

UNIVERSITE SAAD DAHLAB DE BLIDA

Faculté de Technologie

Département d'Electronique

THESE DE DOCTORAT

En Automatique

COMMANDE DES ONDULEURS MULTINIVEAUX AVEC UNE CARTE FPGA

Par

GABOUR Nour El Houda

Devant le jury composé de :

A. GUESSOUM	Professeur, Université Saad Dahleb de Blida	Président
H. CHEKIREB	Professeur, ENP d'Alger	Examineur
R. ILLOUL	Maître de Conférences (A), ENP d'Alger	Examineur
M. BOUNEKHLA	Professeur, Université Saad Dahleb de Blida	Directeur de thèse
E. BOUDISSA	Maître de Conférences (B), Université Saad Dahleb de Blida	Co-Directeur de thèse

Blida, Janvier 2021

RESUME

Dans cette thèse, une analyse dans un premier temps de la stratégie de modulation de largeur d'impulsion (MLI) sinusoïdale a été faite. Il s'agit de déterminer, pour un onduleur triphasé à trois niveaux et à sept niveaux de type clampé au neutre (NPC), le signal de commande des interrupteurs. Ensuite, la commande par élimination d'harmoniques est abordée et expliquée pour un onduleur à N niveaux à structure NPC dans le cas de l'optimisation par les métaheuristiques en l'occurrence : les algorithmes génétique et l'optimisation par essaim particulaire. En les exploitant dans un premier temps grâce à un choix judicieux de fonction objectif pour résoudre les équations non linéaires reliées au problème et ainsi contourner l'utilisation de la méthode numérique de Newton-Raphson. Par la suite, une commande par élimination d'harmoniques modifiée est développée pour les onduleurs multi niveaux. Contrairement à la solution standard où la tension de sortie a une forme en escalier dépendant du nombre de niveaux de l'onduleur utilisé ; dans ce travail, des fronts montants et descendants sont ajoutés à ces paliers avec une distribution appropriée proposée. Avec cette procédure et sans modifier la structure de l'onduleur, une grande quantité d'harmoniques a été annulée et la proposition n'est limitée que par la fréquence de commutation maximale du composant électrique. Enfin, La commande MLI sinusoïdale et la commande par élimination d'harmoniques sont programmées sur Simulink, et leurs code sera généré à travers le *HDL Coder*, puis, synthétisé et implémenté sur une carte FPGA de type Virtex 5. Nos essais dans le cadre de cette thèse se sont arrêtés à la génération des signaux de commande destiné à la commande d'un moteur à l'aide d'une carte FPGA, vers l'entrée des optocoupleurs. Par la suite une carte contenant quatre optocoupleurs destinée à la commande d'un bras d'un onduleur à trois niveaux triphasé a été réalisée et testée avec succès.

Mots clés : Onduleurs multiniveaux, MLI sinusoïdale, Commande par élimination d'harmoniques, Fonction objectif, Algorithme génétique, Optimisation par essaim particulaire, THD, FPGA, VHDL.

ABSTRACT

In this thesis, an analysis of the sinusoidal pulse width modulation (PWM) strategy was made. It is a question of determining, for a three-phase inverter with three and then with seven levels of neutral point clamped (NPC) topology, the control signals of the switches. Furthermore, the selective harmonic elimination is explained for a seven-level NPC inverter in the case of optimization by metaheuristics, specifically: genetic algorithms and particle swarm optimization. At first, these metaheuristics are used, along with an appropriate choice of cost function to solve the set of the non linear equations relative to the problem in order to circumvent the use of the Newton-Raphson numerical method. Next, an optimized harmonic elimination command is developed for multi-level inverters. Unlike the standard solution where the output voltage has a stepped shape voltage output waveform; in this work, rising and falling edges are added to these steps with an appropriate proposed distribution. With this procedure and without modifying the structure of the inverter, a large amount of harmonics has been canceled and the proposal is limited only by the maximum switching frequency of the electrical component. Finally, the sinusoidal PWM command and the selective harmonic elimination will be programmed on Simulink, and their code are generated through the HDL coder, then, synthesized and implemented in an FPGA card of Virtex 5 type. Models proposed for the different commands have been verified by co-simulation between two softwares (ISE and Matlab). Our tests for this thesis stopped at the signal generation using the FPGA board, towards the input of the optocouplers. Subsequently a card containing four optocouplers for controlling an arm of a three-phase three-level inverter was produced and successfully tested.

Keywords: Multilevel inverters, Sine pulse width modulation, Selective Harmonic elimination control, Objective function, Genetic algorithm, Particle swarm optimization, total harmonic distortion, Field programmable gate array, Hardware Description Language.

ملخص

تم في هذه الأطروحة تم إجراء أول تحليل لاستراتيجية تعديل عرض النبضة الجيبية. إنها مسألة تحديد، بالنسبة لمحول ثلاثي الطور بثلاث مستويات وسبعة مستويات من النوع المشبك بالنقطة المحايدة، إشارة التحكم لمفاتيح المحول. بعد ذلك، يتم دراسة وشرح التحكم بإلغاء التوافقيات لمحول من سبعة مستويات بهيكل مثبت بنقطة محايدة في حالة التحسين بواسطة الاستدلال الفوقي. بعد ذلك، تتم مناقشة التحكم بإلغاء التوافقيات لمحول مستوى N بنفس الهيكل، في هذه الحالة يتم استغلال الخوارزميات الجينية وتحسين سرب الجسيمات أولاً مع اختيار حكيم لوظيفة موضوعية لحل المعادلات غير الخطية المتعلقة بالمشكلة وبالتالي تجاوز استخدام الطريقة العددية لنيوتن رافسون. بعد ذلك، تم تطوير تحكم بإلغاء التوافقيات محسن للعواكس متعددة المستويات. على عكس الحل العياري حيث يكون الجهد الناتج له شكل متدرج؛ في هذا العمل، تتم إضافة حواف ارتفاع وهبوط إلى هذه المستويات بتوزيع مناسب. مع هذا الإجراء وبدون تعديل هيكل العاكس، تم إلغاء كمية كبيرة من التوافقيات ويقتصر مقدار الحواف المضافة فقط على أقصى تردد تبديل للمكون الكهربائي. وأخيراً، جعل ظهور البطاقات القابلة للبرمجة مثل مصفوفة البوابة القابلة للبرمجة الميدانية من الممكن التخطي على نقائص البطاقات المتكاملة الخاصة بالتطبيق من حيث السعر وسرعة التنفيذ. سيتم برمجة التحكم الجيبية والتحكم بإلغاء التوافقيات على هذه البطاقات، وسيتم برمجتهما من خلال مبرمج لغة وصف الأجهزة، ثم توليفها وتنفيذها في بطاقة مصفوفة بوابة قابلة للبرمجة الميدانية من نوع فيرتكس 5 وتم التحقق من الأوامر المختلفة من خلال محاكاة مشتركة بين برنامجين. توقفت اختباراتنا لهذه الأطروحة عند توليد إشارة التحكم لمفاتيح المحول، نحو مدخلات المقابس بصرية. بعد ذلك، تم إنتاج بطاقة تحتوي على أربعة مقابس بصرية للتحكم في ذراع العاكس ثلاثي المستويات واختبارها بنجاح.

