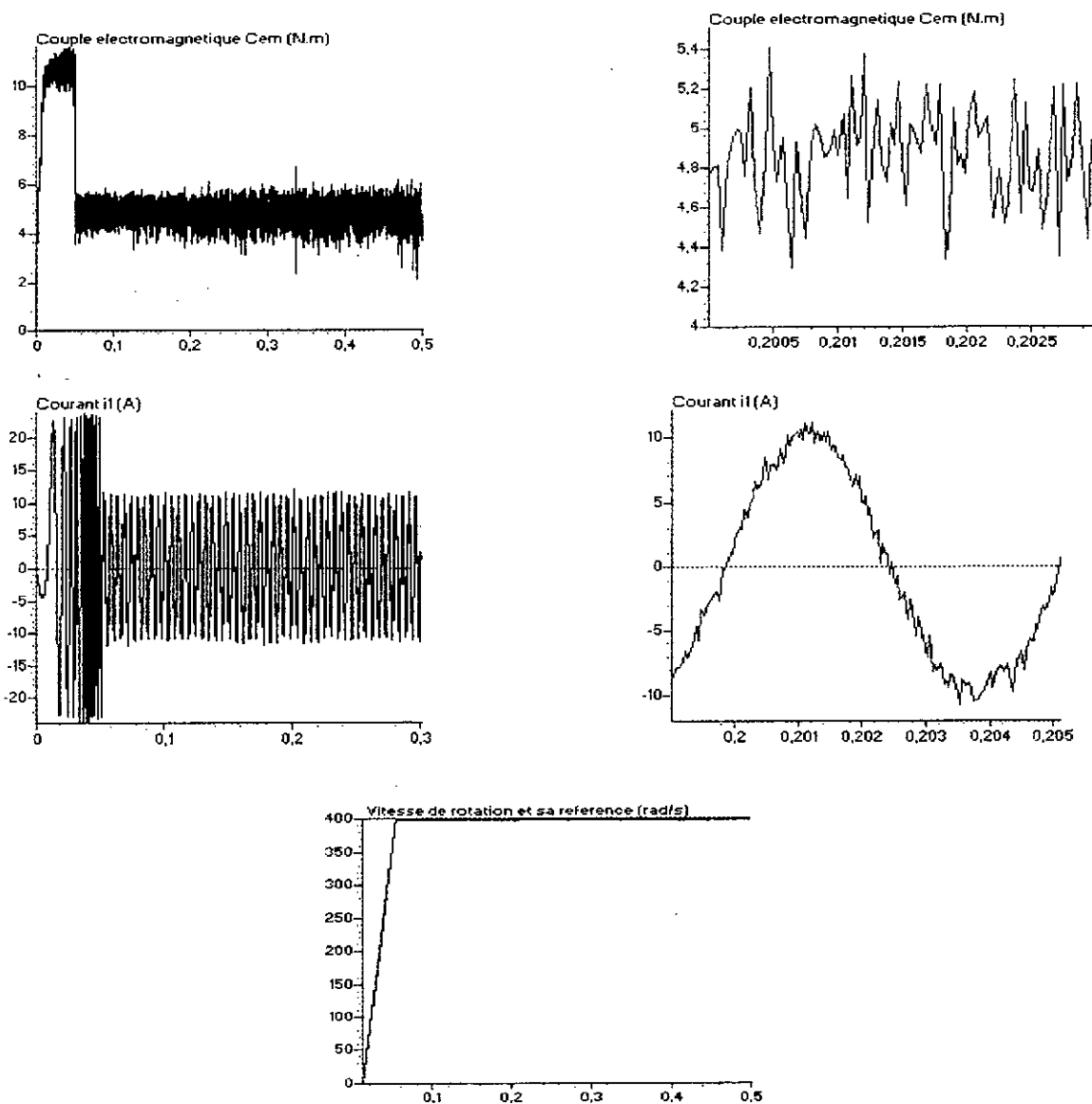


Fig III.9.f Performances de la commande aimants permanents alimentée par un triangulo-sinusoïdale à une porteuse avec

de vitesse de la machine synchron e à onduleur à cinq niveaux commandé par la injection de l'harmonique 3 ($m=12$).

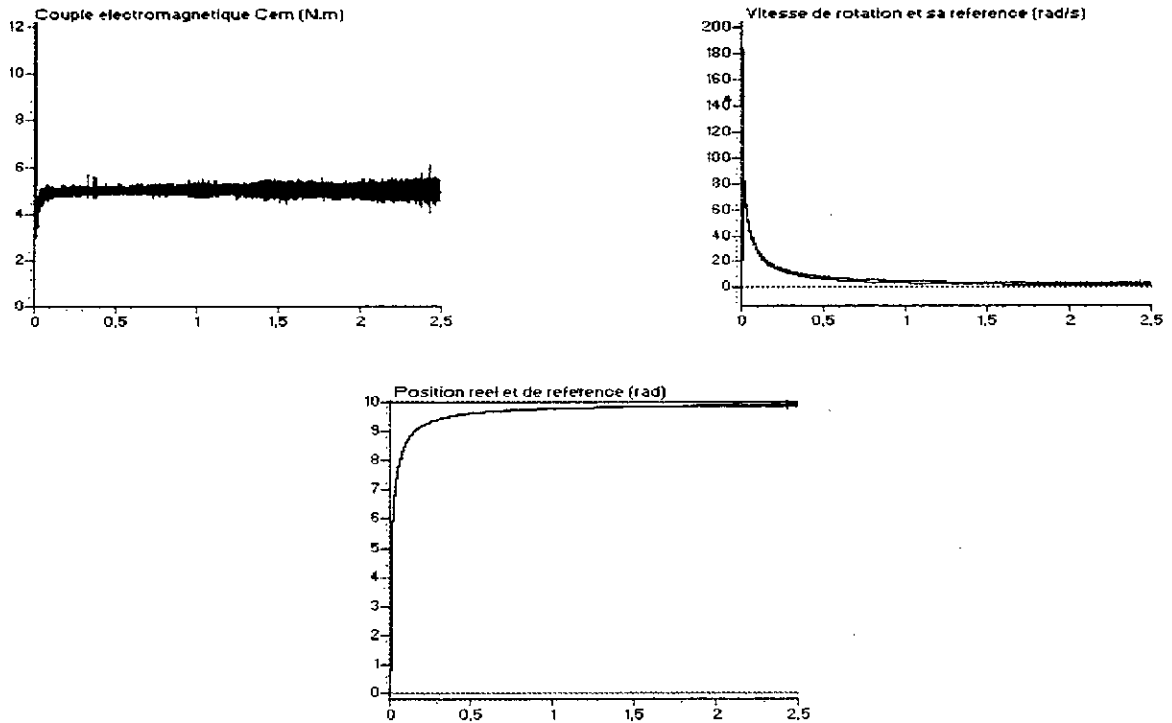


Fig III.9.g Performances de la commande de position de la machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la triangulo-sinusoïdale à une porteuse avec injection de l'harmonique 3 ($m=12$).

IV.7 Interprétation des résultats

- On constate que la zone linéaire de la caractéristique de réglage du fondamental augmente par rapport au cas précédent (cas sans injection de l'harmonique trois) jusqu'à $r_{\max}=1.15$.
- On voit aussi que d'une manière générale les harmoniques sont presque identiques avec le cas précédent.
- Les harmoniques les plus importants sont les paires centrées autour de la fréquence de la porteuse ($(m-1).f$, $(m+1).f$).
- Le taux d'harmoniques diminue lorsque r augmente.
- Les figures III.9.g à III.9.h donnent les caractéristiques de la commande de vitesse de la machine synchrone à aimants permanents (courant, couple et vitesse) pour une vitesse de référence de 400 rad/s, ainsi que pour une commande en position de la machine pour une référence de 10 rad. On obtient les mêmes résultats que dans le cas précédent.

En conclusion, on remarque que la stratégie suboptimale permet uniquement d'élargir la zone linéaire de réglage du fondamental.

V. Commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses unipolaires [Chibani 99.2]

Cette stratégie utilise deux porteuses unipolaires. Elle est caractérisée, comme pour la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse par deux paramètres : l'indice de modulation m et le taux de modulation r .

Les tensions de référence utilisées sont celles données par le système III.3 .

V.1 Principe de la stratégie

La figure III.10 montre l'allure des trois tensions de référence et des deux porteuses unipolaires pour $m=12$ et $r=0.8$.

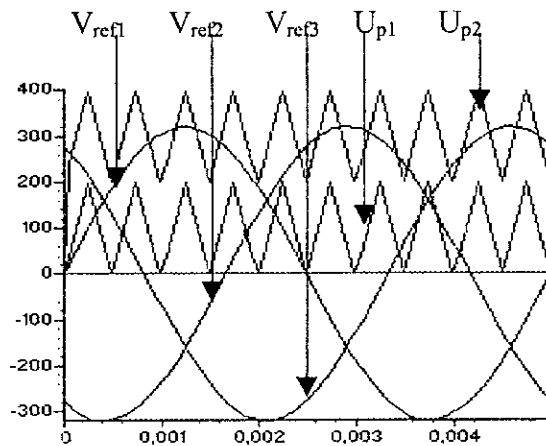


Fig III.10 Les trois tensions de référence et les deux porteuses unipolaires ($m=10$, $r=0.8$)

V.2 Algorithme de la stratégie

L'algorithme de commande de la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses unipolaires pour un bras k de l'onduleur triphasé à cinq niveaux est donné par le système III.6

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \text{Si } V_{refk} > 0 \ \& \ V_{refk} < U_{p1} \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0 \ \& \ B_{k3} = 0 \\
 \text{Si } V_{refk} > 0 \ \& \ V_{refk} > U_{p1} \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1 \ \& \ B_{k3} = 0 \\
 \text{Si } V_{refk} > 0 \ \& \ V_{refk} < U_{p2} \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1 \ \& \ B_{k3} = 0 \\
 \text{Si } V_{refk} > 0 \ \& \ V_{refk} > U_{p2} \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1 \ \& \ B_{k3} = 1 \\
 \text{Si } V_{refk} < 0 \ \& \ |V_{refk}| < U_{p1} \Rightarrow B_{k4} = 1, B_{k5} = 0 \ \& \ B_{k6} = 0 \\
 \text{Si } V_{refk} < 0 \ \& \ |V_{refk}| > U_{p1} \Rightarrow B_{k4} = 1, B_{k5} = 1 \ \& \ B_{k6} = 0 \\
 \text{Si } V_{refk} < 0 \ \& \ |V_{refk}| < U_{p2} \Rightarrow B_{k4} = 1, B_{k5} = 1 \ \& \ B_{k6} = 0 \\
 \text{Si } V_{refk} < 0 \ \& \ |V_{refk}| > U_{p2} \Rightarrow B_{k4} = 1, B_{k5} = 1 \ \& \ B_{k6} = 1
 \end{array} \right. \quad \text{(III.6)}$$

Le principe de génération des impulsions de commande des interrupteurs d'un bras k est donné à la figure III.11

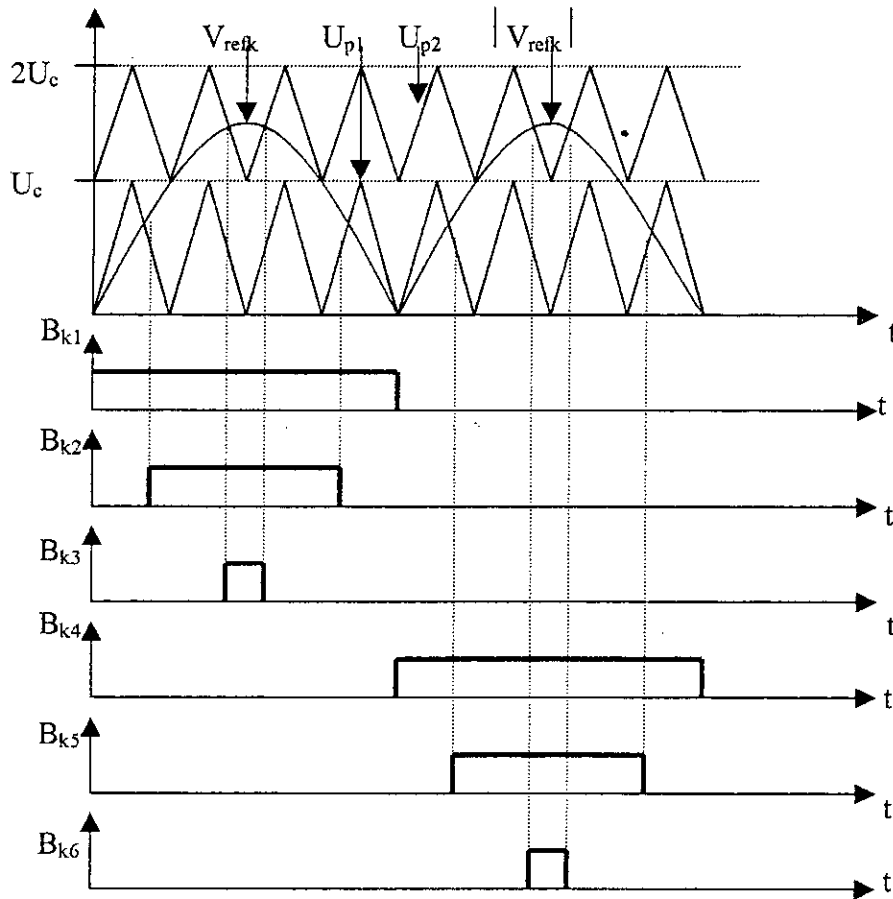


Fig III.11 Principe de génération des impulsions de commande des interrupteurs de l'onduleur pour une commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses unipolaires.

V.3 Résultats de simulation

Les figures suivantes donnent l'allure de la tension simple de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la triangulo-sinusoïdale à deux porteuses et le spectre harmonique respectif pour différentes valeurs de m .

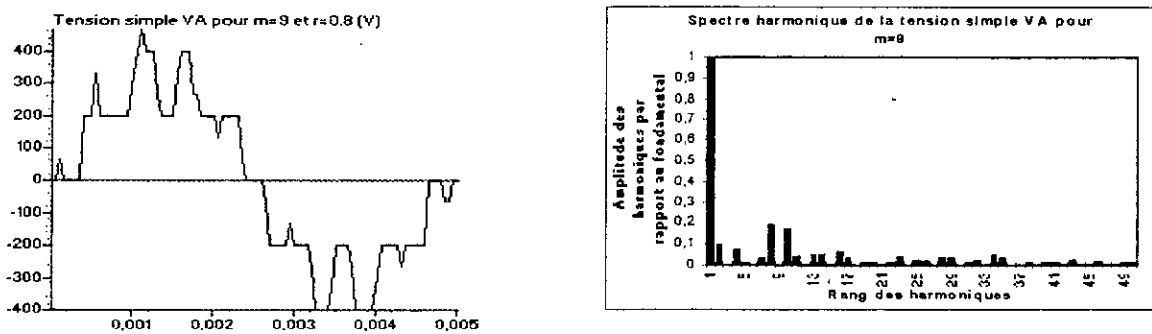


Fig III.12.a Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=9$ et $r=0.8$.

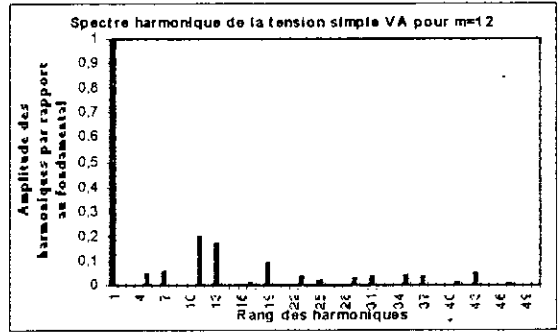
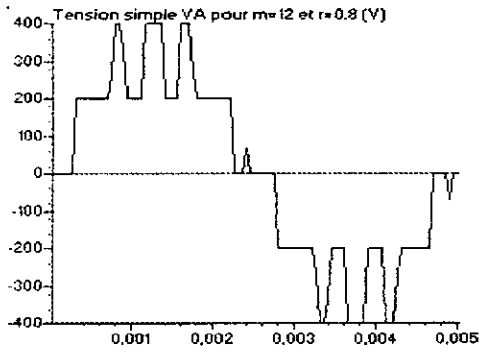


Fig III.12.b Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=12$ et $r=0.8$

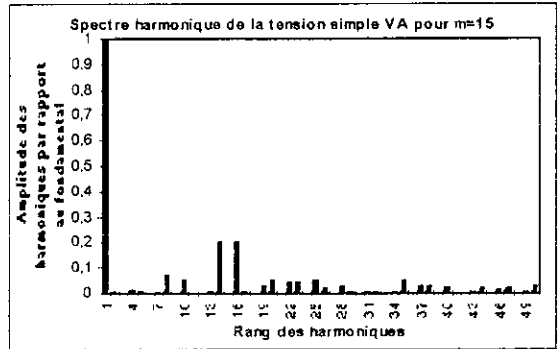
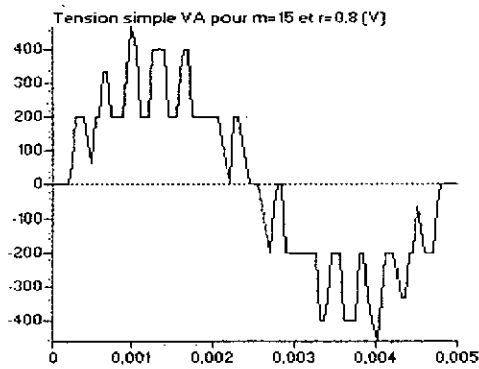


Fig III.12.c Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=15$ et $r=0.8$

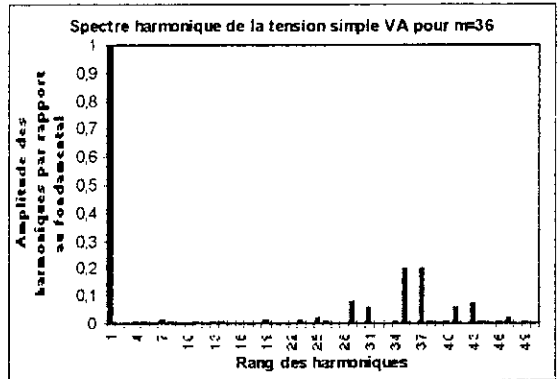
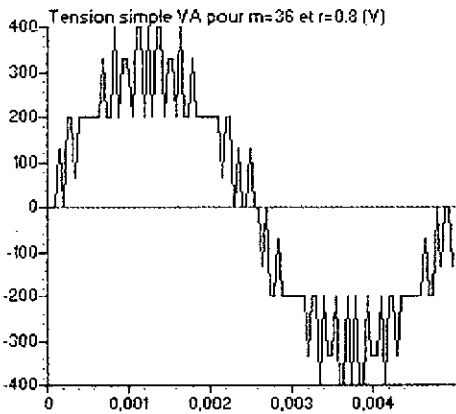


Fig III.12.d Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=36$ et $r=0.8$

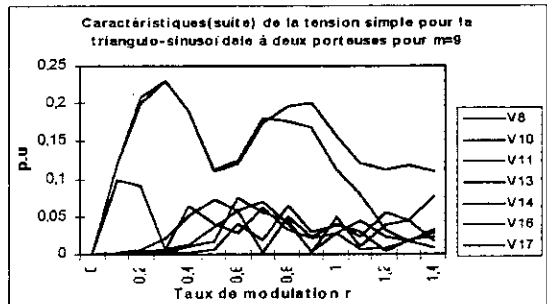
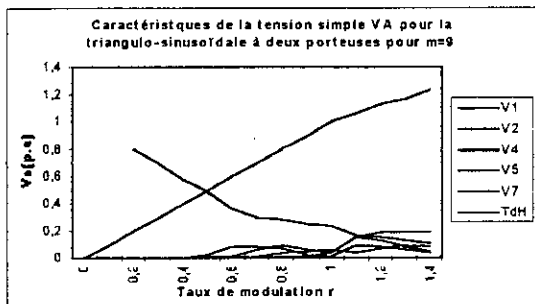


Fig III.12.e Caractéristiques de la tension simple V_A , en fonction du taux de modulation, pour la triangulo-sinusoidale à deux porteuses pour $m=9$.

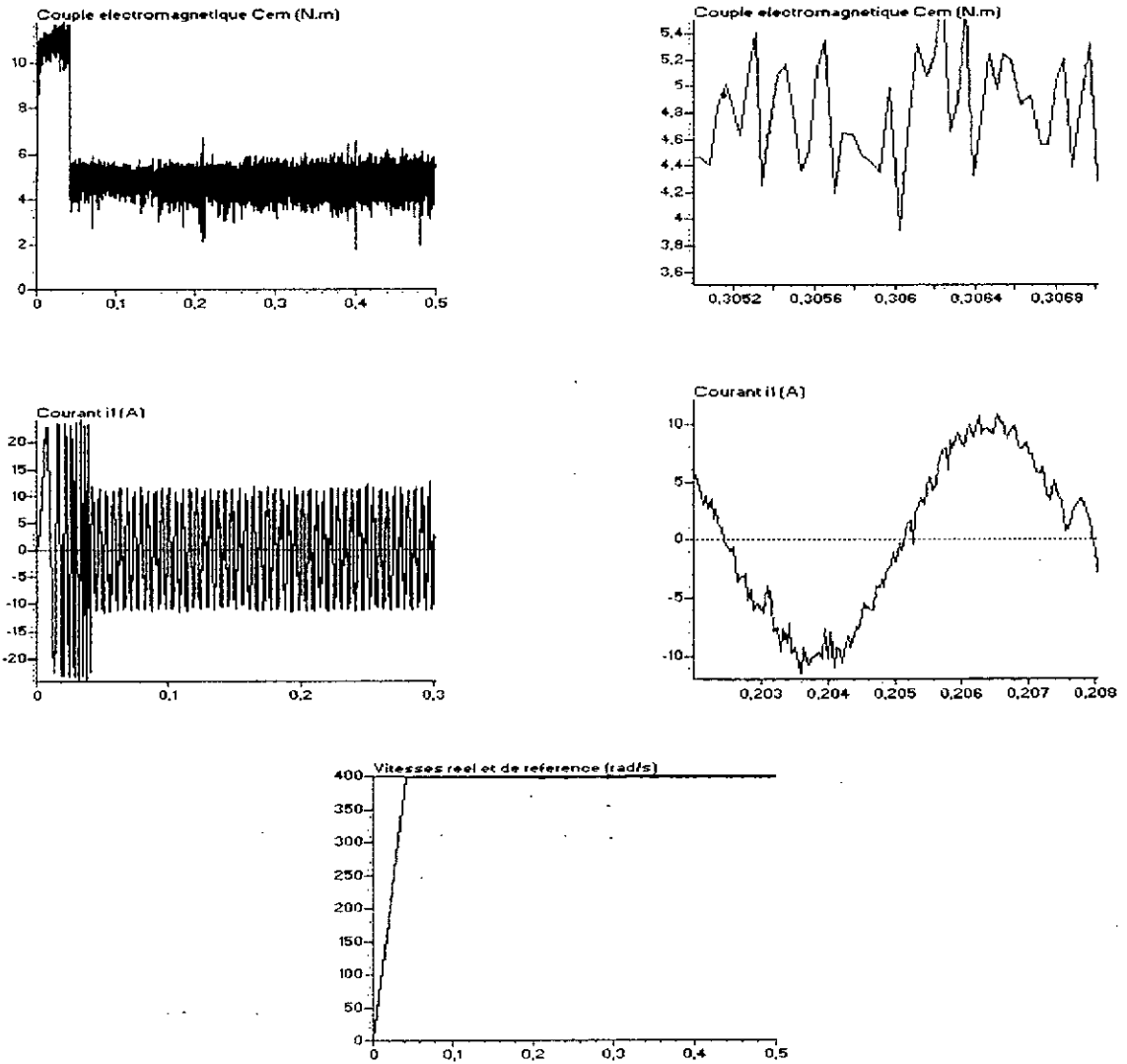
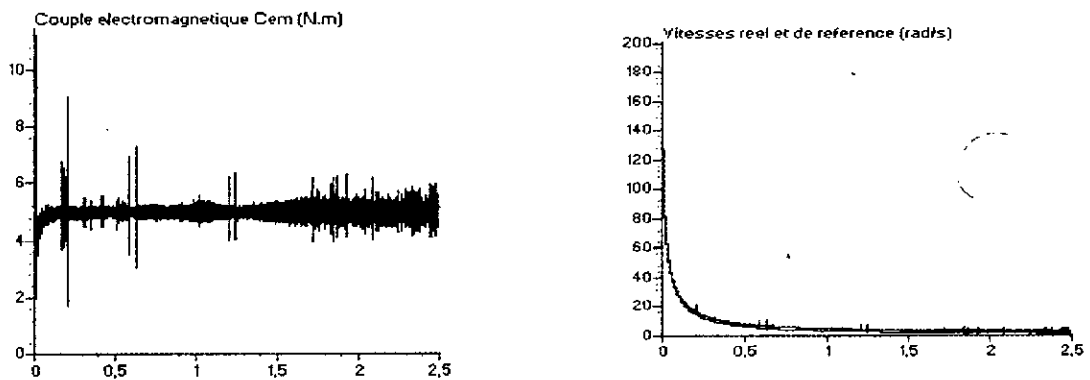


Fig III.12.f Performances de la machine synchrone à aimants permanents commandée en vitesse pour une référence de 400rad/s, alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la triangulo-sinusoidale à deux porteuses ($m=9$).



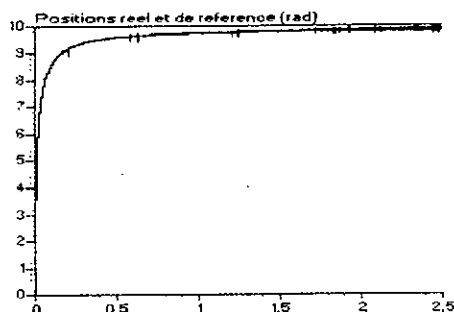


Fig III.12.g Performances de la machine synchrone à aimants permanents commandée en position pour une référence de 10 rad, alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la triangulo-sinusoidale à deux porteuses ($m=9$).

V.4. Interprétation des résultats

- Les tensions simples ont exactement la même forme que dans le cas de la triangulo-sinusoidale à une porteuse.
- On obtient les mêmes spectres harmoniques où les harmoniques de tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiple de celle de la porteuse. Les plus importants en amplitude sont ceux groupés autour de la fréquence $m.f$. Pour $m=9$, les harmoniques les plus importants sont ceux de rang 8 et 11 et passent par leur maximum pour $r=0.3$.
- L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques les plus importants en amplitude vers des fréquences élevées donc plus facilement filtrées par la machine.
- La zone linéaire de réglage de l'amplitude du fondamental se sature à $r_{\max}=1$.
- Le taux d'harmoniques diminue quand r augmente.

Les figures III.12.f à III.12.g montrent les caractéristiques de la conduite de la machine synchrone à aimants permanents pour une commande de vitesse puis pour une commande de position. La charge de la machine impose un couple résistant constant de 5N.m.

Afin d'élargir la zone linéaire de réglage du fondamental de la tension simple V_A , on étudie, comme pour la stratégie triangulo-sinusoidale à une porteuse, la commande suboptimale ou par injection de l'harmonique trois.

Pour cette stratégie, les tensions de référence permettant de générer un système de tension triphasé équilibré sont définies par le système (III.5).

V.5 Principe de la stratégie suboptimale à deux porteuses unipolaires

La figure III.13 donne l'allure des trois tensions de référence et des deux porteuses unipolaires pour $m=10$ et $r=0.8$.

L'algorithme de commande du système III.6 est toujours valable dans ce cas.

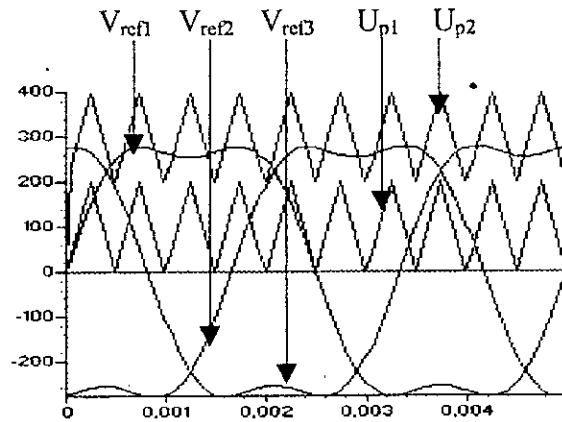


Fig III.13 Différentes tensions de référence et les deux porteuses pour $m=10$ et $r=0.8$

V.6 Résultats de simulation

Les figures suivantes donnent l’allure de la tension simple de l’onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la triangulo-sinusoidale à deux porteuses avec injection de l’harmonique 3 et le spectre harmonique respectif pour différentes valeurs de m .

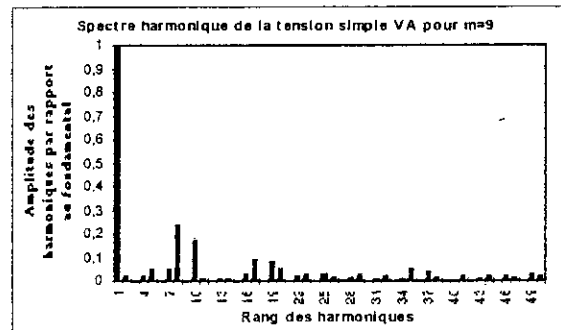
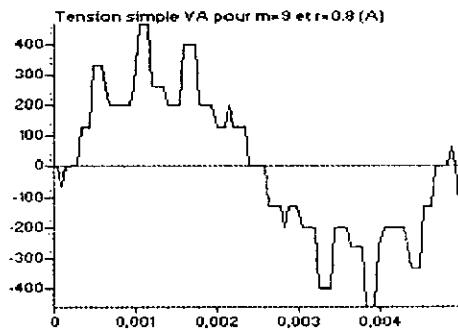


Fig III.14.a Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=9$ et $r=0.8$

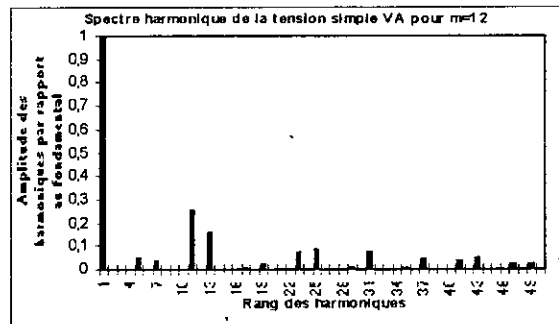
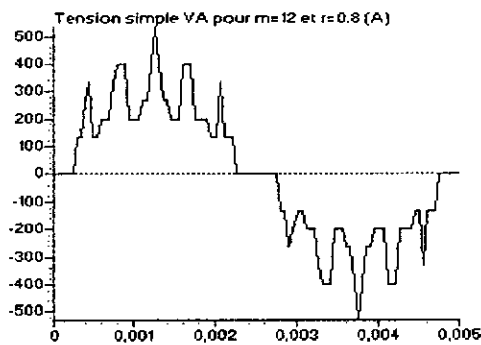


Fig III.14.b Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=12$ et $r=0.8$

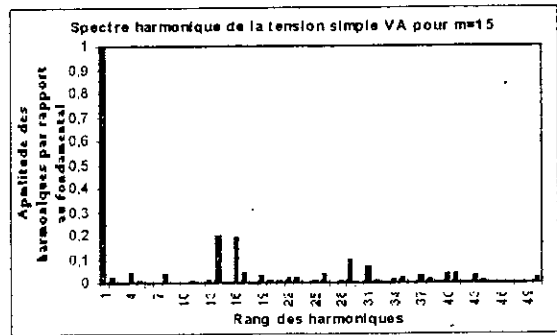
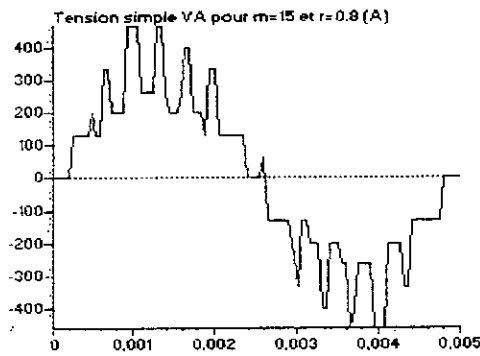


Fig III.14.c Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=15$ et $r=0.8$.

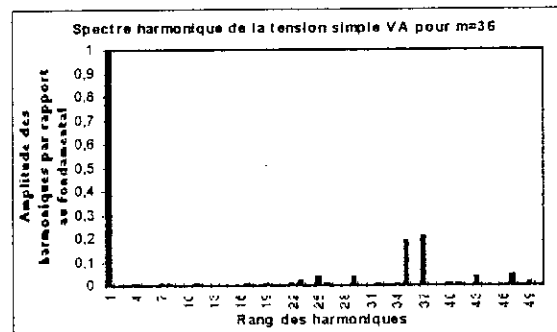
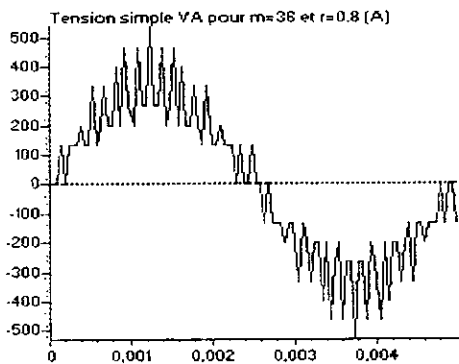


Fig III.14.d Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=36$ et $r=0.8$.

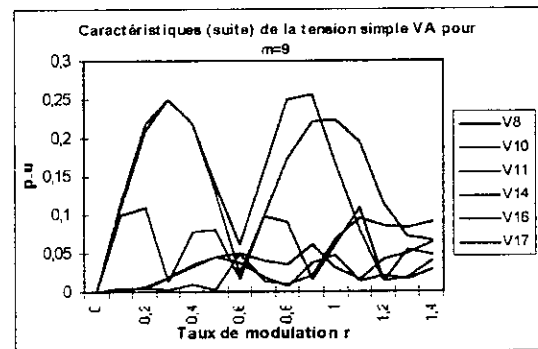
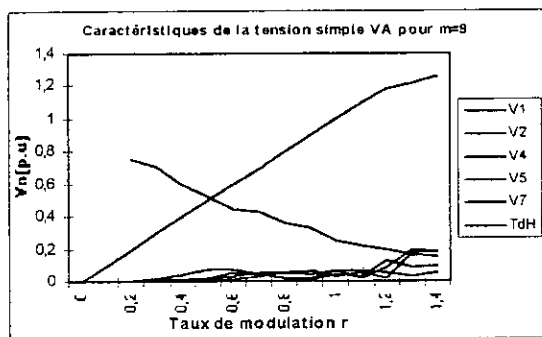
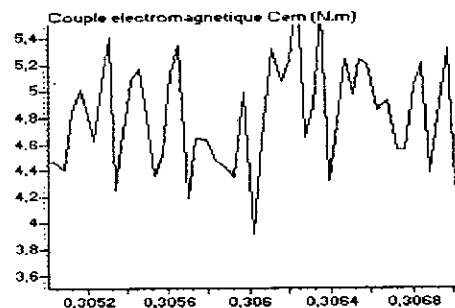
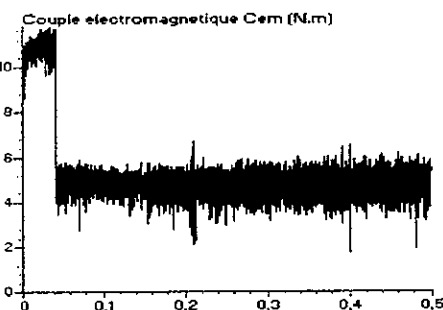


Fig III.14.e Caractéristiques de la tension simple V_A , en fonction du taux de modulation r , pour la triangulo-sinusoïdale à deux porteuses avec injection de l'harmonique trois pour $m=9$.



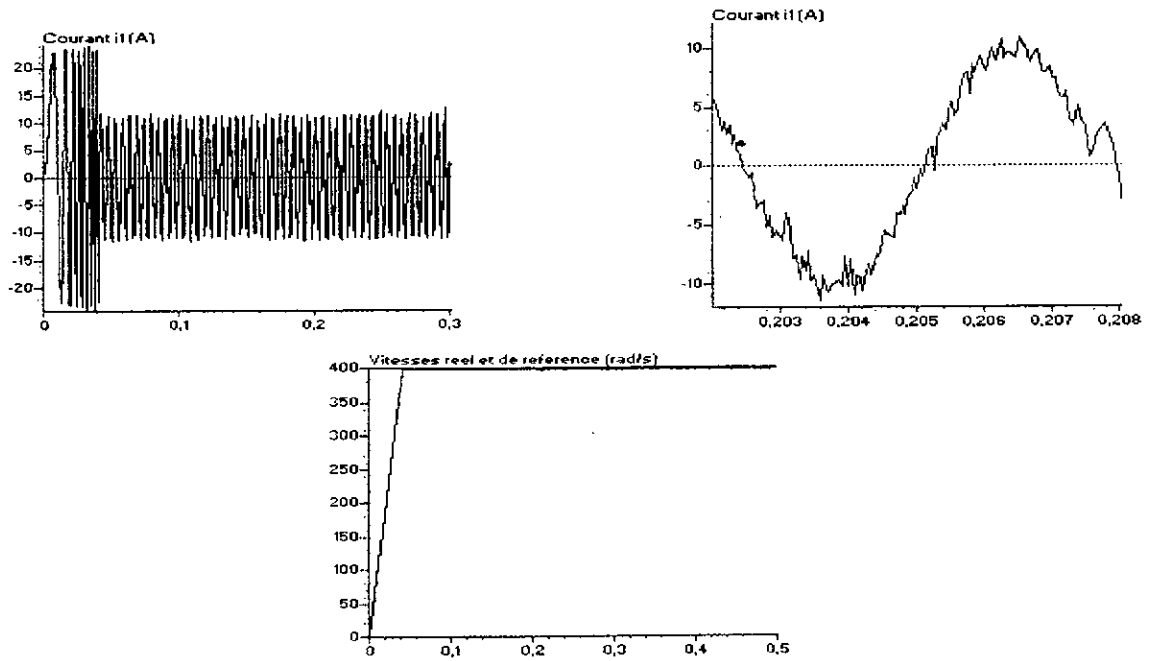


Fig III.14.f Performances de la machine synchrone à aimants permanents commandée en vitesse pour une référence de 400 rad/s, alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la triangulo-sinusoidale à deux porteuses avec injection de l'harmonique 3.

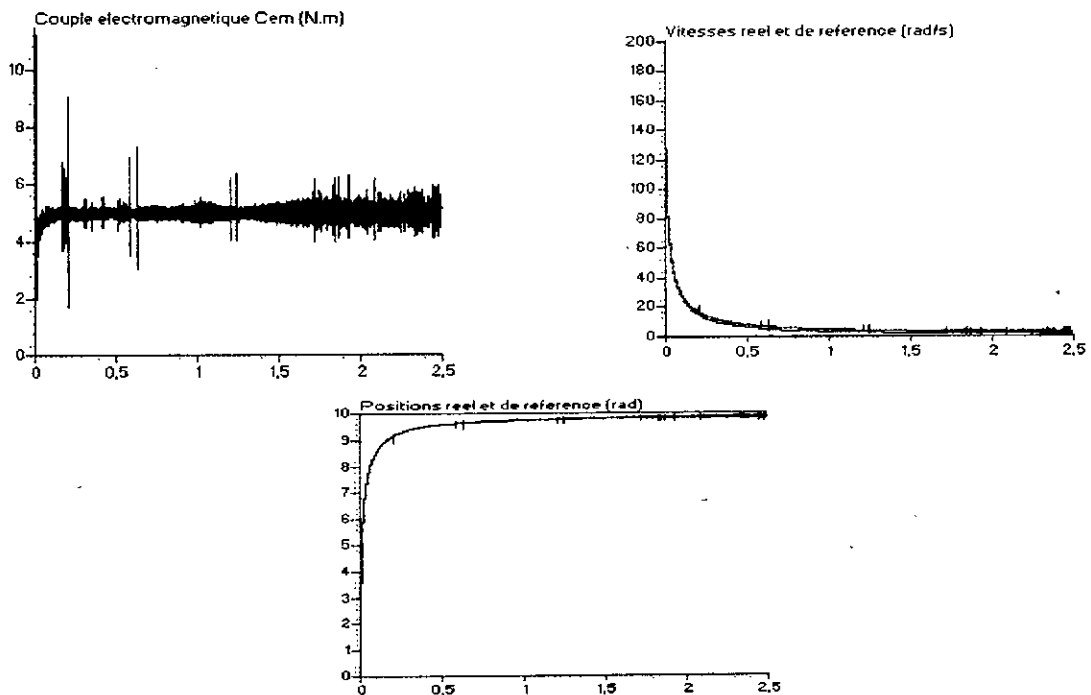


Fig III.14.g Performances de la machine synchrone à aimants permanents commandée en position pour une référence de 10 rad, alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la triangulo-sinusoidale à deux porteuses avec injection de l'harmonique 3 ($m=9$).

V.7 Interprétation des résultats

Les figures III.14.a à III.14.d donnent l'allure de la tension simple V_A et son spectre harmonique respectif. Ces tensions et leurs spectres harmoniques ont la même allure que dans le cas de la triangulo-sinusoidale à une porteuse avec injection de l'harmonique trois.

- On remarque que les harmoniques sont rangés en famille centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse. Les harmoniques les plus importants sont les paires $((m-1).f, (m+1).f)$. Pour $m=9$, les harmoniques les plus importants sont ceux de rang 8 et 10. Ils atteignent environ 25% du fondamental et atteignent leurs maximums pour $r=0.9$.

- On note une augmentation de la zone linéaire de réglage du fondamental d'environ 15% par rapport au cas sans injection de l'harmonique trois.

- Le taux d'harmoniques diminue quand r augmente.

- D'une manière générale, les harmoniques sont les mêmes que dans le cas sans injection de l'harmonique trois.

Les figures III.14.f à III.14.g donnent les caractéristiques de la conduite de la machine synchrone à aimants permanents pour une commande de vitesse pour une référence de 400rad/s (fig III.14.f) et pour une commande de position pour une référence de 10 rad, alimentée par l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses avec injection de l'harmonique trois.

- On voit sur ces caractéristiques qu'elles ne diffèrent pas par rapport à celles correspondant au cas de la triangulo-sinusoidale à deux porteuses sans injection de l'harmonique trois.

En conclusion, on note que la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses ne diffère pas de la stratégie triangulo-sinusoidale à une porteuse et que dans les deux cas l'injection de l'harmonique trois ne change pas grand chose dans toutes les caractéristiques si ce n'est l'augmentation de la zone linéaire de réglage du fondamental de la tension simple d'environ 15%.

VI. Commande triangulo-sinusoidale à quatre porteuses unipolaires

Il existe deux cas distincts utilisant quatre porteuses unipolaires que nous appellerons dans notre cas type 1 et type 2

VI.1 Commande triangulo-sinusoidale à quatre porteuses unipolaires type 1 [Chibani99.1] [Chibani 99.2]

Cette stratégie utilise quatre porteuses unipolaires identiques. Elle est caractérisée par deux paramètres, l'indice de modulation m et le taux de modulation r . Ces deux paramètres ont la même valeur que pour la commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses.

Les tensions de référence utilisées dans ce cas et permettant de générer un système de tension triphasé équilibré est celui défini par le système III.3.

VI.1.1 Principe général de la stratégie

La figure III.15 montre l'allure du système de tensions de référence triphasé et des quatre porteuses unipolaires pour $m=10$ et $r=0.8$.

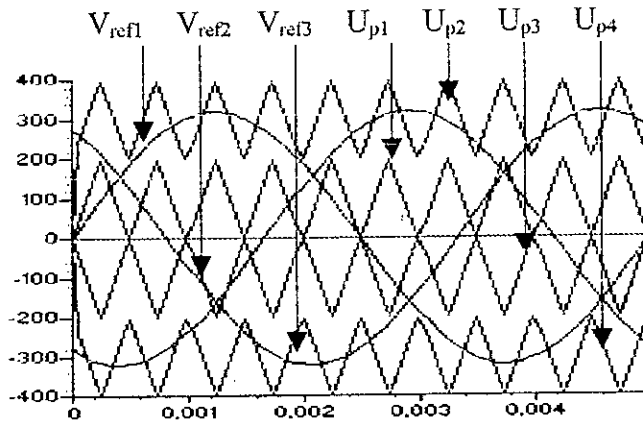


Fig III.15 Différentes tensions de référence et les quatre porteuses unipolaires (algorithme type1) pour $m=10$ et $r=0.8$

VI.1.2 Algorithme de la stratégie

L'algorithme de commande de la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses unipolaires type 1 pour un bras k de l'onduleur triphasé à cinq niveaux est donnée par le système III.7.

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \text{Si } V_{refk} > 0 \ \& \ V_{refk} < U_{p1} \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0, B_{k3} = 0 \Rightarrow V_{kM} = 0 \\
 \text{Si } V_{refk} > 0 \ \& \ V_{refk} > U_{p1} \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1, B_{k3} = 0 \Rightarrow V_{kM} = +U_c \\
 \text{Si } V_{refk} > 0 \ \& \ V_{refk} < U_{p2} \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1, B_{k3} = 0 \Rightarrow V_{kM} = +U_c \\
 \text{Si } V_{refk} > 0 \ \& \ V_{refk} > U_{p2} \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1, B_{k3} = 1 \Rightarrow V_{kM} = +2.U_c \\
 \text{Si } V_{refk} < 0 \ \& \ V_{refk} > U_{p3} \Rightarrow B_{k4} = 1, B_{k5} = 0, B_{k6} = 0 \Rightarrow V_{kM} = 0 \\
 \text{Si } V_{refk} < 0 \ \& \ V_{refk} < U_{p3} \Rightarrow B_{k4} = 1, B_{k5} = 1, B_{k6} = 0 \Rightarrow V_{kM} = -U_c \\
 \text{Si } V_{refk} < 0 \ \& \ V_{refk} > U_{p4} \Rightarrow B_{k4} = 1, B_{k5} = 1, B_{k6} = 0 \Rightarrow V_{kM} = -U_c \\
 \text{Si } V_{refk} < 0 \ \& \ V_{refk} < U_{p4} \Rightarrow B_{k4} = 1, B_{k5} = 1, B_{k6} = 1 \Rightarrow V_{kM} = -2.U_c
 \end{array} \right. \quad (III.7)$$

Le principe de générations des impulsions de commande des interrupteurs pour un bras k de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la triangulo-sinusoidale à quatre porteuses unipolaires est donné à la figure III.16. Ce principe est valable aussi bien pour les quatre porteuses type 1 ou type 2. Seules les porteuses U_{p3} et U_{p4} seront inversées.

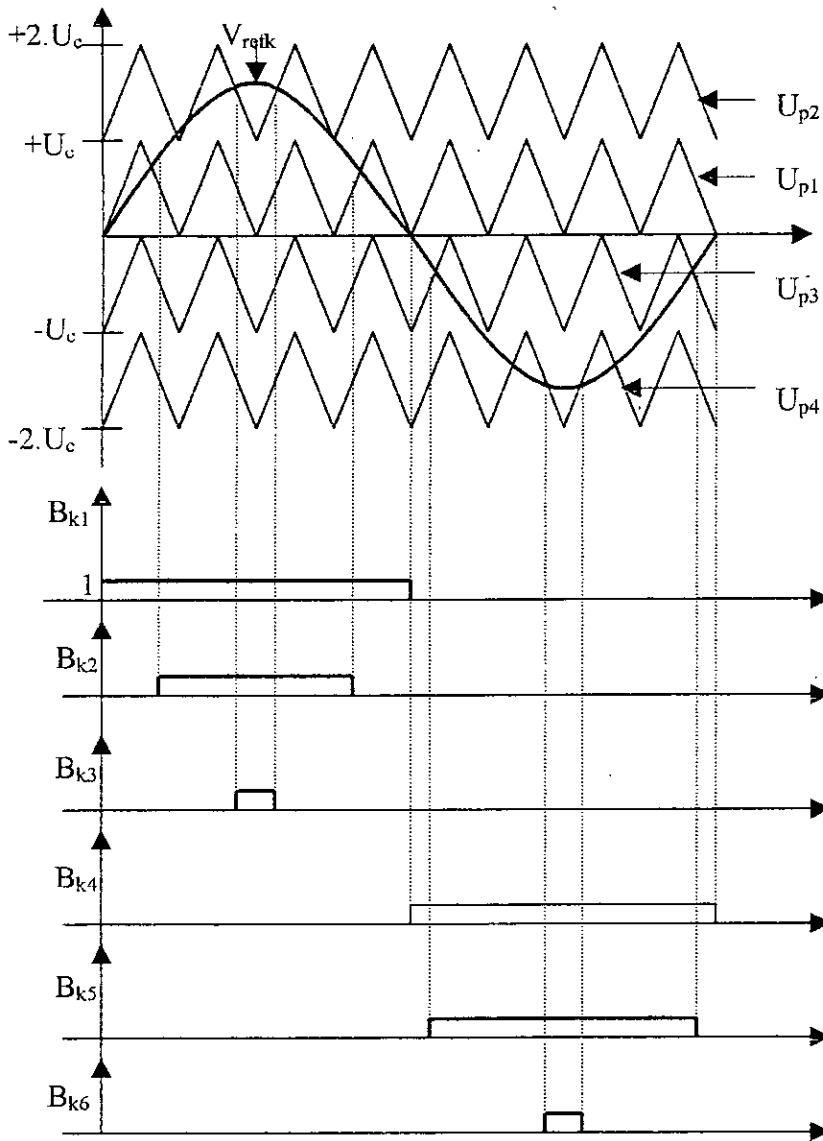


Fig III.16 Principe de générations des impulsions de commande des interrupteurs de l'onduleur pour une commande triangulo-sinusoidale à quatre porteuses unipolaires (type1 ou type2).

VI.1.3 Résultats de simulations

Les figures suivantes donnent les allures de la tension simple de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la triangulo-sinusoidale à quatre porteuses unipolaires type 1 ainsi que le spectre harmonique respectif pour différentes valeurs de m.

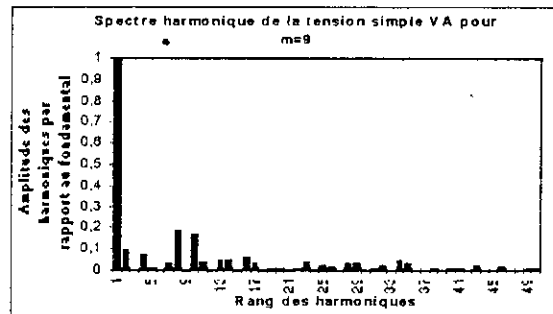
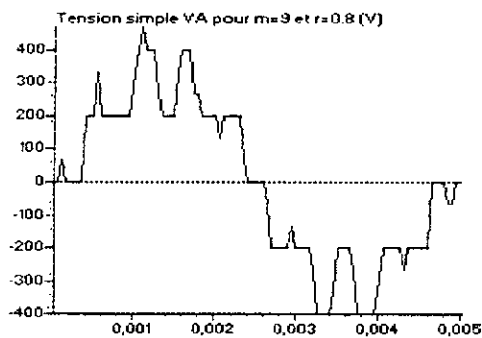


Fig III.17.a Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=9$ et $r=0.8$.

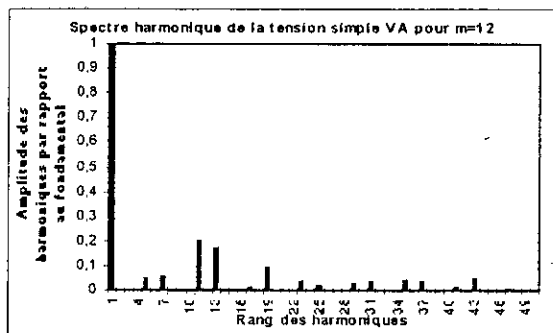
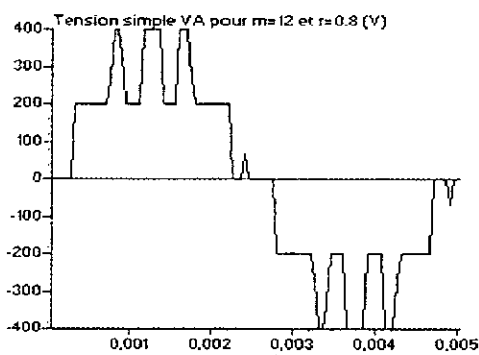


Fig III.17.b Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=12$ et $r=0.8$

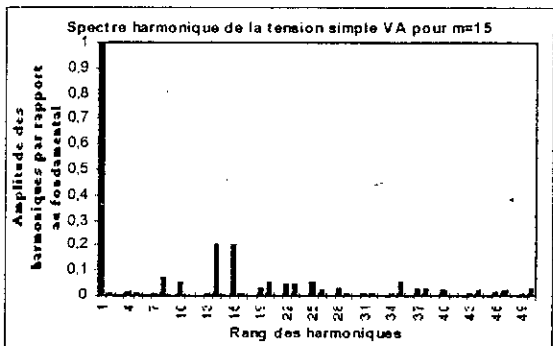
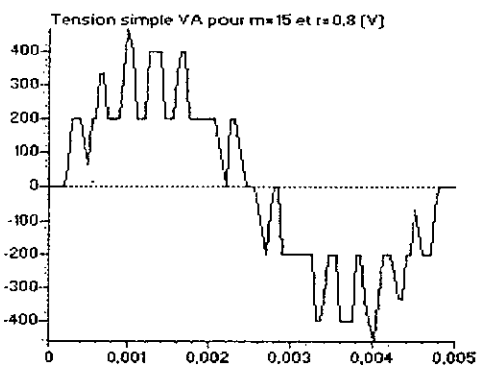


Fig III.17.c Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=15$ et $r=0.8$

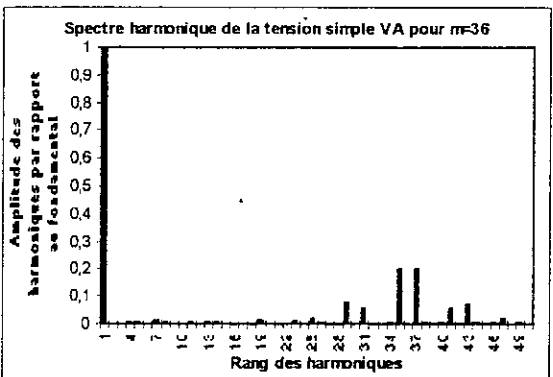
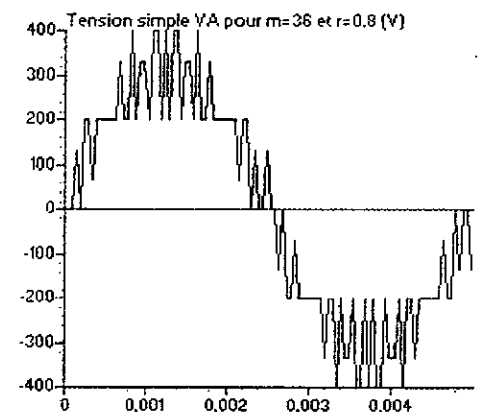


Fig III.17.d Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=36$ et $r=0.8$

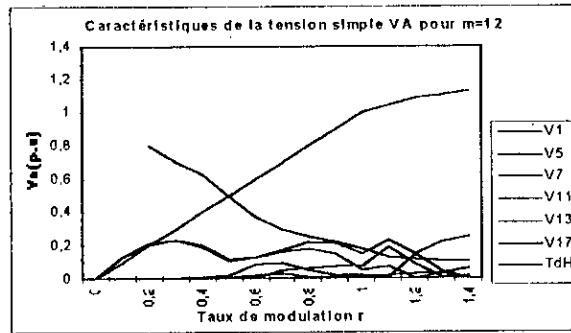


Fig III.17.e Caractéristiques de la tension simple V_A , en fonction du taux de modulation r , pour la triangulo-sinusoidale à quatre porteuses unipolaires type 1 pour $m=12$.

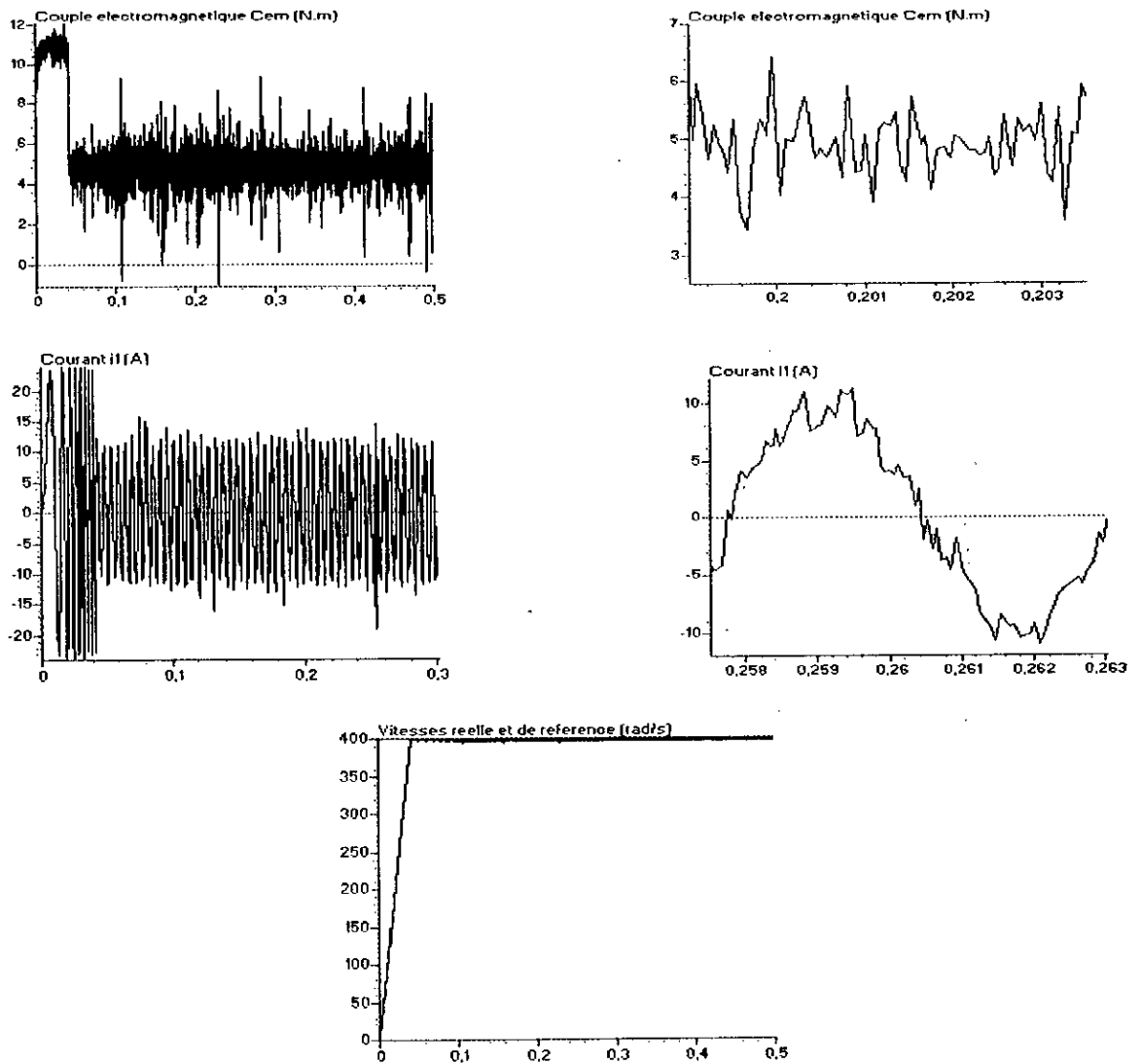


Fig III.17.f Performances de la machine synchrone à aimants permanents commandée en vitesse pour une référence de 400rad/s , alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la triangulo-sinusoidale à quatre porteuses unipolaires type 1 ($m=9$).

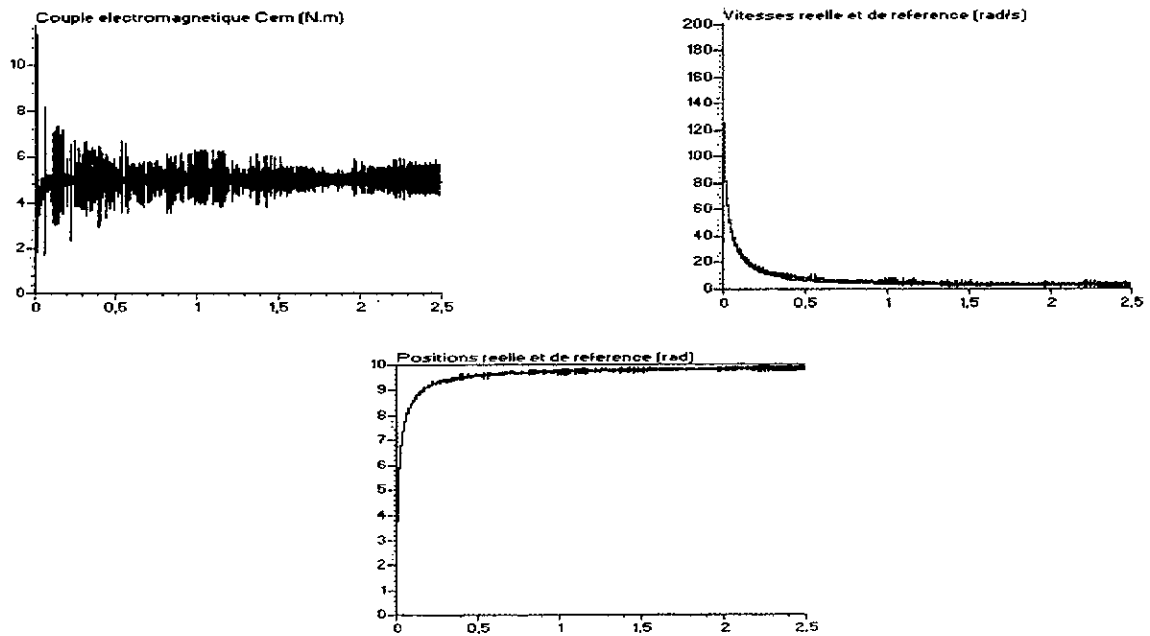


Fig III.17.g Performances de la machine synchrone à aimants permanents commandée en position pour une référence de 10 rad, alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la triangulo-sinusoidale à quatre porteuses unipolaires type 1 ($m=12$).

VI.1.4 Interprétation des résultats

On remarque sur les figures III.17.a à III.17.d que l'on obtient exactement les mêmes allures de tensions simples que dans le cas de la triangulo-sinusoidale à une porteuse et la triangulo-sinusoidale à deux porteuses.

- Les harmoniques sont rangées en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse. Les harmoniques les plus importants sont ceux de rang $m-1$ et $m+1$ dans les quatre cas. Pour $m=12$, les harmoniques les plus importants sont ceux de rang 11 et 13 et atteignent leur maximum pour $r=0.3$.

- Pour des valeurs paires de m , on remarque la présence d'harmoniques impairs et pour des valeurs impaires de m , on note la présence d'harmoniques pairs et impairs.

- L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques les plus importants vers des fréquences élevées et donc plus facilement filtrées par la machine.

- La zone linéaire de réglage du fondamental de la tension simple se sature à $r_{max}=1$.

- Le taux d'harmoniques diminue quand r augmente.

La figure III.17.f donne les caractéristiques de la commande de vitesse de la machine synchrone à aimants permanents pour une vitesse de référence de 400 rad/s, alimentée par l'onduleur à cinq niveaux commandé par la triangulo-sinusoidale à quatre porteuses unipolaires type 1. La charge de la machine impose toujours un couple résistant de 5 N.m.

On remarque que dans ce cas l'ondulation du couple est plus importante que dans les cas précédents.

La figure III.17.g donne les caractéristiques de la commande de position de la machine synchrone à aimants permanents pour une position de référence de 10 rad, alimentée par l'onduleur à cinq niveaux commandé par la triangulo-sinusoidale à quatre porteuses unipolaires type 1.

Comme pour les stratégies triangulo-sinusoidales étudiées précédemment, on présente dans ce cas la stratégie suboptimale ou par injection d'harmoniques. Le système des tensions de référence est celui donné par le système (III.5).

VI.1.5 Principe de la stratégie suboptimale à quatre porteuses unipolaires type 1

Les nouvelles tensions de référence pour une commande suboptimale et les quatre porteuses unipolaires sont données à la figure III.18

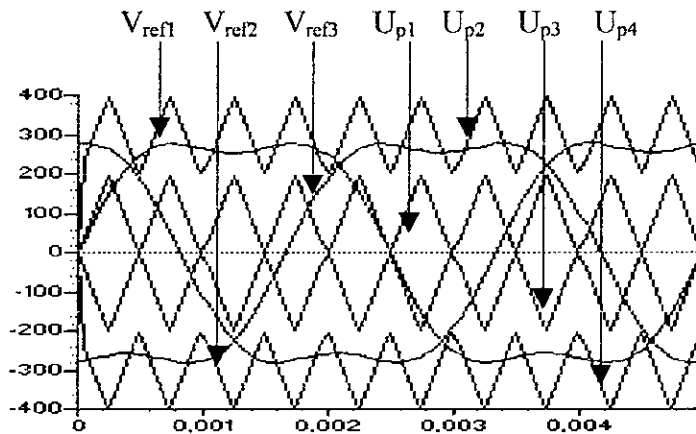


Fig III.18 Différentes tensions de référence et les quatre porteuses pour $m=10$ et $r=0.8$

L'algorithme de la stratégie sans injection d'harmoniques énoncé au système III.7 ainsi que le principe de générations des impulsions de commande des interrupteurs restent valable dans ce cas.

VI.1.6 Résultats de simulation

Les figures suivantes montrent l'allure des tensions simples ainsi que leur spectre harmonique respectif pour différentes valeurs de m .

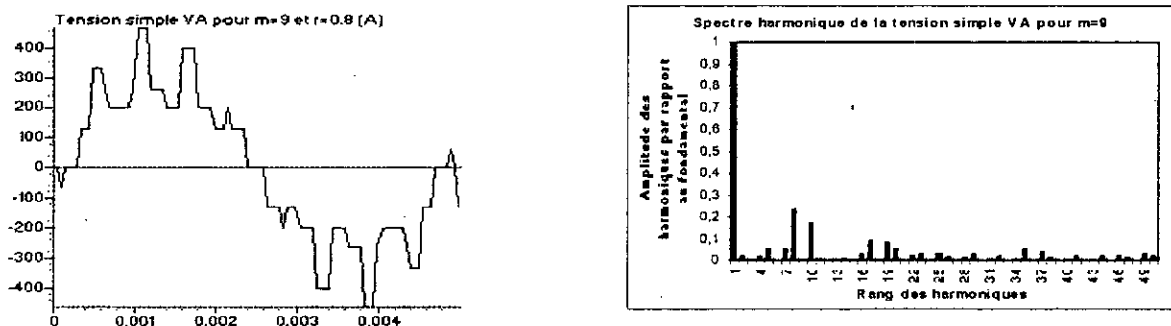


Fig III.19.a Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=9$ et $r=0.8$

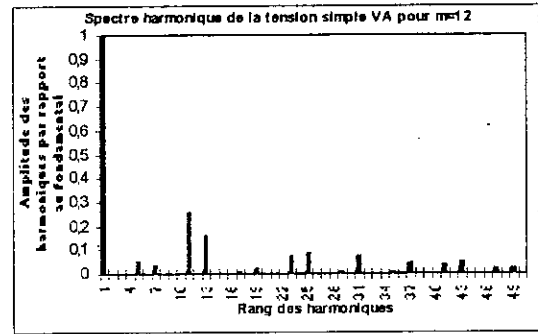
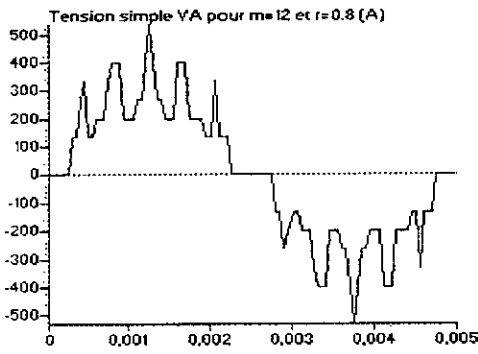


Fig III.19.b Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=12$ et $r=0.8$

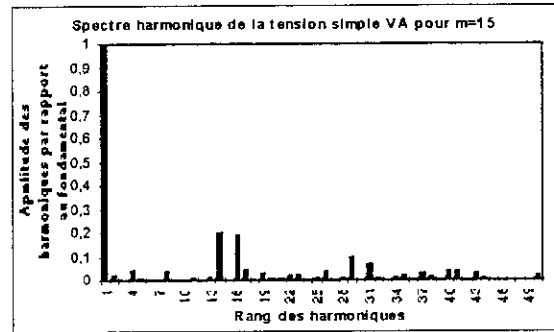
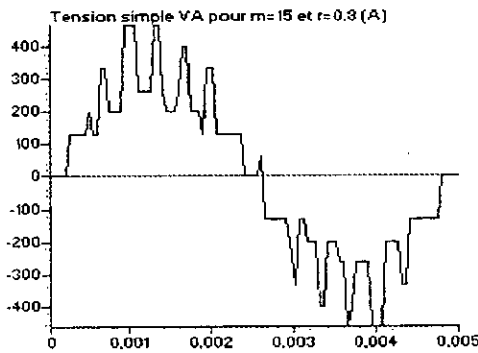


Fig III.19.c Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=15$ et $r=0.8$.

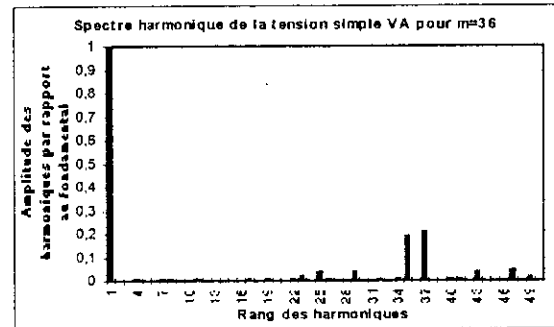
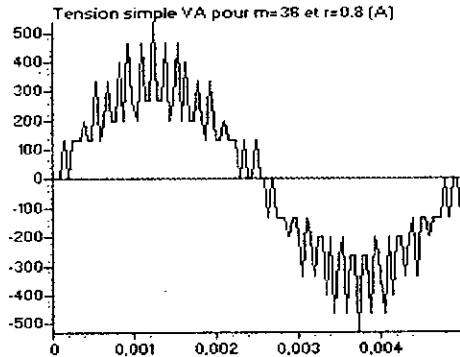


Fig III.19.d Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=36$ et $r=0.8$.

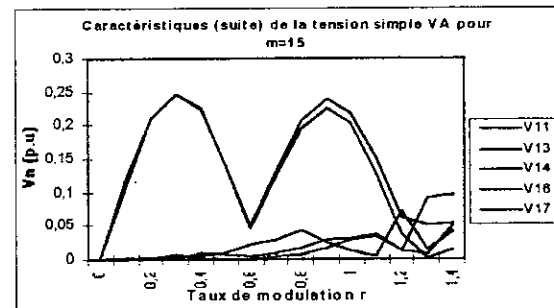
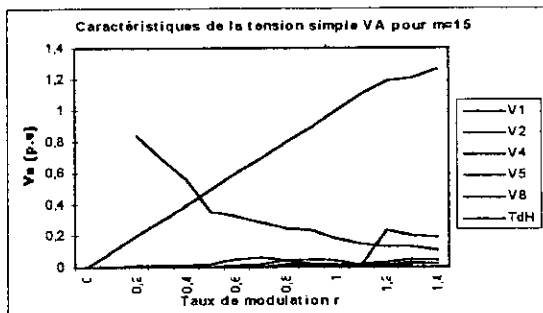


Fig III.19.f Caractéristiques de la tension simple V_A , en fonction du taux de modulation, de la triangulo-sinusoidale à quatre porteuses unipolaires type 1 avec injection de l'harmonique trois pour $m=15$.

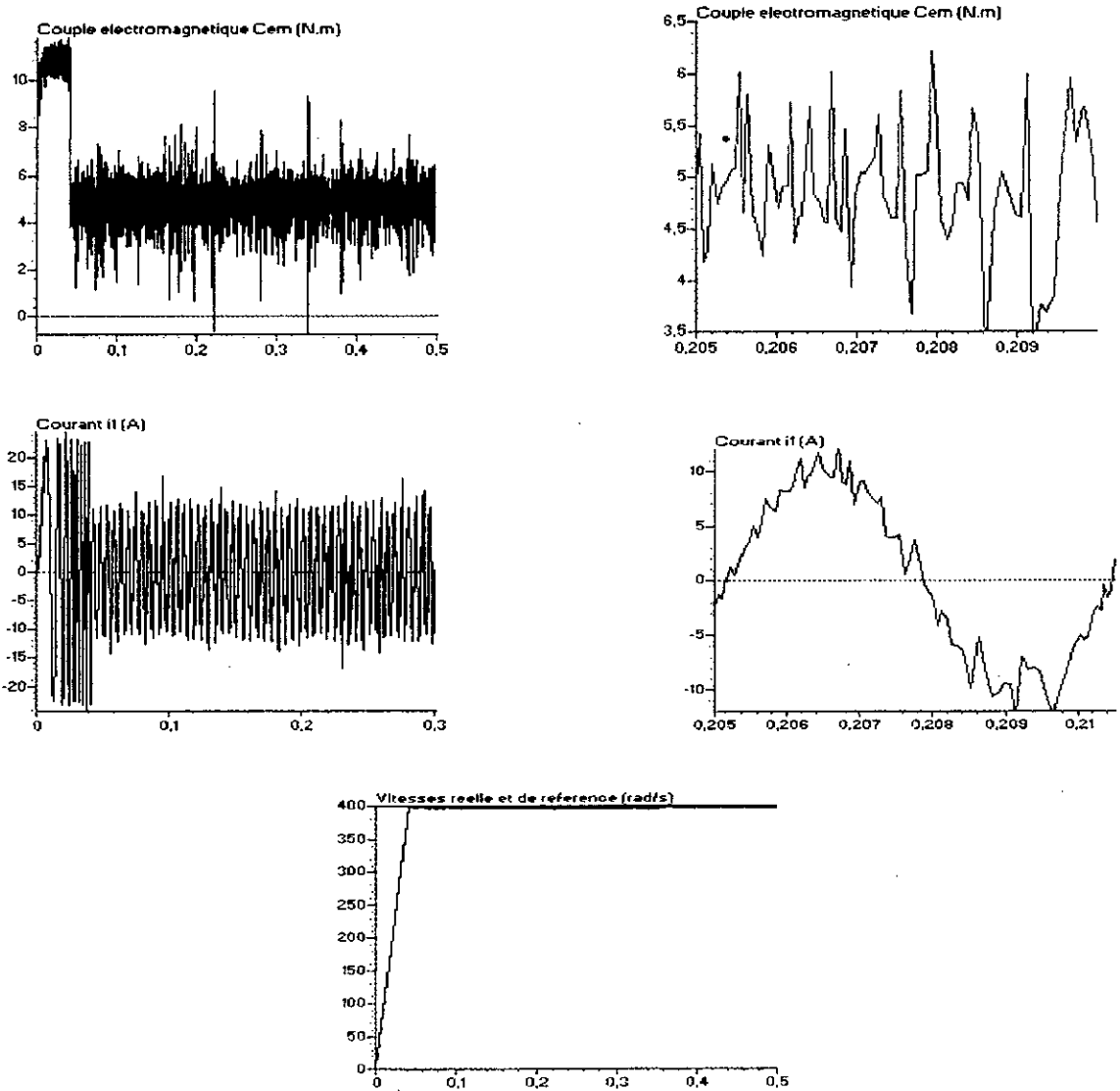
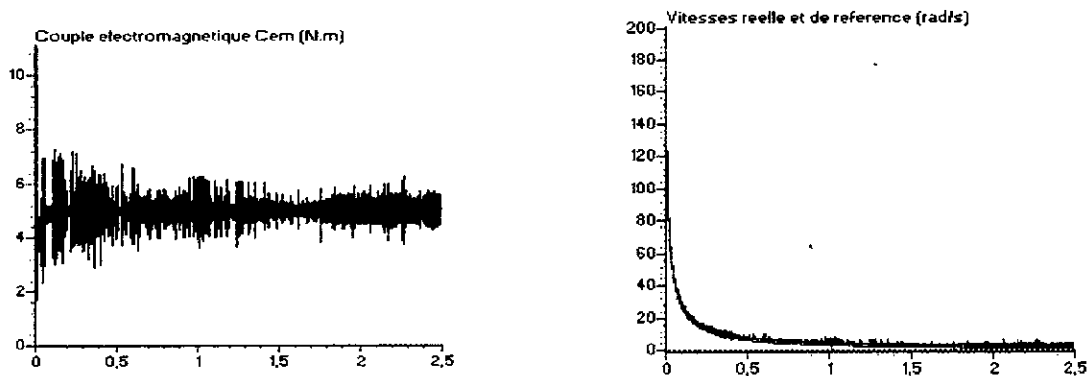


Fig III.19.f Performances de la machine synchrone à aimants permanents commandée en vitesse pour une référence de 400rad/s, alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses unipolaires type1 avec injection de l'harmonique trois ($m=15$).



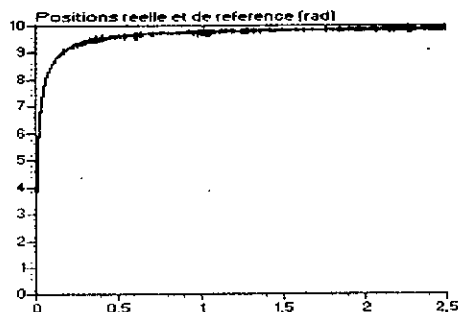


Fig III.19.g Performances de la machine synchrone à aimants permanents commandée en position pour une référence de 10 rad, alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la triangulo-sinusoidale à quatre porteuses type 1 avec injection de l'harmonique 3 ($m=15$).

VI.1.7 Interprétation des résultats

Les figures III.19.a à III.19.d donnent l'allure de la tension simple et son spectre harmonique respectif pour différentes valeurs de l'indice de modulation m .

- On remarque que l'allure des tension simples sont identiques au cas de la stratégie à deux porteuses unipolaires avec injection de l'harmonique trois et au cas de la stratégie à une porteuse avec injection de l'harmonique trois.

- Les harmoniques sont rangées en famille autour de fréquences multiples de celles de la porteuse ($m.f$). Les harmoniques les plus importants sont ceux de rang $(m-1)$ et $(m+1)$. Pour $m=15$, on voit que les harmoniques les plus importants sont ceux de rang 14 et 16 et passent par leur maximum pour $r=0.3$.

- Pour des valeurs paires de m , on remarque la présence d'harmoniques impairs tandis que pour des valeurs impaires de m on remarque la présence d'harmoniques pairs et impairs.

- Les harmoniques sont pratiquement identique au cas sans injection de l'harmonique 3.

- On remarque une augmentation de la zone linéaire de réglage de l'amplitude du fondamental du fondamental de la tension simple qui se sature à $r_{\max}=1.15$ soit une augmentation de 15% par rapport au cas sans injection d'harmoniques.

- Le taux d'harmoniques diminue quand on augmente le taux de modulation r .

La figure III.19.f donne les caractéristiques de la commande de vitesse de la machine synchrone à aimants permanents pour une vitesse de référence de 400 rad/s, alimentée par l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC commandé par la triangulo-sinusoidale à quatre porteuses unipolaires type 1 avec injection de l'harmonique trois. La charge de la machine impose un couple résistant de 5 N.m.

La figure III.19.g donne les caractéristiques de la commande de position de la machine synchrone à aimants permanents pour une position de référence de 10 rad, alimentée par l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC commandé par la triangulo-sinusoidale à quatre porteuses unipolaires type 1 avec injection de l'harmonique trois.

En conclusion, on peut dire que la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses unipolaires type 1 donne les mêmes résultats que celle à une porteuse et celle à deux porteuses étudiées précédemment mais augmente les ondulations du couple électromagnétique.

Il existe une autre stratégie utilisant quatre porteuses unipolaires. Cette stratégie appelé triangulo-sinusoidale à quatre porteuses type 2 est présenté au chapitre suivant.

VI.2 Commande triangulo-sinusoidale à quatre porteuses unipolaires type 2

VI.2.1 Principe de la stratégie

Le principe de la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses unipolaires type 2 ne diffère de celle du type 1 que par les porteuses U_{p3} et U_{p4} qui sont inversés par rapport à celle du type 1.

Les tensions de référence permettant de générer un système de tensions triphasé équilibré sont définis par le système III.3.

La figure III.20 montre les tensions de référence et les quatre porteuses unipolaires utilisées dans ce cas.

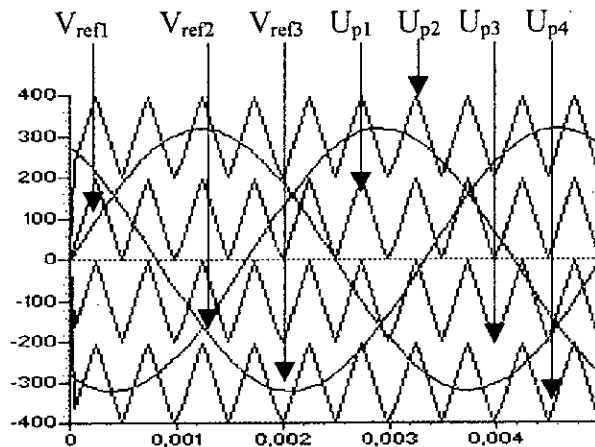


Fig III.20 Différentes tensions de référence et les quatre porteuses unipolaires pour $m=10$ et $r=0.8$

L'algorithme de commande défini au système III.7 et le principe de générations des impulsions de commande des interrupteurs de la figure III.16 reste valable pour cette stratégie.

VI.2.2 Résultats de simulation

Les figures suivantes montrent l'allure des tensions simples et leurs spectres harmoniques respectifs pour différentes valeurs de l'indice de modulation.

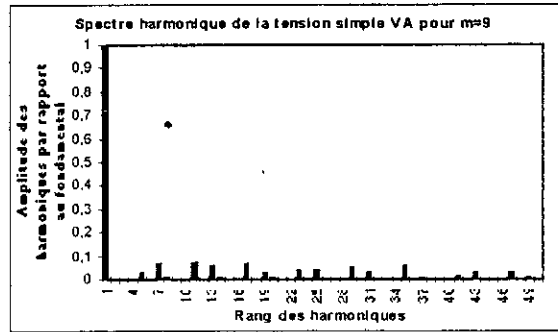
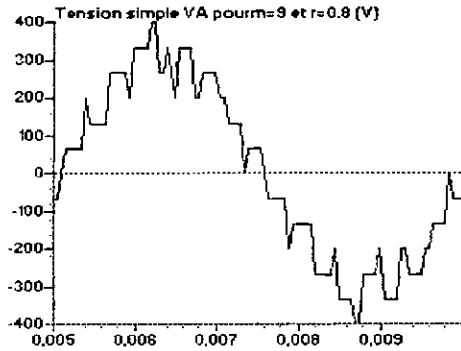


Fig III.21.a Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=9$ et $r=0.8$

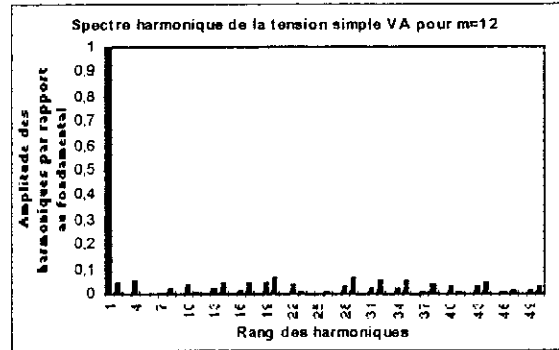
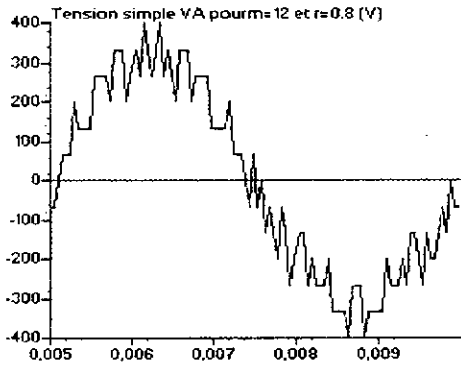


Fig III.21.b Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=12$ et $r=0.8$

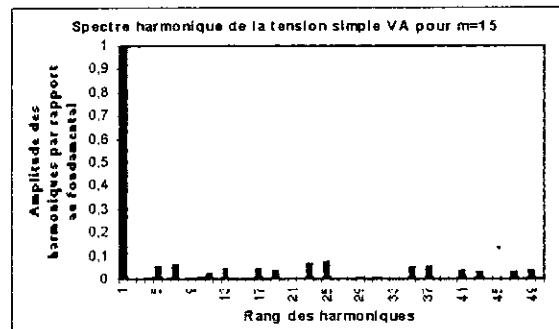
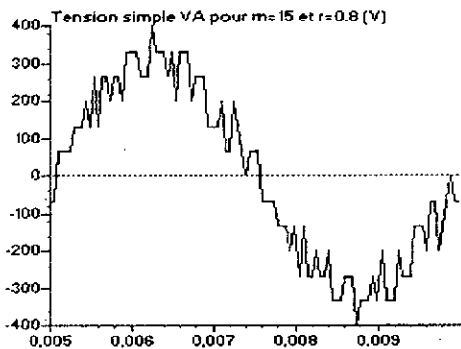


Fig III.21.c Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=15$ et $r=0.8$.

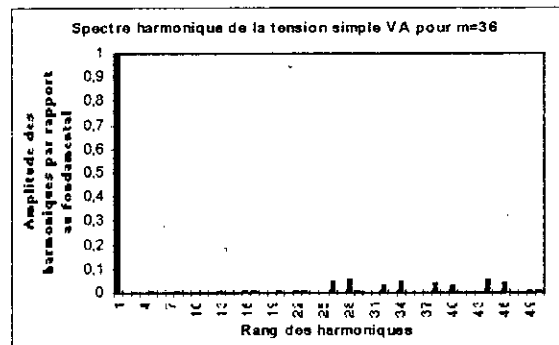
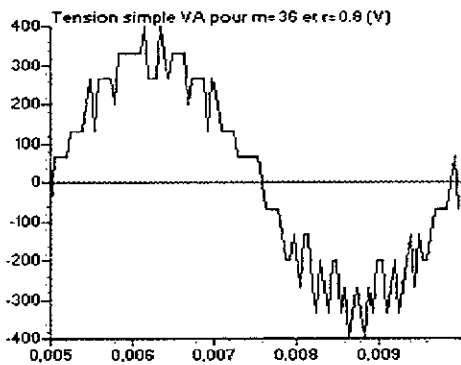


Fig III.21.d Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=36$ et $r=0.8$.

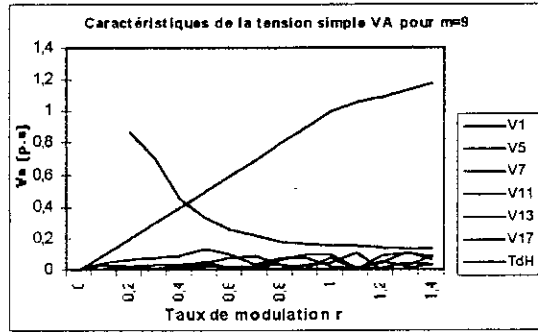


Fig III.21.e Caractéristique de la tension simple V_A , en fonction du taux de modulation, de la triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses unipolaires type 2 pour $m=9$.