الكلمات الرئيسية: محاولات متعددة المستويات، تعديل عرض النبضة الجيبية، التحكم بإلغاء التوافقيات، الوظيفة الموضوعية، الخوارزمية الجينية، تحسين سرب الجسيمات، التشويه التوافقي الكلي، بطاقات قابلة للبرمجة الميدانية، مبرمج وصف الأجهزة.

DEDICACES

« Aucun de nous ne sait ce que nous savons tous, ensemble »

Euripide

A mes parents

A ma famille

A tous ceux que j'aime et qui m'aiment

REMERCIEMENTS

Au nom de Dieu, le Clément, le Miséricordieux.

« [1] Lis au nom de ton Seigneur qui a tout créé, [2] qui a créé l'homme d'une adhérence ! [3] Lis, car la bonté de ton Seigneur est infinie ! [4] C'est Lui qui a fait de la plume un moyen du savoir [5] et qui a enseigné à l'homme ce qu'il ignorait. »

[1-5] de Sourate l'Adhérence

Toutes mes louanges et ma gratitude s'adresse à Allah qui, sans sa permission, Ce travail n'aurais pu s'accomplir. Pour m'avoir comblé de ses innombrables bienfaits et m'avoir guidé afin que je puisse mener cette thèse à terme.

Tout d'abord, je voudrais remercier tout particulièrement mes encadrants : le Professeur M'hamed BOUNEKHLA et Maître El Ghalia BOUDISSA, qui m'ont guidés avec leur inestimable savoir et expérience. Tout au long du processus de supervision, j'ai non seulement appris les connaissances techniques, mais aussi acquis l'attitude et l'esprit de la recherche scientifique à travers leur démarche d'inculcation pédagogique. Leur soutien ne s'est pas limité à la supervision scientifique mais s'est étendu vers un soutien et encouragement moral. J'apprécie beaucoup tout ce qu'ils ont fait pour moi et je les remercie.

Ma sincère gratitude va également au Professeur Hachemi CHEKIREB, Professeur Lazhar CHIKHI, Professeur Kamel KARA, Professeur Hamza Meliani, Professeur Abdelaziz FERJOUNI pour leurs conseils et aide pendant mes études de doctorat. Mes sincères remerciements vont également à mes examinateurs, le Professeur Abderrezak GUESSOUM, Professeur Hachemi CHEKIREB et Maître Rachid ILLOUL pour leurs aimables commentaires.

Ma gratitude et appréciation s'adresse à ma famille et à mes amis pour leur amitié et leur soutien. Je chérirai notre amitié pour toujours.

Gabour Nour El Houda

2020

TABLE DES MATIERES

RESUME	1
DEDICACES	4
REMERCIEMENTS	5
LISTE DES FIGURES ET DES TABLEAUX	8
LISTE DES SYMBOLES ET DES ABREVIATIONS	12
INTRODUCTION	16
1. CHAPITRE 1 : ETAT DE L'ART DES ONDULEURS MULTINIVEAUX	25
1.1 Introduction.....	25
1.2 Les interrupteurs de puissance.....	26
1.3 Principales topologies d'onduleurs.....	27
1.3.1 Onduleur à diode de bouclage clampé au neutre.....	29
1.3.2 Onduleur à condensateurs flottants	30
1.3.3 Onduleur à cascade de ponts en H.....	32
1.4 Autres critères de classification des onduleurs	34
1.4.1 Selon les alimentations.....	34
1.4.2 Selon le nombre de composants nécessaires.....	34
1.4.3 Selon les applications dans l'EP	34
1.5 Représentation de l'onduleur NPC.....	35
1.5.1 Structure de l'onduleur NPC à trois niveaux	35
1.5.2 Structure de l'onduleur NPC à sept niveaux	41
1.5.3 Structure de l'onduleur NPC à N niveaux.....	46
1.6 Stratégie de commande des onduleurs.....	47
1.6.1 Modulation sinusoïdale à largeur d'impulsion	48
1.6.2 Modulation vectorielle.....	49
1.6.3 Modulation aléatoire	49
1.6.4 Commande par hystérésis.....	49
1.6.5 Commande par élimination d'harmoniques.....	50
1.7 Les métaheuristiques.....	51
1.7.1 Intensification et diversification	51
1.7.2 Classification des Métaheuristiques.....	52
1.8 Conclusion.....	54
2. CHAPITRE 2 : ETUDE DES STRATEGIES DE COMMANDE DES ONDULEURS MULTINIVEAUX	56
2.1 Introduction.....	56
2.2 Commande d'un onduleur triphasé NPC multi niveaux par la MTS.....	57
2.2.1 Commande MLI à double triangle.....	57
2.2.2 Commande MLI à six porteuses	60
2.2.3 Interprétations et commentaires générales.....	63
2.3 Commande de l'onduleur à N niveaux par la stratégie d'élimination d'harmoniques.....	63
2.3.1 Principe de la stratégie	64
2.4 Algorithmes de résolution	67
2.4.1 La méthode de Newton-Raphson	67
2.4.2 Les métaheuristiques.....	68