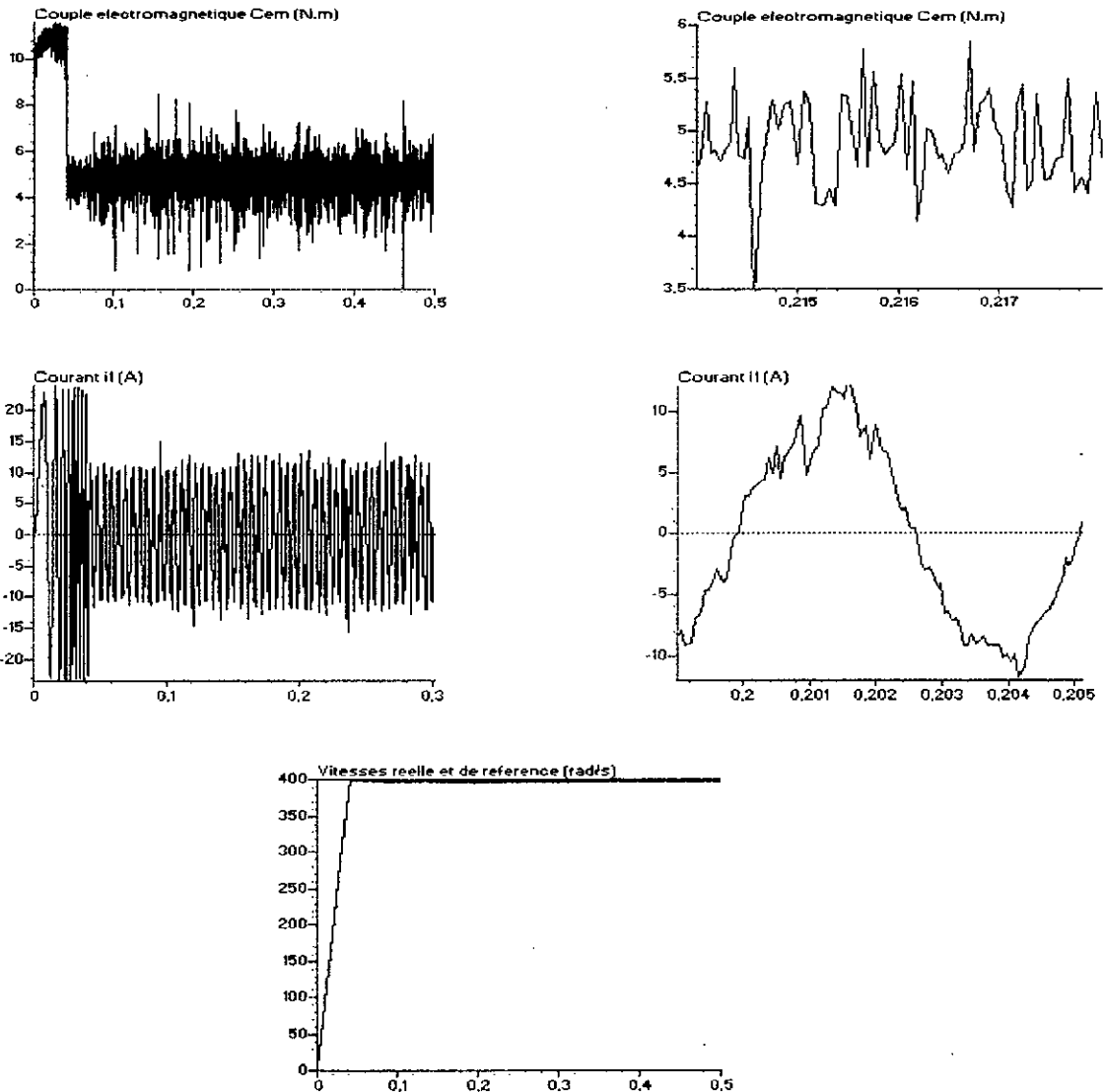


Fig III.21.f Performances de la machine synchrone à aimants permanents commandée en vitesse pour une référence de 400rad/s, alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses unipolaires type2 ($m=9$).

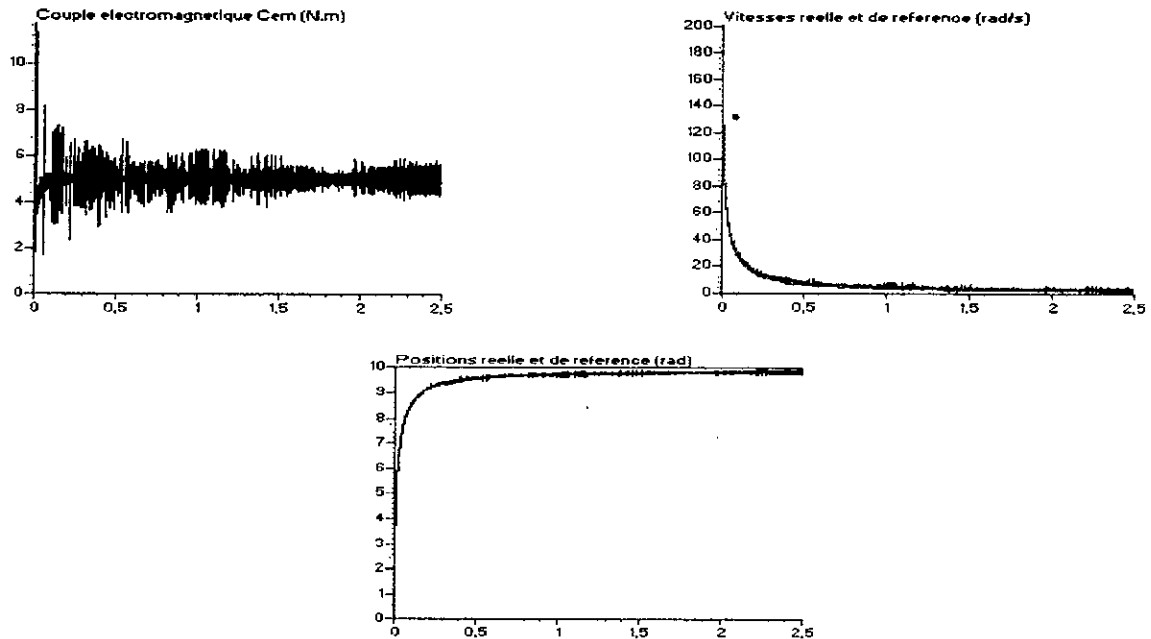


Fig III.21.g Performances de la machine synchrone à aimants permanents commandée en position pour une référence de 10 rad, alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses unipolaires type 2 ($m=9$).

VI.2.3 Interprétation des résultats

Les figures III.21.a à III.21.d donnent l'allure de la tension simple et son spectre harmonique respectif pour différentes valeurs de l'indice de modulation m .

- Pour des valeurs impaires de m , on obtient une symétrie par rapport à π et on remarque la présence d'harmoniques d'ordre impaires tandis que pour des valeurs paires de m , on obtient une symétrie par rapport à $\frac{\pi}{2}$ et on constate la présence d'harmoniques pairs et impairs.

- Les harmoniques sont groupés en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse ($m.f$).

- les harmoniques les plus importants en amplitude sont ceux de la première famille centrée autour de la fréquence $m.f$.

- L'augmentation de l'indice de modulation permet de pousser les harmoniques les plus importants en amplitude vers des fréquences plus élevées donc facilement filtrées par la machine.

- La zone linéaire de réglage de l'amplitude du fondamental de la tension simple se sature à $r_{\max}=1$.

- Le taux d'harmoniques diminue quand r augmente

La figure III.21.f donne les caractéristiques de la commande de vitesse de la machine synchrone à aimants permanents pour une vitesse de référence de 400rad/s, alimenté par

l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses unipolaires type 2. La charge de la machine impose un couple résistant de 5 N.m.

La figure III.21.g donne les caractéristiques de la commande de position de la machine synchrone à aimants permanents pour une position de référence de 10 rad, alimenté par l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses unipolaires type 2.

Comme pour les stratégies précédentes, dans le but d'élargir la zone linéaire de réglage de l'amplitude du fondamental de la tension simple, on présente dans ce qui suit la commande suboptimale ou par injection de l'harmonique trois pour la triangulo-sinusoidale à quatre porteuses unipolaires type 2.

Le système de tensions permettant de générer un système triphasé équilibré est celui donné par le système III.5.

VI.2.4 Principe de la stratégie suboptimale à quatre porteuses unipolaires type 2

La figure III.22 montre les différentes tensions de référence pour une commande suboptimale et les quatre porteuses pour $m=10$ et $r=0.8$.

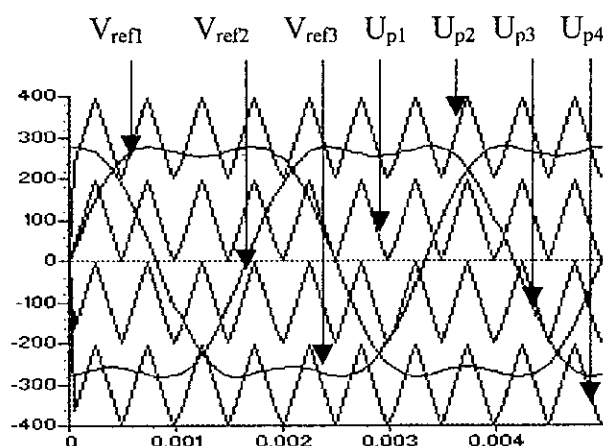


Fig III.22 Différentes tensions de référence et les quatre porteuses unipolaires pour $m=10$ et $r=0.8$

L'algorithme énoncé au système III.7 ainsi que le principe de générations des impulsions de commande des interrupteurs restent valable dans ce cas.

VI.2.5 Résultats de simulation

Les figures suivantes montrent l'allure des tensions simples et leurs spectres harmoniques respectifs pour différentes valeurs de m .

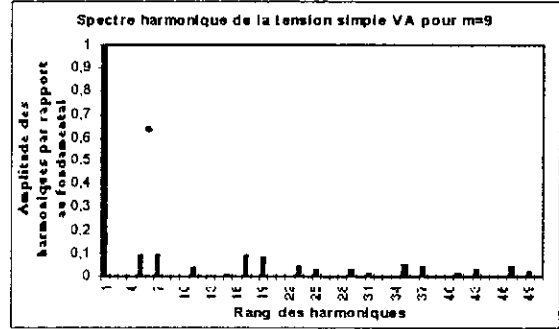
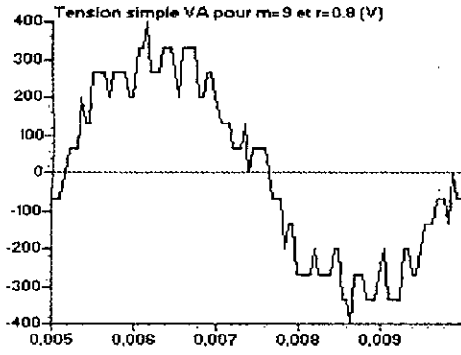


Fig III.23.a Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=9$ et $r=0.8$

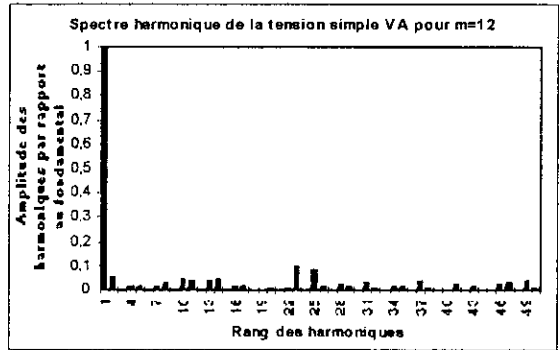
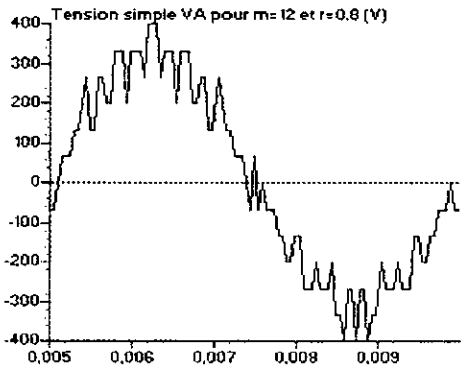


Fig III.23.b Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=12$ et $r=0.8$

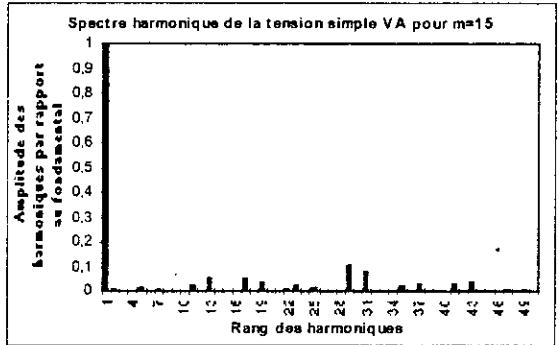
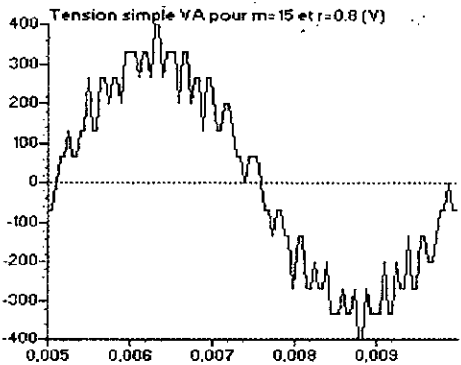


Fig III.23.c Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=15$ et $r=0.8$

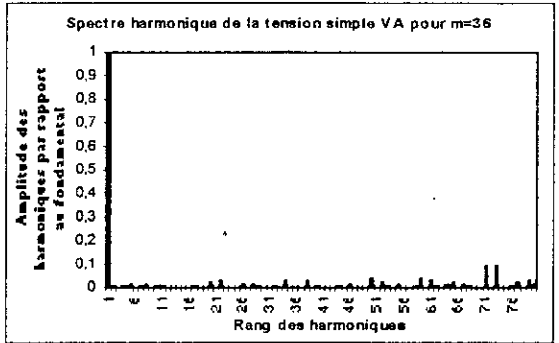
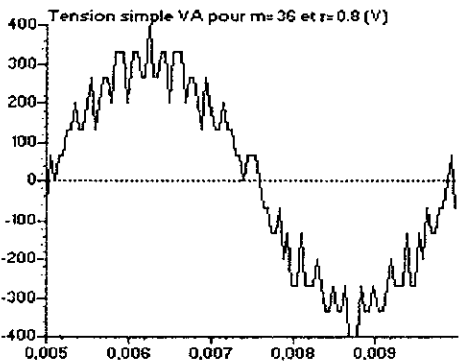


Fig III.23.d Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=36$ et $r=0.8$

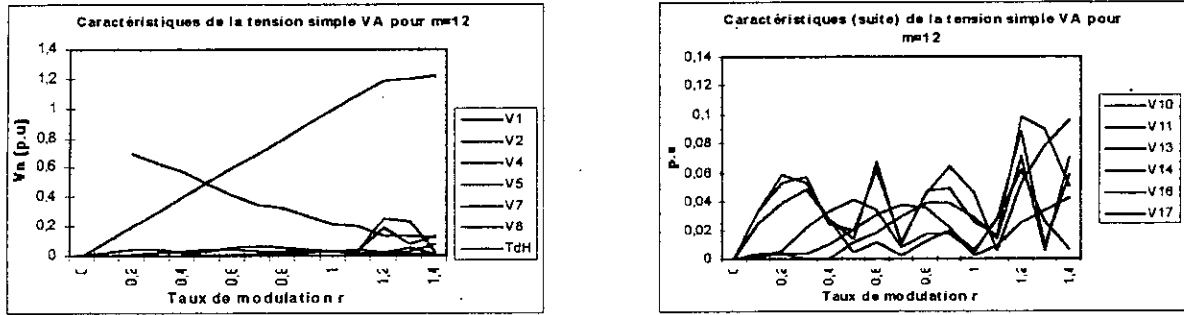


Fig III.23.e Caractéristiques de la tension simple V_A , en fonction du taux de modulation, de la triangulo-sinusoidale à quatre porteuses unipolaires type 2 avec injection de l'harmonique trois pour $m=12$.

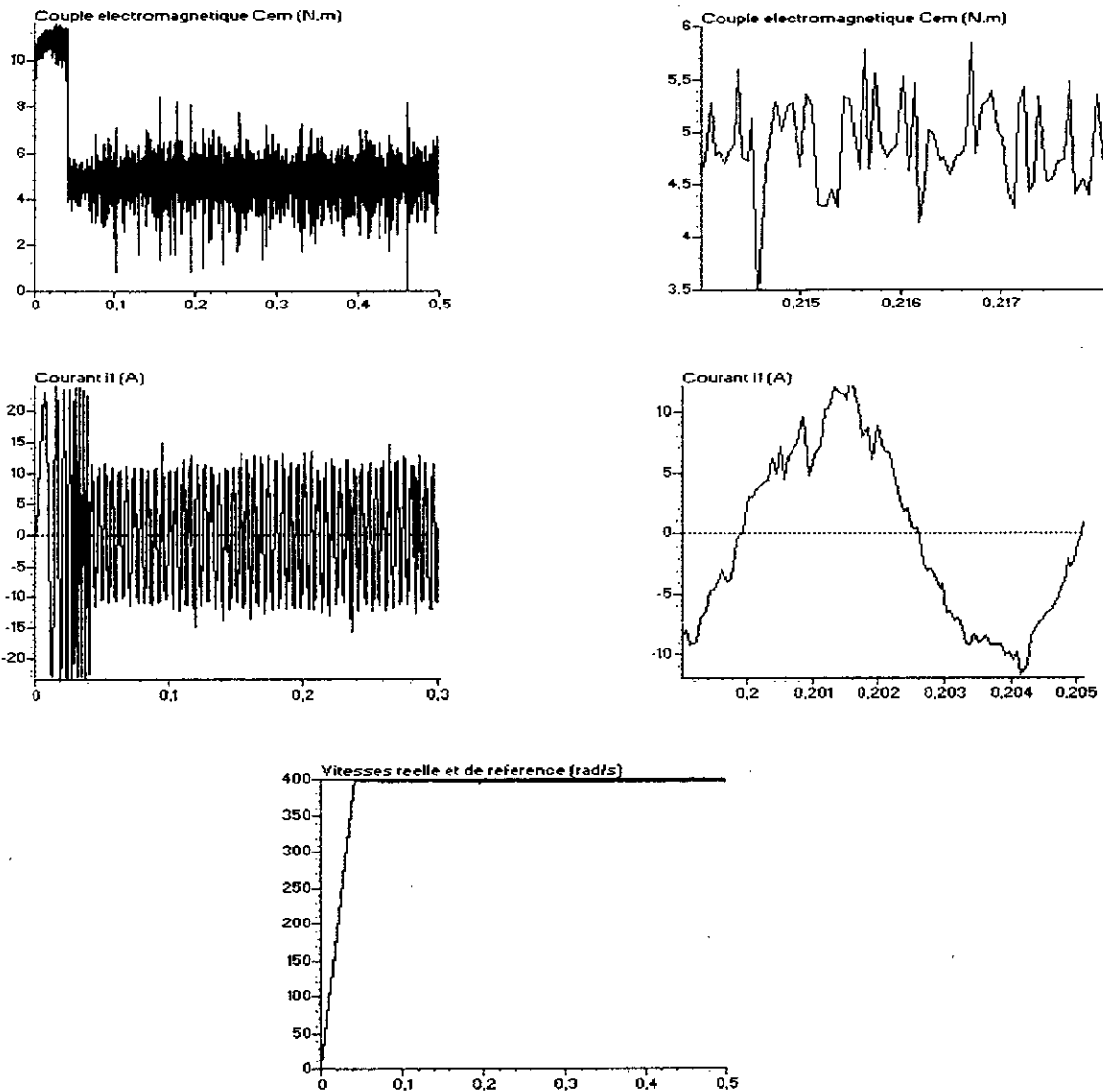


Fig III.23.f Performances de la machine synchrone à aimants permanents commandée en vitesse pour une référence de 400rad/s , alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la triangulo-sinusoidale à quatre porteuses unipolaires type 2 avec injection d'harmonique 3 ($m=12$).

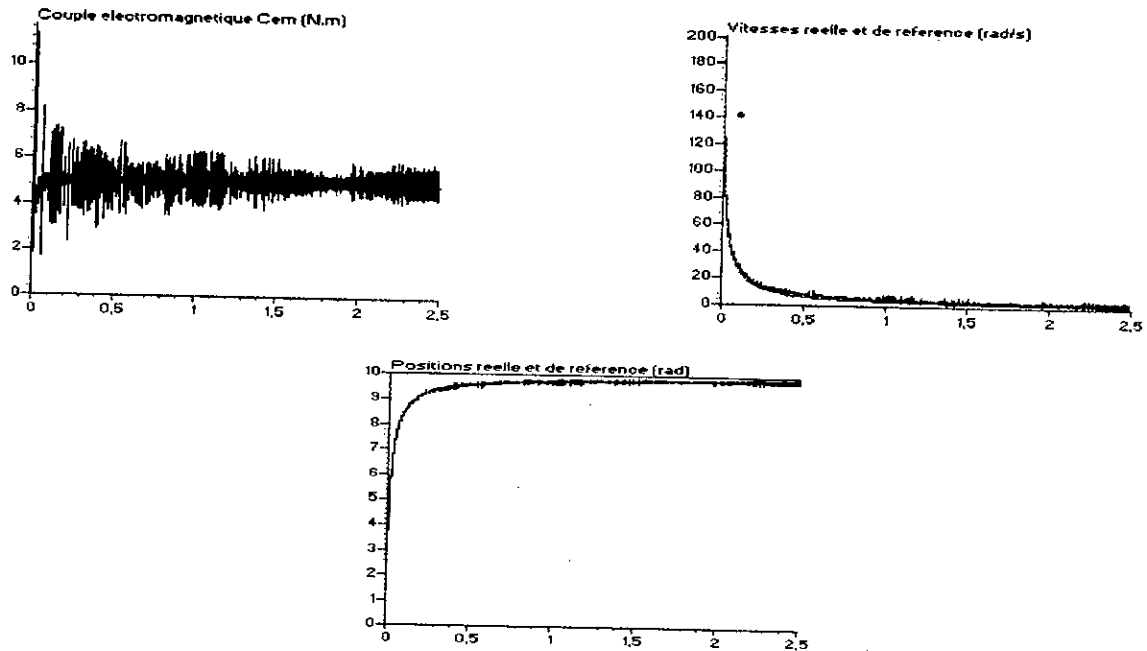


Fig III.23.g Performances de la machine synchrone à aimants permanents commandée en position pour une référence de 10 rad, alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses unipolaires type 2 avec injection de l'harmonique 3 ($m=12$).

VI.2.6 Interprétation des résultats.

Les figures III.23.a à III.23.d donnent l'allure de la tension simple et son spectre harmonique respectif pour différentes valeurs de l'indice de modulation m .

- Les harmoniques sont rangées en familles centrées autour des fréquences multiples de celles de la porteuse ($m.f$). Les harmoniques les plus importants en amplitude sont ceux de la première famille.
- Pour des valeurs impaires de m , on obtient une symétrie par rapport à π et on remarque la présence d'harmoniques d'ordre impaires tandis que pour des valeurs paires de m , on obtient une symétrie par rapport à $\frac{\pi}{2}$ et on constate la présence d'harmoniques pairs et impairs.
- L'augmentation de l'indice de modulation permet de pousser les harmoniques les plus importants en amplitude vers des fréquences élevées donc plus facilement filtrées par la machine.
- On remarque une augmentation de la zone linéaire de réglage de l'amplitude du fondamental de la tension simple de 15 %. Celle-ci varie linéairement jusqu'à $r_{\max}=1.15$.
- Le taux d'harmoniques diminue quand r augmente.

Les figures III.23.f et III.23.h donnent les caractéristiques de la commande de vitesse et de position de la machine alimentée par l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC commandé la triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses unipolaires type 2 avec injection de l'harmonique trois. On choisit $a=0.2$.

VII. Commande triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires

Afin d'obtenir un meilleur taux d'harmoniques des tensions simples pour les onduleurs triphasés à cinq niveaux à structure NPC, on peut utiliser pour leurs commandes quatre porteuses bipolaires déphasées les unes des autres d'un quart de période de hachage ($\frac{1}{4F_p}$)

où F_p représente la fréquence de la porteuse.

Pour les porteuses bipolaires, comme dans le cas des porteuses unipolaires, plusieurs cas de figures sont possibles (porteuses triangulaires, porteuses en dents de scie). Dans notre cas, nous nous limiterons au cas des porteuses en dents de scie et emploierons les porteuses triangulaires ultérieurement pour une autre stratégie de commande.

VII.1 Principe de la stratégie

Les tensions de référence utilisées dans ce cas et permettant de générer un système de tension triphasé équilibré est celui défini par le système III.3.

La figure III.24 montre l'allure du système de tensions de référence triphasé et des quatre porteuses bipolaires pour $m=2$ et $r=0.8$.

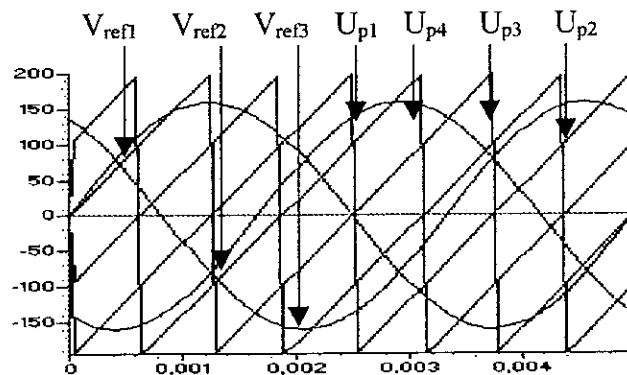


Fig III.24 Différentes tensions de référence et les quatre porteuses bipolaires pour $m=2$ et $r=0.8$

VII.2 Algorithme de la stratégie

L'algorithme de commande de la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires pour un bras k de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC est constitué de deux étapes :

1- Détermination des tensions intermédiaires

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{refk} < U_{p1} \Rightarrow V_{km1} = U_c \\ V_{refk} > U_{p1} \Rightarrow V_{km1} = 2.U_c \\ V_{refk} > U_{p3} \Rightarrow V_{km3} = 0 \\ V_{refk} < U_{p3} \Rightarrow V_{km3} = -U_c \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} V_{refk} < U_{p2} \Rightarrow V_{km2} = 0 \\ V_{refk} > U_{p2} \Rightarrow V_{km2} = U_c \\ V_{refk} > U_{p4} \Rightarrow V_{km4} = -U_c \\ V_{refk} < U_{p4} \Rightarrow V_{km4} = -2.U_c \end{array} \right. \quad (III.8)$$

2- Détermination de la tension V_{kM} et des ordres de commande B_{ks} des interrupteurs

$$V_{kM} = V_{kM1} + V_{kM2} + V_{kM3} + V_{kM4} \tag{III.9}$$

Si $V_{kM} = 2.U_c \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1, B_{k3} = 1$

Si $V_{kM} = U_c \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1, B_{k3} = 0$

Si $V_{kM} = 0 \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0, B_{k3} = 0$

Si $V_{kM} = -U_c \Rightarrow B_{k4} = 1, B_{k5} = 1, B_{k6} = 0$

Si $V_{kM} = -2.U_c \Rightarrow B_{k4} = 1, B_{k5} = 1, B_{k6} = 1$

Remarque : Comme pour les stratégies triangulo-sinusoidales étudiées précédemment, celle ci est caractérisée par deux paramètres : l'indice de modulation m et le taux de modulation r .

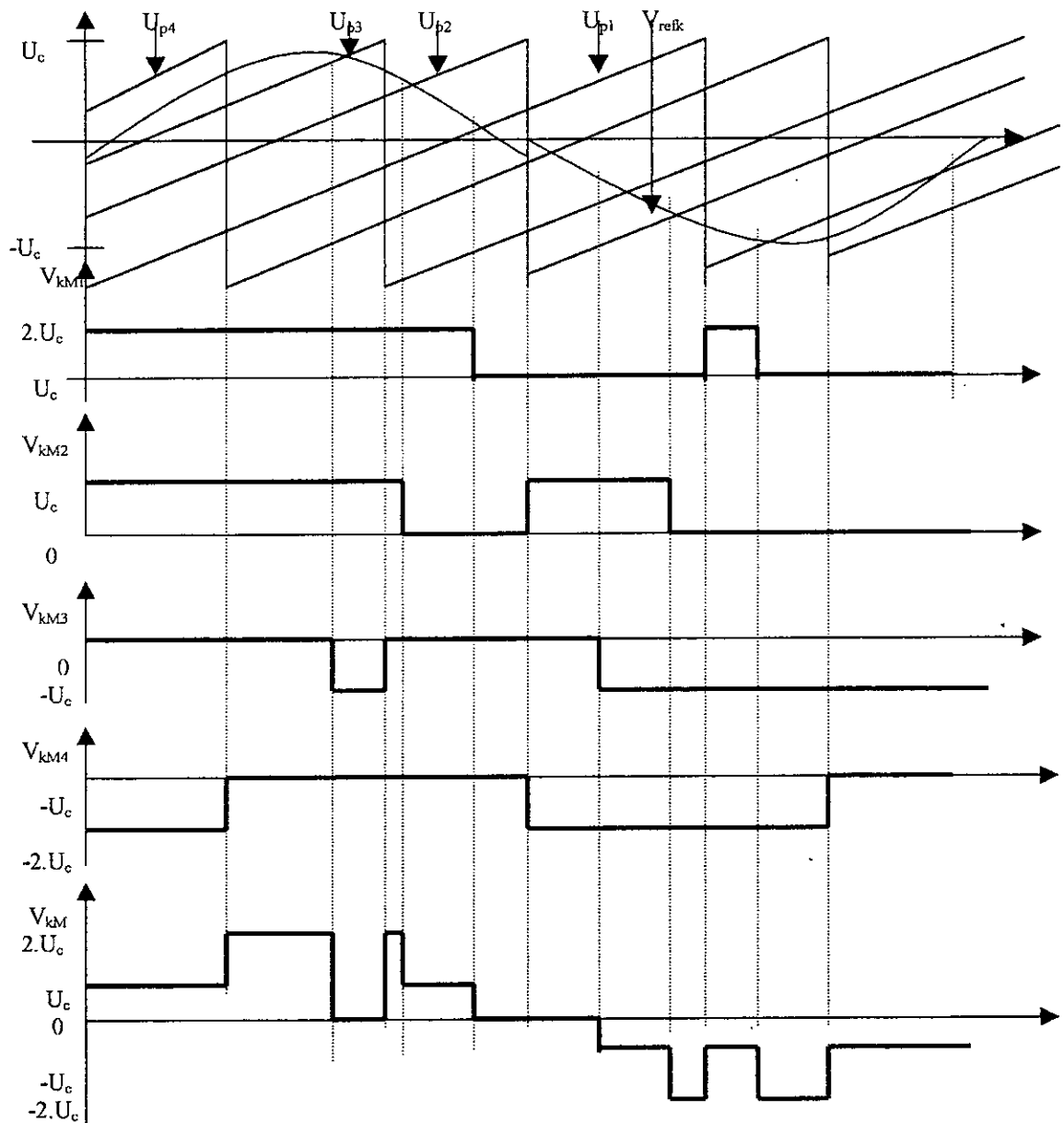


Fig III.25 Principe de génération des tensions intermédiaires V_{kM1} , V_{kM2} , V_{kM3} , V_{kM4} et de la tension V_{kM}

VII.3 Résultats de simulation

Les figures suivantes montrent les tensions simples et leurs spectre harmonique respectifs pour différentes valeurs de l'indice de modulation m .

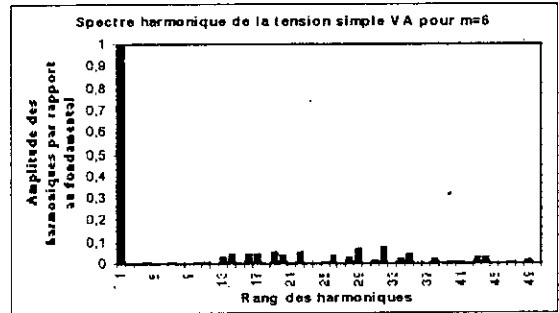
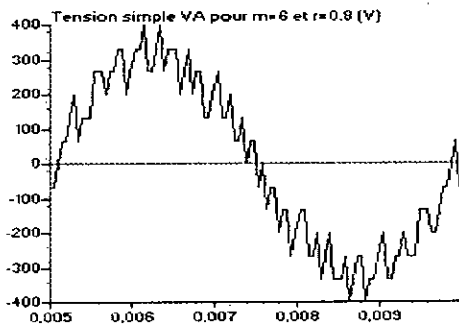


Fig III.26.a Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=6$ et $r=0.8$

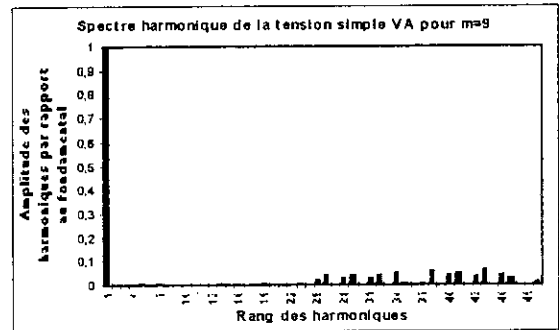
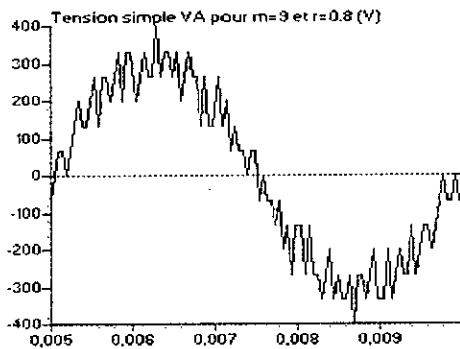


Fig III.26.b Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=9$ et $r=0.8$

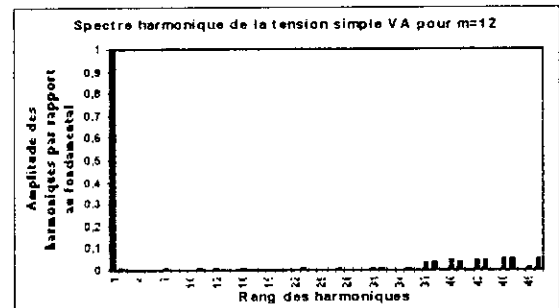
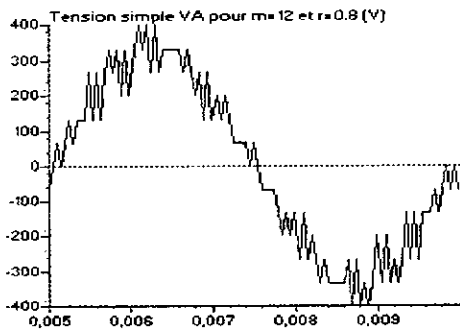


Fig III.26.c Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=12$ et $r=0.8$

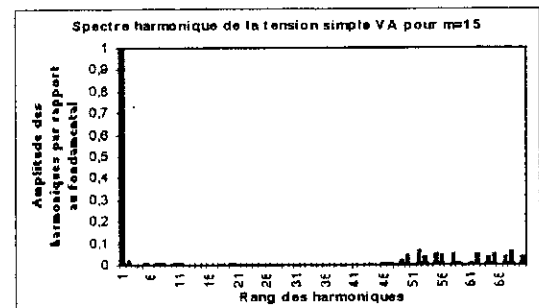
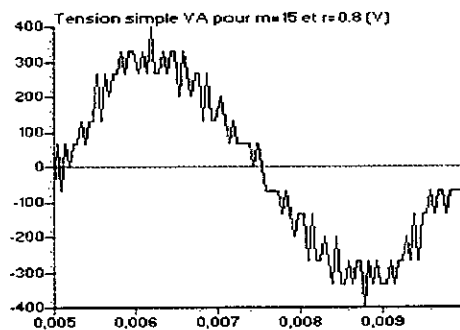


Fig III.26.d Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=15$ et $r=0.8$

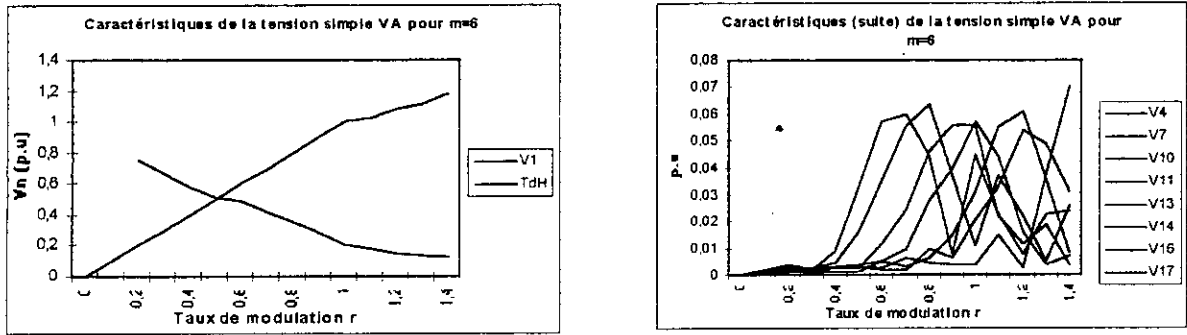


Fig III.26.e Caractéristiques de la tension simple V_A , en fonction du taux de modulation r , de la triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires pour $m=6$.

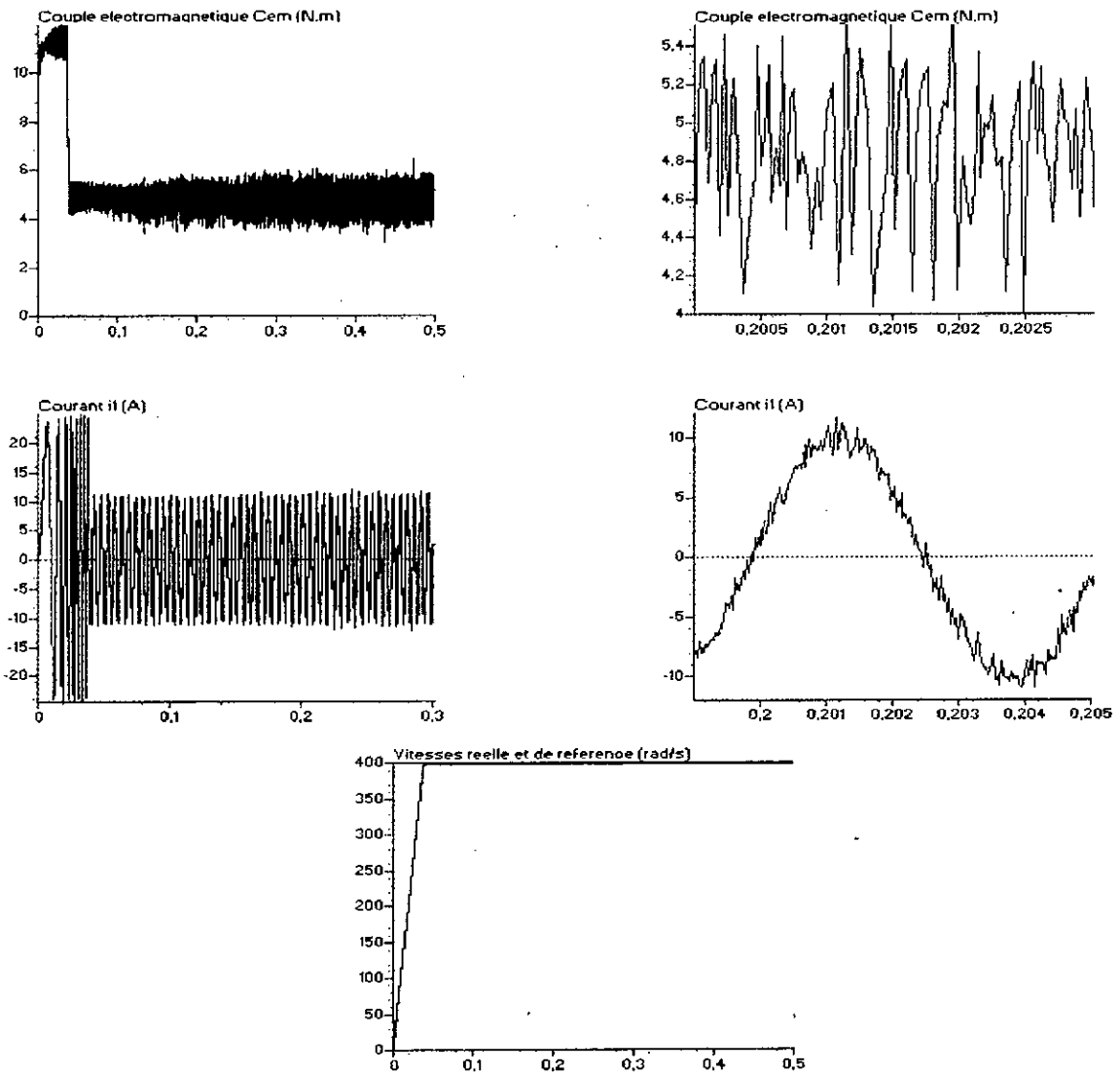


Fig III.26.f Performances de la machine synchrone à aimants permanents commandée en vitesse pour une référence de 400rad/s, alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires ($m=6$).

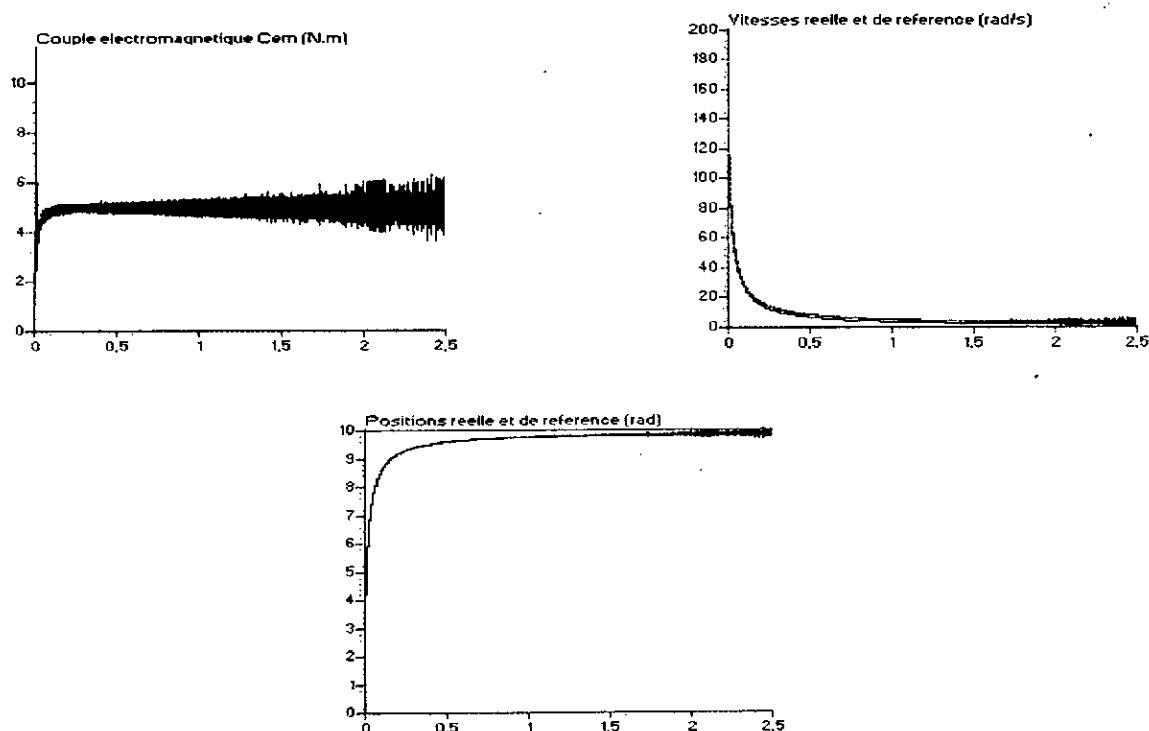


Fig III.26.g Performances de la machine synchrone à aimants permanents commandée en position pour une référence de 10 rad, alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires ($m=6$).

VII.4 Interprétation des résultats

Les figures III.26.a à III.26.d montrent l'allure de la tension simple et donne le spectre harmonique correspondant pour différentes valeurs de l'indice de modulation m (6, 9, 12 et 15).

- L'analyse spectrale montre que pour toutes les valeurs de m , on a aucune symétrie. De ce fait, on obtient des harmoniques pairs en plus des harmoniques impairs.

- Les harmoniques sont groupés en familles centrées autour de fréquences multiples de $4.m.f$. La première famille, centrée autour de la fréquence $4.m.f$, est la plus importante du point de vue amplitude.

Les figures III.26.e montrent les variations en fonction du taux de modulation r de l'amplitude du fondamental de la tension simple et celles des harmoniques pour $m=6$.

- Le taux d'harmoniques diminue quand r augmente.

- La zone de réglage de l'amplitude du fondamental de la tension simple est linéaire jusqu'à $r=1$.

La figure III.26.f montre les caractéristiques de la commande de vitesse de la machine synchrone à aimants permanents pour une vitesse de référence de 400rad/s, alimentée par l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à

quatre porteuses bipolaires pour $m=6$ et . La charge de la machine impose un couple résistant de 5 N.m.

La figure III.26.g montre les caractéristiques de la commande de position de la machine synchrone à aimants permanents pour une position de référence de 10 rad, alimentée par l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires pour $m=6$.

Comme pour les stratégies à une, deux et quatre porteuses type 1 et type 2, on présente dans ce qui suit le cas de la triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires avec injection de l'harmonique trois.

Dans ce cas, le système de tensions de référence permettant de générer des tensions triphasées équilibrées est celui donné par le système (III.5).

VII.5 Principe de la stratégie suboptimale à quatre porteuses bipolaires

La figure III.27 montre les tensions de référence et les quatre porteuses bipolaires dans le cas de l'injection de l'harmonique trois.

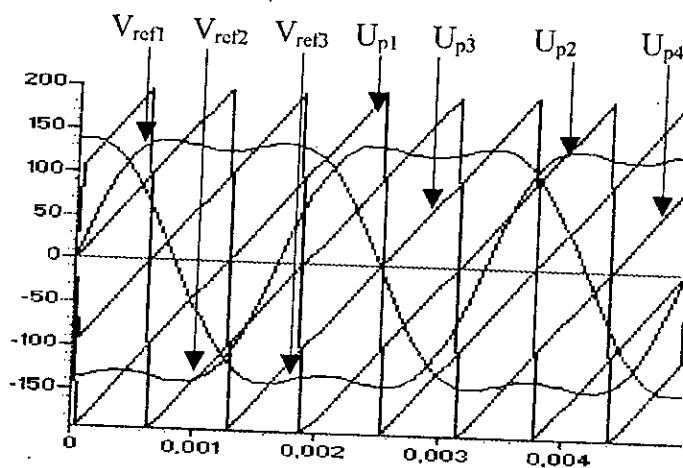


Fig III.27 Différentes tensions de référence et les quatre porteuses bipolaires pour $m=2$ et $r=0.8$

L'algorithme de la stratégie sans injection d'harmoniques énoncé précédemment ainsi que le principe de générations des tensions intermédiaires V_{k1} , V_{k2} , V_{k3} et V_{k4} , de la tension V_{KM} et des ordres de commande des interrupteurs restent valable dans ce cas.

VII.6 Résultats de simulation

Les figures suivantes donnent l'allure des tensions simples et leurs spectres harmoniques respectifs pour différentes valeurs de m .

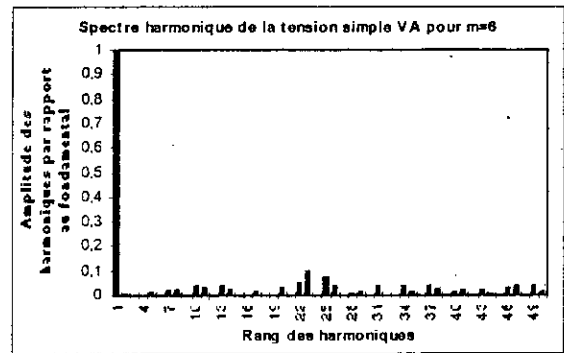
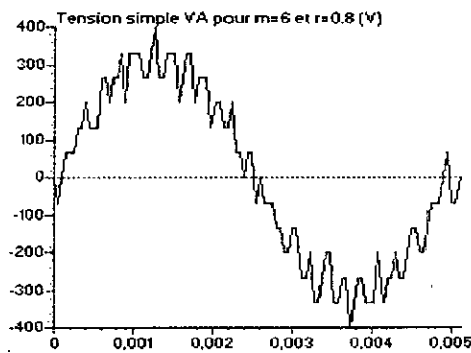


Fig III.28.a Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=6$ et $r=0.8$.

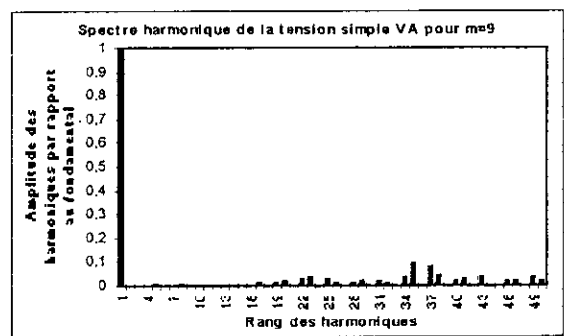
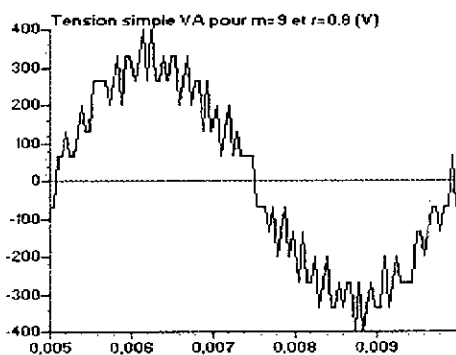


Fig III.28.b Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=9$ et $r=0.8$

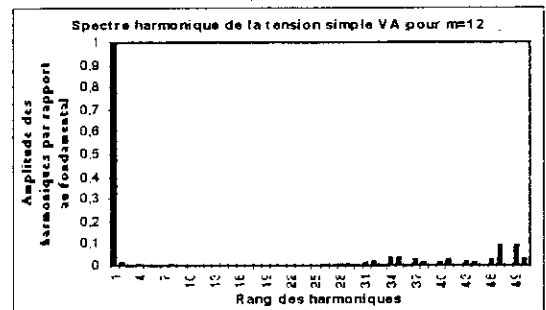
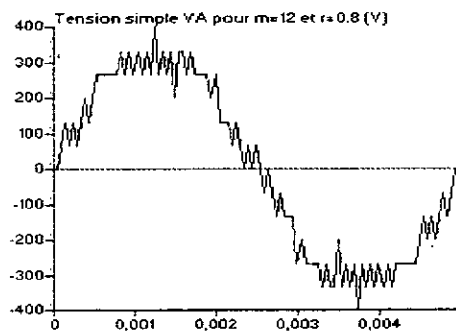


Fig III.28.c Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=12$ et $r=0.8$

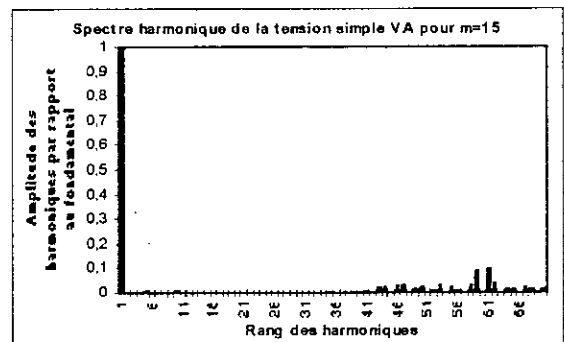
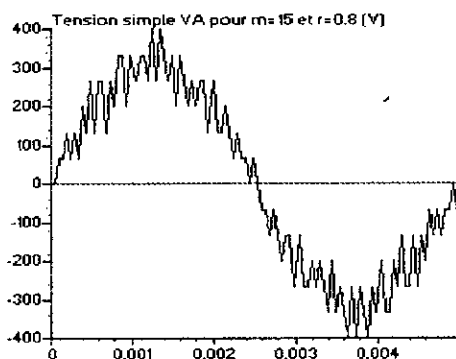


Fig III.28.d Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=15$ et $r=0.8$

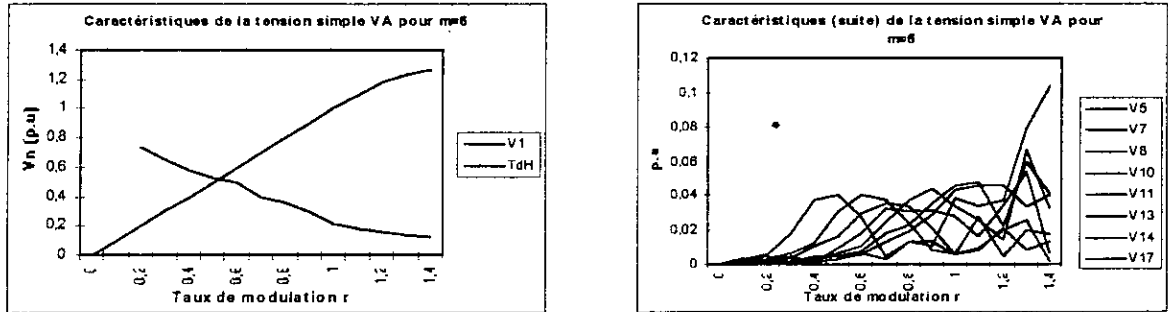


Fig III.28.e Caractéristiques de la tension simple V_A , en fonction du taux de modulation, de la triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires avec injection de l'harmonique trois pour $m=6$.

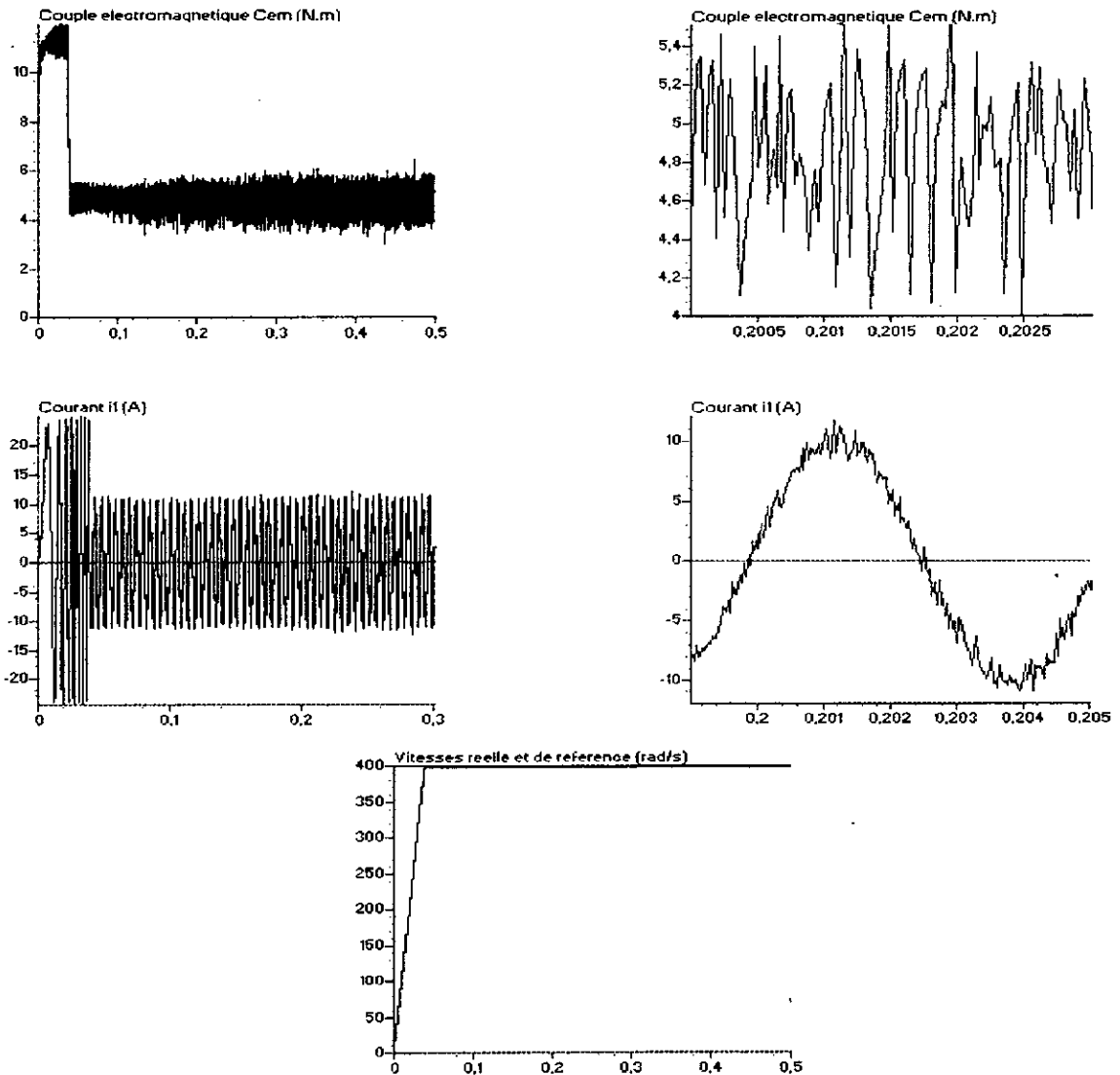


Fig III.28.f Performances de la machine synchrone à aimants permanents commandée en vitesse pour une référence de 400rad/s, alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires avec injection de l'harmonique 3 ($m=6$).

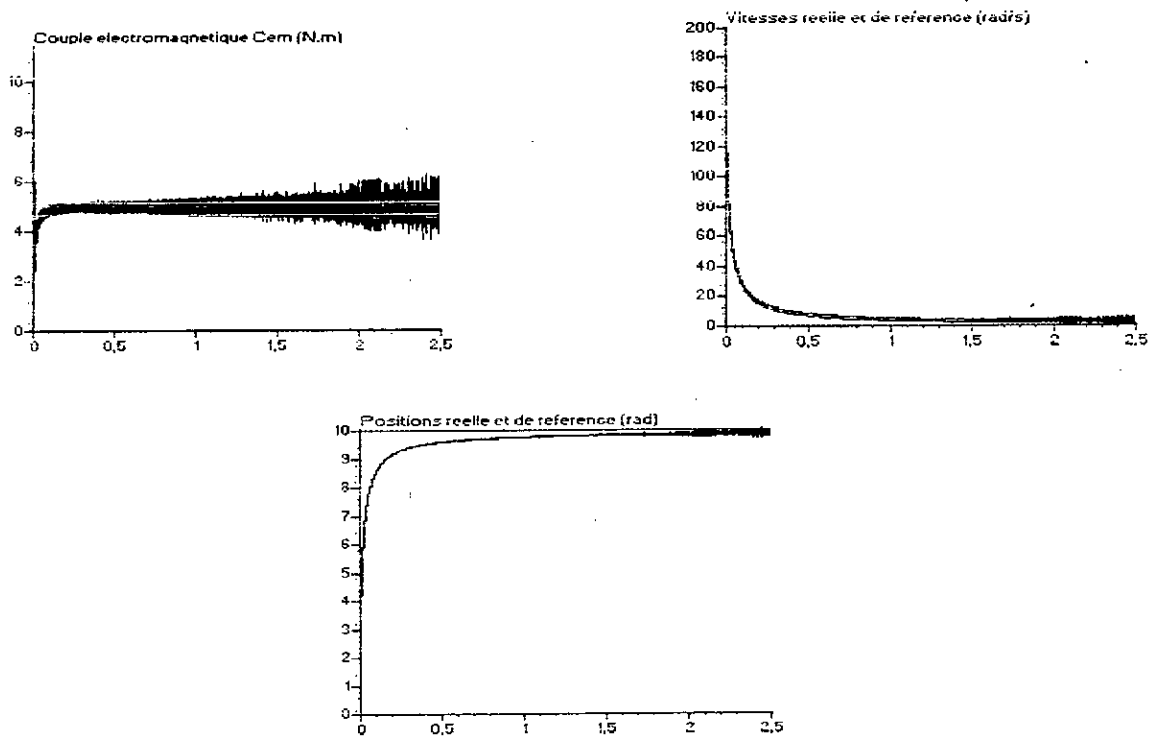


Fig III.28.g Performances de la machine synchrone à aimants permanents commandée en position pour une référence de 10 rad, alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires avec injection de l'harmonique 3 ($m=6$).

VII.7 Interprétation des résultats

Les figures III.28.a à III.28.d donnent l'allure de la tension simple et son spectre harmonique respectif pour différentes valeurs de l'indice de modulation m (6, 9, 12 et 15).

- L'analyse spectrale montrent que pour toutes les valeurs de l'indice de modulation utilisés on n'obtient pas de symétrie pour les tensions simples d'où l'apparition d'harmoniques pairs et impairs.

- Les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de 4.m.f. La première famille groupée autour de la fréquence 4.m.f est la plus importante du point de vue amplitude.

- Les harmoniques les plus importants du point de vue amplitude sont ceux de rang 23 et 25 pour $m=6$, ceux de rang 35 et 37 pour $m=9$, ceux de rang 47 et 49 pour $m=12$ et ceux de rang 59 et 61 pour $m=15$. Donc d'une manière générale les harmoniques les plus importants dans le cas des quatre porteuses bipolaires sont ceux de rang $(4.m-1)$ et $(4.m+1)$.

- Les harmoniques sont presque identiques que pour le cas sans injection de l'harmonique trois.

La figure III.28.e donne les caractéristiques de réglage de la tension simple en fonction du taux de modulation r pour $m=6$.

- On constate que le taux d'harmoniques diminue quand le taux de modulation r augmente.
- Une augmentation de 15% de la zone linéaire de réglage du fondamental de la tension simple est constatée en comparaison avec le cas sans injection d'harmoniques. L'amplitude du fondamental se sature à $r_{\max}=1.15$

La figure III.28.f montre les caractéristiques de la commande de vitesse de la machine synchrone à aimants permanents pour une référence de 400 rad/s, alimentée par l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires avec injection de l'harmonique trois. La charge de la machine impose un couple résistant de 2 N.m. On prend $a=0.2$.

La figure III.28.g montre les caractéristiques de la commande de position de la machine synchrone à aimants permanents pour une référence de 10 rad, alimentée par l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires avec injection de l'harmonique trois.

VIII. Modulation vectorielle

La stratégie dite **modulation vectorielle** est une stratégie qui permet de suivre le vecteur de tension et non comme pour les stratégies précédentes de suivre chaque tension de phase séparément.

Ce type de commande a fait l'objet d'études pour les onduleurs à deux niveaux [Seixas 88] [Guillaud 92] [Faucher 93] [Berkouk 95] et pour les onduleurs à trois niveaux [Seixas 88] [Bauer 89] [Berkouk 95].

Dans les études précitées la modulation vectorielle utilisée peut être comparée à la stratégie triangulo-sinusoidale à échantillonnage régulier avec injection de l'harmonique trois.

Dans le cas des onduleurs à cinq niveaux, on distingue deux types de modulation vectorielle (type 1 et type 2). Ces deux stratégies nécessitent l'utilisation de porteuses. Pour cela, on choisit quatre porteuses bipolaires triangulaires.

IX Modulation vectorielle type 1

IX.1 Principe général de la stratégie

Pour l'onduleur triphasé à cinq niveaux, on définit les nouveaux vecteurs de référence comme suit :

$$\begin{cases} V_{sref1}[i] = V_{sref}[i] + V_0 \\ V_{sref2}[i] = V_{sref}[i] + V_0 \\ V_{sref3}[i] = V_{sref}[i] + V_0 \end{cases} \quad (III.10)$$

Le vecteur de référence $V_{sref} = (V_{sref1}, V_{sref2}, V_{sref3})^t$ est défini par le système (III.3).

La tension V_0 est donnée par l'expression (III.9).

$$V_0 = - \frac{\{\max(V_{sref}) + \min(V_{sref})\}}{2} \tag{III.11}$$

La figure suivante montre les nouvelles tensions de référence et les porteuses utilisées.

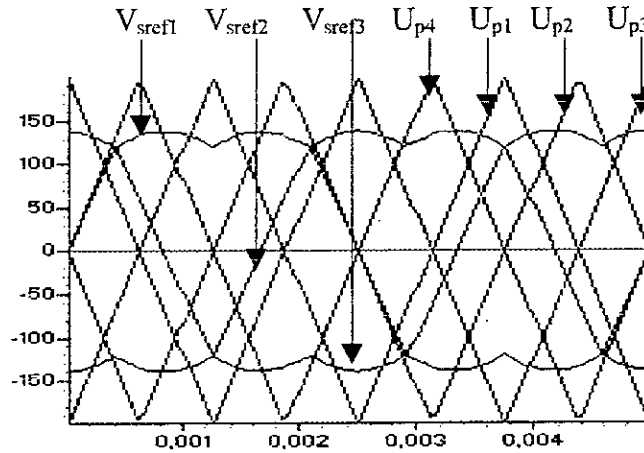


Fig III.29 Tensions de référence et porteuses bipolaires triangulaires pour $m=2$ et $r=0.8$ utilisées pour la modulation vectorielle type 1.

L'algorithme de commande de cette stratégie est identique à celui de la triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses bipolaires en remplaçant les tensions de référence par celle du système (III.10).

IX.2 Résultats de simulation

Les figures suivantes donnent l'allure de la tension simple et le spectre harmonique respectif pour différentes valeurs de l'indice de modulation m .

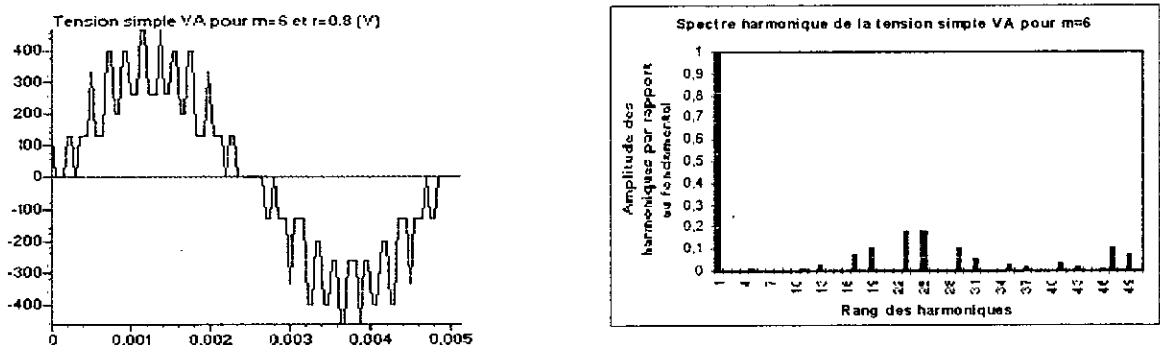


Fig III.30.a Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=6$ et $r=0.8$

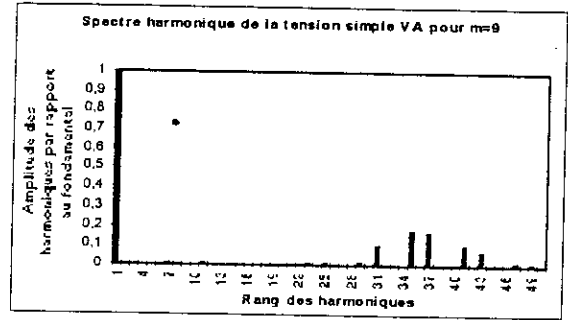
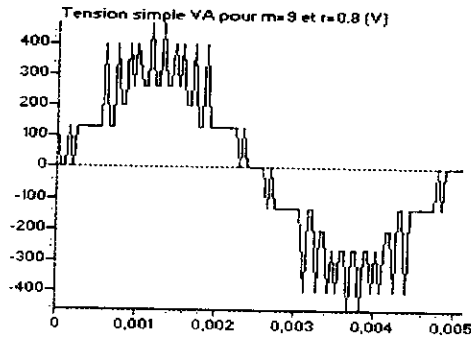


Fig III.30.b Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=9$ et $r=0.8$

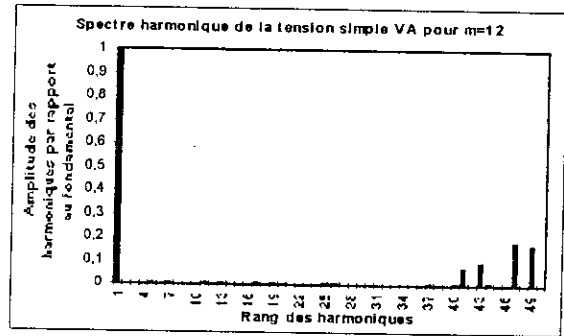
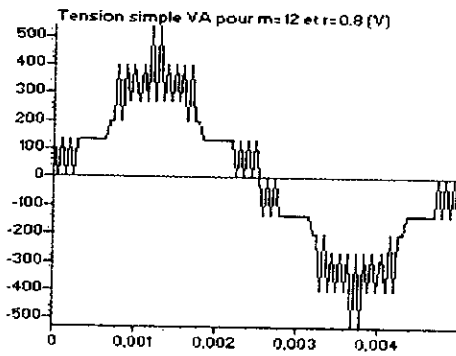


Fig III.30.c Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=12$ et $r=0.8$

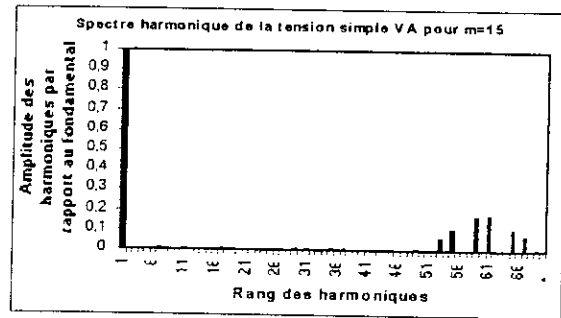
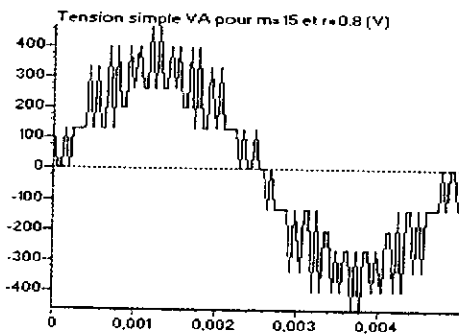


Fig III.30.d Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=15$ et $r=0.8$

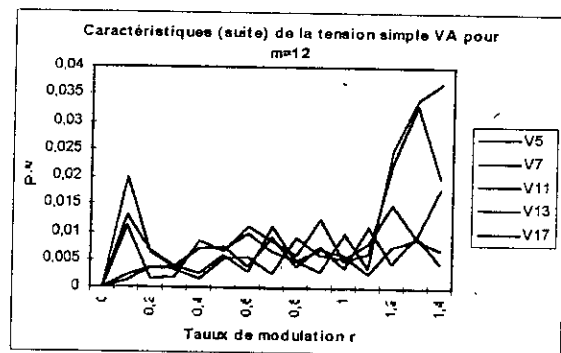
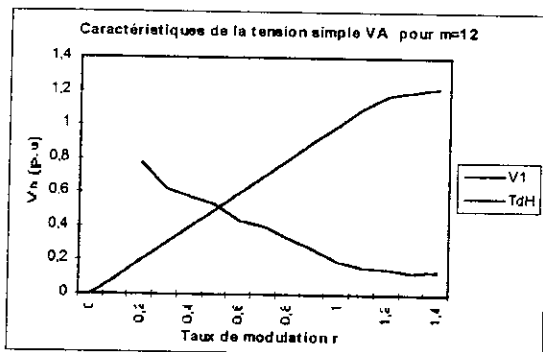


Fig III.30.e Caractéristiques de la tension simple V_A , en fonction du taux de modulation r , pour la modulation vectorielle type 1 pour $m=12$.

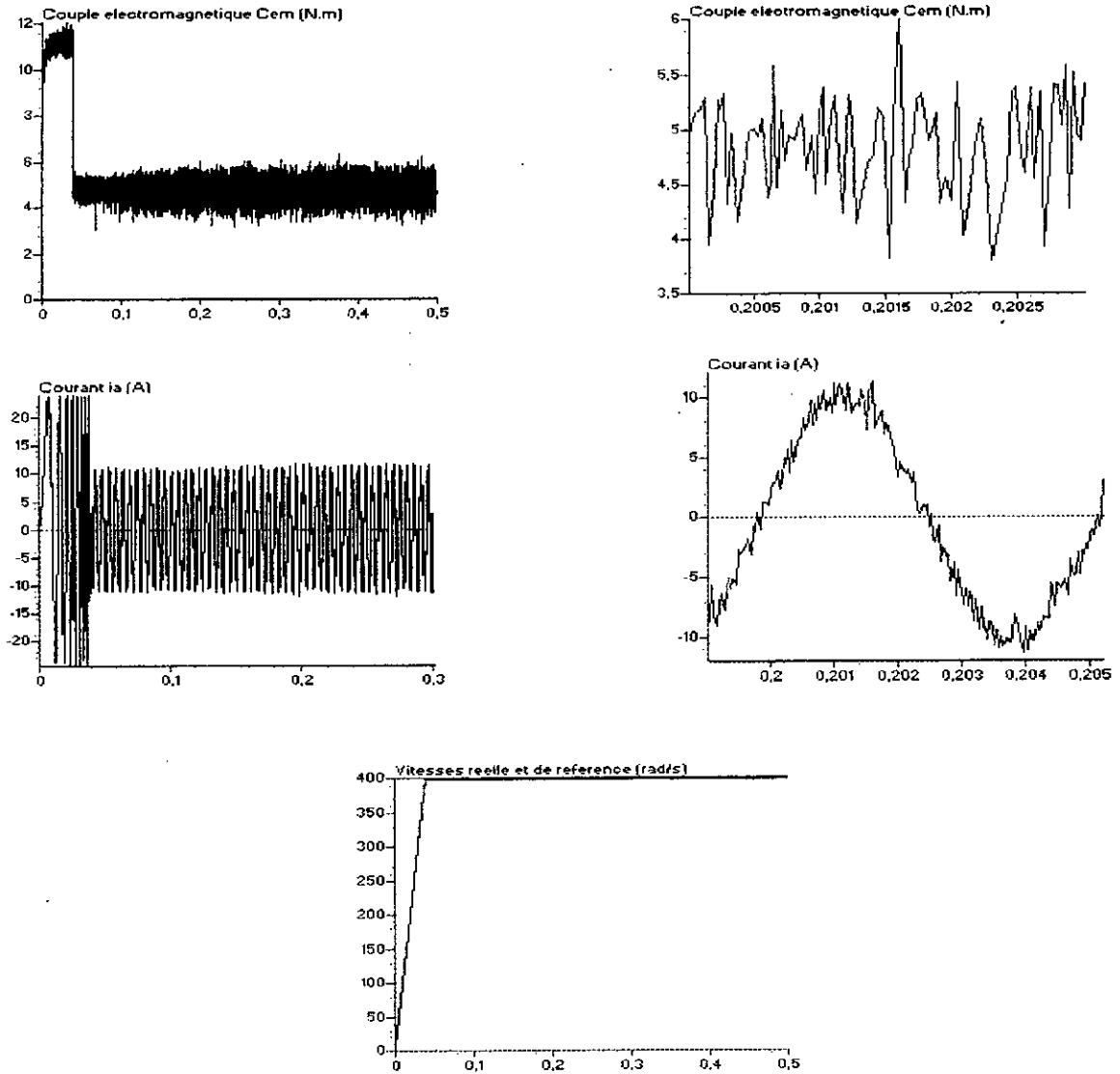
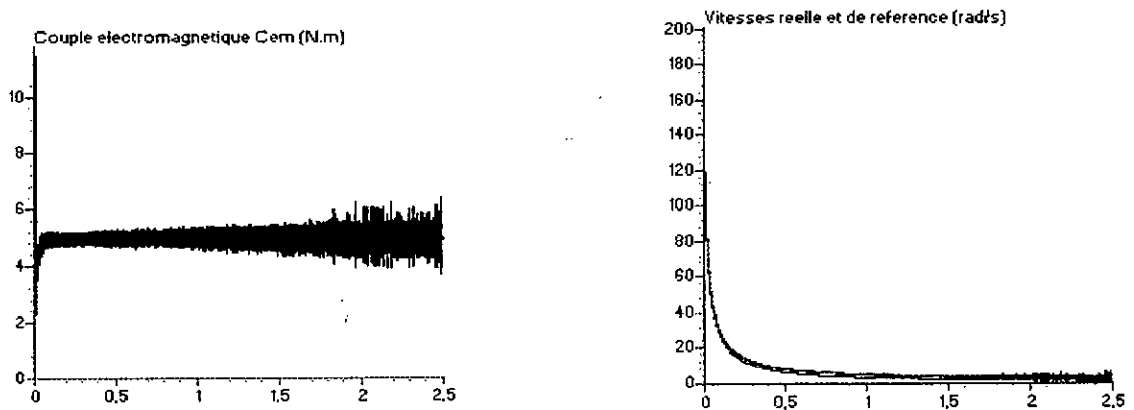


Fig III.30.f Performances de la machine synchrone à aimants permanents commandée en vitesse pour une référence de 400rad/s, alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la modulation vectorielle type 1 ($m=12$).



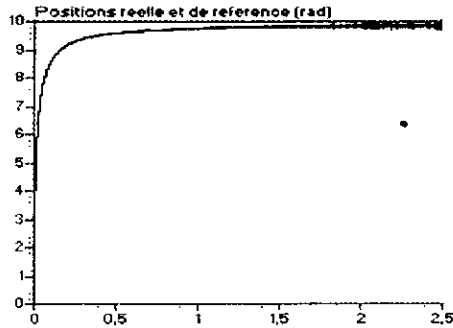


Fig III.30.g Performances de la machine synchrones à aimants permanents commandée en position pour une référence de 10rad, alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la modulation vectorielle type 1 ($m=12$).

IX.3 Interprétation des résultats

Les figures III.30.a à III.30.d donnent l'allure des tensions simples et leurs spectres harmoniques respectifs pour différentes valeurs de l'indice de modulation m (6, 9, 12 et 15).

- On remarque sur les caractéristiques donnant les tensions simples qu'elles sont symétriques par rapport au quart et à la demi période dans tous les cas. Les tensions présentent donc uniquement des harmoniques impairs.

- Les harmoniques sont rangés en familles centrées autour des fréquences multiples de 4.m.f. La première famille centrée autour de la fréquence 4.m.f est la plus importante du point de vue amplitude.

- Les harmoniques les plus importants du point de vue amplitude sont ceux de rang 23 et 25 pour $m=6$, ceux de rang 35 et 37 pour $m=9$, ceux de rang 47 et 49 pour $m=12$ et ceux de rang 59 et 61 pour $m=15$. Donc d'une manière générale les harmoniques les plus importants dans le cas de la modulation vectorielle sont ceux de rang $(4.m-1)$ et $(4.m+1)$.

La figure III.30.e donnent les caractéristiques de réglage de la tension simple en fonction du taux de modulation r pour $m=12$.

- Le taux d'harmoniques diminue quand le taux de modulation r augmente.

- Comme dans le cas d'une stratégie triangulo-sinusoidale avec injection de l'harmonique trois, la zone linéaire de réglage du fondamental de la tension simple se sature aux environs de 1.15.

La figure III.30.f donne les caractéristiques de la commande de vitesse de la machine synchrones à aimants permanents pour une référence de 400 rad/s, alimenté par l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la modulation vectorielle type 1. La charge de la machine impose un couple résistant de 2 N.m.

La figure III.30.g donne les caractéristiques de la commande de position de la machine synchrones à aimants permanents pour une référence de 10 rad, alimenté par l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la modulation vectorielle type 1.

X. Modulation vectorielle type 2

Une autre modulation vectorielle peut être proposée. Cette nouvelle modulation est inspirée de celle proposée par Seixas pour les onduleurs à deux niveaux [Seixas 88] et par Bauer et par Berkouk pour les onduleurs à trois niveaux [Bauer 89] [Berkouk 95]. Elle consiste à utiliser la propriété selon laquelle un onduleur à cinq niveaux est l'association de quatre onduleurs à deux niveaux ou deux onduleurs à trois niveaux. Dans notre cas, nous utiliserons la première association.

Dans cette stratégie nous utiliserons quatre porteuses bipolaires triangulaires.

X.1 Principe de la stratégie

Le vecteur de référence $V_{sref} = (V_{ref1}, V_{ref2}, V_{ref3})^t$ est le vecteur de référence défini par le système (III.5).

On définit les nouveaux vecteurs de référence $V_{sref1}, V_{sref2}, V_{sref3}, V_{sref4}$ de la manière suivante :

Le vecteur V_{sref1} est associé à l'onduleur à deux niveaux constitué des interrupteurs (TD_{k3}, TD_{k7}) , le vecteur V_{sref2} est associé à celui constitué par les interrupteurs (TD_{k1}, TD_{k2}) , le vecteur V_{sref3} est associé à l'onduleur constitué par les interrupteurs (TD_{k4}, TD_{k5}) et enfin le vecteur V_{sref4} est associé par celui constitué par les interrupteurs (TD_{k6}, TD_{k8}) .

Ces nouveaux vecteurs de référence sont définis comme suit :

$$\begin{cases} V_{sref1}[i] = V_{sref}[i] + 2.V_0 \\ V_{sref2}[i] = V_{sref}[i] + V_0 \\ V_{sref3}[i] = V_{sref}[i] - V_0 \\ V_{sref4}[i] = V_{sref}[i] - 2.V_0 \end{cases} \quad (III.12)$$

Avec $i=1, 2, 3$

La tension V_0 est donnée par l'expression suivante :

$$V_0 = -\frac{\{\max(V_{ref1}, V_{ref2}, V_{ref3}) + \min(V_{ref1}, V_{ref2}, V_{ref3})\}}{4} \quad (III.13)$$

La figure III.31 montre l'allure des tensions de référence et des quatre porteuses bipolaires utilisées.

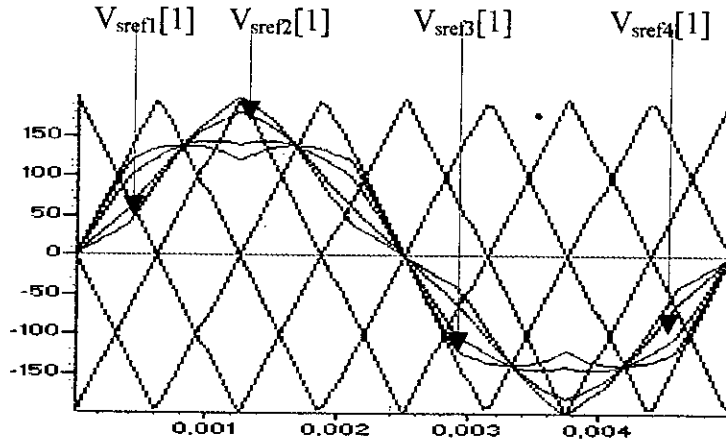


Fig III.31 Différentes tensions de référence et les quatre porteuses bipolaires triangulaires pour $m=2$ et $r=0.8$ utilisées pour la modulation vectorielle type 2

X.2 Algorithme de la stratégie

Puisque pour cette stratégie on utilise quatre porteuses bipolaires triangulaires, l'algorithme de la stratégie est constitué de deux étapes :

1- Détermination des tensions intermédiaires

$$\begin{cases} \text{Si } V_{sref1}[i] \geq U_{p1} \Rightarrow V_{1M}[i] = +2.U_c \\ \text{Si } V_{sref1}[i] < U_{p1} \Rightarrow V_{1M}[i] = +U_c \end{cases} \quad \begin{cases} \text{Si } V_{sref2}[i] \geq U_{p2} \Rightarrow V_{2M}[i] = +U_c \\ \text{Si } V_{sref2}[i] < U_{p2} \Rightarrow V_{2M}[i] = 0 \end{cases} \\
 \begin{cases} \text{Si } V_{sref3}[i] \geq U_{p3} \Rightarrow V_{3M}[i] = 0 \\ \text{Si } V_{sref3}[i] < U_{p3} \Rightarrow V_{3M}[i] = -U_c \end{cases} \quad \begin{cases} \text{Si } V_{sref4}[i] \geq U_{p4} \Rightarrow V_{4M}[i] = -U_c \\ \text{Si } V_{sref4}[i] < U_{p4} \Rightarrow V_{4M}[i] = -2.U_c \end{cases} \quad (III.14)$$

2- Détermination de la tension $V_{kM}[i]$ et des ordres de commande des interrupteurs B_{ks} .

$$V_{kM} = V_{1M}[i] + V_{2M}[i] + V_{3M}[i] + V_{4M}[i] \quad (III.15)$$

$$\begin{cases} V_{kM}[i] = 0 \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0, B_{k3} = 0 \\ V_{kM}[i] = +U_c \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1, B_{k3} = 0 \\ V_{kM}[i] = +2.U_c \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1, B_{k3} = 1 \\ V_{kM}[i] = -U_c \Rightarrow B_{k4} = 1, B_{k5} = 1, B_{k6} = 0 \\ V_{kM}[i] = -2.U_c \Rightarrow B_{k4} = 1, B_{k5} = 1, B_{k6} = 1 \end{cases}$$

Remarque :

$V_{1M}[i], V_{2M}[i], V_{3M}[i], V_{4M}[i]$ sont les images des tensions de sortie des onduleurs à deux niveaux respectifs équivalents à l'onduleur à cinq niveaux.

V_{kM} est l'image de la tension de sortie de l'onduleur à cinq niveaux.

X.3 Résultats de simulation

Les figures suivantes donnent l'allure des tensions simples et leurs spectres harmoniques respectifs pour différentes valeurs de l'indice de modulation m .

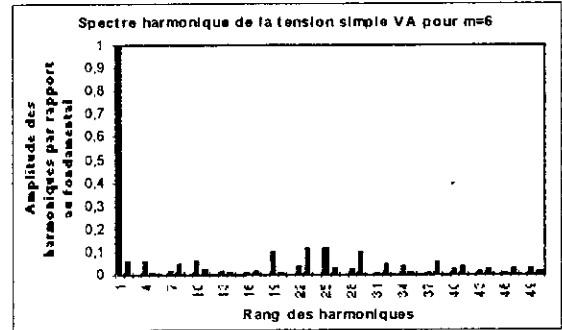
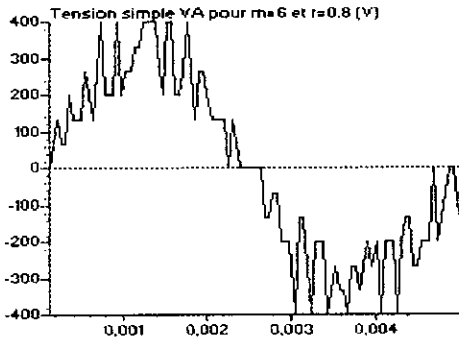


Fig III.32.a Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=6$ et $r=0.8$

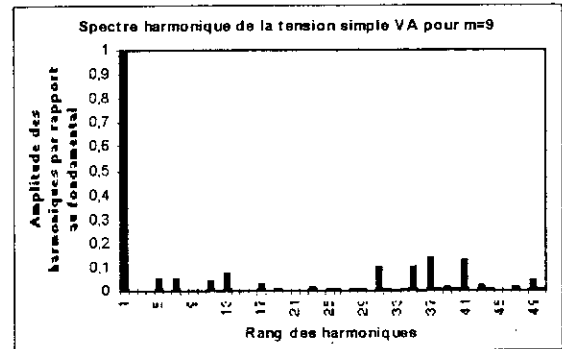
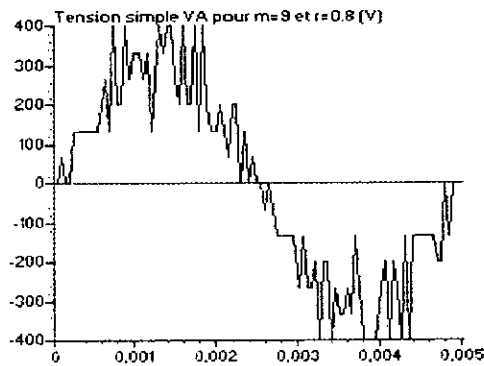


Fig III.32.b Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=9$ et $r=0.8$

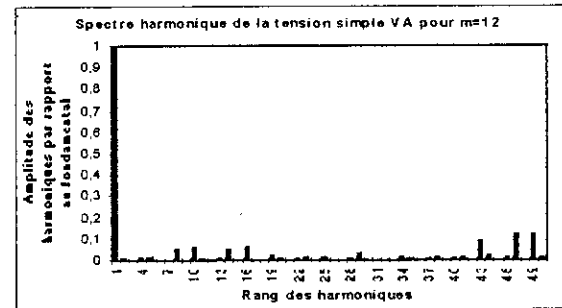
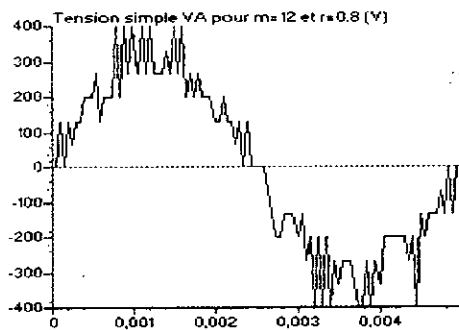


Fig III.32.c Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=12$ et $r=0.8$

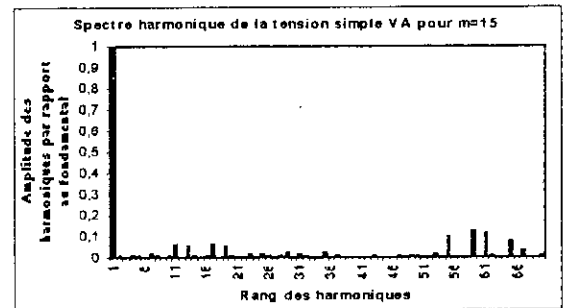
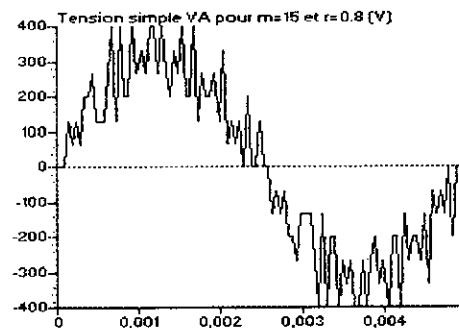


Fig III.32.d Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=15$ et $r=0.8$

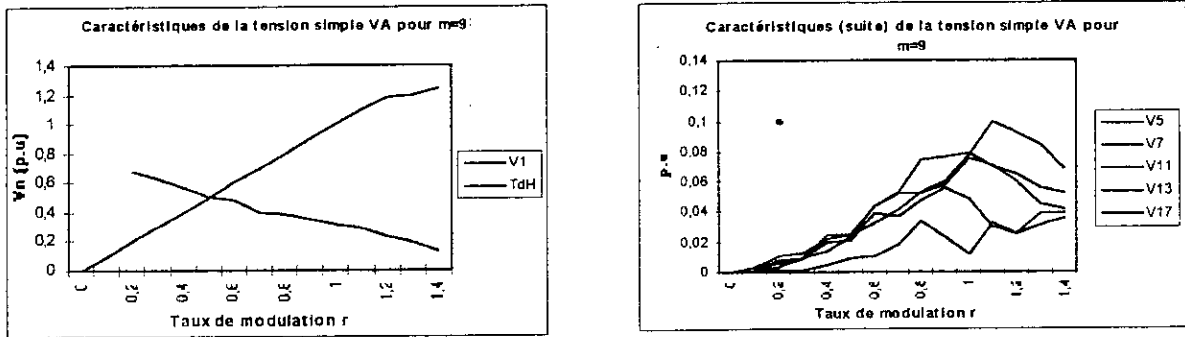


Fig III.32.e Caractéristiques de la tension simple V_A , en fonction du taux de modulation r , pour la modulation vectorielle type 2 pour $m=9$.