2.5	Simulation et resultats de la commande par élimination d'harmoniques pour un onduleur à topologie NPC à sept niveaux.....	74
2.5.1	Résolution du système d'équations par la méthode de Newton-Raphson	74
2.5.2	Minimisation du système d'équations par les métaheuristiques	76
2.5.3	Interprétations des résultats.....	81
2.6	Comparaisons récapitulatives entre la MTS et la commande par élimination d'harmoniques.....	83
2.7	Conclusion.....	84
3.	CHAPITRE 3 : COMMANDE PAR ELIMINATION D'HARMONIQUES – STRATEGIE MODIFIEE.	85
3.1.	Introduction.....	85
3.2.	Présentation de l'Elimination d'harmoniques modifiée	85
3.3.	Fonction objectif proposée.....	87
3.4.	Les métaheuristiques.....	88
3.4.1.	Solutions optimales basées sur un algorithme génétique	88
3.4.2.	Solutions optimales basées sur l'optimisation par essais particulaire... ..	88
3.5.	Cas de deux trous par $\frac{1}{4}$ de période pour un onduleur NPC triphasé à 7N....	89
3.5.1.	Fonction objectif	90
3.5.2.	Simulation sous Matlab/Simulink	90
3.5.3	Interprétation des résultats	104
3.6	Comparaison avec l'onduleur Clampé par le neutre à treize niveaux conventionnel.....	105
3.6.1	Fonction objectif	106
3.6.2	Simulation sous Matlab/Simulink	106
3.6.3	Interprétation des résultats	112
3.7	Conclusion.....	113
4.	CHAPITRE 4 : COMMANDE PAR ELIMINATION D'HARMONIQUES MODIFIEE – CAS AUGMENTE.	114
4.1	Introduction.....	114
4.2	Cas de trois trous par $\frac{1}{4}$ de période pour un onduleur clampé par le neutre triphasé à sept niveaux	114
4.2.1	Fonction objectif	115
4.2.2	Simulation sous Matlab/Simulink	115
4.2.3	Interprétation des résultats	122
4.3	Comparaison avec l'onduleur Clampé par le neutre à dix-sept niveaux conventionnel.....	123
4.3.1	Fonction objectif	124
4.3.2	Simulation sous Matlab/Simulink	124
4.4	Interprétation des résultats	127
4.5	Comparaisons récapitulatives.....	128
4.5.1	Interprétation des résultats	130
4.6	Conclusion.....	131
5.	CHAPITRE 5 : SYNTHESE ET IMPLEMENTATION DES COMMANDES SUR LES ONDULEURS MULTINIVEAUX	132
5.1	Introduction.....	132
5.2	Réalisation du banc d'essai et résultats expérimentaux.....	132
5.2.1	Description générale.....	132

5.3	Présentation du circuit FPGA.....	133
5.3.1	FPGA : Field Programmable Gate Array.....	133
5.4	Langage de description matériel HDL (Hardware Description Langage)	136
5.5	Les logiciels et les outils utilisés.....	137
5.5.1	Environnement de développement ISE 14.2 (Integrated Software Environnement)	137
5.5.2	Xilinx Vivado Design Suite.....	137
5.5.3	Simulink HDL Coder	138
5.7	Partie commande	140
5.7.1	Génération des signaux par FPGA de la commande MLI sinusoïdale pour un onduleur à deux niveaux de tension triphasé	140
5.7.2	Génération des signaux par FPGA de la commande MLI sinusoïdale pour un onduleur à trois niveaux de type NPC.....	142
5.7.3	Génération des signaux par FPGA de la commande par élimination d'harmoniques pour un onduleur à sept niveaux triphasé de type NPC	145
5.8	Partie protection	148
5.8.1	Alimentations et masses flottantes.....	148
5.8.2	L'optocoupleur pour la sécurité du montage	148
5.9	Perspectives.....	150
5.9.1	Partie puissance	151
5.10	Conclusion.....	152
6.	CONCLUSION.....	153
	APPENDICE A : CONFIGURATION DU BLOC NCO SOUS SIMULINK	155
	BIBLIOGRAPHIE.....	157

LISTE DES FIGURES ET DES TABLEAUX

Figure 1.1: Historique du développement des semi-conducteurs de puissance.....	27
Figure 1.2 : Structure de l'onduleur triphasé NPC à 3 niveaux.	31
Figure 1.3 : Structure de l'onduleur triphasé CF à 3 niveaux.	32
Figure 1.4 : Structure de l'onduleur triphasé à cascade de pont en H à cinq niveaux.	33
Figure 1.5 : Structure du bras A de l'onduleur triphasé NPC à sept niveaux.....	42
Figure 1.6 : Structure de l'onduleur triphasé NPC à N niveaux.....	47
Figure 1.7 : Principales stratégies de modulation.	48
Figure 1.8 : Classification des méthodes de résolution.....	53
Figure 1.9 : Classification des métaheuristiques.....	54
Figure 2.1 : Illustration du principe de la technique MTS	58
Figure 2.2 : Représentation des 3 références et des 2 porteuses pour la MTS à double triangle	58
Figure 2.3 : Ordres de commandes (sur une période $T = 0.02s$) dans le cas d'un onduleur triphasé NPC à trois niveaux piloté par la stratégie MTS (avec $f_m=50Hz$, $m=15$ et $r=0.9$).	59
Figure 2.4 : Tension simple V_a et son spectre d'un onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la MTS à double triangle dans le cas où $f_m = 50Hz$, $r = 0.9$ de plus, $m=15$ et $m=30$	59
Figure 2.5 : Les trois références sinusoïdales et les six porteuses triangulaires (sur une période $T = 0.02s$) dans le cas d'un onduleur triphasé NPC à sept niveaux piloté par la stratégie MTS à 6 porteuses (avec $f_m=50Hz$, $m=15$ et $r=0.7$).....	61
Figure 2.6 : Ordres de commande (sur une période $T = 0.02$ sec) d'un onduleur triphasé NPC à sept niveaux piloté par la MTS à six porteuses.	61
Figure 2.7 : Tension simple V_a et son spectre d'un onduleur triphasé à sept niveaux piloté par la MTS à six porteuses dans le cas où $f_m=50Hz$, $r = 0.9$ de plus, $m=15$ et $m=30$	62
Figure 2.8 : Variation du fondamental V_1 en fonction du coefficient de réglage r avec pour $m = 30$	62
Figure 2.9 : Motif de Van dans le cas d'un onduleur multi niveaux	65
Figure 2.10 : Tension de sortie V_{an} dans le cas de l'onduleur à sept niveaux.....	66
Figure 2.11 : Déplacement de la $x^{ième}$ particule.....	72
Figure 2.12 : Résultats de la résolution du system d'équations par la MNR pour $r = 0.7$ où une solution double est retrouvée.....	76
Figure 2.13 : Angles de commutation en fonction de r par la méthode de NR.	76
Figure 2.14 : Résultats d'optimisation par l'AG, cas de la fonction coût simulé THD pour $r = 0.9$	78
Figure 2.15 : Résultats d'optimisation par essaim particulaire, cas de la fonction coût simulé THD pour $r = 0.9$	79
Figure 2.16 : Courbe du THD en fonction de r dans le cas de la fonction coût simulé THD et optimisation par AG et OEP.	79
Figure 2.17 : Résultats d'optimisation, cas de la fonction coût quadratique pour $r = 0.9$. .	80
Figure 2.18 : Valeurs de fitness en fonction de r dans le cas de la fonction coût quadratique	81
Figure 3.1 : Forme d'onde généralisée à N niveaux.	87
Figure 3.2 : Organigramme de l'algorithme génétique.	89
Figure 3.3 : Forme d'onde PWM multi niveau proposée pour le cas de deux trous ($1/4$ période).....	90