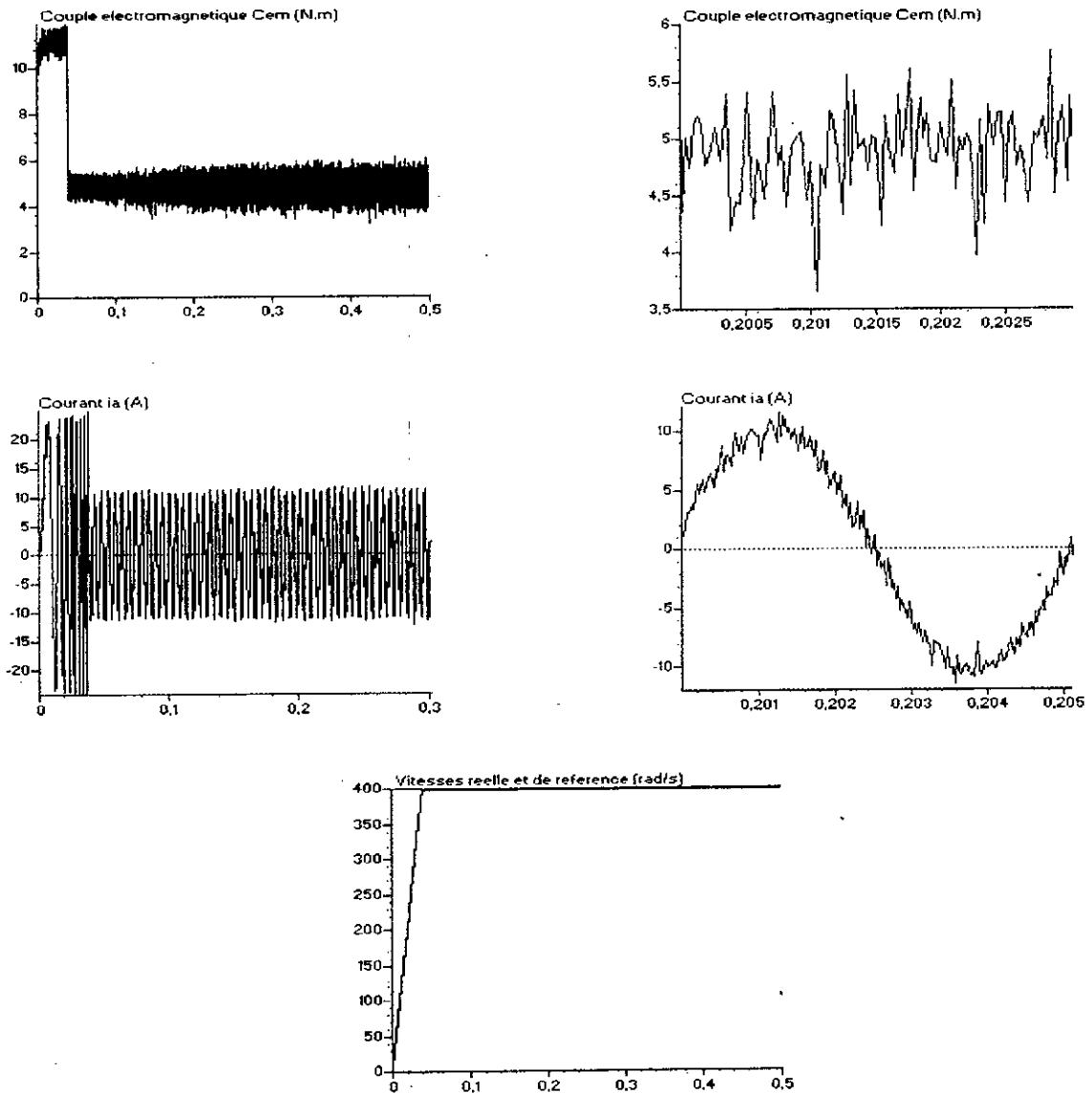


Fig III.32.f Performances de la machine synchrone à aimants permanents commandée en vitesse pour une référence de 400rad/s , alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la modulation vectorielle type 2 ($m=9$).

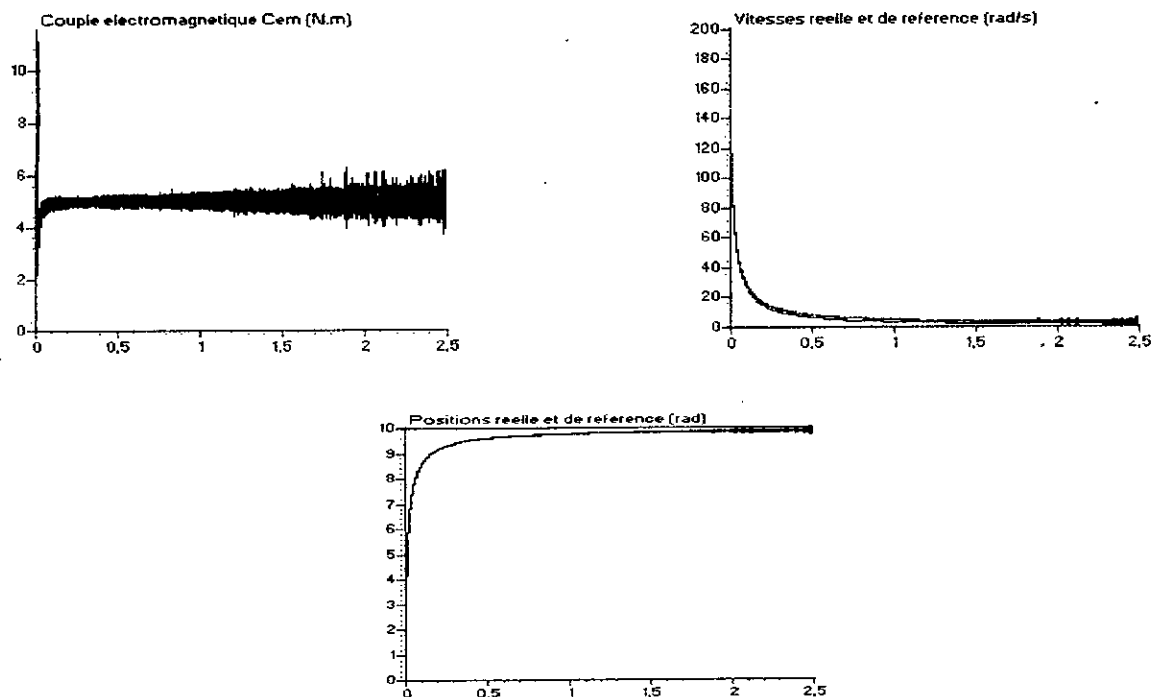


Fig III.32.g Performances de la machine synchrone à aimants permanents commandée en position pour une référence de 10rad, alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la modulation vectorielle type 2 ($m=9$).

X.4 Interprétation des résultats

Les figures III.32.a à III.32.d donnent l'allure des tensions simples et leurs spectres harmoniques pour différentes valeurs de l'indice de modulation m (6, 9, 12 et 15).

- Vu qu'il n'y a pas de symétrie dans la plupart des cas, on remarque l'apparition d'harmoniques pairs en plus des harmoniques impairs.

- Les harmoniques sont rangés en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse. Les harmoniques les plus importants en amplitude sont ceux de rang 23 et 25 pour $m=6$, ceux de rang 35 et 37 pour $m=9$, ceux de rang 47 et 49 pour $m=12$ et ceux de rang 59 et 61 pour $m=15$. C'est à dire que d'une manière générale les harmoniques les plus importants en amplitude sont ceux sont centrés autour de la fréquence quatre fois celle de la porteuse et sont de rang $(4.m-1).f$ et $(4.m+1).f$.

La figure III.32.e donnent les caractéristiques de réglage de la tension simple en fonction du taux de modulation pour $m=9$.

- Le taux d'harmoniques diminue quand le taux de modulation r augmente.

- La zone linéaire de réglage de l'amplitude du fondamental de la tension simple est linéaire jusqu'à $r_{max}=1.2$

La figure III.32.f donne les caractéristiques de la commande de vitesse de la machine synchrone à aimants permanents pour une référence de 400 rad/s, alimentée par l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la modulation vectorielle type 2. La charge de la machine impose un couple résistant de 5 N.m.

La figure III.32.g donne les caractéristiques de la commande de position de la machine synchrone à aimants permanents pour une référence de 10 rad, alimentée par l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la modulation vectorielle type 2.

XI. Modulation calculée utilisant les modèles de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC.

La réalisation numérique des stratégies de commande de l'onduleur à cinq niveaux peuvent être réalisées en utilisant les modèles de commande présentés au chapitre précédent d'où son nom de modulation calculée utilisant les modèles de commande ou commande algébrique. D'une manière générale, cela revient à utiliser une, deux ou quatre porteuses en échantillonnant les tensions de référence.

Certains travaux ont été effectués concernant les onduleurs à deux niveaux [Heinz 88] [Satoshi 89] [Guillaud 92] et pour les onduleurs à trois niveaux [Berkouk 95].

XI.1 Principe général d'une stratégie de la modulation calculée utilisant le modèle de commande

Le principe de la stratégie est composée de quatre étapes qui peuvent être résumées par l'organigramme de la figure III.33.

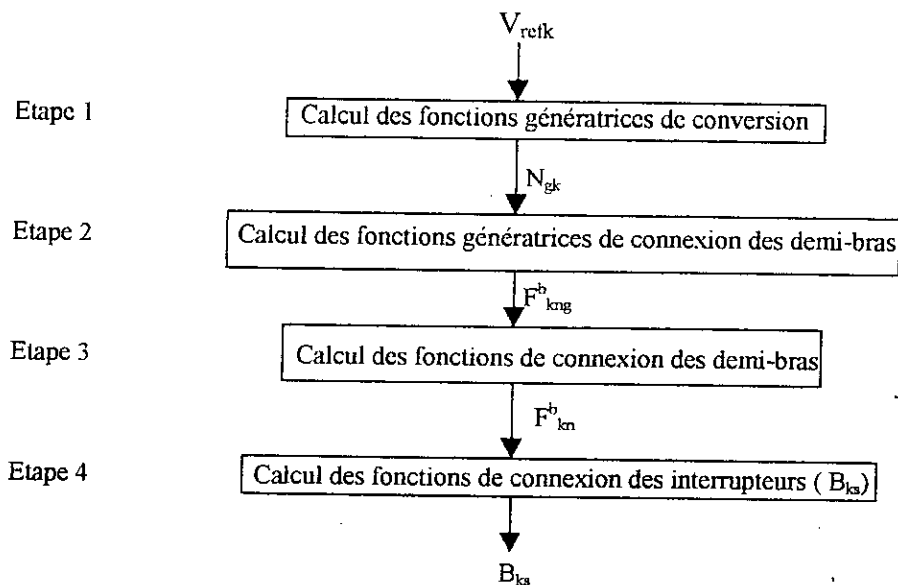


Fig III.33 Organigramme du principe de la commande algébrique utilisant les modèles de commande

Comme pour les stratégies triangulo-sinusoïdales étudiées précédemment, la modulation calculée est définie par deux paramètres le taux de modulation r et l'indice de modulation m .

Le vecteur de tensions de référence $V_{sref} = (V_{ref1}, V_{ref2}, V_{ref3})$ est celui défini par le système III.3.

De la même manière que dans le cas des triangulo-sinusoïdales et des commandes vectorielles plusieurs algorithmes sont réalisables dans le cas de la modulation calculée.

XI.2 Modulation calculée type 1 [Chibani 99.3]

Pour simplifier l'implémentation de la commande triangulo-sinusoïdale à une porteuse présentée précédemment dans ce chapitre, nous développons un algorithme utilisant le modèle de commande des onduleurs à cinq niveaux à structure NPC.

XI.2.1 Algorithme de la stratégie

Dans le cas de la modulation calculée type 1, les quatre étapes définies par l'organigramme de la figure III.33 s'expriment de la manière suivante :

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

Le modèle de commande d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC est le suivant :

$$\langle V_{kM} \rangle = [(2.F_{k1g}^b + F_{k7g}) - (2.F_{k0g}^b + F_{k8g})].U_c = V_{refk}$$

On pose $n_{gak} = 2.F_{k1g}^b + F_{k7g}$ et $n_{gbk} = 2.F_{k0g}^b + F_{k8g}$

On a $n_{gk} = n_{gak} + n_{gbk}$

On aboutit à la relation donnant la fonction de conversion simple :

$$\boxed{n_{gk} = \frac{\langle V_{kM} \rangle}{U_c} = \frac{V_{sref}}{U_c}} \quad (\text{III.15})$$

Si $V_{refk} > 0 \Rightarrow n_{gbk} = 0; n_{gak} = \frac{V_{refk}}{U_c}$

Si $V_{refk} < 0 \Rightarrow n_{gak} = 0; n_{gbk} = -\frac{V_{refk}}{U_c}$

Etape 2. Calcul des fonctions génératrices de connexion des demi-bras F_{kng}^b

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \text{Si } 0 < n_{gak} < 1 \Rightarrow n_{gk} = F_{k7} = \frac{V_{refk}}{U_c} \\
 \text{Si } 1 < n_{gak} < 2 \Rightarrow n_{gk} = 2.F_{k1g}^b \Rightarrow F_{k1g}^b = \frac{n_{gk}}{2} \\
 \text{Si } 0 < n_{gbk} < 1 \Rightarrow n_{gk} = F_{k8} = -\frac{V_{refk}}{U_c} \\
 \text{Si } 1 < n_{gbk} < 2 \Rightarrow n_{gk} = 2.F_{k0g}^b \Rightarrow F_{k0g}^b = -\frac{V_{refk}}{U_c}
 \end{array} \right. \quad (III.16)$$

Etape 3 : Calcul des fonctions de connexion des demi-bras F_{kn}^b

Cette partie consiste à utiliser une stratégie triangulo-sinusoïdale à une porteuse ou les tensions de référence sont remplacées par les fonctions génératrices de conversions simples. Elle peut être représentée schématiquement comme suit :

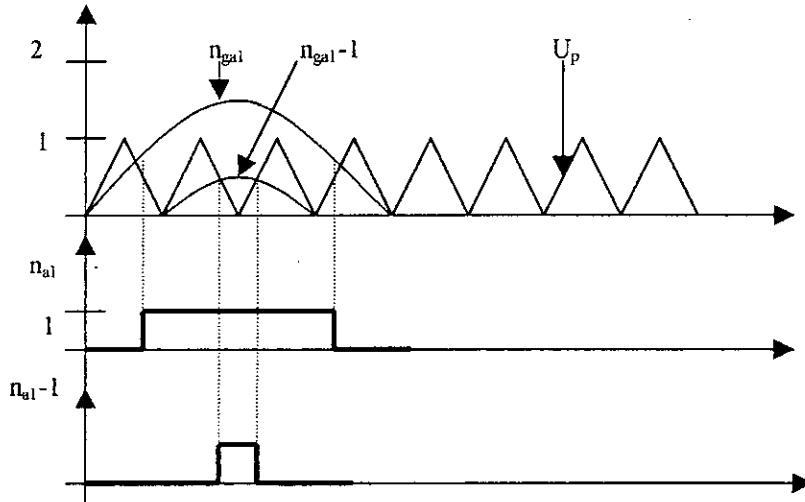


Fig III.34 Schéma du principe de la stratégie triangulo-sinusoïdale à une porteuse appliquée dans le cas de la commande algébrique (type 1)

L'algorithme permettant le passage des fonctions génératrices de connexion aux fonctions de connexion est le suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \text{Si } 0 < n_{gal} < 1 \& n_{gal} > u_p \Rightarrow n_{a1} = 1 \Rightarrow F_{k7} = 1 \\
 \text{Si } 0 < n_{gal} < 1 \& n_{gal} < u_p \Rightarrow n_{a1} = 0 \Rightarrow F_{k7} = 0 \\
 \text{Si } 1 < n_{gal} < 2 \& n_{gal} - 1 > u_p \Rightarrow n_{a1} = 1 \Rightarrow F_{k1}^b = 1 \\
 \text{Si } 1 < n_{gal} < 2 \& n_{gal} - 1 < u_p \Rightarrow n_{a1} = 0 \Rightarrow F_{k1}^b = 0 \& F_{k7} = 1 \\
 \text{Si } 0 < n_{gb1} < -1 \& |n_{gb1}| > u_p \Rightarrow n_{b1} = 1 \Rightarrow F_{k8} = 0 \\
 \text{Si } 0 < n_{gb1} < -1 \& |n_{gb1}| < u_p \Rightarrow n_{b1} = 0 \Rightarrow F_{k8} = 1 \\
 \text{Si } -1 < n_{gb1} < -2 \& |n_{gb1}| - 1 > u_p \Rightarrow n_{b1} = 1 \Rightarrow F_{k8} = 1 \\
 \text{Si } -1 < n_{gb1} < -2 \& |n_{gb1}| - 1 < u_p \Rightarrow n_{b1} = 0 \Rightarrow F_{k8} = 0 \& F_{k0}^b = 1
 \end{array} \right. \quad (III.17)$$

Etape 4 : Dédution des fonctions de connexion des interrupteurs (F_{kn})

Cette étape consiste à déduire les fonctions de connexion des interrupteurs (F_{kn}) à partir des fonctions de connexion des demi-bras (F_{kn}^b). Elle est commune à tous les types de commande algébrique et est constituée de deux sous-étapes.

1- Dédution des fonctions de connexion des interrupteurs (F_{kn}).

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Si } F_{k7} = 0 \ \& \ F_{k1}^b = 0 \Rightarrow F_{k1} = 1 \ \& \ F_{k2} = 0 \ \& \ F_{k3} = 0 \\ \text{Si } F_{k7} = 1 \ \& \ F_{k1}^b = 0 \Rightarrow F_{k1} = 1 \ \& \ F_{k2} = 1 \ \& \ F_{k3} = 0 \\ \text{Si } F_{k7} = 0 \ \& \ F_{k1}^b = 1 \Rightarrow F_{k1} = 1 \ \& \ F_{k2} = 1 \ \& \ F_{k3} = 1 \\ \text{Si } F_{k8} = 0 \ \& \ F_{k0}^b = 0 \Rightarrow F_{k4} = 1 \ \& \ F_{k5} = 0 \ \& \ F_{k6} = 0 \\ \text{Si } F_{k8} = 1 \ \& \ F_{k0}^b = 0 \Rightarrow F_{k4} = 1 \ \& \ F_{k5} = 1 \ \& \ F_{k6} = 0 \\ \text{Si } F_{k8} = 0 \ \& \ F_{k0}^b = 1 \Rightarrow F_{k4} = 1 \ \& \ F_{k5} = 1 \ \& \ F_{k6} = 1 \end{array} \right. \quad \text{(III.18)}$$

2- Dédution des ordres de commande des interrupteurs (B_{ks})

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Si } F_{kn} = 1 \Leftrightarrow B_{kn} = 1 \\ \text{Si } F_{kn} = 0 \Leftrightarrow B_{ks} = 0 \end{array} \right. \quad \text{(III.19)}$$

XI.2.2 Résultats de simulation

Les figures suivantes montrent l'allure de la tension simple et le spectre harmonique correspondant pour différentes valeurs de m.

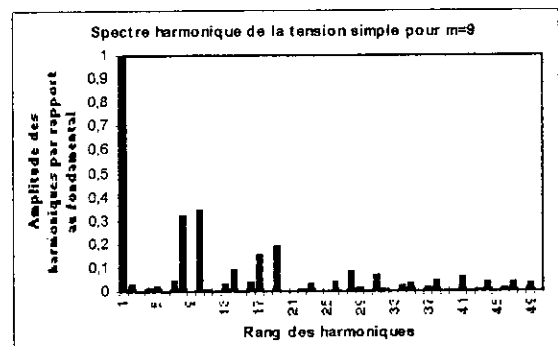
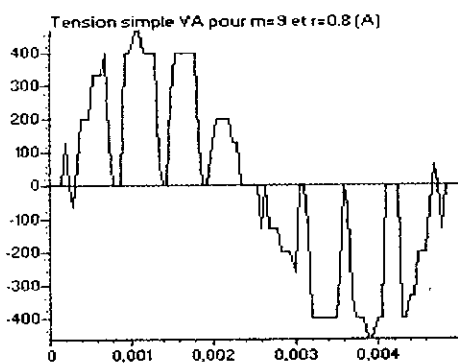


Fig III.35.a Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=9$ et $r=0.8$

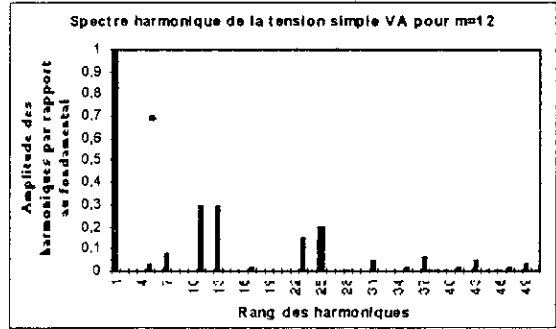
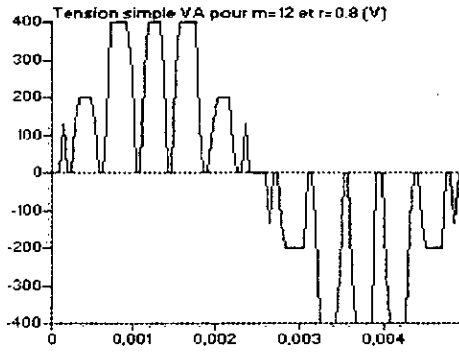


Fig III.35.b Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=12$ et $r=0.8$

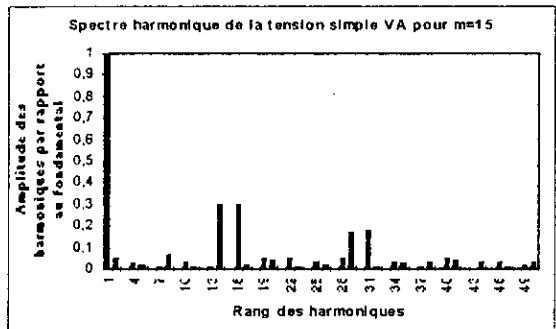
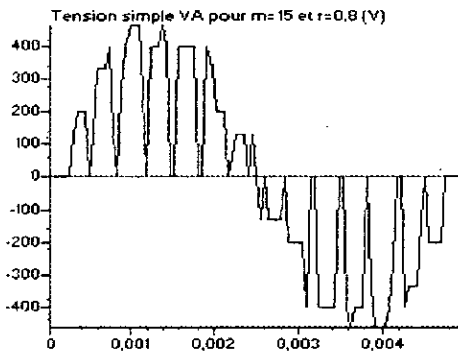


Fig III.35.c Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=15$ et $r=0.8$

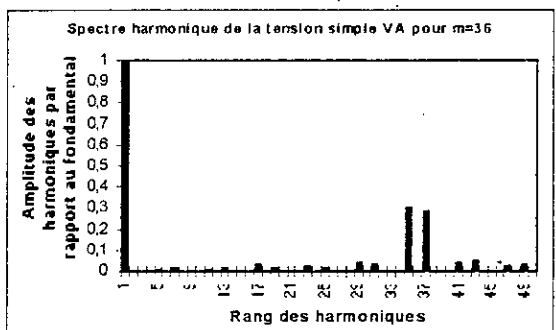
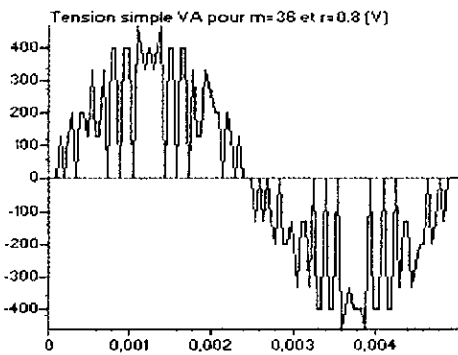


Fig III.35.d Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=36$ et $r=0.8$

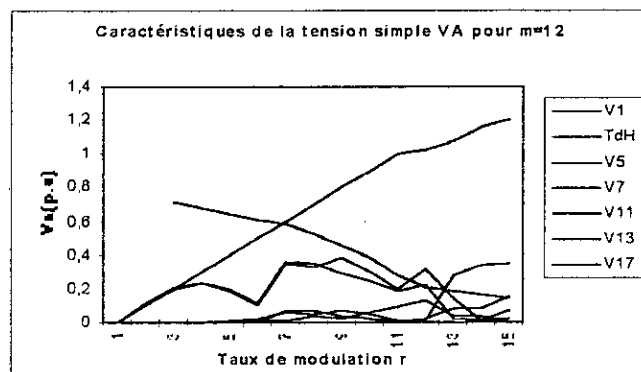


Fig III.35.e Caractéristiques de la tension simple V_A , en fonction du taux de modulation r , pour la modulation calculée type 1 pour $m=12$.

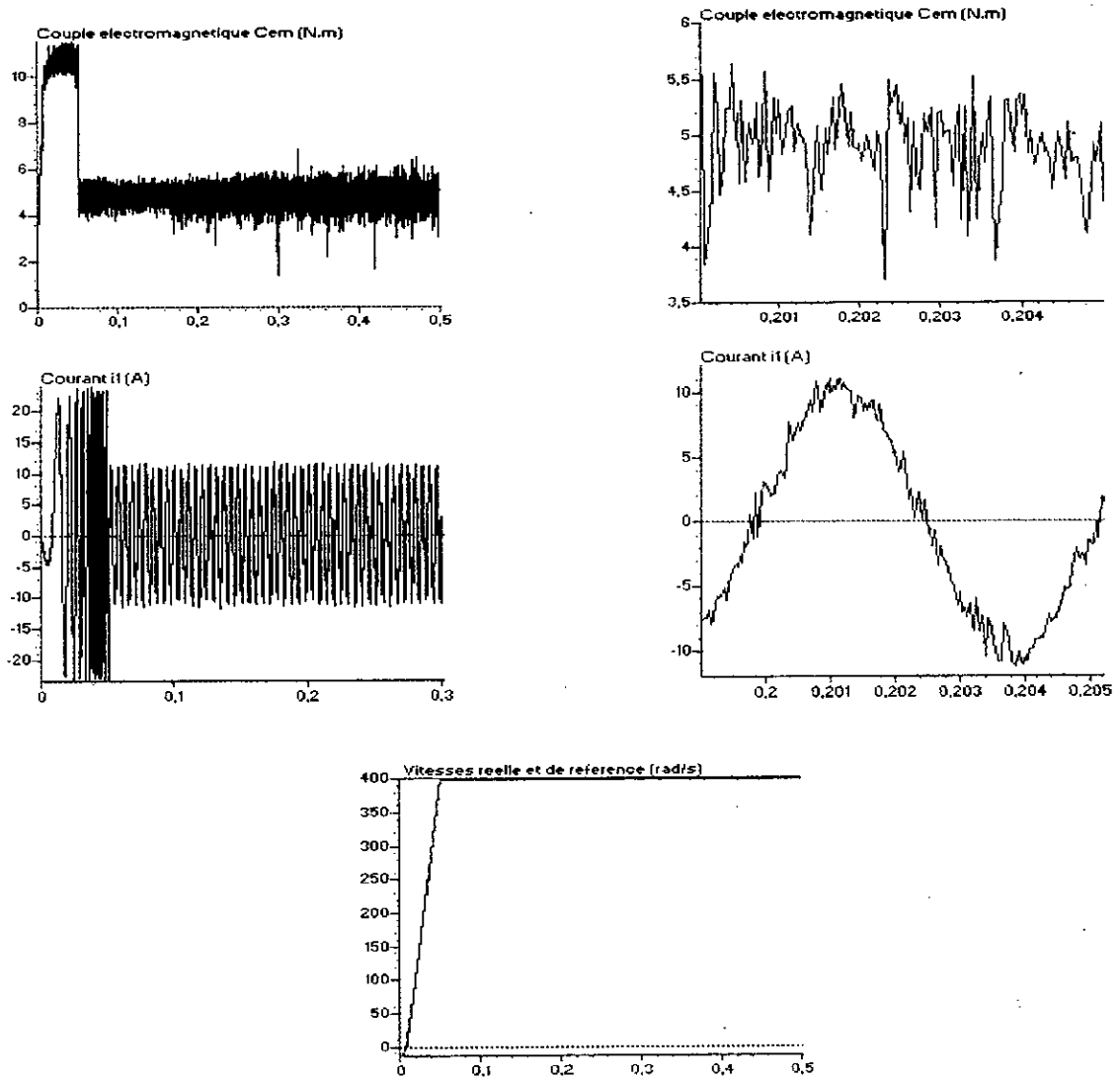
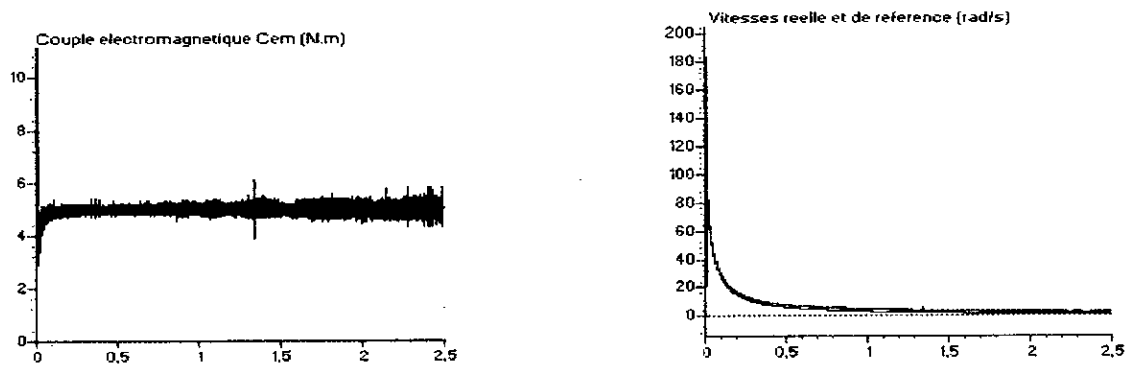


Fig III.35.f Performances de la machine synchrone à aimants permanents commandée en vitesse pour une référence de 400rad/s, alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la modulation calculée type 1 ($m=12$).



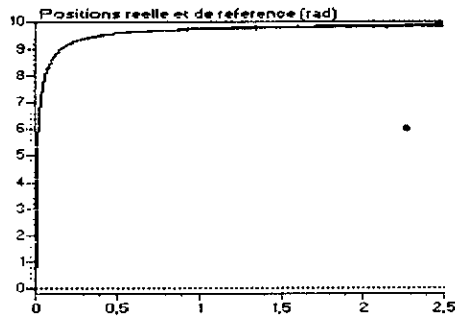


Fig III.35.g Performances de la machine synchrone à aimants permanents commandée en position pour une référence de 10rad, alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la modulation calculée type 1 ($m=12$).

XI.2.3 Interprétation des résultats

Les figures III.35.a à III.35.d donnent l'allure de la tension simple et son spectre harmonique pour différentes valeurs de l'indice de modulation m .

- On remarque que pour des valeurs paires de m , on obtient une symétrie de la tension simple par rapport au quart et à la demi période et donc on a uniquement des harmoniques impairs, par contre pour des valeurs impaires de m on a une symétrie par rapport à la demi période uniquement et donc on voit l'apparition d'harmoniques pairs et impairs.
- Comme pour la stratégie utilisant les porteuses unipolaires, on voit que les harmoniques sont rangés en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse ($m.f$). Les harmoniques les plus importants en amplitude sont ceux rangés autour de la première famille et sont très important en amplitude (environ 40% du fondamental).

La figure III.35.e donne les caractéristiques de réglage de la tension simple en fonction du taux de modulation r pour $m=12$.

- Le taux d'harmoniques diminue quand le taux de modulation r augmente.
- La zone linéaire de réglage du fondamental de la tension simple se sature à $r_{\max}=1$.

La figure III.35.f donne les caractéristiques de la commande de vitesse de la machine synchrone à aimants permanents pour une référence de 400 rad/s, alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC commandé par la modulation calculée type 1. La charge de la machine impose un couple résistant de 5 N.m.

La figure III.35.g donne les caractéristiques de la commande de position de la machine synchrone à aimants permanents pour une référence de 10 rad, alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC commandé par la modulation calculée type 1.

XI.3 Modulation calculée type 2

Cet algorithme est semblable à celui de la stratégie précédente (modulation calculée type 1) dans le sens où il est basé sur la triangulo-sinusoïdale à une porteuse. La différence entre ces

deux algorithmes se situe au niveau de l'étape 2 (Calcul des fonctions génératrices de connexion).

La détermination des fonctions génératrices de connexion des demi-bras se fait en imposant une complémentarité entre les fonctions génératrices (F_{k7g} et F_{k1g}^b) et entre (F_{k8g} et F_{k0g}^b) de la manière suivante :

On pose donc les systèmes suivants :

$$\begin{cases} F_{k7g} + 2.F_{k1g} = |n_{gk}| \\ F_{k7g} + F_{k1g}^b = 1 \end{cases} \quad \begin{cases} F_{k8g} + 2.F_{k0g} = |n_{gk}| \\ F_{k8g} + F_{k0g}^b = 1 \end{cases}$$

De ces systèmes, on obtient les résultats suivants :

Si $0 < |n_{gk}| < 1 \Rightarrow F_{k7g} = |n_{gk}|, F_{k1g}^b = 0, F_{k8g} = |n_{gk}| \text{ et } F_{k0g}^b = 0$

Si $1 < |n_{gk}| < 2 \Rightarrow F_{k7g} = 2 - |n_{gk}|, F_{k1g}^b = |n_{gk}| - 1, F_{k8g} = 2 - |n_{gk}| \text{ et } F_{k0g}^b = |n_{gk}| - 1$

XI.3.1 Résultats de simulation

Les figures suivantes montrent l'allure de la tension simple et le spectre harmonique correspondant pour différentes valeurs de m.

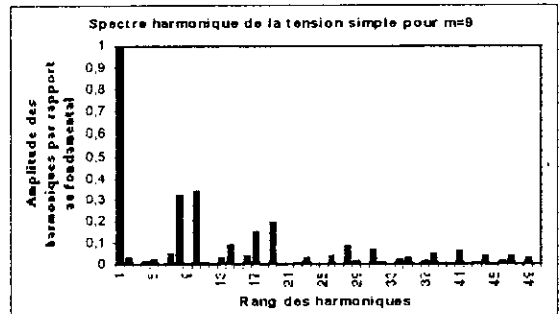
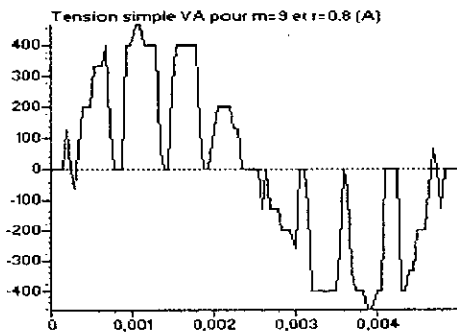


Fig III.36.a Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=9$ et $r=0.8$

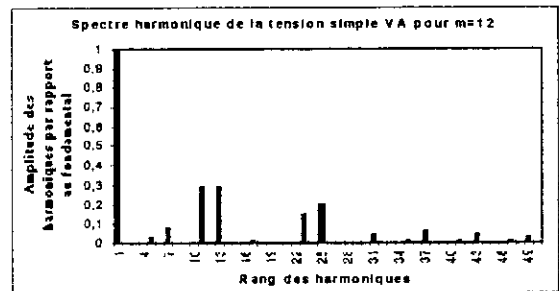
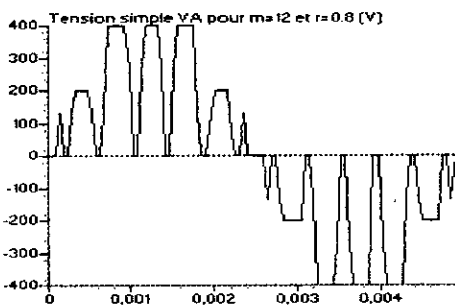


Fig III.36.b Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=12$ et $r=0.8$

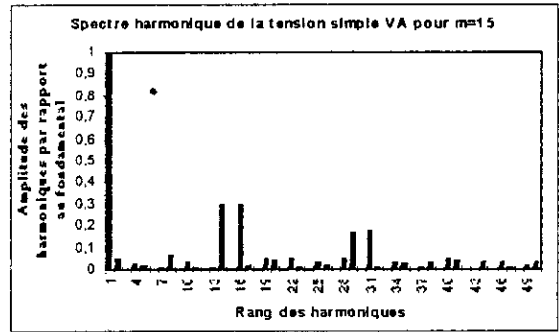
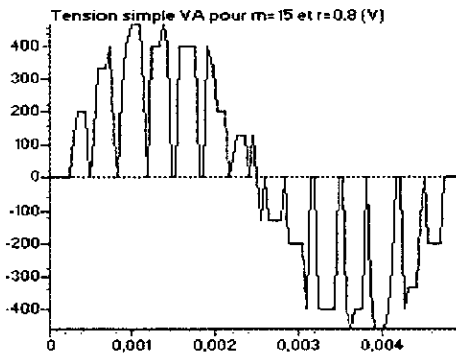


Fig III.36.c Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=15$ et $r=0.8$

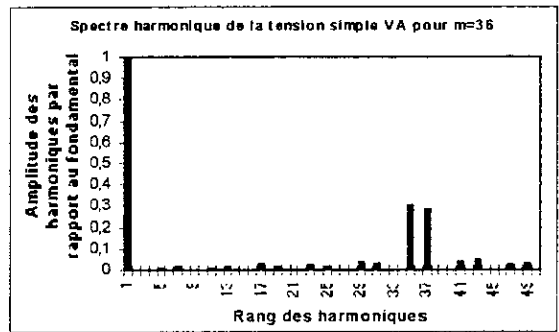
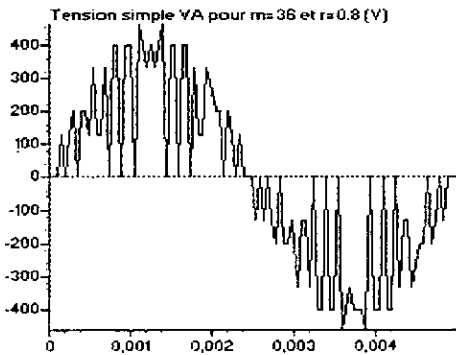


Fig III.36.d Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=36$ et $r=0.8$

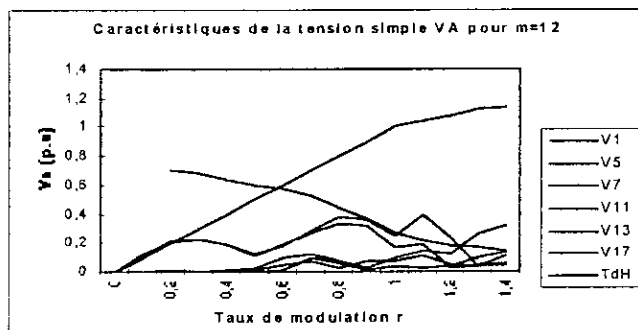
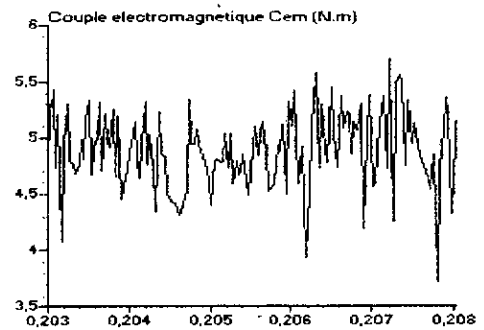
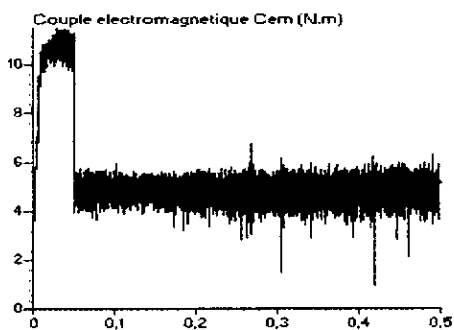


Fig III.36.e Caractéristiques de la tension simple V_A , en fonction du taux de modulation r , pour la modulation calculée type 2 pour $m=12$.



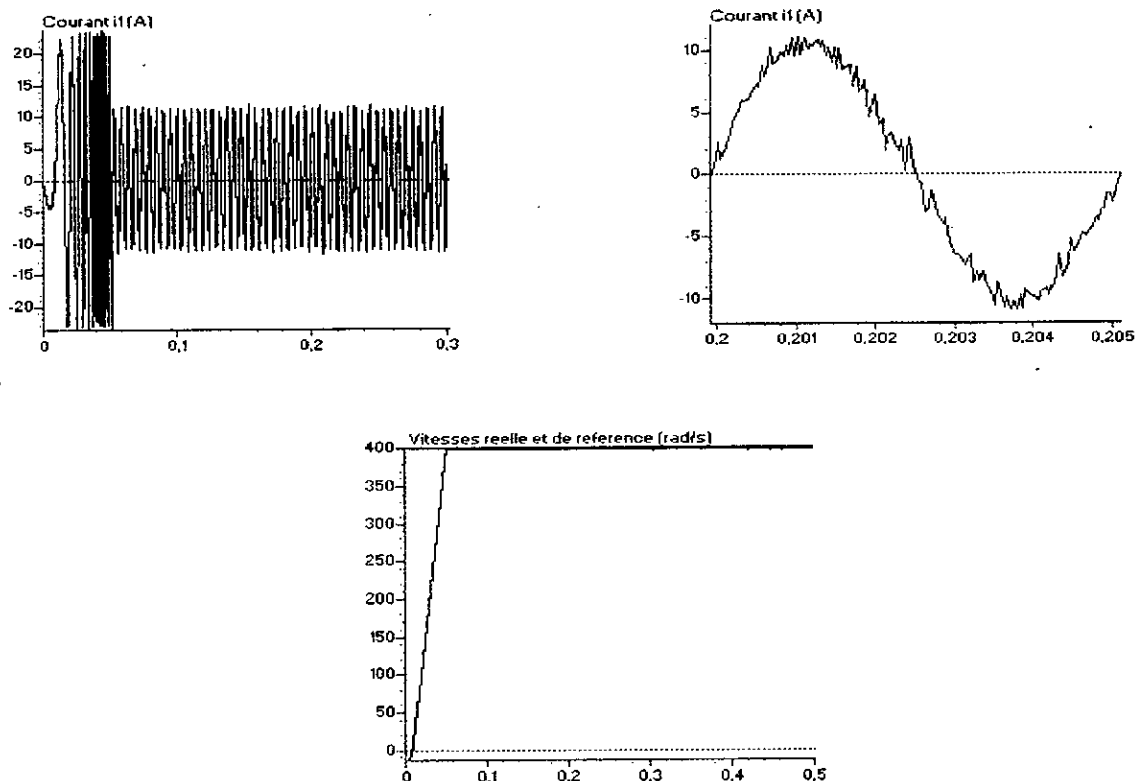


Fig III.36.f Performances de la machine synchrone à aimants permanents commandée en vitesse pour une référence de 400rad/s, alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la modulation calculée type 2 ($m=12$).

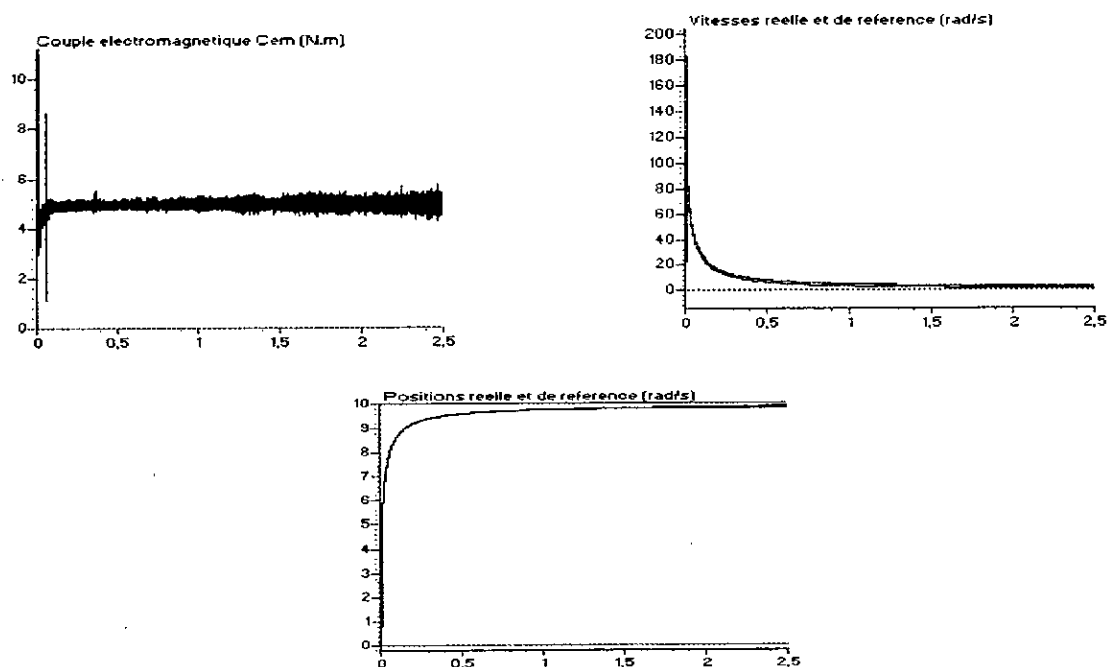


Fig III.36.g Performances de la machine synchrone à aimants permanents commandée en position pour une référence de 10rad, alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la modulation calculée type 2 ($m=12$).

XI.3.2 Interprétation des résultats

Les figures III.36.a à III.36.d donnent l'allure des tensions simples et leurs spectres harmoniques respectifs pour différentes valeurs de l'indice de modulation m .

- Les harmoniques se regroupent en famille autour des fréquences multiples de celles de la porteuse ($m.f$). Les harmoniques les plus importants en amplitude sont ceux de rang 8 et 10 pour $m=9$, ceux de rang 11 et 13 pour $m=12$, ceux de rang 14 et 16 pour $m=15$ et eux de rang 35 et 37 pour $m=36$, soit d'une manière générale les harmoniques de rang $(m-1).f$ et $(m+1).f$. Ces harmoniques représentent environ 35% du fondamental.

- On a des harmoniques impairs pour les valeurs pairs de m vu la symétrie par rapport au quart et à la demi période et on remarque des harmoniques pairs et impairs pour les valeurs impairs de m vu la symétrie par rapport à la demi période uniquement.

La figure III.36.e donne les caractéristiques de réglage de la tension simple V_A , en fonction du taux de modulation r pour $m=12$.

- La caractéristique de réglage de l'amplitude du fondamental de la tension simple est linéaire jusqu'à $r=1$.

- Le taux d'harmoniques diminue quand le taux de modulation r augmente.

La figure III.36.f donne les caractéristiques de la commande de vitesse de la machine synchrone à aimants permanents pour une référence de 400rad/s, alimenté par un onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC commandé par la modulation calculée type 2. La charge de la machine impose un couple résistant de 5 N.m.

La figure III.36.g donne les caractéristiques de la commande de position de la machine synchrone à aimants permanents pour une référence de 10 rad, alimenté par un onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC commandé par la modulation calculée type 2.

XI.4 Modulation calculée type 3

Cette modulation algébrique est basée sur la modulation vectorielle type1 présentée précédemment et utilise une porteuse unipolaire. Son principe ne diffère de la précédente modulation calculée (type2) que dans l'étape 1 (détermination des fonctions génératrices de conversion).

Le calcul des fonctions génératrices de conversion simples n_{gk} se fait de la manière suivante :

$$n_{gk} = \frac{V_{sref}[k] + V_0}{U_c} = n_{gk} + \alpha_0 \quad (III.20)$$

$$\text{avec } V_0 = -\frac{\{\max(V_{sref}) + \min(V_{sref})\}}{2} \quad \text{et } V_{sref} = (V_{ref1}, V_{ref2}, V_{ref3})'$$

α_0 est l'image de la tension V_0 utilisée dans la modulation vectorielle type 1.

Les différentes étapes suivants sont les mêmes que pour la modulation calculée type 2.

XI.4.1 Résultats de simulation

Les figures suivantes donnent l'allure de la tension simple et son spectre harmonique pour différentes valeurs de m.

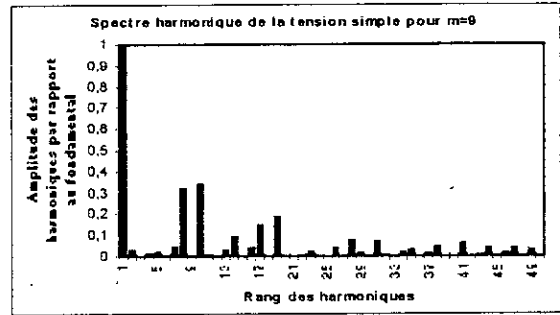
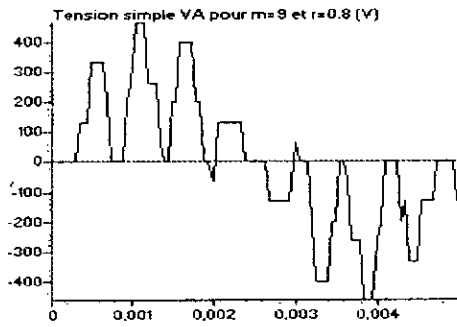


Fig III.37.a Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=9$ et $r=0.8$

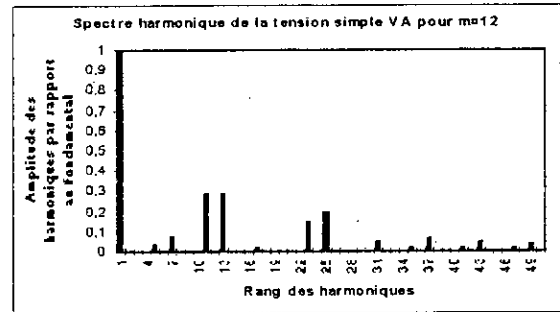
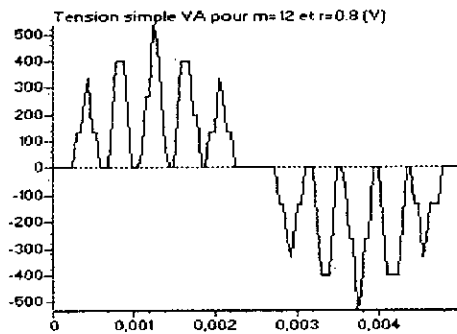


Fig III.37.b Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=12$ et $r=0.8$

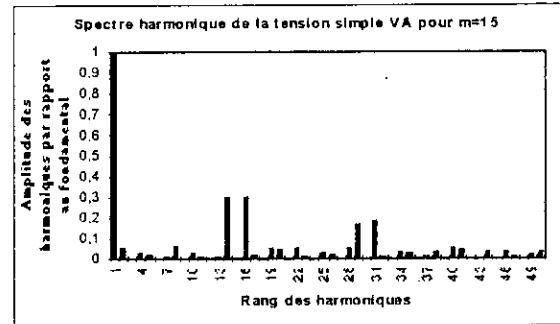
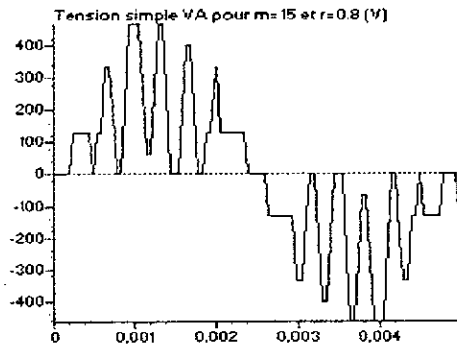


Fig III.37.c Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=15$ et $r=0.8$.

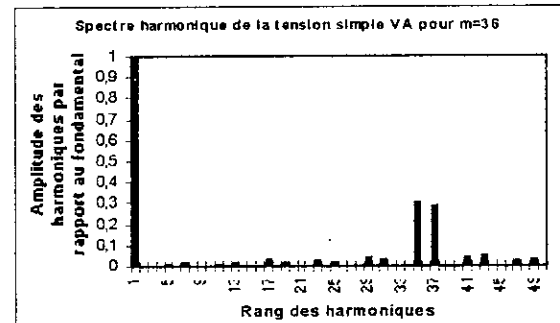
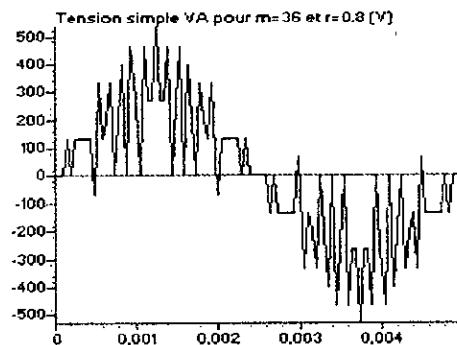


Fig III.37.d Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=36$ et $r=0.8$.

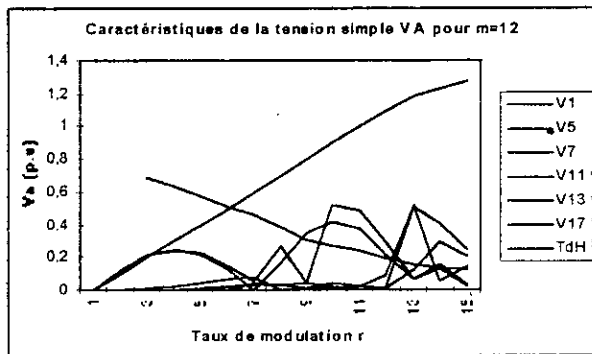


Fig III.37.e Caractéristiques de la tension simple V_A , en fonction du taux de modulation r , pour la modulation calculée type 3 pour $m=12$.

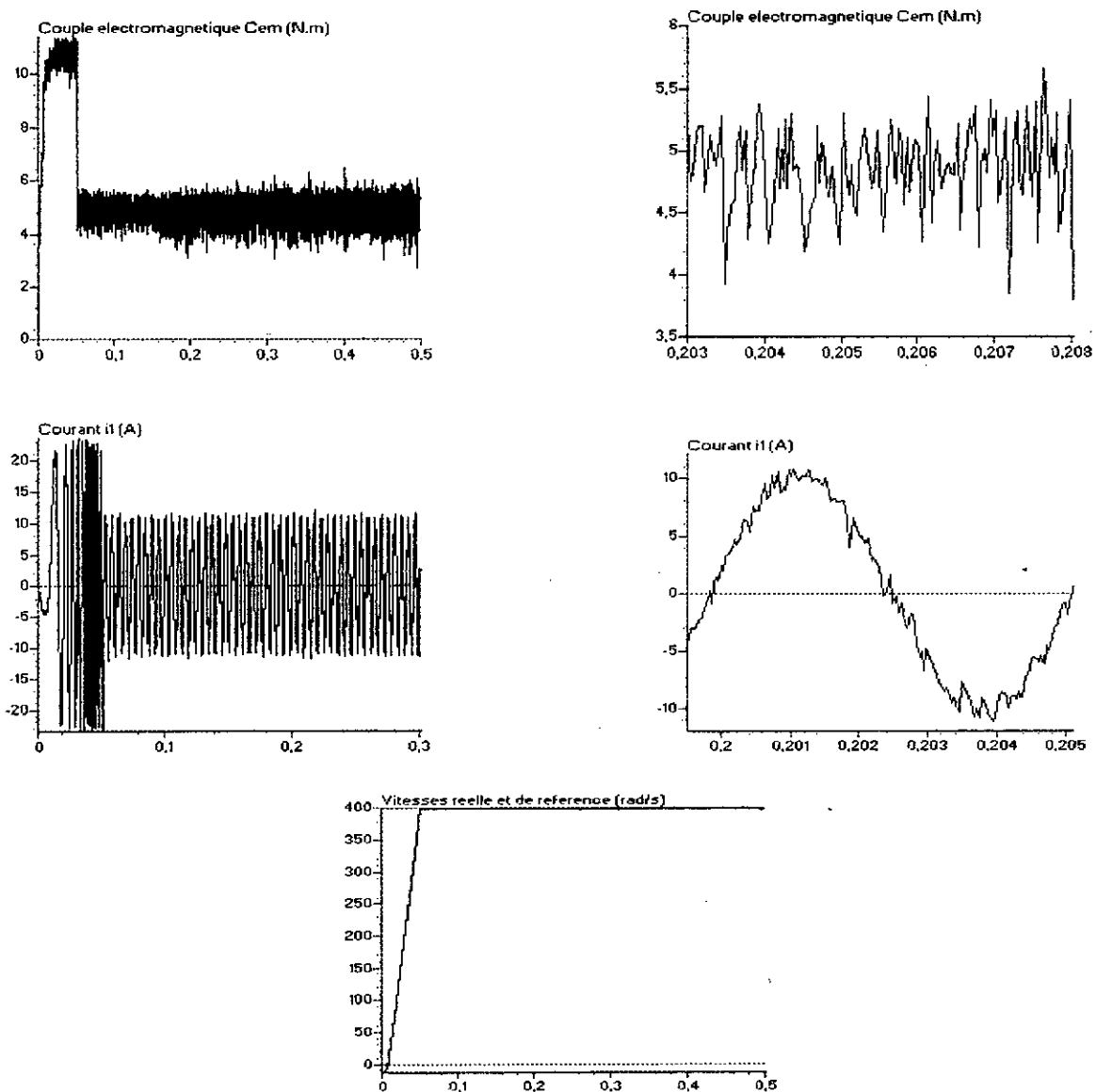


Fig III.37.f Performances de la machine commandée en vitesse pour une référence triphasé à cinq niveaux commandé par la

synchrone à aimants permanents de 400rad/s, alimentée par un onduleur modulation calculée type 3 ($m=12$).

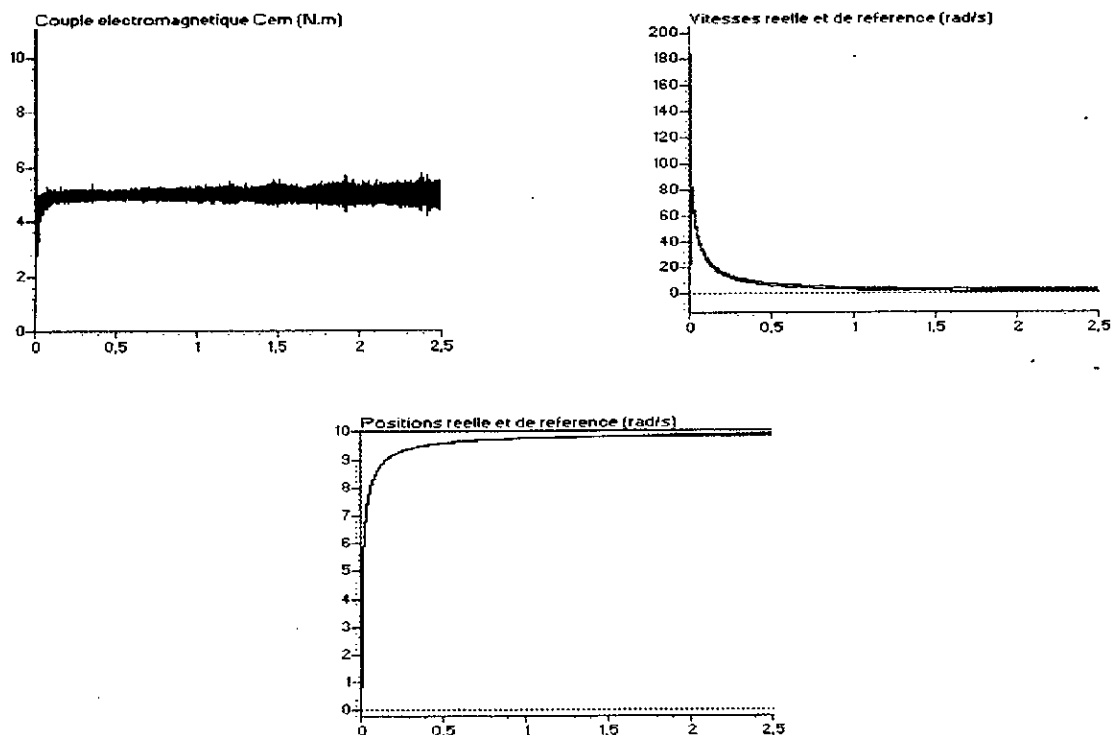


Fig III.37.g Performances de la machine synchrone à aimants permanents commandée en position pour une référence de 10 rad, alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la modulation calculée type 3 ($m=12$).

XI.4.2. Interprétation des résultats.

Les figures III.37.a à III.37.d donnent l'allure des tensions et leurs spectres harmoniques correspondants pour différentes valeurs de l'indice de modulation m .

- Les harmoniques sont rangés en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse. Les harmoniques les plus importants en amplitude sont ceux rangés autour de la première famille.

- Pour les valeurs paires de m , on remarque que seuls les harmoniques impairs existent car on a une symétrie par rapport au quart et à la demi période tandis que pour des valeurs impaires de m , on obtient des harmoniques pairs et impairs en raison de la symétrie par rapport à la symétrie par rapport à la demi période uniquement.

La figure III.37.e donne les caractéristiques de réglage de la tension simple V_A en fonction du taux de modulation r .

- Le taux d'harmoniques diminue lorsque le taux de modulation r augmente.

- La zone linéaire de réglage de l'amplitude du fondamental de la tension simple se sature à $r_{\max}=1.17$.

La figure III.37.f donne les caractéristiques de la commande de vitesse de la machine synchrone à aimants permanents pour une référence de 400 rad/s, alimentée par un onduleur

triphase à cinq niveaux commandé par la modulation calculée type 3. La charge impose un couple résistant de 5 N.m.

La figure III.37.f donne les caractéristiques de la commande de position de la machine synchrone à aimants permanents pour une référence de 10 rad, alimenté par un onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la modulation calculée type 3.

Conclusion

Ce chapitre regroupe différentes stratégies de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC. Pour chaque stratégie, nous avons présenté l'allure des tensions et leurs spectres harmoniques pour plusieurs valeurs de l'indice de modulation m (pair et impair) et cela pour montrer l'amplitude des harmoniques les plus importants et les plus gênants. Ensuite, nous mettons en évidence le comportement de la machine synchrone à aimants permanents pour chacune des stratégies étudiées.

Les stratégies triangulo-sinusoïdales à une, deux et quatre porteuses unipolaires type 1 donnent les mêmes allures de tensions simples et donc le même spectre harmonique.

Toutes les stratégies étudiées et utilisant des porteuses triangulaires unipolaires ou bipolaires que ce soit dans le cas des stratégies triangulo-sinusoïdales, des modulations vectorielles ou des modulations calculées, les paramètres m et r (respectivement indice et taux de modulation) sont très importants.

L'injection de l'harmonique trois ne modifie pas les caractéristiques de la commande de vitesse ou de position de la machine synchrone à aimants permanents.

Hormis la commande pleine onde, toutes les autres stratégies de commande peuvent être utilisées pour les asservissements.

Tableau récapitulatif des caractéristiques des différentes stratégies

Stratégie	R_{\max} de la caractéristique de réglage	TDH_{\max}	TDH_{\min}	Fréquence centrale de la première famille d'harmoniques
Triangulo-sinusoidale à Une porteuse	1	0.8	0.15	m.f
Triangulo-sinusoidale à deux porteuses	1	0.75	0.15	m.f
Triangulo-sinusoidale à quatre porteuses unipolaires type 1	1	0.8	0.12	m.f
Triangulo-sinusoidale à quatre porteuses type 2	1	0.87	0.128	m.f
Triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires	1.15	0.751	0.121	4 m.f
Modulation vectorielle Type 1	1.15	0.68	0.13	4 m.f
Modulation vectorielle Type 2	1.2	0.778	0.14	4 m.f
Modulation calculée Type 1	1	0.691	0.12	m.f
Modulation calculée Type 2	1	0.703	0.14	m.f
Modulation calculée Type 3	1	0.681	0.12	m.f

CHAPITRE IV

CHANGEURS DE FREQUENCE UTILISANT DES ONDULEURS A CINQ NIVEAUX

Introduction

Lors des précédents chapitres, nous avons supposé les tensions d'entrée U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4} de l'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC idéales et constantes.

Dans ce chapitre, nous étudierons plusieurs manières de générer ces tensions continues.

La génération des tensions continues peut se faire de différentes manières :

- elle peut être réalisée à l'aide d'une batterie
- elle peut être réalisée par un convertisseur alternatif-continu dit redresseur.

Dans ce chapitre, nous présenterons ces deux cas. Pour cela, nous étudierons plusieurs cascades permettant de réaliser des changeurs de fréquence ayant l'onduleur de tension à cinq niveaux comme pont de sortie. Une cascade est constituée d'un pont d'entrée, d'un pont capacitif, de l'onduleur de tension et de la charge.

En utilisant le résultat du chapitre II qui présente l'onduleur comme la mise en série de deux onduleurs à trois niveaux ou de quatre onduleurs à deux niveaux, on peut selon le cas étudié utiliser une, deux ou quatre sources pour l'alimentation de l'onduleur.

L'utilisation de convertisseur alternatif - continu permet de créer un tampon entre la charge et le réseau électrique. Pour cela, on utilise généralement des redresseurs à diodes ou à thyristors (Pont de Graëtz) mais ils présentent néanmoins certains inconvénients [Guillaud 92] [Séguier84].

- Ils injectent des courants harmoniques de la charge vers le réseau.
- Ils absorbent de la puissance réactive liée à l'utilisation des thyristors.

Il est alors nécessaire de disposer des batteries de condensateurs ou des compensateurs synchrones pour améliorer le facteur de puissance mais même ces solutions restent limitées [Aliouane 95] [Larouci 98].

Une autre solution consiste à utiliser un redresseur utilisant des interrupteurs bi-commandables commandé en modulation de largeurs d'impulsions (MLI) afin de repousser les harmoniques générés vers des fréquences élevées [Berkouk 95] [Guillaud 92].

Deux structures de redresseurs sont alors possibles :

- les redresseurs de courant à MLI.
- les redresseurs de tension à MLI.

Dans notre étude, nous opterons pour les premiers. Ainsi, nous présenterons les cascades suivantes :

- Cascade d'une batterie – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents.
- Cascade d'un redresseur de courant à deux niveaux à MLI – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents.
- Cascade de deux redresseurs de courants à deux niveaux à MLI – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents.
- Cascade de quatre redresseurs de courants à deux niveaux à MLI – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents.
- Cascade d'un redresseur de courant à cinq niveaux à MLI – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents.

I. Cascade d'une batterie – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents

Le schéma de la structure de cette cascade est le suivant :

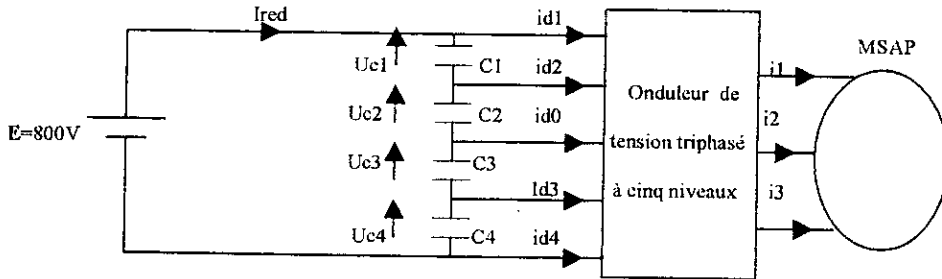


Figure IV.1 Structure de la cascade batterie – onduleur à cinq niveaux – MSAP

I.1 Modélisation du filtre intermédiaire

La structure du filtre intermédiaire est la suivante :

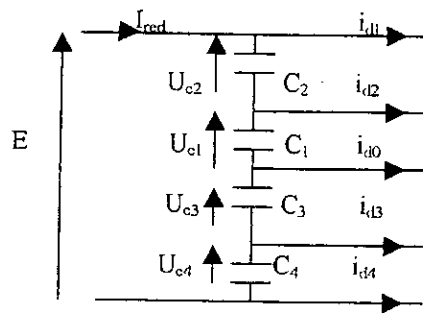


Figure IV.2 Structure du filtre intermédiaire

Le modèle de ce filtre est défini par le système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_1 \cdot \frac{d(U_{c1})}{dt} = I_{red} - i_{d1} - i_{d2} \\ C_2 \cdot \frac{d(U_{c2})}{dt} = I_{red} - i_{d1} \\ C_3 \cdot \frac{d(U_{c3})}{dt} = I_{red} - i_{d1} - i_{d2} - i_{d0} \\ C_4 \cdot \frac{d(U_{c4})}{dt} = I_{red} - i_{d1} - i_{d2} - i_{d3} - i_{d0} \end{array} \right. \quad (IV.1)$$

I.2 Résultats de simulation

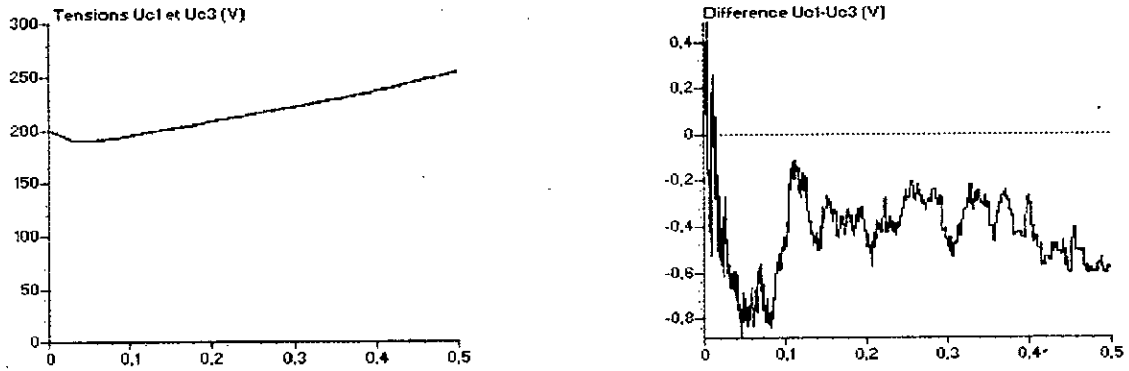


Figure IV.3.a Tensions U_{c1} et U_{c3} du filtre intermédiaire et la différence $U_{c1}-U_{c3}$

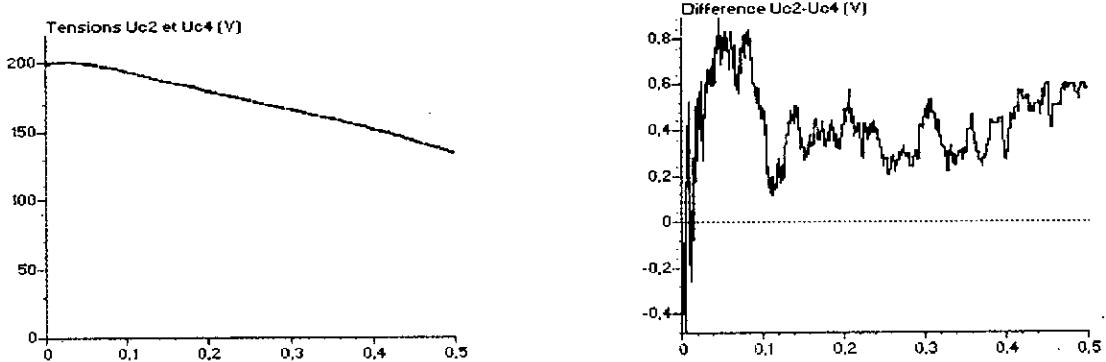


Figure IV.3.b Tensions U_{c2} et U_{c4} du filtre intermédiaire et la différence $U_{c2}-U_{c4}$

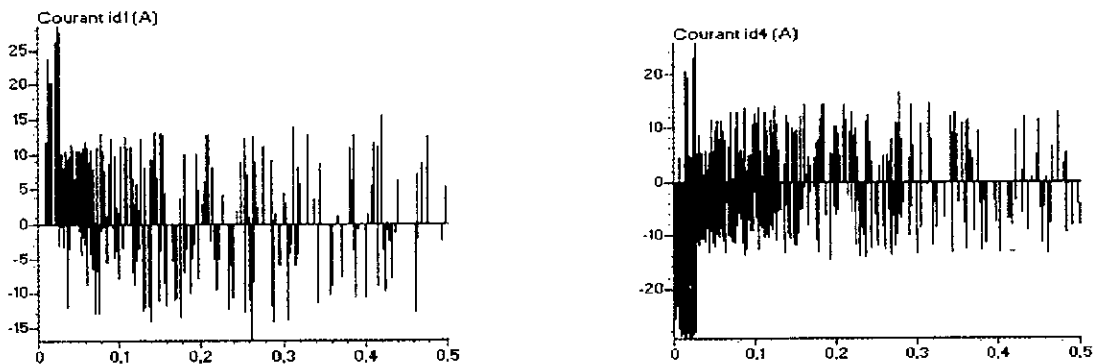


Figure IV.3.c Courants d'entrée i_{d1} et i_{d4} de l'onduleur à cinq niveaux.

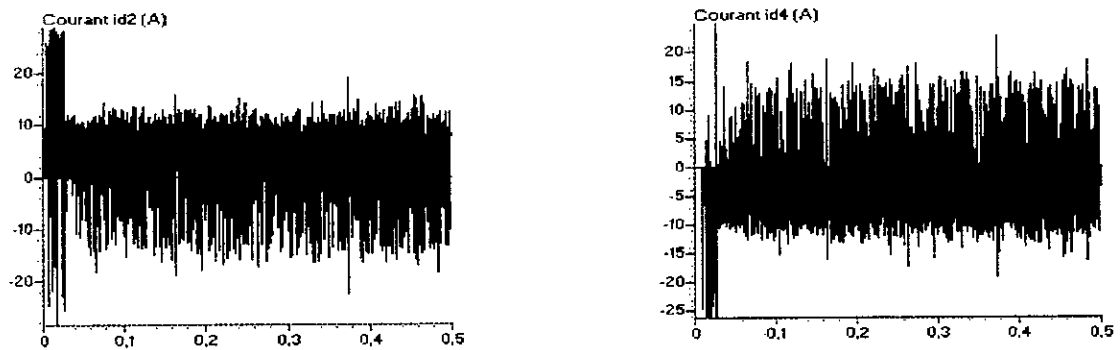


Figure IV.3.d Courants d'entrée i_{d2} et i_{d3} de l'onduleur à cinq niveaux.

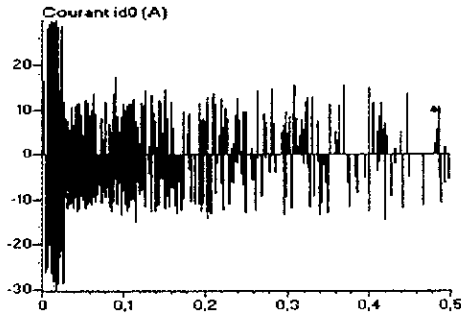


Figure IV.3.e Courant d'entrée i_{d0} de l'onduleur à cinq niveaux.

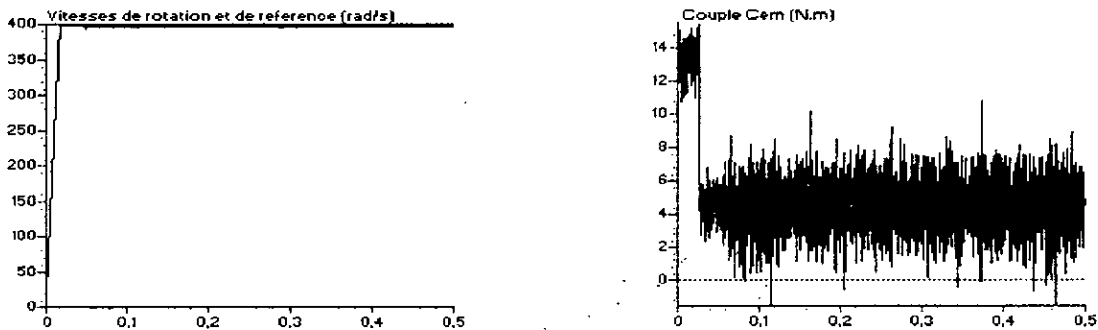


Figure IV.3.f Vitesse et couple de la M.S.A.P pour une consigne de vitesse de 400 rad/s.

I.3 Interprétation des résultats

La figure IV.1 montre la structure de la cascade étudiée. L'onduleur à cinq niveaux à structure NPC est commandé par la triangulo-sinusoïdale à deux porteuses unipolaires. La machine synchrone à aimants permanents est commandé en vitesse pour une consigne de vitesse de 400 rad/s. La batterie délivre une tension de 800 V. Les capacités du filtre intermédiaire ont la même valeur ($C_1=C_2=C_3=C_4=C=20\text{mF}$).

Les figures IV.3.a donnent l'allure des tensions U_{c1} et U_{c3} . On remarque que ses deux tensions sont croissantes et leur différence $U_{c1}-U_{c3}$ est pratiquement nulle. Tandis que les deux tensions U_{c2} et U_{c4} (figures IV.3.b) sont décroissantes et leur différence $U_{c2}-U_{c4}$ est également pratiquement nulle.

Les figures IV.3.c à IV.3.e donnent l'allure des courants d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux. Les courants i_{d1} et i_{d4} ont même allure mais sont inversés l'un par rapport à l'autre, de même pour les courants i_{d2} et i_{d3} . Le courant i_{d0} (fig IV.3.e) a une valeur moyenne nulle.

La figure IV.3.f donne l'allure de la vitesse de rotation et du couple électromagnétique de la machine synchrone à aimants permanents pour une consigne de vitesse de 400 rad/s ($C_r=5\text{N.m}$).

Dans cette partie, on utilise une batterie pour générer les tensions d'entrée de l'onduleur. Une autre solution consiste à utiliser un redresseur de courant à modulation de largeurs d'impulsions.

II. Cascade un redresseur de courant à MLI à deux niveaux – Onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents.

Dans cette partie, on présentera une cascade permettant de réaliser un changeur de fréquence ayant en sortie un onduleur de tension à cinq niveaux. Le pont d'entrée de cette cascade est constitué d'un redresseur de courant à modulation de largeurs d'impulsions à deux niveaux. Pour la commande de ce redresseur, toutes les stratégies de commande possibles pour les onduleurs à deux niveaux sont utilisables pour le redresseur. Dans ce cas, nous avons choisi la commande par hystérésis en courant. La structure de la cascade est donnée par la figure suivante :

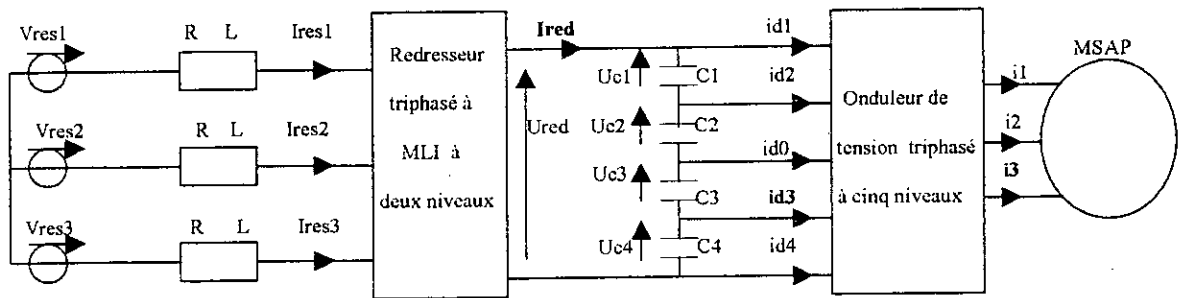


Figure IV.4 Structure de la cascade un redresseur de courant à MLI à deux niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux – MSAP.

II.1 Modélisation du redresseur de courant à deux niveaux

La structure du redresseur est celle de la figure suivante :

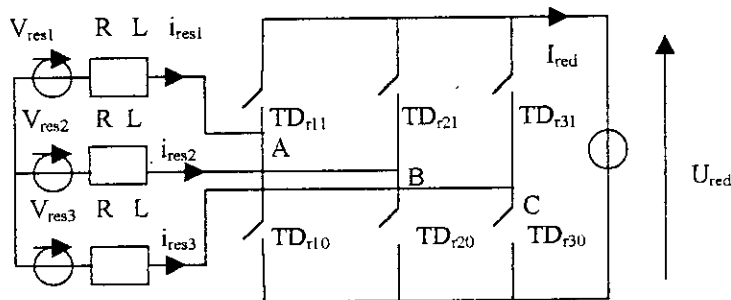


Figure IV.5 Structure du redresseur de courant à deux niveaux

La commande complémentaire utilisée est la suivante [Guillaud 92]:

$$\begin{cases} B_{r11} = \overline{B_{r10}} \\ B_{r21} = \overline{B_{r20}} \\ B_{r31} = \overline{B_{r30}} \end{cases} \quad (IV.2)$$

Le modèle de connaissance du redresseur a la forme suivante :

$$V_{kM} = F_{rk1} \cdot U_{red} \quad (IV.3)$$

Avec F_{rki} : Fonction de connexion de l'interrupteur TD_{ki} .

Les tensions d'entrée du redresseur sont données par le système (IV.4) :

$$\begin{cases} V_A = \frac{1}{3}(2.F_{r11} - F_{r21} - F_{r31}) \\ V_B = \frac{1}{3}(2.F_{r21} - F_{r11} - F_{r31}) \\ V_C = \frac{1}{3}(2.F_{r31} - F_{r21} - F_{r11}) \end{cases} \quad (IV.4)$$

Le courant de sortie du redresseur, en fonction des fonctions de connexion des interrupteurs et des courants d'entrée, a la forme suivante :

$$I_{red} = F_{r11}.i_{res1} + F_{r21}.i_{res2} + F_{r31}.i_{res3} \quad (IV.5)$$

II.2 Stratégie de contrôle du redresseur

Toutes les stratégies de commande possibles pour les onduleurs à deux niveaux sont utilisables pour le redresseur de courant à deux niveaux. Dans notre cas, pour avoir un courant le plus sinusoïdale possible, on utilise la commande par hystérésis en courant dont l'algorithme est donné par le système (IV.6)

$$\begin{cases} \text{Si } \epsilon_k \geq \Delta i \Rightarrow B_{rks}=0 \\ \text{Si } \epsilon_k \leq -\Delta i \Rightarrow B_{rks}=1 \\ \epsilon_k = i_{resk} - I_{resk} \end{cases} \quad (IV.6)$$

Δi étant la largeur de la bande d'hystérésis.

Les courants de référence I_{refk} ont la forme suivante :

$$\begin{cases} I_{ref1} = I_{max} \cdot \sin(\omega t - \varphi) \\ I_{ref2} = I_{max} \cdot \sin(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ I_{ref3} = I_{max} \cdot \sin(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (IV.7)$$

II.3 Modélisation du filtre intermédiaire

Dans ce cas, le filtre intermédiaire a l'allure suivante :

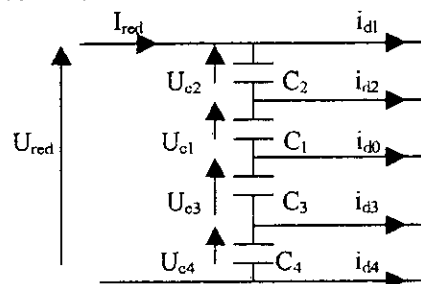


Figure IV.6 Structure du filtre intermédiaire

Il faut remarquer que les équations du filtre intermédiaire sont identiques à ceux de la première cascade (avec une batterie).

II.4 Résultats de simulation :

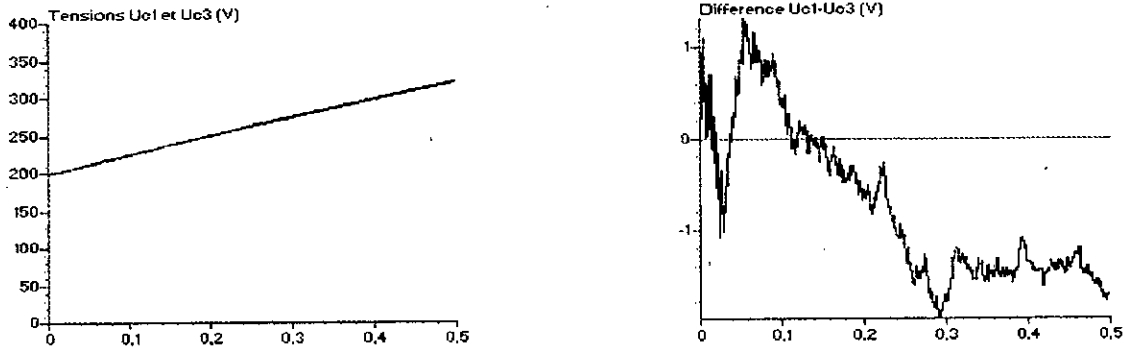


Figure IV.7.a Tensions U_{c1} et U_{c3} et la différence $U_{c1}-U_{c3}$

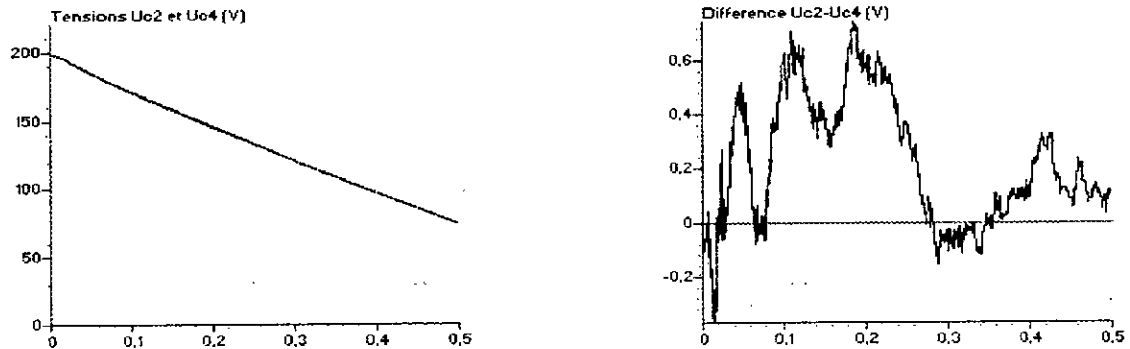


Figure IV.7.b Tensions U_{c2} et U_{c4} et la différence $U_{c2}-U_{c4}$

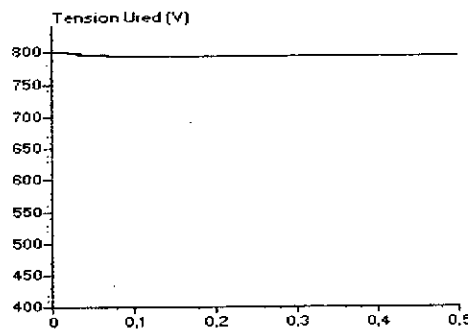


Figure IV.7.c Tension de sortie du redresseur U_{red}

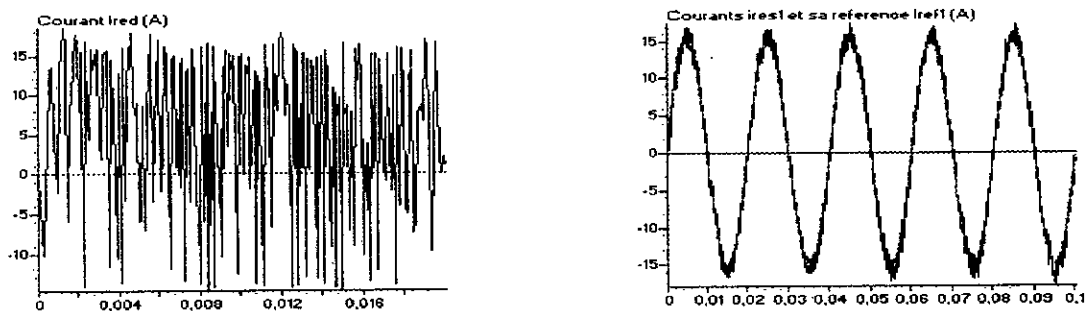


Figure IV.7.d Courant redressé I_{red} et le courant d'entrée i_{res1} et sa référence I_{ref1}

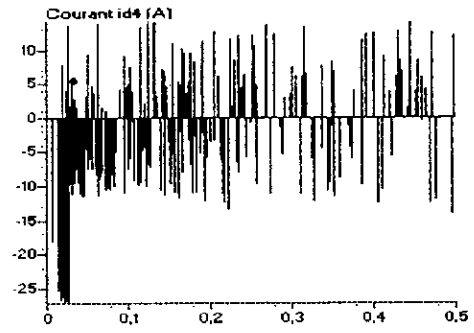
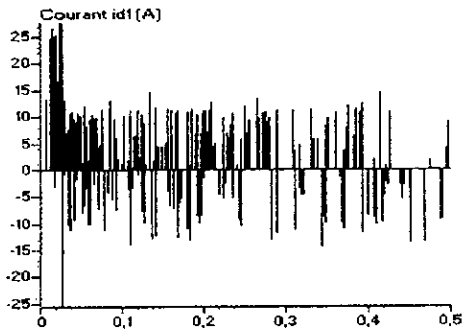


Figure IV.7.e Courants d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux i_{d1} et i_{d4} .