Figure 3.4: Onduleur NPC à sept niveaux commandé par la MLI à EH avec optimisation par AG et FC à paramètres β_i imposés pour le cas $r = 0.775$.	92
Figure 3.5 : Onduleur NPC à sept niveaux commandé par la MLI à EH avec optimisation par AG et FC à paramètres β_i imposés pour le cas $r = 0.8875$.	93
Figure 3.6 : Onduleur NPC à sept niveaux commandé par la MLI à EH avec OEP et FC à paramètres β_i imposés pour le cas $r = 0.775$.	95
Figure 3.7 : Onduleur NPC à sept niveaux commandé par la MLI à EH avec OEP et FC à paramètres β_i imposés pour le cas $r = 0.8875$.	96
Figure 3.8 : Onduleur NPC à sept niveaux commandé par la MLI à EH avec optimisation par AG et FC à paramètres β_i estimés pour le cas $r = 0.775$.	98
Figure 3.9 : Onduleur NPC à sept niveaux commandé par la MLI à EH avec optimisation par AG et FC à paramètres β_i estimés pour le cas $r = 0.8875$.	100
Figure 3.10 : Onduleur NPC à sept niveaux commandé par la MLI à EH avec OEP et FC à paramètres β_i estimés pour le cas $r = 0.775$.	102
Figure 3.11 : Onduleur NPC à sept niveaux commandé par la MLI à EH avec OEP et FC à paramètres β_i estimés pour le cas $r = 0.8875$.	104
Figure 3.12 : Allure de la forme d'onde standard de l'onduleur à treize niveaux.	106
Figure 3.13 : Onduleur NPC à treize niveaux commandé par la MLI à EH avec optimisation par AG et FC à paramètres β_i unitaires pour le cas $r = 0.775$.	108
Figure 3.14 : Onduleur NPC à treize niveaux commandé par la MLI à EH avec optimisation par AG et FC à paramètres β_i unitaires pour le cas $r = 0.8875$.	109
Figure 3.15 : Onduleur NPC à treize niveaux commandé par la MLI à EH avec OEP et FC à paramètres β_i unitaires pour le cas $r = 0.775$.	111
Figure 3.16 : Onduleur NPC à treize niveaux commandé par la MLI à EH avec OEP et FC à paramètres β_i unitaires pour le cas $r = 0.8875$.	112
Figure 4.1 : Forme d'onde proposée de la tension du bras (premier cycle).	115
Figure 4.2 : Onduleur NPC à sept niveaux commandé par la MLI à EH avec optimisation par AG et FC à paramètres β_i imposés pour le cas $r = 0.775$.	117
Figure 4.3 : Onduleur NPC à sept niveaux commandé par la MLI à EH avec OEP et FC à paramètres β_i imposés pour le cas $r = 0.775$.	118
Figure 4.4 : Onduleur NPC à sept niveaux commandé par la MLI à EH avec optimisation par AG et FC à paramètres β_i estimés pour le cas $r = 0.775$.	120
Figure 4.5 : Onduleur NPC à sept niveaux commandé par la MLI à EH avec OEP et FC à paramètres β_i estimés pour le cas $r = 0.775$.	122
Figure 4.6 : Forme d'onde conventionnelle d'un onduleur à dix-sept niveaux incluant huit angles de commutation.	124
Figure 4.7 : Onduleur NPC à dix-sept niveaux commandé par la MLI à EH avec optimisation par AG et FC à paramètres β_i unitaires pour le cas $r = 0.775$.	125
Figure 4.8 : Onduleur NPC à dix-sept niveaux commandé par la MLI à EH avec optimisation par AG et FC à paramètres β_i unitaires pour le cas $r = 0.775$.	127
Figure 4.9 : Courbes de variation du THD en fonction de r dans le cas de l'optimisation avec l'algorithme génétique pour un :	128
Figure 4.10 : Courbes de variation du THD en fonction de r dans le cas de l'optimisation avec l'algorithme génétique pour un :	128
Figure 4.11 : Courbes de variation du THD en fonction de r dans le cas de l'optimisation par essaim particulaire pour un :	129
Figure 4.12 : Courbes de variation du THD en fonction de r dans le cas de l'optimisation par essaim particulaire pour un :	129
Figure 5.1 : Synoptique du banc d'essai.	133
Figure 5.2 : Architecture interne d'un circuit FPGA.	135