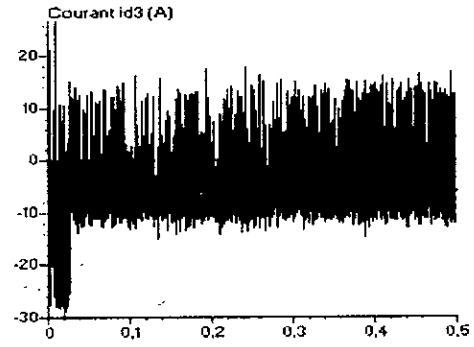
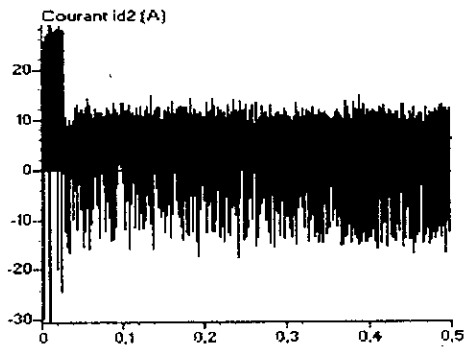


Figure IV.7.f Courants d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux i_{d2} et i_{d3} .

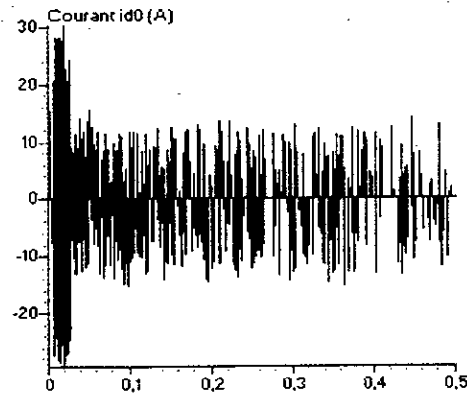


Figure IV.7.g Courant d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux i_{d0} .

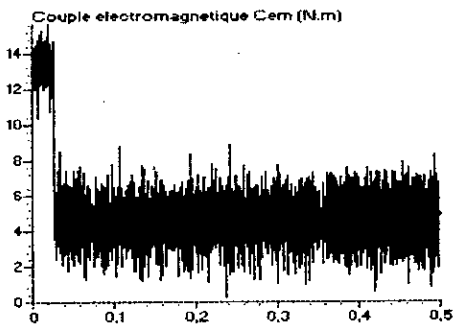
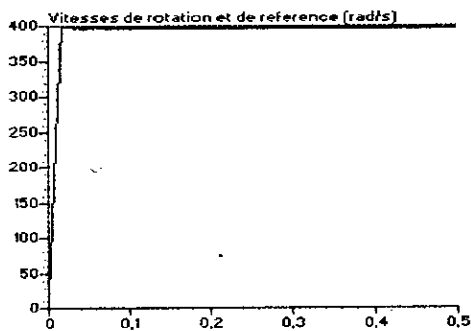


Figure IV.7.h Vitesse et couple de la M.S.A.P pour une consigne de vitesse de 400 rad/s.

II.5 Interprétation des résultats

Les figures précédentes donnent les caractéristiques de la cascade dont la structure est donnée à la figure IV.4.

L'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC est commandé par la triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses unipolaires type1. Le réseau triphasé alimentant le redresseur de courant à deux niveaux a une tension de 48 V et une fréquence de 50 Hz. L'amplitude des courants de référence du réseau triphasé alimentant le redresseur est de 15 A. La machine synchrone à aimants permanents est commandée en vitesse pour une consigne de 400 rad/s ($C_r=5 \text{ N.m}$). Les capacités du filtre intermédiaire sont égales ($C_1=C_2=C_3=C_4=20\text{mF}$).

Les figures IV.7.a et b montrent les tensions U_{c1} et U_{c3} obtenues à l'entrée de l'onduleur à cinq niveaux. On remarque que ces tensions sont croissantes, pratiquement identiques et que la différence $U_{c1}-U_{c3}$ ne dépasse pas 1V et est donc très faible. De même pour les tensions U_{c2} et U_{c4} qui sont décroissantes et dont la différence $U_{c2}-U_{c4}$ est pratiquement nulle.

La tension redressée U_{red} décroît légèrement jusqu'à 793V et reste constante. Cette tension correspond à l'équilibre énergétique.

Le courant i_{res1} suit bien sa référence (I_{ref1}). Les courants i_{d1} (resp i_{d2}) et i_{d4} (resp i_{d3}) ont la même allure mais sont inversés. Les courants i_{d1} et i_{d4} ne présentent que des impulsions. Le courant i_{d0} a une valeur moyenne nulle.

La figure IV.7.h donne l'allure de la vitesse de rotation et du couple électromagnétique de la machine synchrone à aimants permanents pour une consigne de vitesse de 400 rad/s ($C_r=5\text{N.m}$).

III. Cascade deux redresseurs de courant à MLI à deux niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents.

Un autre type de cascade utilisant deux redresseurs pour la génération des tensions continues d'entrée de l'onduleur de tension à cinq niveaux peut être envisagé. La structure de cette cascade est donnée à la figure IV.8 :

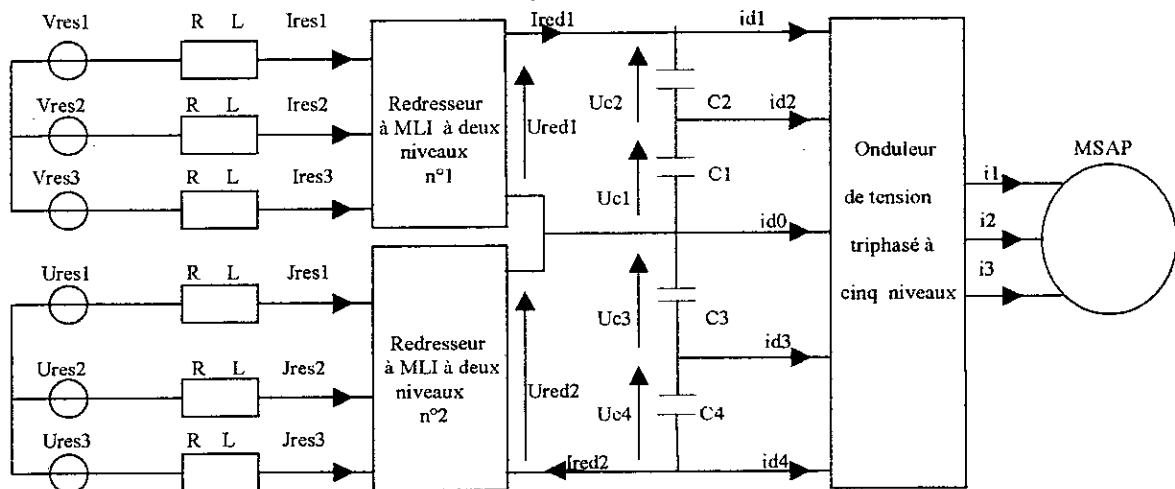


Figure IV.8 Structure de la cascade deux redresseurs à MLI à deux niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux – MSAP

III.1 Modélisation du filtre intermédiaire

Pour la cascade de la figure IV.8, le filtre intermédiaire a l'allure suivante :

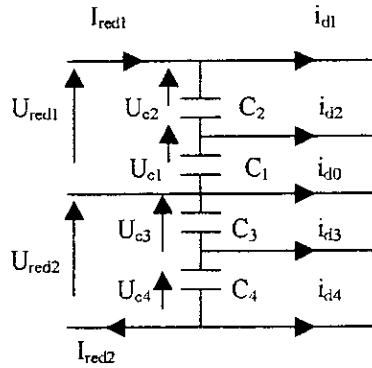


Figure IV.9 Structure du filtre intermédiaire

Le modèle du filtre intermédiaire est donné par le système suivant :

$$\begin{cases} C_1 \cdot \frac{d(U_{c1})}{dt} = I_{red1} - i_{d1} - i_{d2} \\ C_2 \cdot \frac{d(U_{c2})}{dt} = I_{red1} - i_{d1} \\ C_3 \cdot \frac{d(U_{c3})}{dt} = I_{red2} + i_{d4} + i_{d3} \\ C_4 \cdot \frac{d(U_{c4})}{dt} = I_{red2} + i_{d4} \end{cases} \quad (IV.8)$$

III.2 Résultats de simulation

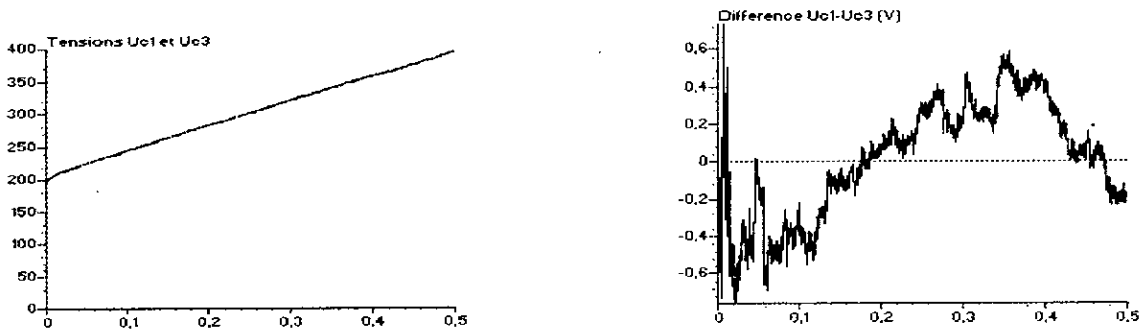


Figure IV.10.a Tensions U_{c1} et U_{c3} et la différence $U_{c1} - U_{c3}$

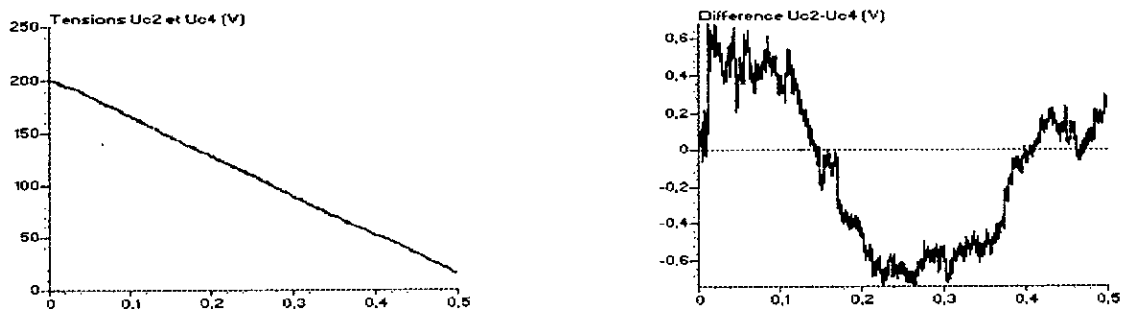


Figure IV.10.b Tensions U_{c2} et U_{c4} et la différence $U_{c2} - U_{c4}$

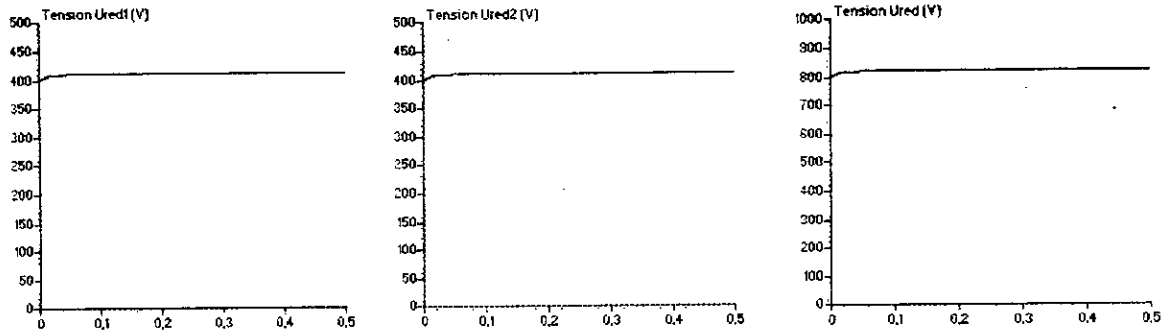


Figure IV.10.c Tensions de sortie U_{red1} , U_{red2} et U_{red} des redresseurs n°1 et n°2

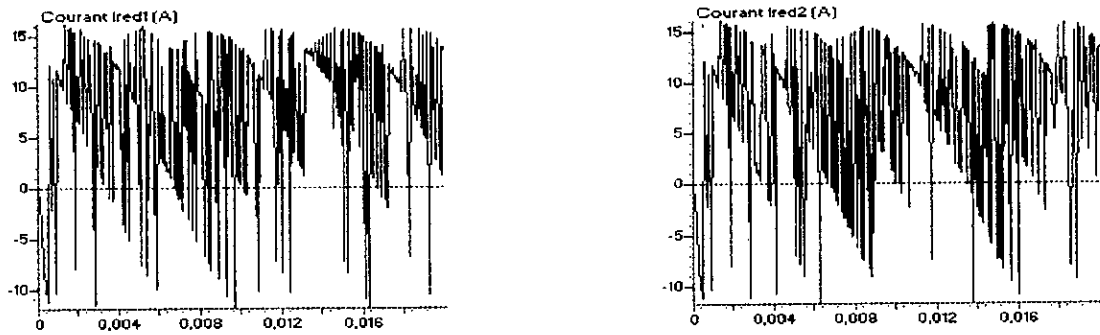


Figure IV.10.d Courants redressés I_{red1} et I_{red2} des redresseurs n°1 et n°2

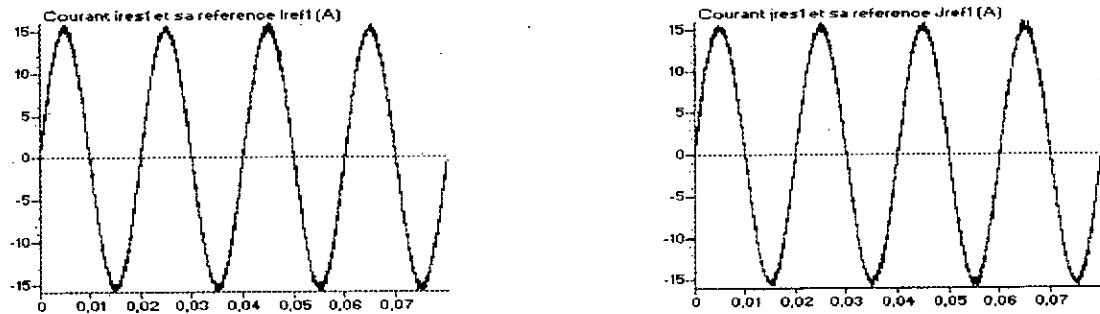


Figure IV.10.e Courants d'une phase du réseau alimentant les redresseurs n°1 et n°2 et leurs références respectives

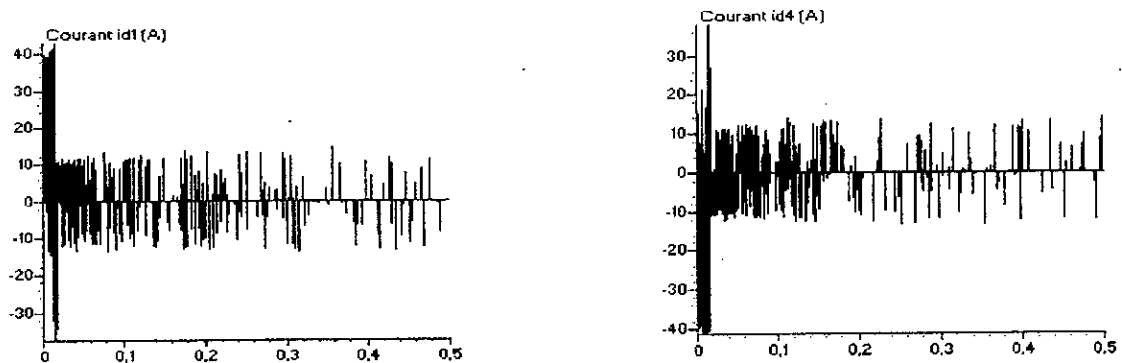


Figure IV.10.f Courants d'entrée i_{d1} et i_{d4} de l'onduleur à cinq niveaux

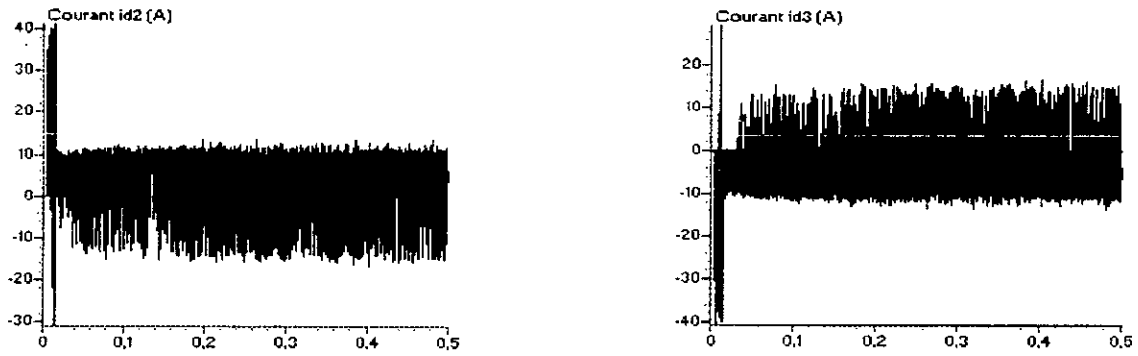


Figure IV.10.g Courants d'entrée i_{d2} et i_{d3} de l'onduleur à cinq niveaux

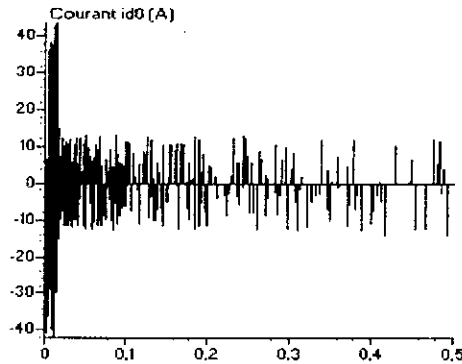


Figure IV.10.h Courant d'entrée i_{d0} de l'onduleur à cinq niveaux

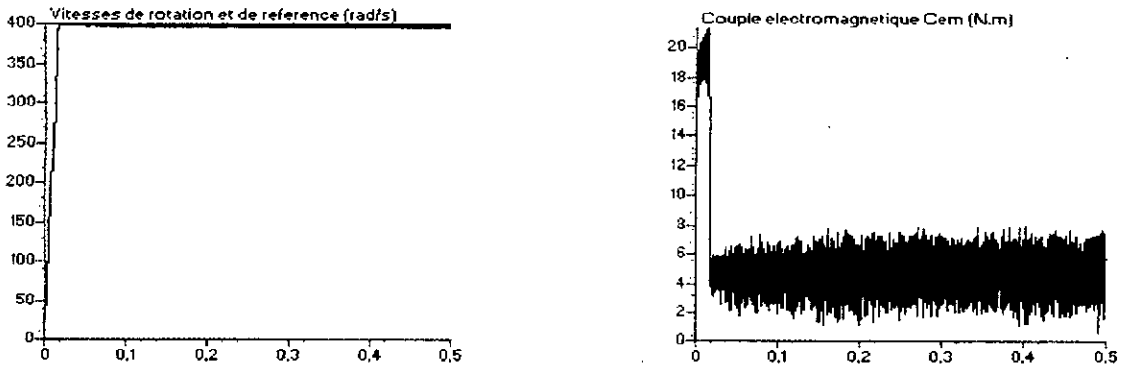


Figure IV.10.i Vitesse et couple de la M.S.A.P pour une consigne de vitesse de 400 rad/s.

III.3 Interprétation des résultats

Les figures précédentes donnent les caractéristiques de la cascade dont la structure est donnée à la figure IV.8.

L'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC est commandé par la modulation vectorielle type1. Le réseau triphasé alimentant les deux redresseurs de courant à deux niveaux a une tension de 48 V et une fréquence de 50 Hz. L'amplitude des courants de référence du réseau triphasé alimentant le redresseur est de 15 A. Les deux redresseurs de courant sont commandé par la stratégie d'hystérésis en courant. La machine synchrone à aimants permanents est commandée en vitesse pour une consigne de 400 rad/s ($C_r=5$ N.m). Les capacités du filtre intermédiaire sont égales ($C_1=C_2=C_3=C_4=20$ mF). $R=0.25$ Ω et $L=10$ mH.

Les figures IV.10.a et b montrent les tensions U_{c1} et U_{c3} obtenues à l'entrée de l'onduleur à cinq niveaux. On remarque que ces tensions sont croissantes et que la différence $U_{c1}-U_{c3}$ est inférieure à 1V et est donc très faible. De même pour les tensions U_{c2} et U_{c4} qui sont décroissantes et dont la différence $U_{c2}-U_{c4}$ est pratiquement nulle. Les tensions redressées U_{red1} et U_{red2} sont constantes et égales à 400 V.

Les courants de phase des réseaux des redresseurs n°1 et n°2 suivent bien leurs références.

La figure IV.10.d donne l'allure des courants redressés des redresseurs n°1 et n°2.

Les courants i_{d1} (resp i_{d2}) et i_{d4} (resp i_{d3}) ont la même allure mais sont inversés. Le courant i_{d0} a une valeur moyenne nulle. La figure IV.10.i donne l'allure de la vitesse de rotation et du couple électromagnétique de la machine synchrone à aimants permanents pour une consigne de vitesse de 400 rad/s ($C_r=5N.m$).

IV. Cascade quatre redresseurs de courant à MLI à deux niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents.

La structure de la cascade est donnée à la figure suivante :

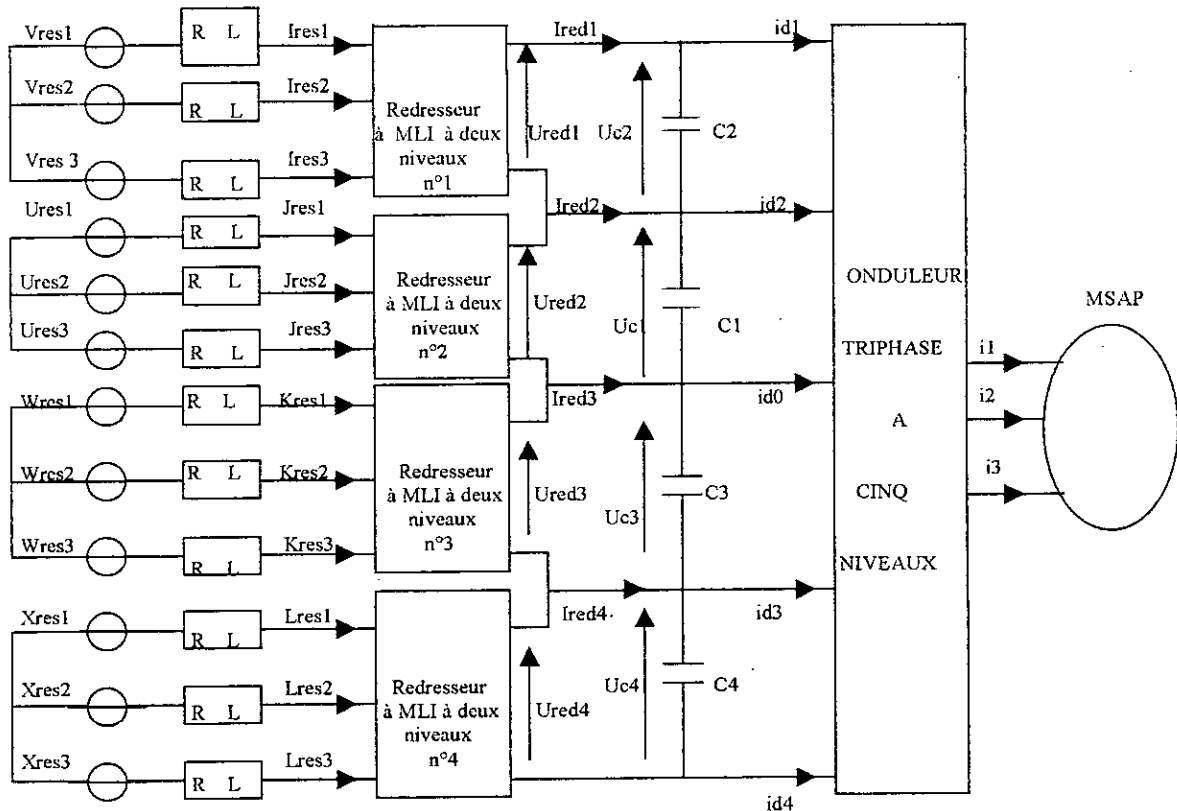


Figure IV.11 Structure de la cascade quatre redresseurs à MLI à deux niveaux – onduleur à cinq niveaux – Machine synchrone à aimants permanents

IV.1 Modélisation du filtre intermédiaire

La structure du filtre est donnée à la figure IV.12.

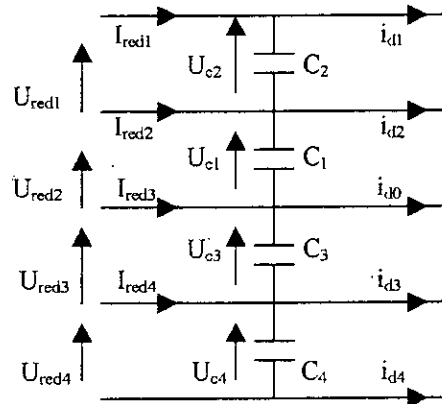


Figure IV.12 Structure du filtre intermédiaire

Le modèle de ce filtre est défini par le système suivant :

$$\begin{cases} C_1 \cdot \frac{d(U_{c1})}{dt} = I_{red2} - i_{d2} \\ C_2 \cdot \frac{d(U_{c2})}{dt} = I_{red1} - i_{d1} \\ C_3 \cdot \frac{d(U_{c3})}{dt} = I_{red3} - i_{d3} \\ C_4 \cdot \frac{d(U_{c4})}{dt} = I_{red4} - i_{d4} \end{cases} \quad (IV.9)$$

Les quatre redresseurs de courant à MLI à deux niveaux utilisés dans cette cascade sont identiques à celui présenté précédemment.

IV.2 Résultats de simulation

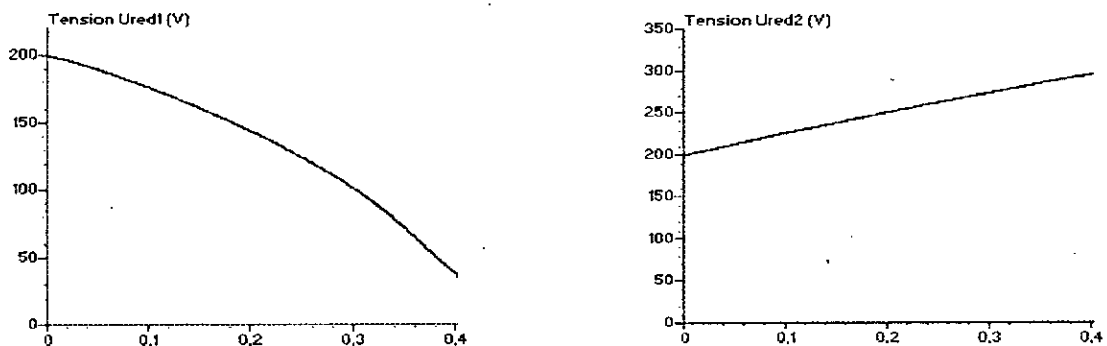


Figure IV.13.a Tensions U_{red1} et U_{red2} des redresseurs n°1 et n°2

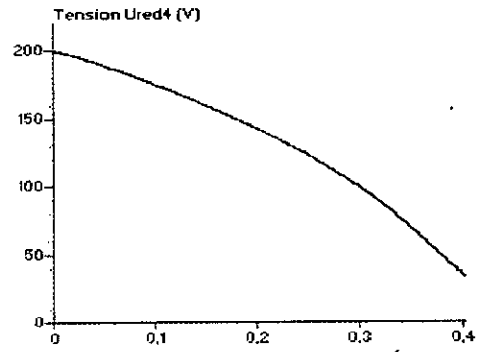
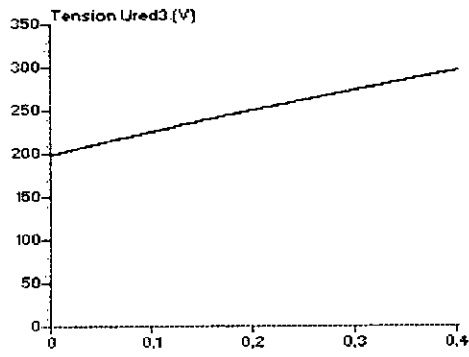


Figure IV.13.b Tensions U_{red3} et U_{red4} des redresseurs n°3 et n°4

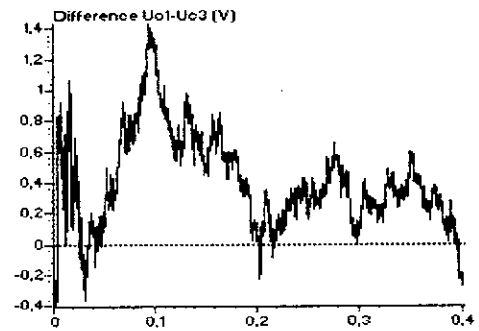
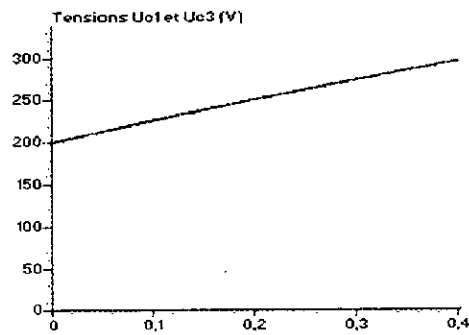


Figure IV.13.c Tensions U_{c1} et U_{c3} et la différence $U_{c1} - U_{c3}$

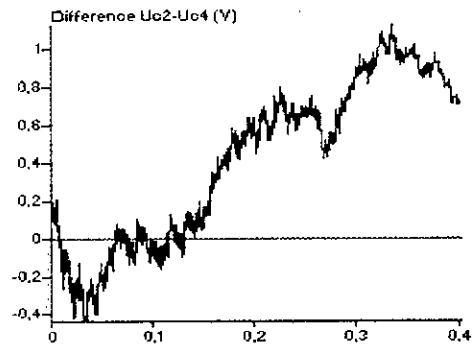
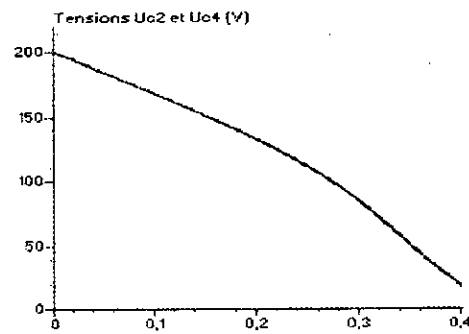


Figure IV.13.d Tensions U_{c2} et U_{c4} et la différence $U_{c2} - U_{c4}$

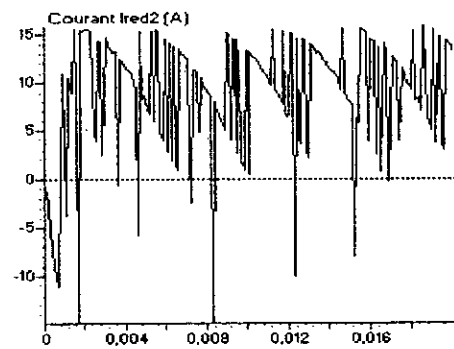
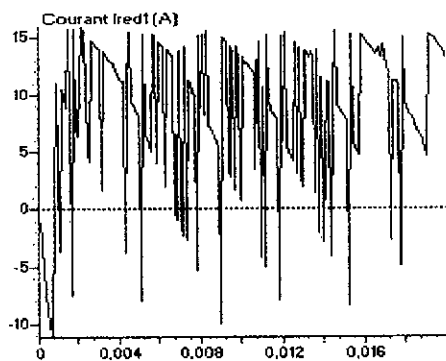


Figure IV.13.e Courants redressés des redresseurs n°1 et n°2

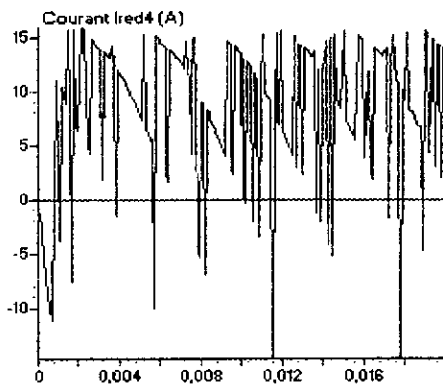
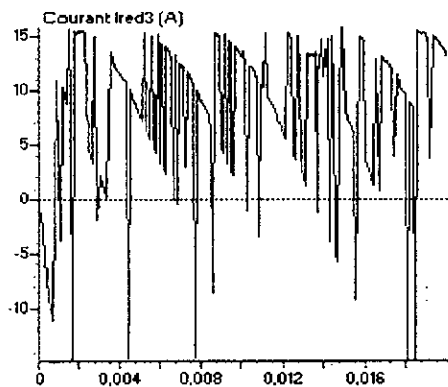


Figure IV.13.f Courants redressés des redresseurs n°3 et n°4

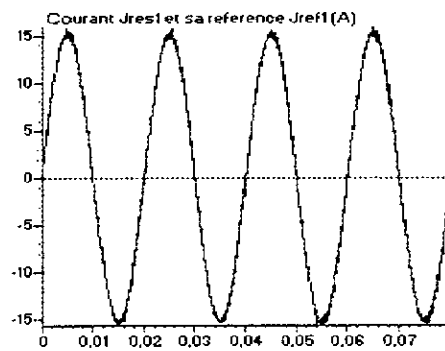
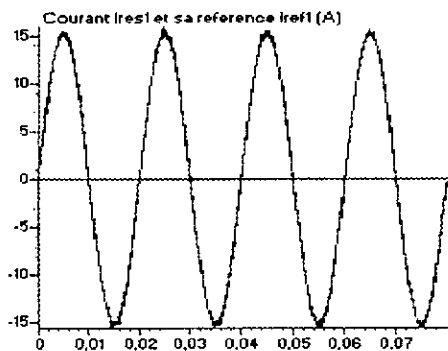


Figure IV.13.g Courants de réseau des redresseurs n°1 et n°2 et leurs références

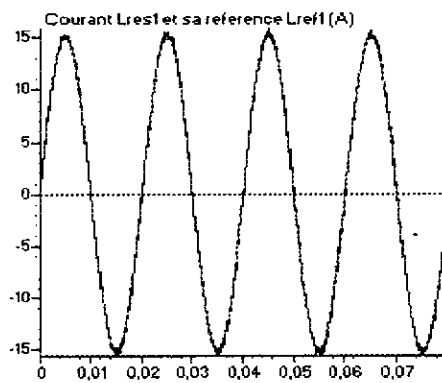
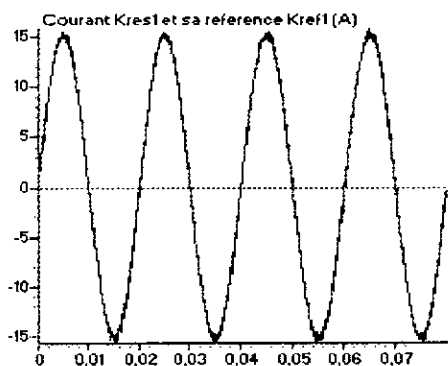


Figure IV.13.h Courants de réseau des redresseurs n°3 et n°4 et leurs références

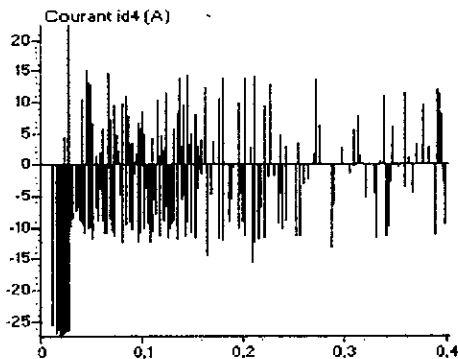
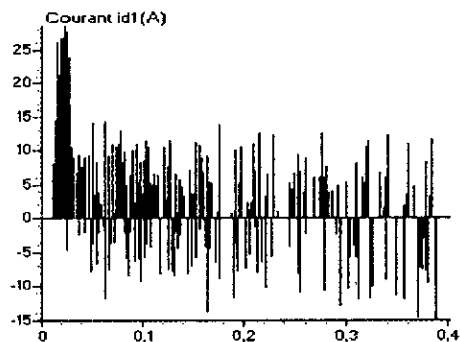


Figure IV.13.i Courants d'entrée i_{d1} et i_{d4} de l'onduleur à cinq niveaux

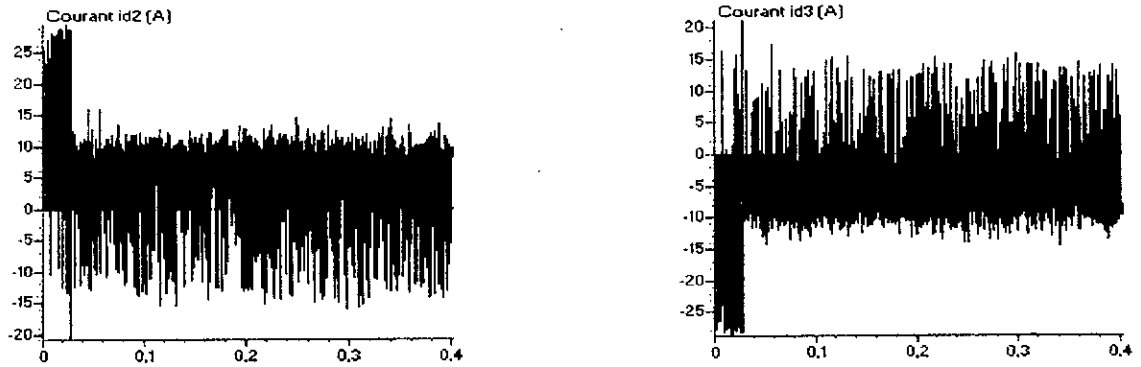


Figure IV.13.j Courants d'entrée i_{d2} et i_{d3} de l'onduleur à cinq niveaux

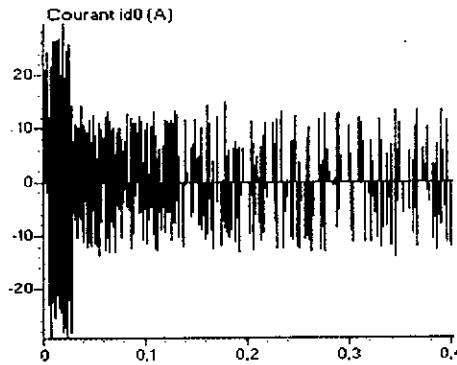


Figure IV.13.k Courants d'entrée i_{d0} de l'onduleur à cinq niveaux

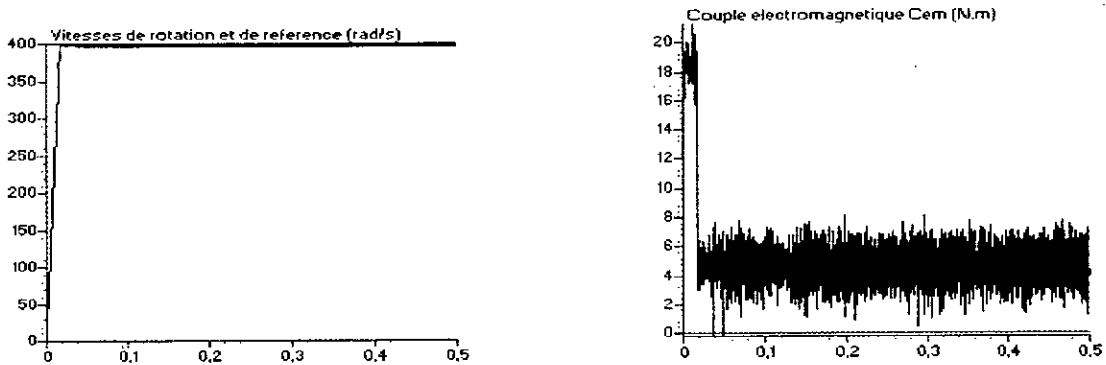


Figure IV.13.l Vitesse et couple de la M.S.A.P pour une consigne de vitesse de 400 rad/s.

IV.3 Interprétation des résultats

Les figures précédentes donnent les caractéristiques de la cascade dont la structure est donnée à la figure IV.11.

L'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC est commandé par la triangulo-sinusoidale à quatre porteuses unipolaires type1. Le réseau triphasé alimentant les quatre redresseurs de courant à deux niveaux a une tension de 48 V et une fréquence de 50 Hz. L'amplitude des courants de référence du réseau triphasé alimentant les différents redresseurs est de 15 A. La machine synchrone à aimants permanents est commandé en vitesse pour une consigne de 400 rad/s ($C_r=5$ N.m). Les capacités du filtre intermédiaire sont égales ($C_1=C_2=C_3=C_4=20$ mF). $R=0.25$ Ω et $L=10$ mH.

Les figures IV.13.c et d montrent les tensions U_{c1} et U_{c3} obtenues à l'entrée de l'onduleur à cinq niveaux. On remarque que ces tensions sont croissantes, que la différence $U_{c1}-U_{c3}$ est d'environ 1V et est donc très faible. De même pour les tensions U_{c2} et U_{c4} qui sont décroissantes et dont la différence $U_{c2}-U_{c4}$ est pratiquement nulle.

Les courants de phase du réseau des redresseurs n°1, n°2, n°3 et n°4 suivent bien leurs références.

Les figures IV.13.e et f donnent l'allure des courants redressés des redresseurs n°1, 2, 3 et 4.

Les courants i_{d1} (resp i_{d2}) et i_{d4} (resp i_{d3}) ont la même allure mais sont inversés. Le courant i_{d0} a une valeur moyenne nulle.

La figure IV.13.l donne l'allure de la vitesse de rotation et du couple électromagnétique de la machine synchrone à aimants permanents pour une consigne de vitesse de 400 rad/s ($C_r=5N.m$).

V. Utilisation des onduleurs à cinq niveaux à structure NPC en redresseur de courant

Les onduleurs à cinq niveaux sont naturellement réversibles. Ainsi, ils peuvent fonctionner en onduleur et ainsi transférer 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.

On adopte la convention générateur pour la source de courant alternatif et la convention récepteur pour la source de tension continue. Les modèles élaborés précédemment pour les onduleurs à cinq niveaux sont valables pour ces redresseurs en tenant compte des nouvelles conventions.

Les stratégies présentées précédemment pour les onduleurs à cinq niveaux sont valables pour ce redresseur.

On commencera par présenter les performances du redresseur à cinq niveaux sur une charge résistive de 25Ω puis nous donnerons les performances de la cascade un redresseur de courant à MLI à cinq niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents.