Figure 5.3 : Simulation des signaux sinusoïdales et triangulaire le la commande MLI sinusoïdale pour l'onduleur à deux niveaux sous VIVADO design suite.	141
Figure 5.4 : Simulation des signaux PWM de l'onduleur à deux niveaux sous ISE 14.2	141
Figure 5.5 : Schéma RTL externe et le schéma RTL interne de la commande MLI sinusoïdale de l'onduleur à deux niveaux de tension.....	141
Figure 5.6 : Signal de commande d'un interrupteur généré à travers la carte FPGA.	142
Figure 5.7 : Schéma bloc de la commande MLI sinus sous Simulink avec la bibliothèque hllib.	143
Figure 5.8 : Schéma bloc pour la génération des signaux triangulaire sous Simulink avec la bibliothèque hllib	143
Figure 5.9 : Simulation des signaux sinusoïdaux et triangulaires en opposition de phase	144
Figure 5.10 : Douze signaux de commande de l'onduleur à trois niveaux de type NPC	144
Figure 5.11 : Signaux de commande sous l'environnement ISE 14.2	144
Figure 5.12 : Schéma RTL externe et le schéma RTL interne de la commande MLI sinusoïdale de l'onduleur à trois niveaux de tension.....	145
Figure 5.13 : Signaux de commande générés par la carte FPGA.....	145
Figure 5.14 : Schéma bloc de la commande par élimination d'harmonique sous l'interface de Simulink	146
Figure 5.15 : Signaux de commande des interrupteurs de la phase a de l'onduleur à sept niveaux conventionnel.....	146
Figure 5.16 : Résultats de simulation du code VHDL sous ISE.	147
Figure 5.17 : Signaux de commande générés par la carte FPGA.....	147
Figure 5.18 : Schéma de principe d'une alimentation stabilisée.....	149
Figure 5.19 : Brochage du circuit de protection (l'optocoupleur) pour la commande de l'IGBT.....	149
Figure 5.20 : (a) Schéma électrique et (b) schéma du circuit imprimé de la carte de protection	150
Figure 5.21 : Circuit de l'alimentation stabilisée pour l'optocoupleur.....	151
Figure 5.22 : Brochage du Driver IR2110.	151
Tableau 1.1 : Table logique associée à la commande N°1	37
Tableau 1.2: Table logique associée à la commande N°2.	37
Tableau 1.3 : Table logique associée à la commande N°3.....	38
Tableau 1.4 : Ordre de commande des interrupteurs pour le mode entièrement commandable.....	38
Tableau 1.5 : Table d'excitation d'un bras k dans le cas d'un onduleur NPC à sept niveaux.	42
Tableau 1.6 : Table d'excitation d'un bras (k) d'un onduleur NPC à N niveaux.....	47
Tableau 2.1 : Comparaison de THD pour les onduleurs à trois et sept niveaux pour différentes valeurs d'indice de modulation m pour r= 0.9.....	63
Tableau 2.2 : Angles de commutation pour le cas de la solution double pour r=0.7.....	74
Tableau 2.3 : Angles de commutation pour les différents algorithmes évolutifs et les fonctions objectifs pour r = 0.9.....	77
Tableau 2.4 : Comparaisons récapitulatives entre les commandes	83
Tableau 3.1 : Angles de commutation calculés par l'AG	91
Tableau 3.2 : Angles de commutation calculés par l'OEP.....	94
Tableau 3.3 : Angles de commutation et paramètres de conception calculés par l'AG	97
Tableau 3.4 : Angles de commutation et paramètres de conception calculés par l'OEP	100
Tableau 3.5 : Angles de commutation calculés par l'AG	106

Tableau 3.6 : Angles de commutation calculés par l'OEP.....	109
Tableau 4.1 : Angles de commutation calculés par l'AG pour $r = 0.775$	116
Tableau 4.2 : Angles de commutation calculés par l'OEP pour $r = 0.775$	117
Tableau 4.3 : Angles de commutation et paramètres de conception calculés par l'AG pour $r = 0.775$	119
Tableau 4.4 : Angles de commutation et paramètres de conception calculés par l'OEP pour $r = 0.775$	120
Tableau 4.5 : Angles de commutation calculés par l'AG pour le cas $r = 0.775$	124
Tableau 4.6 : Angles de commutation calculés par l'OEP pour le cas $r = 0.775$	126
Tableau 4.7 : Tableau récapitulatif de comparaison	130

LISTE DES SYMBOLES ET DES ABREVIATIONS

AE : Algorithme Evolutif
AG : Algorithme Génétique
ASIC: Application Specific Integrated Circuit
BER: Bit Error Rate
CAO: Computer Aided Design
CF: Condensateur Flottant
CLB: Configuration Logic Blocks
CPLD: Complex PLD
DAC: Digital – to – Analog Converter
DC – AC: Direct Current – Alternative Current
DDS: Data Distribution Service
DRAM: Dynamic Random Access Memory
EEPROM: Electrically Erasable ROM
EPLD: Erasable PLD
FACTS: Flexible AC Transmission System
FPGA: Field Programmable Gate Array
GAL: Generic Array Logic
IGBT: Isolated Gate Bipolar Transistor
IOB: Input – Output Blocks
JTAG: Joint Test Action Group
LUT: Look Up Table
LV: Large vector
LVDS: Low-Voltage Differential Signaling
MBD: Model Based Design
MLI : Modulation de largeur d'impulsion
MNR : Méthode de Newton – Raphson
MOSFET: Metal Oxyde Semi-conductor Field Effect Transistor
MV: Medium Vector
NCO: Numerically Controlled Oscillator
NPC: Neutral Point Clamped

OEP : Optimisation par essaim particulière
PAL: Programmable Array Logic
PLD: Programmable Logic Device
PROM: Programmable ROM
PV : Photovoltaïque
ROM: Read Only Memory
RS232: Recommended Standard 232
RTL: Register Transfer Logic
SHE: Selective Harmonic Elimination
SRAM: Static Random Access Memory
SV : Small vector
THD : Total Harmonic Distortion
VHDL: Very High Speed Integrated Circuit, Hardware Description Language