V.1 Redresseur de courant à cinq niveaux

Le redresseur de courant à cinq niveaux est représenté à la figure suivante :

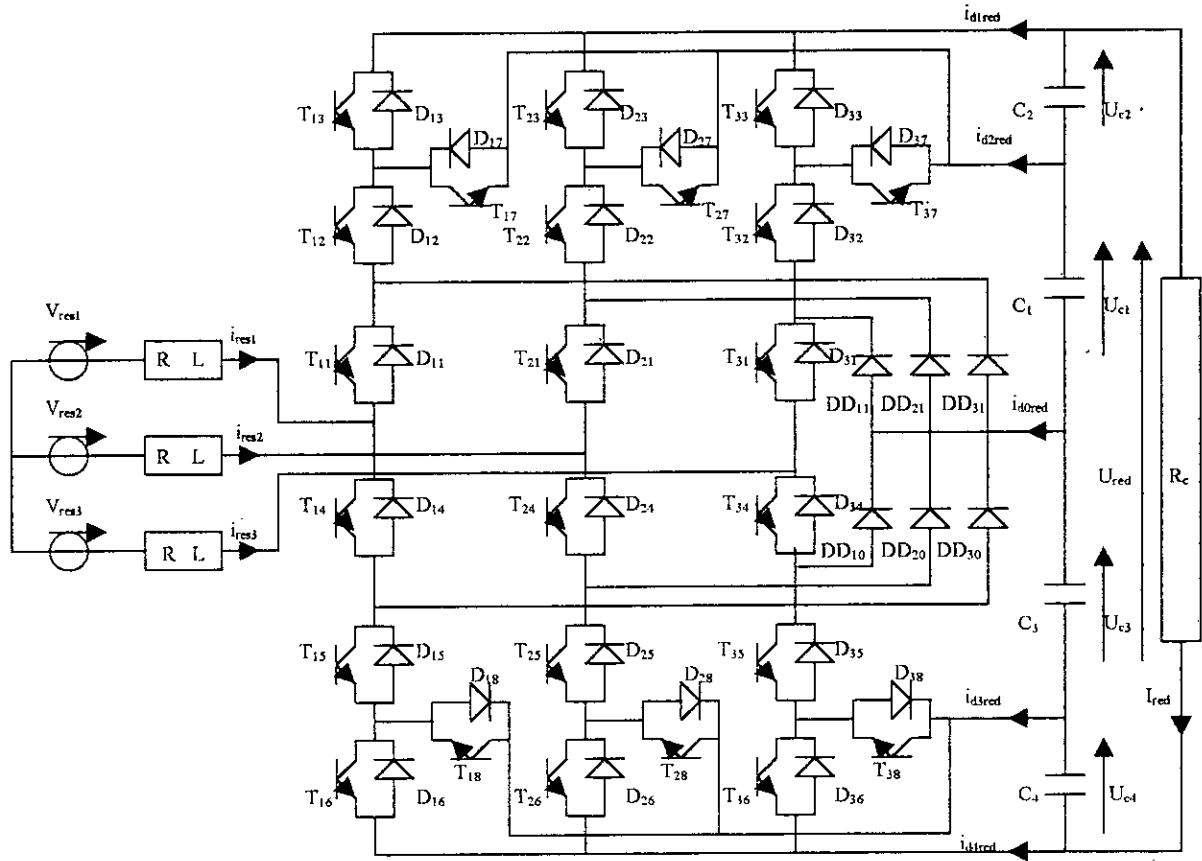


Figure IV.14 Structure d'un redresseur de courant triphasé à cinq niveaux

V.1.1 Résultats de simulation

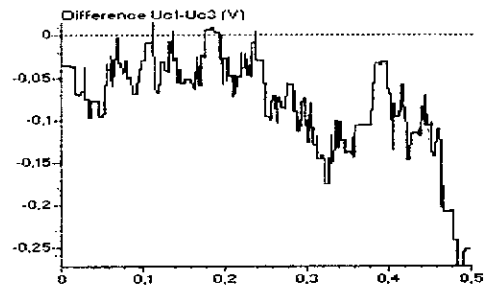
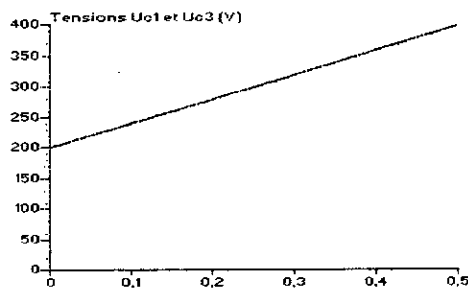


Figure IV.15.a Tensions U_{c1} et U_{c3} et la différence $U_{c1} - U_{c3}$

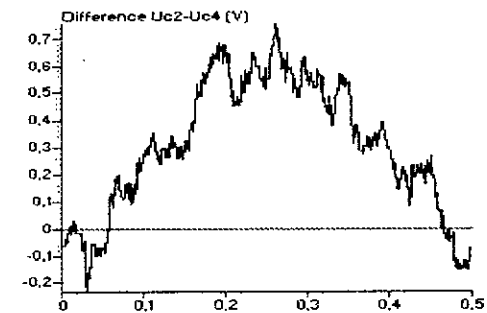
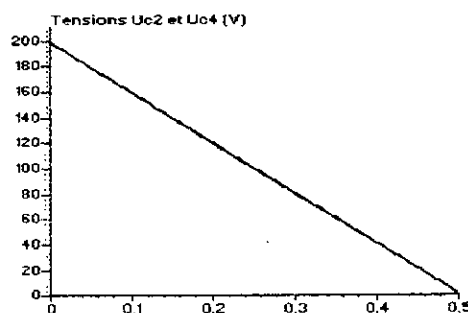


Figure IV.15.b Tensions U_{c2} et U_{c4} et la différence $U_{c2} - U_{c4}$

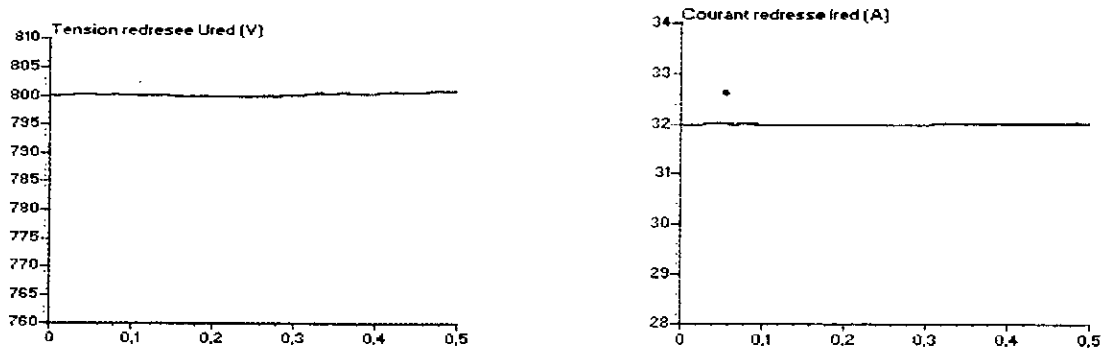


Figure IV.15.c Tension et courant redressés de la charge résistive

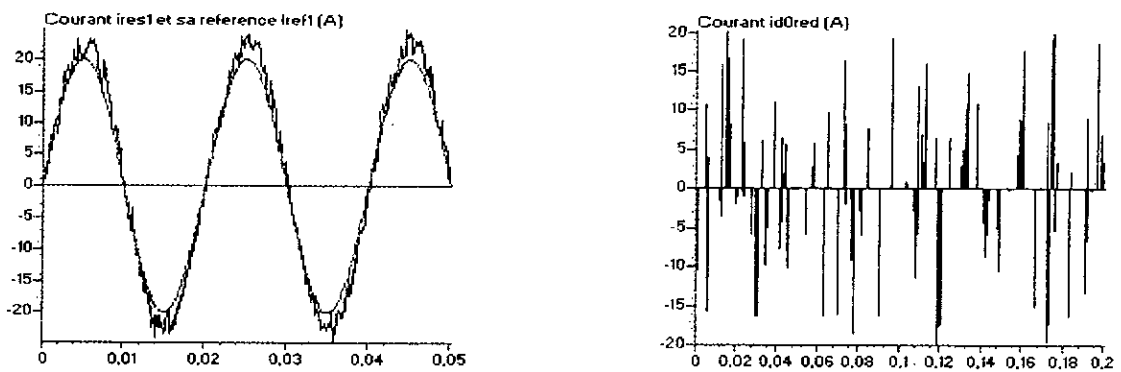


Figure IV.15.d Courant d'une phase du réseau i_{res1} et sa référence et courant i_{d0red}

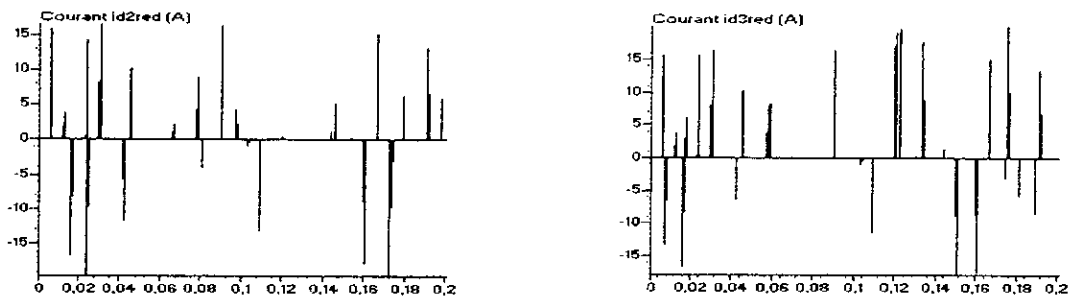


Figure IV.15.e Courants i_{d2red} et i_{d3red} du redresseur à cinq niveaux

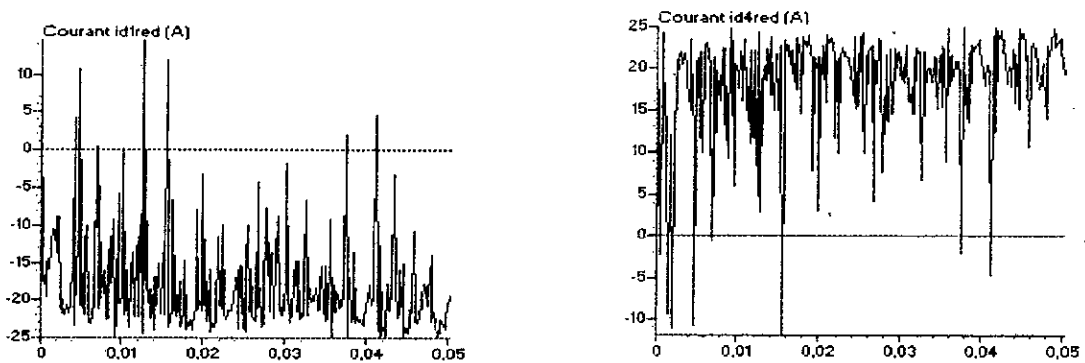


Figure IV.15.f Courants i_{d1red} et i_{d4red} du redresseur à cinq niveaux

V.1.2 Interprétation des résultats

La structure du redresseur est donnée à la figure IV.14. Le redresseur de courant à MLI à cinq niveaux est alimenté par le réseau 220V – 50Hz. Les capacités C_1, C_2, C_3 et C_4 sont identiques et égales à 20 mF. Le redresseur alimente une résistance de 25Ω . Le redresseur est commandé par la stratégie d’hystérésis en courant pour $\Delta i=0.05$.

Les figures IV.15.* donnent les résultats pour le redresseur triphasé à cinq niveaux. Les tensions U_{c1} et U_{c3} sont croissantes, ont la même forme et la différence entre elles est très faible. De même pour les tensions U_{c2} et U_{c4} qui elles sont décroissantes. La tension U_{red} est constante et égale à 800 V ainsi que le courant I_{red} qui a une valeur de 32A.

On remarque que les courants i_{d1red} et i_{d4red} ont la même forme mais sont inversés l’un par rapport à l’autre. Les courants i_{d2red} et i_{d3red} ne présentent que des impulsions. Le courant i_{d0red} a une valeur moyenne pratiquement nulle.

V.2 Cascade un redresseur de courant à MLI à cinq niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents.

La structure de la cascade est donnée à la figure suivante :

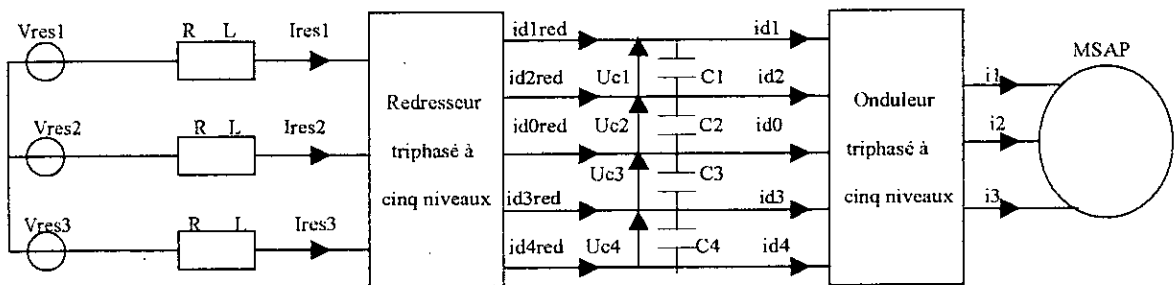


Figure IV.16 Structure de la cascade un redresseur de courant à cinq niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents

V.2.1 Modélisation du filtre intermédiaire

Le filtre intermédiaire dans ce cas est représenté à la figure IV.17 :

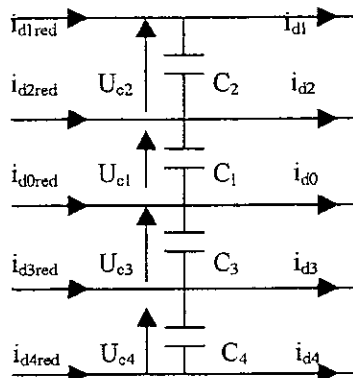


Figure IV.17 Structure du filtre intermédiaire

Le modèle de ce filtre est donné par le système suivant :

$$\begin{cases} C_1 \cdot \frac{d(U_{c1})}{dt} = i_{d2red} - i_{d2} \\ C_2 \cdot \frac{d(U_{c2})}{dt} = i_{d1red} - i_{d1} \\ C_3 \cdot \frac{d(U_{c3})}{dt} = i_{d0red} - i_{d0} \\ C_4 \cdot \frac{d(U_{c4})}{dt} = i_{d3red} - i_{d3} \end{cases} \quad (IV.10)$$

V.2.2 Résultats de simulation

Nous présentons ici les caractéristiques de la cascade dont la structure est donnée à la figure (IV.16).

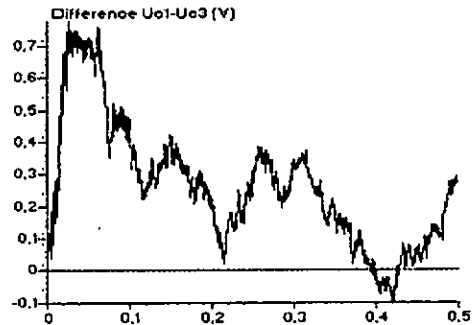
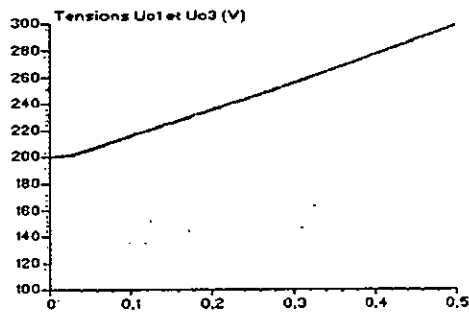


Figure IV.18.a Tensions U_{c1} et U_{c3} et la différence $U_{c1}-U_{c3}$

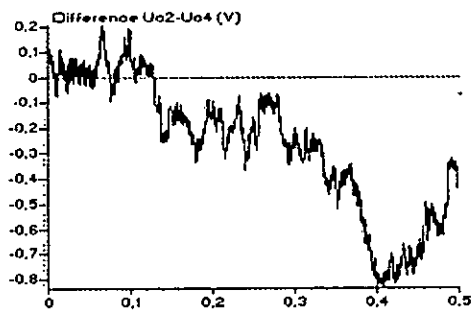
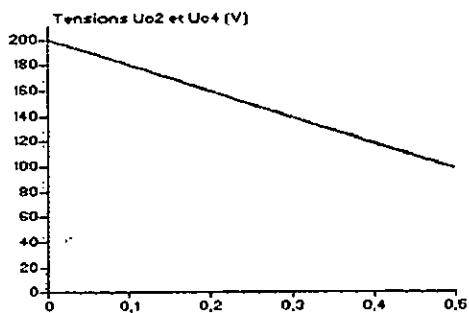


Figure IV.18.b Tensions U_{c2} et U_{c4} et la différence $U_{c2}-U_{c4}$

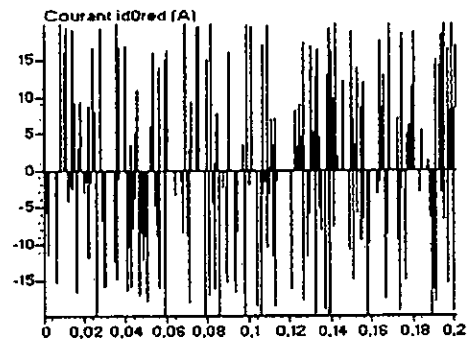
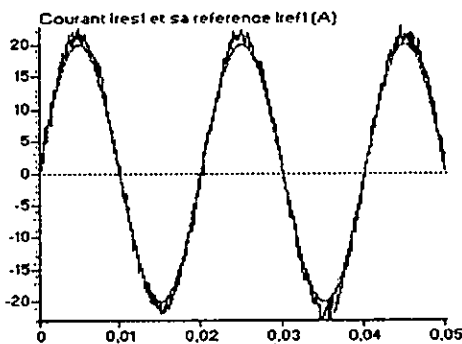


Figure IV.18.c Courant d'une phase du réseau i_{res1} et sa référence et courant i_{d0red}

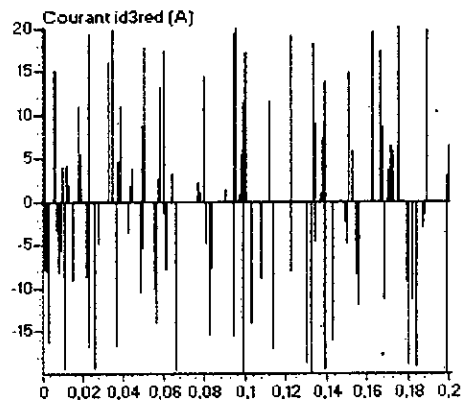
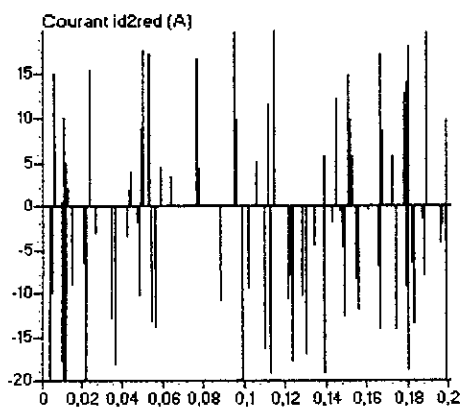


Figure IV.18.d Courants i_{d2red} et i_{d3red} du redresseur à cinq niveaux

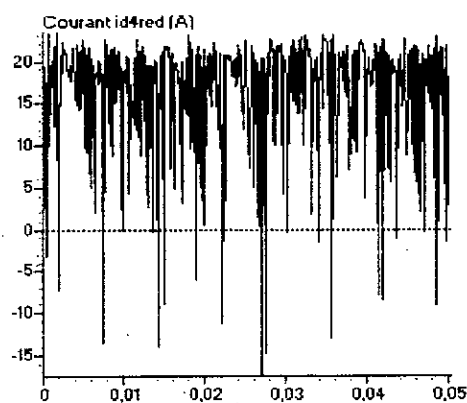
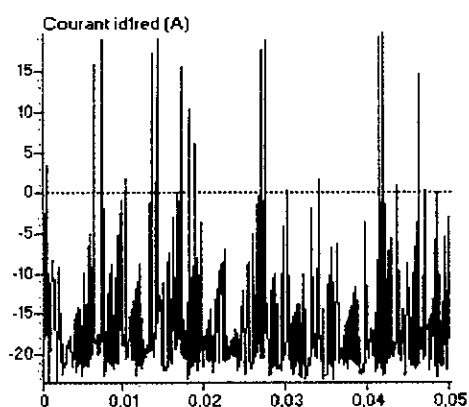


Figure IV.18.e Courants i_{d1red} et i_{d4red} du redresseur à cinq niveaux

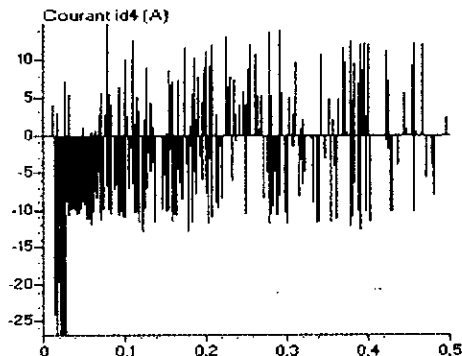
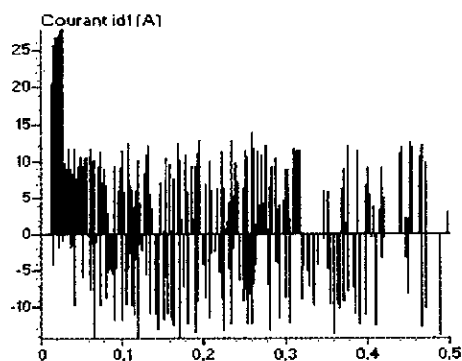


Figure IV.18.f Courants i_{d1} et i_{d4} d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux

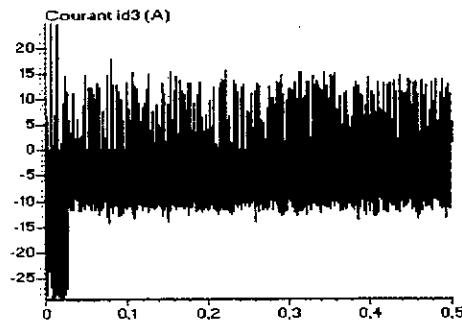
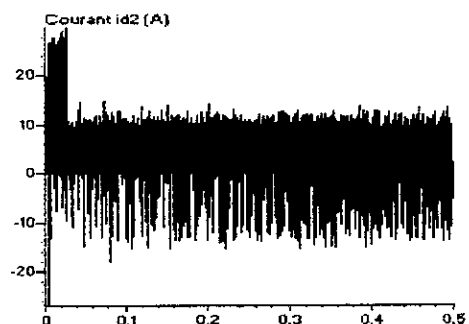


Figure IV.18.g Courants i_{d2} et i_{d3} d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux

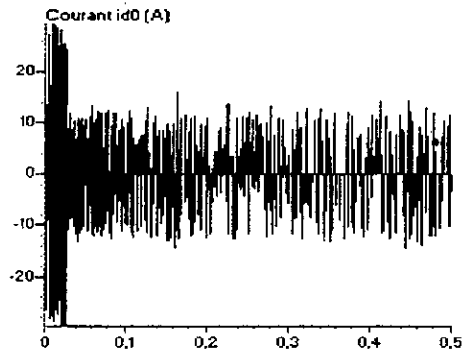


Figure IV.18.h Courant i_{d0} d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux

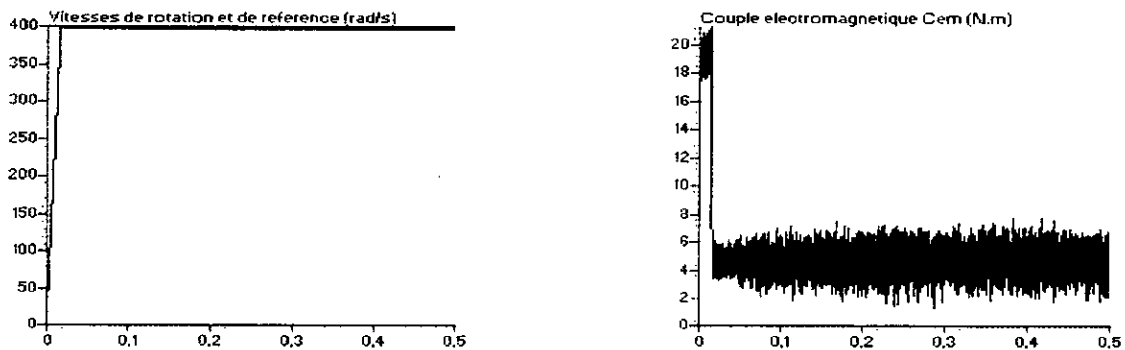


Figure IV.18.i Vitesse et couple de la M.S.A.P pour une consigne de vitesse de 400 rad/s.

V.2.3 Interprétation des résultats

Les figures précédentes donnent les caractéristiques de la cascade dont la structure est donnée figure IV.16.

L'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC est commandé par la triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires. Le réseau triphasé alimentant le redresseur de courant à cinq niveaux a une tension de 220 V et une fréquence de 50 Hz. L'amplitude des courants de référence du réseau triphasé alimentant le redresseur est de 20 A. La machine synchrone à aimants permanents est commandée en vitesse pour une consigne de 400 rad/s ($C_r=5$ N.m). Les capacités du filtre intermédiaire sont égales ($C_1=C_2=C_3=C_4=20$ mF), $R=0.25\Omega$ et $L=10$ mH.

Le redresseur de courant à cinq niveaux est commandé par la stratégie d'hystérésis en courant ($\Delta i=0.05$).

Les figures IV.18.a montrent les tensions U_{c1} et U_{c3} obtenues à l'entrée de l'onduleur à cinq niveaux. On remarque que ces tensions sont croissantes et que la différence $U_{c1}-U_{c3}$ est très faible (<1 V). De même pour les tensions U_{c2} et U_{c4} qui sont décroissantes et dont la différence $U_{c2}-U_{c4}$ est pratiquement nulle.

Les courants de phase du réseau suivent bien leurs références.

Les figures IV.18.a à IV.18.c donnent l'allure des courants redressés du redresseur de courant à cinq niveaux. On remarque que les courants i_{d1red} et i_{d4red} ont la même forme et sont inversés

l'un par rapport à l'autre. Les courants i_{d2red} et i_{d3red} ne présentent que des impulsions. Le courant i_{d0red} a une valeur moyenne nulle.

Les courants i_{d1} (resp i_{d2}) et i_{d4} (resp i_{d3}) ont la même allure mais sont inversés. Le courant i_{d0} a une valeur moyenne nulle.

La figure IV.18.i donne l'allure de la vitesse de rotation et du couple électromagnétique de la machine synchrone à aimants permanents pour une consigne de vitesse de 400 rad/s ($C_r=5N.m$).

Conclusion

Dans cette partie, nous avons étudié différents changeurs de fréquence ayant l'onduleur triphasé à cinq niveaux comme pont de sortie.

- Cascade d'une batterie – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents.
- Cascade d'un redresseur de courant à deux niveaux à MLI – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents.
- Cascade de deux redresseurs de courants à deux niveaux à MLI – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents.
- Cascade de quatre redresseurs de courants à deux niveaux à MLI – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents.
- Cascade d'un redresseur de courant à cinq niveaux à MLI – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents.

On a montré particulièrement le déséquilibre entre les tensions U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4} dans plusieurs cas. On a montré aussi dans ce chapitre l'utilisation des onduleurs triphasés à cinq niveaux en redresseur de courant.

L'utilisation des redresseurs de courant à deux ou cinq niveaux commandés par hystérésis en courant permet d'avoir un courant côté réseau le plus sinusoïdal possible et un facteur de puissance proche de l'unité.

On remarque surtout que le déséquilibre des tensions d'entrée de l'onduleur est moins important dans le cas de l'utilisation d'un redresseur de courant à cinq niveaux.

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire est une contribution à la conduite des machines synchrones à aimants permanents triphasées alimentées par des convertisseurs indirects en l'occurrence l'onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC.

Afin d'élaborer cette étude, nous avons commencé par présenter le modèle de la machine synchrone à aimants permanents.

Puis nous avons détaillé la commande vectorielle par orientation du flux. Pour cela, nous avons utilisé la stratégie de commande $I_d=0$ qui consiste à imposer un flux constant dans la machine et de commander le couple électromagnétique par le courant i_q . Cette approche qui réduit le modèle de la machine est la plus utilisée actuellement pour des raisons de simplicité.

Enfin, dans le but d'utiliser une commande de vitesse et de position, nous avons présenté le calcul des différents régulateurs. L'étude du comportement de la commande proposée a été vérifié par de nombreuses simulations numériques. Celles-ci ont permis de mettre en évidence les bonnes performances statiques et dynamiques de la commande proposée.

La seconde partie de notre travail a été consacrée à l'étude de l'alimentation des machines synchrones par des convertisseurs statiques en l'occurrence l'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC.

Pour cela, nous avons présenté le modèle de connaissance sans a priori sur la commande en utilisant la méthode DESIGN associée aux réseaux de Petri. Nous avons défini la notion de cellule de commutation élémentaire de type tripôle.

Ensuite, nous avons élaboré le modèle de commande de l'onduleur à cinq niveaux. Dans cette partie, nous avons montré que l'utilisation des fonctions de connexion des demi bras permet d'aboutir à des modèles analogues à ceux à deux et trois niveaux. Cette étude a fait ressortir que l'onduleur à cinq niveaux est équivalent à la mise en série de deux onduleurs à trois niveaux ou de quatre onduleurs à deux niveaux.

Le chapitre III a été consacré à l'élaboration de différentes stratégies de commande possibles de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC. Pour cela, nous avons étudié les stratégies suivantes :

- commande pleine onde
- commande par hystérésis en courant
- commande triangulo-sinusoidale à une, deux ou quatre porteuses unipolaires (deux algorithmes).
- commande triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires
- modulation vectorielle (deux algorithmes)
- modulation calculée utilisant les modèles de commande des onduleurs de tension à cinq niveaux (trois algorithmes)

Mis à part la pleine onde, toutes les autres stratégies peuvent être utilisées dans des asservissements.

L'étape suivante a été d'étudier des changeurs de fréquence ayant pour pont de sortie un onduleur de tension à cinq niveaux.

Dans le chapitre précédent nous avons supposé les tensions d'entrées U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4} de l'onduleur de tension à cinq niveaux idéales, constantes et égales. Dans ce chapitre, nous avons étudié quelques dispositifs permettant de générer ces tensions à partir d'une batterie dans un premier cas puis à partir d'un réseau alternatif 50Hz. Ainsi, nous avons analysé en particulier les cascades suivantes :

- Cascade d'une batterie – onduleur à cinq niveaux – MSAP
- Cascade un redresseur de courant à deux niveaux à MLI – onduleur à cinq niveaux – MSAP.
- Cascade deux redresseurs de courant à deux niveaux à MLI – onduleur à cinq niveaux – MSAP.
- Cascade quatre redresseurs de courant à deux niveaux à MLI – onduleur à cinq niveaux – MSAP.
- Cascade un redresseur de courant à cinq niveaux à MLI – onduleur à cinq niveaux – MSAP.

Cette étude a permis de mettre en évidence la fluctuation du potentiel du point milieu M du pont capacitif (C_1, C_2, C_3, C_4) ainsi que le déséquilibre des tensions du pont intermédiaire. Afin de remédier à ce problème, nous avons proposé l'utilisation d'un redresseur de courant à MLI à cinq niveaux.

En conclusion, nous dirons que beaucoup de travaux restent à effectuer dans cet axe notamment :

- Généralisation des modèles de connaissances et de commande élaborés pour les onduleurs de tension à cinq niveaux aux onduleurs à N niveaux.
- Recherche des algorithmes permettant d'extrapoler les stratégies de commande des onduleurs à cinq niveaux à ceux à N niveaux.
- Etude comparative des stratégies de modulation
- Comparaison entre les structures multiniveaux de type NPC et celles à cellules imbriquées.
- Recherche de solutions permettant de remédier au problème de fluctuation du potentiel du point milieu M des onduleurs à cinq niveaux.
- Etude de la conduite par des onduleurs à cinq niveaux des autres machines alternatives utilisables en grande puissance.

BIBLIOGRAPHIE**[Aït Gougam 92]**

Y.Aït Gougam "Etude des stratégies MLI pour un onduleur de tension alimentant une machine asynchrone" Thèse de Magister E.N.P 1992.

[Aliouane 95]

K.Aliouane " Contribution à l'étude du filtrage actif d'harmonique des réseaux de distribution à l'aide de l'association de filtres actifs séries et passifs parallèles " Thèse de doctorat INPL 1995.

[Alla 95]

H.Alla " Les réseaux de Petri : un outil adapté à la modélisation des systèmes hybrides" RGE , n°1/95 , Janvier 1995.

[Barret 82]

P.Barret " Régimes transitoires des machines tournantes" Paris, Eyrolles 1982.

[Bauer 89]

F.Bauer, H.D.Heinzing "Quick response space vector control for a high power three-level inverter drive system" EPE'89, Allemagne 1989.

[Ben Romdhane 95]

Y. Ben romdhane, E.M Berkouk, G.Manesse " Elaboration and comparison of different methods for neutral point voltage control of NPC inverter". IEEE International symposium on Electric Power Engineering, Suède 1995.

[Berkouk 95.1]

E.M Berkouk, Y.B Romdhane, G. Manesse " Knowledge and control models of three levels voltage inverter " IMACS'95, Allemagne 1995.

[Berkouk 95.2]

E.M Berkouk « Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasées et triphasées alimentées par des convertisseurs direct et indirect. Application aux gradateurs et onduleurs multiniveaux. » Thèse de doctorat du C.N.A.M 1995.

[Berkouk 95.3]

E.M Berkouk, Y.B Romdhane, G. Manesse "PWM strategies to control three level inverters. Application to the induction motors drive" EPE'95 , Espagne 1995.

[Bhagwat 83]

P.M.Bhagwat, V.R Stefanovic "Generalized structure of a multilevel PWM inverter" IEEE transactions on industrial applications vol 19, n° 6, pp 1057- 1069. Nov/Dec 1983.

[Bose 86]

B.K.Bose "Power electronics and AC drives" Prentice-Hall 1986.

[Boudjerda 93]

N. Boudjerda "Etude et analyse des techniques MLI dérivées de la triangulo-sinusoidale : étude de leurs effets sur le comportement du moteur asynchrone alimenté par un onduleur de tension" Thèse de Magister E.N.P 1993.

[Bowes 75]

S.R.Bowes, T.Davies " A novel approach to the analysis of modulation processes in power convertors" IEE Proc, Vol 122 n°5, May 1975.

[Bowes 85]

S.R.Bowes, M.I.Miech, T.Davies " Microprocessor-based developpements system for PWM variables speed drives" IEE Proc, Vol 132 n° 132, January 1985.

[Bühler 87]

H.Bühler "Electronique de réglage et de commande" Dunod 1987.

[Capolino 87]

G.Capolino " Contribution à la modélisation et à la simulation des machines asynchrones monophasées à condensateurs" Thèse de doctorat es sciences, INPG Sept 1987

[Carpita 91]

M.Carpita, S.Teconi "A novel multilevel structure for voltage source inverter" Proceeding EPE 1991 pp 90-94.

[Chatelain 84]

J.Chatelain " Machines électriques" Tome 1 et 2 , Editions Dunod, 1984.

[Chauvet 90]

J.P Chauvet " Conception d'une commande rapprochée pour onduleur de tension à cinq niveaux " Mémoire C.N.A.M 1990.

[Chibani 99.1]

R.Chibani, E.M.Berkouk, G.Manesse "Commande d'un onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC alimentant une machine synchrone à aimants permanents" SSA2'99 BLIDA 1999.

[Chibani 99.2]

R.Chibani, E.M.Berkouk, G.Manesse "PWM strategies to control five levels NPC voltage inverter. Application to the position control of the PM synchronous machine" CICEM'99 CHINE 1999.

[Chibani 99.3]

R.Chibani, E.M.Berkouk, G.Manesse " Control of a PWM multilevel NPC voltage inverter. Application to the speed control of PM synchronous machine" ELECTROMOTION'99 GRECE 1999.

[Choi 93]

N.S.Choi, G.C.Cho, C.H.Cho "Modelling and analysis of a static var compensator using multilevel voltage source inverter" IEEE/IAS annual meeting 1993 pp 901-908

[De Fornel 89]

B. De Fornel "Variation de vitesse des machines à courant alternatif" Polycopié de DEA, E.N.S.E.E.I.H.T, Toulouse 1989.

[Depernet 94]

D.Depernet, M. Deloizy, C.Goeldel " Méthode d'optimisation de commandes MLI. Application aux onduleurs à trois niveaux." SEE Proceeding 1994.

[Enjetti 92]

P.Enjetti, R.Jakli " Optimal control strategies for neutral point clamped (NPC) inverter topology" IEEE transactions on industry applications. Vol IA 28 n°3 pp 558-566 May/June 1992.

[Faucher 93]

J.Faucher " Quelques aspects de la modulation de largeur d'impulsions" France Février 1993

[Foch 93]

H.Foch, A.Meynard " Imbricated cells Multi-levels voltage sources inverters for high voltage applications" EPE Journal Vol 3, n°2 Juin 1993.

[Guillaud 92]

X.Guillaud " Sur la modélisation et la commande des redresseurs de courant à interrupteurs bi-commandables". Thèse de doctorat de l'Université des sciences et technologie de Lille 1992.

[Guillaud 94]

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

[Halasz 97]

S.Halasz, A.Hassan, But tin huu. "Optimal control of three level PWM inverters." IEEE transactions on industrial electronics. Vol 44 n°1 pp 96-106 1997.

[Hasnaoui 85]

O.Hasnaoui, G.Capolino "Survey of PWM techniques for single phases transistor inverters" EPE'85, BELGIQUE 1985.

[Hautier 84]

J.P.Hautier " Sur la description fonctionnelle et la simulation numérique d'un onduleur à transistors. Application au contrôle de la dynamique d'une machine asynchrone" Thèse de Docteur-Ingénieur Université des sciences et techniques, Lille 1984.

[Hautier 89]

J.P.Hautier, G.Manesse "Utilisation des réseaux de Petri pour l'analyse des systèmes électrotechniques" Techniques de l'ingénieur, traité Génie électrique, Paris 1989

[Hautier 93]

J.P.Hautier, J.P.Caron "Enseignement de l'électrotechnique et de l'électronique industrielle, variation de vitesse des machines asynchrones" Journées de l'enseignement, SUPELEC, Paris Mars 1993.

[Hautier 95]

J.P.Hautier, H.Guillaud "Le formalisme et les modèles hybrides appliqués à des convertisseurs statiques électroniques" RGE- n°1/95 – Janvier 1995.

[Hautier 96]

J.P.Hautier, G Manesse. "Utilisation des réseaux de Petri pour l'analyse des systèmes électrotechniques" Technique de l'ingénieur (D3 740), 1996.

[Heinz 88]

W.Heinz, H.Skudelny, G.Stankee "Analysis and realisation of pulse width modulation based on a voltage space vector" IEEE transaction on industrial applications, Vol 24 n°1 Janvier/Février 1988.

[Holtz 93]

J.Holtz "On the performance of optimal pulse width modulation techniques" EPE Journal, Vol 3, n°1 Mars 1993.

[Hujeux 92]

J.A.Hujeux " Conception et réalisation d'un redresseur à modulation de largeurs d'impulsions " Mémoire C.N.A.M, Lille 1992.

[Jih-sheng 96]

L.Jih-sheng, P. Fang Zheng " Multilevel converters – A new breed of power converters" IEEE Transactions on industry applications, vol 32 n°3 May/June 1996.

[Jih-sheng 97]

L.Jih-sheng , P.Fang Zheng, W.Mc Keever, J.Vancolvering "A multilevel voltage source inverter with separate sources for static var generation" IEEE transactions on industrial applications 1997.

[Leonhard 90]

W.Leonhard "Control of electrical Drives" Springer-Verlag 1990.

[Lienart 89]

P.Lienart " Sur la commande rapprochée d'une cascade réversible de deux convertisseurs statiques : modélisation et réalisation " Thèse de doctorat U.S.T.L.F.A, Lille 1989.

[Manesse 87]

G.Manesse "Sur une analyse fonctionnelle des groupements d'interrupteurs statiques. Extension à la modélisation des convertisseurs dans leur environnement de contrôle et de puissance." Thèse de Doctorat es sciences physiques, USTLFA, Lille 1987.

[Marseille 92]

P.Marseille " Modèles pour onduleurs en pont monophasés et triphasés" Journées EEA-Electrotechnique, CNAM 1992.

[Menzies 94]

R.W.Menzies, P.Steimer, J.K.Steinke " Five level GTO inverters for large induction motors drives" IEEE transactions on industry applications Vol 30 pp 938-944 July/Aug 1994.

[Murphy 83]

J.M.D.Murphy, M.G.Egan "A comparison of PWM strategies for inverter-fed induction motors" IEEE transactions on industry applications. Vol IA 19 n°3, pp 363-369, May/June 1983.

[Nabae 81]

A.Nabae, I.Takahashi, H. Akagi "A new neutral point clamped PWM inverter" IEEE transactions on industrial applications Vol IA.17, n°5 pp 518-523 Sep/Oct 1981.

[Patel 73]

S.Patel, G.Hoft "Generalized technique of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverter" Part I: "Harmonic elimination" IEEE-IA Vol IA-9, n°3 May/Jun 1973.

[Patel 74]

S.Patel, G.Hoft "Generalized technique of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverter" Part II: "Voltage control technique" IEEE-IA Vol IA-10, n°5 Sept/Oct 1974.

[Peng 95]

F.Z.Peng, J.S. Lai "A multilevel voltage source inverter with separate DC sources" IEEE/IAS Annual meeting 1995 pp 2541-2548.

[Peng 95]

F.Z.Peng, J.S.Lai, J.W.McKeever, J.VanCoevering "A multilevel voltage source converter system with balanced dc voltages" IEEE Power electronic Specialists conference 1995 pp 1144-1150.

[Plateaux 94]

J.P.Plateaux "Sur la conception et la réalisation d'un redresseur triphasé à modulation de largeur d'impulsions à faible pollution harmonique" Mémoire du CNAM, Paris 1994.

[Pouliquen 96]

H.Pouliquen, P.Rioual, J.P.Louis "Régulation d'un redresseur MLI connecté à un réseau déséquilibré à partir d'un modèle généralisé" Revue EDF 1996.

[Pradeep 83]

M.B.Pradeep, V.R.Stefanovic "Generalised structure of a multilevel PWM inverter" IEEE transactions on industrial applications. Vol IA-19 n°6 1057-1069 1983.

[Rabbouch 93]

F.Rabbouch "Modélisation des convertisseurs en pont bidirectionnels en courant. Application au redressement et au filtrage" Thèse de Doctorat, Paris VI, Paris 1993.

[Rekioua 93]

M.Rekioua "Etude et modélisation des machines synchrones à aimants permanents associées à des onduleurs de tension" Thèse de Magister E.N.P 1993.

[Rekioua 91]

T.Rekioua "Contribution à la modélisation et la commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents." Thèse de doctorat de l'I.N.P.L Lorraine 1991.

[Robyns 93]

B.Robyns "Commandes numériques évoluées d'actionneur à courant alternatif" Thèse de doctorat, Université catholique de Louvain 1993.

[Satoshi 89]

O.Satoshi, H.Akagi, A.Akira "A novel PWM scheme of voltage source inverters based on space vector theory" EPE 1989.

[Séguier 89]

G.Séguier, F.Labrique "Les convertisseurs de l'électronique de puissance Tome 1 : la conversion alternatif-continu et tome 4 : La conversion continu-alternatif" Edition Lavoisier Tec & Doc, 1989.

[Seixas 88]

P.Seixas "Commande numérique d'une machine synchrone autopilotée" Thèse de doctorat I.N.P.Toulouse, 1988.

[Suh 97]

J.H.Suh, R.S.Suh, D.S.Hyun "A new snubber circuit for high efficiency and overvoltage limitation in three level GTO inverters" IEEE transactions on industrial electronics Vol 44, n°2, pp145-156, 1997.

[Suh 97]

R.S.Suh, D.S.Hyun "A new N level high voltage inversion system." IEEE transactions on industrial electronics. Vol 44, n°1 1997.

[Thomas 92]

J.L.Thomas "Commande vectorielle du moteur asynchrone alimenté par onduleur à GTO à trois niveaux de tension. Développement de lois de commande robuste" Journées SEE 1992.

[Velaerts 89]

B.Velaerts, P.Mathys "New developments of a three-level PWM strategies" 3rd European conference on power electronics and applications (EPE) Aachen, pp 411-416 October 1989.

[Yan 93]

F.Yan "Contribution à la modélisation sans a priori sur la commande des convertisseurs statiques" Thèse de doctorat du C.N.A.M 1993.

[Yan 94]

F.Yan, E.Vidoni, G.Manesse "Analyse et enchainement des configurations des convertisseurs par graphe parallèles" SEE Proceeding 1994.

[Yao 94]

K.P.Yao "Contribution à la modélisation et la simulation automatique des systèmes électrotechniques. Application à la conception d'un logiciel évolutif (SIPNET)" Thèse de Doctorat, Paris VI, 1994

[Yaquin 95]

F.Yaquin "Commande vectorielle des machines à courant alternatif : Etude des problèmes liés à la numérisation des régulateurs" Thèse de doctorat en sciences appliquées, Université Catholique de Louvain, Décembre 1995.

[Yo-Han 96]

L.Yo-Han, S.Bum-Seok, H.Dong-Seok "A novel PWM scheme for a three-level voltage source inverter with GTO thyristors" IEEE transaction on industry applications vol 32 n°2 March/April 1996.

[Zendaoui 91]

F.Z.Zendaoui "Etude des modulations précalculées destinées à piloter des onduleurs de tension à deux et trois niveaux" Thèse de Magister E.N.P 1991.

Paramètres de la machine synchrone à aimants permanents à pôles lisses :

Puissance nominale : 2 KW

Vitesse nominale : 4000 trs/min

$p = 3$

$R_s = 1 \Omega$

$L_d = 3.2 \text{ mH}$

$L_q = 3.2 \text{ mH}$

$K_t = 0.39 \text{ Nm/A}$

$J = 6.10^{-4} \text{ Kg.m}^2$

$K = 9.5.10^{-5} \text{ N.m.s/rad}$