A_m : Amplitude de la modulante
 A_p : Amplitude de la porteuse
 b_k : Coefficient impaire de la série de Fourier
 C_1 : Coefficient d'inertie d'une particule
 C_2 : Coefficient de confiance d'une particule en son historique
 C_3 : Coefficient de confiance d'une particule en son voisinage
 C_i : Capacité
 D_i : Diode
 F_{KH}^b : Fonction de connexion du demi-bras du haut
 F_{KB}^b : Fonction de connexion du demi-bras du bas
 F_{ki} : Fonction de connexion de l'interrupteur
 $[f_i]_n$: Système d'équations
 F : Fonction objectif
 F_{Qua} : Fonction coût quadratique
 F_{STHD} : Fonction coût simulé THD
 F_m : Fréquence de la modulante
 F_p : Fréquence de la porteuse
 k : Numéro du bras de l'onduleur
 J : Matrice jacobienne
 K : Ordre de l'harmonique

m : Indice de modulation
 M : Point milieu de la tension de bras
 n : Nombre d'angles de la commande par EH
 P_k : Coefficient décrivant la nature du front (montant ou descendant)
 r : Coefficient de réglage
 S_{kj} : Ordre de commande de l'interrupteur k du bras i
 T_{ki} : Interrupteur k du bras i
 U_{cj} : Tension aux bornes d'une capacité
 V_{ab} : Tension composée
 U_{dc} : Tension du bus continu
 V_i : Tension simple
 V_{iM} : Tension de bras
 V_{refi} : Amplitude du signal de référence
 $V(t)$: Vecteur vitesse d'une particule
 V_{max}^* : Amplitude désirée
 X : Vecteur Solution
 $X(t)$: Vecteur position d'une particule
 X_{pbest} : Meilleure position par laquelle est passé X
 X_{vbest} : Meilleure vitesse qu'est eue X
 α_i : Angle de commutation
 β_i : Paramètre de conception
 ξ : Erreur sur la solution.

INTRODUCTION

CONTEXTE

Le courant alternatif présente des avantages très importants pour transporter l'électricité. En effet, c'est le régime de production des alternateurs des centrales et de celui utilisé par de nombreux appareils de consommation comme les moteurs. De plus, il permet très facilement d'élever les tensions, de réduire les intensités et donc de limiter les pertes par effet Joule sur les réseaux. Par contre, le transport du courant alternatif sur de longues distances développe, par effet capacitif entre la ligne et le sol, des effets déstabilisants [1], [2]. Par conséquent, sur le plan technique, le choix du courant continu s'impose au-delà de 1 500 km pour des raisons économiques et/ou techniques que le courant continu s'impose. Cependant, la rareté de ce cas de figure a engendré un développement massif autour de la solution alternative. Aujourd'hui, de nouveaux besoins sont apparus : la mise en relation de zones asynchrones, du franchissement des mers ou océans et du développement de parcs de renouvelables éloignés des réseaux. Nécessitant une réorientation de la stratégie appliquée pour l'installation des réseaux.

C'est sur cette base de dualité DC-AC que la nécessité des onduleurs trouve toute sa signification comme étant un convertisseur indispensable dans les systèmes et les réseaux électriques [3].

L'utilisation des convertisseurs multi niveaux dans les installations industrielles a été motivée par des avantages énergétiques qu'elle offre et qui sont largement approuvées de nos jours : la réduction très significative du taux de distorsion harmonique du courant, l'amélioration du facteur de puissance, la réduction des contraintes électriques aux bornes des interrupteurs statiques, la diminution des pertes de puissance et la réduction du volume des filtres [4] (si nécessaires). D'autre part, la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multi niveaux présente d'intéressantes qualités spectrales. En effet, l'augmentation du nombre de niveaux intermédiaires permet de réduire l'amplitude de chaque front montant ou descendant de la tension de sortie. Par conséquent, l'amplitude des raies harmoniques est moins élevée. Toutefois, ces convertisseurs présentent des inconvénients. Entre autres, on peut citer : le nombre élevé de composants électriques, la complexité de la commande et la nécessité d'équilibrer les tensions

aux bornes des condensateurs du bus continu [5], [6], [7]. Les applications des onduleurs sont typiques telles que : les applications d'énergie renouvelable [8], [2], [9], les véhicules électriques [10], les cellules de batteries [11], les applications aéronautiques [12], les filtres de puissance active [13], les entraînements industriels [14], le contrôle unifié du flux de puissance (UPFC) [15], les compensateurs synchrones statiques STATCOM [16], [17], [18].

En outre, aujourd'hui les techniques de traitement numérique occupent une place majeure dans tous les systèmes électroniques. En effet, les circuits numériques sont les plus adéquats pour les systèmes de commandes utilisés dans les systèmes de conversion de l'énergie à savoir les convertisseurs DC/DC et les convertisseurs DC/AC [19], [20].

Or, leur implantation fait face à l'inadéquation entre le parallélisme et les contraintes topologiques des supports d'implantations matérielles et cette inadéquation a rendu nécessaire le développement de méthodes matérielles plus adaptées aux modèles de calcul basés sur le parallélisme connexionniste.

De plus, les techniques de réalisation de circuits spécifiques, tant dans les aspects matériels (composants reprogrammables, circuits pré caractérisés et bibliothèques de macro fonctions) que dans les aspects logiciels (placement-routage, synthèse logique) font désormais de la microélectronique une des bases indispensables pour la réalisation des systèmes numériques performants. Elle impose néanmoins une méthodologie de développement très structurée.

L'apparition des circuits reprogrammables comme les FPGA (Field Programmable Gate Array) [21] a permis de contourner les défauts des circuits ASIC (Application Specific Integrated Circuit) [22] en termes de prix, de vitesse d'exécution et de taille disponible qui ne cessent de s'améliorer [23]. La densité croissante de ces circuits FPGA, permet le prototypage rapide des circuits numériques à grande complexité. Aussi, il est possible de tester rapidement la validité de concepts architecturaux nouveaux : l'implémentation complète d'un processeur sur des circuits FPGA est aujourd'hui à notre portée, entraînant ainsi plus de possibilités d'évaluation que celles offertes par des simulateurs logiciels. De plus, la reprogrammabilité des circuits FPGA a ouvert de nouvelles voies de recherche : des méthodologies de conception des systèmes reconfigurables, capables d'évoluer ou de s'adapter à des environnements ou à des contraintes variables [24], [25].

POSITIONNEMENT DU PROBLEME

Les onduleurs produisent des formes d'onde déformées en courant et en tension. La pollution harmonique qui en résulte provoque des pertes de puissance dans l'équipement, un facteur de puissance médiocre et des inférences électromagnétiques [4].

Pour pallier aux problèmes susmentionnés, la conversion de puissance à trois niveaux, d'abord proposée par Nabae [26], est l'une des techniques les plus prometteuses pour une distorsion d'harmoniques réduite dans la forme d'onde de sortie. Les onduleurs multi niveaux intègrent une structure topologique qui permet à la tension de sortie désirée d'être synthétisée à partir d'un ensemble de sources de tensions continues. Les topologies des onduleurs multi niveaux sont réparties en trois classes : l'onduleur à diodes de clamping clampé au neutre (NPC), l'onduleur à condensateurs flottants (CF) et l'onduleur à cascade en ponts en H (PH). Les topologies d'onduleurs hybrides et asymétriques ont été développées en fonction de la combinaison des topologies de base citées ou par l'application de différents niveaux de bus continu respectivement [27], [28], [29].

En plus de ces topologies, la commande sélectionnée pour un onduleur multi niveaux détermine l'effectivité sur l'élimination des harmoniques à la sortie de ce dernier, pour générer une tension de sortie la plus sinusoïdale possible. Plusieurs techniques de commandes ont été développées pour les onduleurs multi niveaux [6], par généralisation à celle appliquées aux onduleurs à deux niveaux [30], [31], [32] dont : la modulation sinusoïdale [33], [34], [35], [36], la modulation vectorielle [37], [38], [39], la modulation par hystérésis [40], [41], la modulation aléatoire [42], [43], et la commande par élimination d'harmoniques [44], [45], [46], [47]. Il est à noter que chacune de ces commandes peut comporter plusieurs variantes (par exemple la modulation sinusoïdale comporte la variante avec injection de la composante homopolaire). Ces méthodes de modulation utilisées dans les onduleurs multi niveaux peuvent être classées en fonction de la fréquence de commutation imposée aux interrupteurs par la commande, on parle ici de fréquence de travail des interrupteurs [48], [2]. La modulation sinusoïdale dite modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale est très courant dans les applications industrielles en raison de ses possibilités de réduction d'harmoniques en utilisant plusieurs options de déphasage sur le signal porteur [33]. Néanmoins, cette commande impose une fréquence de travail des interrupteurs relativement élevée.

Une méthode efficace pour éliminer ces harmoniques est la commande par élimination d'harmoniques qui produit des temps de commutation optimaux conduisant à l'élimination d'harmoniques indésirables d'un côté, mais aussi, à des pertes en commutation minimales [49], [50], [51]. Le principal objectif est d'obtenir une tension alternative à la sortie de l'onduleur où le fondamental peut être réglé dans une certaine plage et certaines harmoniques indésirables sont éliminées de l'onde de tension.

La commande par élimination d'harmoniques a été largement exploitée pour les onduleurs à deux niveaux et les onduleurs multi niveaux [52], [53], [54], [55], [56], [57], [58], afin d'obtenir un THD bas relatif à la tension de sortie. Dans le cas des onduleurs multi niveaux, lorsque l'onde de sortie est considérée comme ayant une allure en escalier, le nombre d'harmoniques qui peuvent être éliminées est inévitablement lié au nombre de niveaux (ou d'escalier) de cette dernière. Pour un onduleur à N niveaux où N est nécessairement impair pour obtenir le niveau zéro volt, il est possible d'éliminer $(N-3)/2$ harmoniques en utilisant $(N-1)/2$ angles de commutation nécessaire et suffisant pour décrire l'allure en escalier imposée par les méthodes conventionnelles. Dans ce cas, l'élimination de plus d'harmoniques est obtenue au détriment de l'augmentation du nombre de niveau et donc de la modification de la structure physique de l'onduleur [59]. En contrepartie, pour les onduleurs multi niveaux, des formulations de la commande généralisée ont été développées, où une symétrie par rapport à la demi période au lieu de la symétrie conventionnelle par rapport au quart de la période a été proposée [60], ceci a permis d'élargir l'intervalle conventionnel pour les angles de commutation jusqu'à $[0 \pi]$. D'autre part, une introduction des fronts montants et descendants dans la forme d'onde symétrique par rapport au quart de la période a été considérée pour remédier à la rigidité de la contrainte de la forme escalier relative à la commande par élimination d'harmoniques multi niveaux [61], [62]. Ceci a constitué le point de départ du travail élaboré dans cette thèse.

Les équations associées à cette commande sont connues pour être non linéaires. Plusieurs méthodes peuvent être utilisées pour résoudre ces équations non linéaires ; méthodes qui peuvent être classées en deux grands groupes : (i) Optimisation par la programmation non linéaire, (ii) Optimisation par les métaheuristiques. L'optimisation non linéaire s'occupe principalement des problèmes d'optimisation dont les données, i.e., les fonctions et ensembles

définissant ces problèmes, sont non linéaires. La méthode locale largement utilisée est la méthode numérique de Newton-Raphson (MNR) [63], [56]. Cependant, cette technique présente un inconvénient majeur pour trouver une estimation initiale correcte qui mène à la convergence. De plus, les méthodes analytiques telles que MNR ne trouveront de solutions que pour une plage restreinte de coefficient de réglage r ; sinon, pour r sans solution réalisable, cette dernière méthode heurte sa limite. Une autre méthode est la Théorie mathématique des résultantes utilisée pour trouver toutes les solutions possibles du problème [64]. Ceci est réalisé en convertissant les équations non linéaire en un ensemble équivalent de polynômes. Mais la complexité de cette technique augmente avec le nombre croissant de niveaux du convertisseur. Pour cela, le problème d'élimination d'harmoniques dans les onduleurs à deux ou multi niveaux a été reformulé sous forme d'optimisation et tous les algorithmes de recherche évolutionnistes [65], [66] ou basées sur l'intelligence de l'essaim [67], [68] se sont révélés efficaces pour résoudre le problème.

Afin de trouver des solutions satisfaisantes au problème, la métaheuristique peut être utilisée. Une métaheuristique est un algorithme conçu pour résoudre un large éventail de problèmes d'optimisation difficiles sans devoir s'adapter à chaque problème. En effet, le préfixe grec «méta», présent dans le nom, indique que ces algorithmes sont des heuristiques de «niveau supérieur», contrairement aux heuristiques spécifiques aux problèmes. Les métaheuristiques sont généralement appliquées à des problèmes pour lesquels il n'existe pas d'algorithme spécifique satisfaisant pour les résoudre. Ils sont largement utilisés pour résoudre des problèmes complexes dans le secteur de l'industrie et allant de la finance à l'ingénierie [69], [70].

Au cours des trente dernières années, un grand intérêt a été consacré à la métaheuristique [71], [35], [72], [70], [69]. Nous pouvons essayer de souligner certaines des étapes qui ont marqué l'histoire de la métaheuristique. Une contribution pionnière est la proposition de la méthode du recuit simulé de Kirkpatrick et al. en 1982 [73]. En 1986, la recherche taboue a été proposée par Glover [74], et l'algorithme d'immunité artificielle a été proposé par [75]. En 1988, Koza a déposé son premier brevet sur la programmation génétique, publié plus tard en 1992 [76]. En 1989, Goldberg a publié un livre bien connu sur les algorithmes génétiques [77]. En 1992, Dorigo a terminé sa thèse de doctorat, dans laquelle il

décrit ses travaux novateurs sur l'optimisation des colonies de fourmis [78]. En 1993, le premier algorithme basé sur les colonies d'abeilles a été proposé par [79]. Un autre progrès significatif est le développement de l'optimisation des essaims de particules par Kennedy et Eberhart en 1995 [80]. En 2002, Passino a introduit un algorithme d'optimisation basé sur la recherche de nourriture bactérienne [81]. Ensuite, Simon a proposé une optimisation basée sur la biogéographie en 2008 [82].

La majorité des métaheuristiques partagent les caractéristiques suivantes : elles sont inspirées de la nature (basées sur certains principes de la physique, biologie ou éthologie) ; elles utilisent des composantes stochastiques (impliquant des variables aléatoires) ; elles ne font pas intervenir le gradient ou la matrice de Hesse mais plutôt une fonction objectif ; elles ont plusieurs paramètres qui doivent être ajustés selon le problème à résoudre. Les métaheuristiques utilisent des fonctions objectifs qui contiennent dans le cadre de la commande par élimination d'harmoniques les équations incluant le fondamentale et les harmoniques inférieures. L'objectif principal est de minimiser la fonction objectif pour acquérir les angles optimaux à partir d'une population aléatoire de départ à travers une évolution vers la solution optimale ou par exploration de la population [83], [84] afin d'obtenir un facteur de distorsion d'harmonique totale (THD) faible. L'algorithme génétique (AG) [85], [86], [87], [77] ; est considéré comme une technique de recherche stochastique qui imite le comportement de la sélection et de l'évolution naturelles. L'optimisation par essaims particulière (OEP) s'inspire des bancs de poissons ou de volées d'oiseaux et de leurs mouvements coordonnés pour trouver de la nourriture tout en évitant les prédateurs [84], [88], [7], [89], [90], [91], [92], [93]. Divers autres algorithmes ont été appliqués. Une solution a été proposée dans [66] pour remédier à la déficience de la MNR où AG et OEP sont utilisés pour choisir le point de départ de cette dernière. L'algorithme du Firefly [94], l'optimisation des colonies de fourmis pour les domaines continus [95] font partie de la panoplie d'algorithmes proposés et validés pour la commande par élimination d'harmoniques [95]. L'AG et l'OEP ont aussi été appliqués pour servir de base à l'apprentissage d'un réseau de neurones artificiels (ANN) formé pour déterminer les angles de commutation [96], []. Enfin, nous sommes confrontés à de nombreuses fonctions objectifs proposées et utilisées dans la littérature, chacune appropriée et adéquate pour satisfaire le cahier de charge imposé [66], [89], [59], [64], [99], [100].

OBJECTIFS

L'objectif de cette thèse est d'améliorer la qualité spectrale de l'onde de sortie de l'onduleur de tension. Ceci a été fait en proposant une forme d'onde généralisée de la tension de sortie de l'onduleur. Forme d'onde qui permet l'élimination d'un nombre d'harmoniques qui soit indépendant de la structure physique de l'onduleur et donc du nombre de niveaux permis.

Pour cela :

Une étude sur les différentes topologies d'onduleurs multi niveaux a été faite tout en mettant en relief les avantages et inconvénients de chaque topologie.

Un inventaire sur les différentes commandes récentes existantes dans la littérature des onduleurs à deux et multi niveaux a été fait, en mettant en évidence leur impact sur le taux de distorsion d'harmonique (THD).

Une orientation vers la commande par élimination d'harmonique a été faite, ceci est dû à sa supériorité par rapport aux autres commandes abordées d'un point de vue de l'amélioration du THD et de la diminution de la fréquence de commutation des composants de l'onduleur.

Présentation de l'optimisation par métaheuristiques en montrant sa validité et possibilité de leur utilisation dans le cadre de la commande des onduleurs multi niveaux. Il y a eu une orientation vers l'algorithme génétique et l'optimisation par essaim particulaire.

Une étude comparative est effectuée entre deux principales fonctions objectifs populaires dans la littérature, en utilisant l'AG et l'OEP pour la commande par élimination d'harmoniques en proposant un moyen de contourner la méthode numérique de Newton Raphson par un choix judicieux de fonction objectif.

Une variante modifiée de la commande par élimination d'harmoniques est développée pour les onduleurs à plusieurs niveaux. Dans notre cas, des fronts montants et descendants introduisent dans l'onde de sortie de l'onduleur a permis d'augmenter le nombre d'angles nécessaire à la définition de l'onde. Avec cette procédure et sans modifier la structure de l'onduleur, un grand nombre d'harmoniques peut être annulées et il n'est limité que par la fréquence maximale de l'interrupteur de puissance.

Cette optimisation sous contraintes est appliquée avec une fonction objectif proposée qui utilise des paramètres de conception offrant une meilleure allure de la tension de sortie pour suivre la forme de la fonction $\text{Sin}(\cdot)$.

Une conception et implémentation sur carte FPGA des différentes commandes étudiées est réalisée. Pour notre application, nous avons utilisé l'artillerie de la firme Xilinx pour mener à bout nos essais.

ORGANISATION DE LA THESE

La thèse est divisée en cinq chapitres, dont un travail original est développé dans les chapitres trois et quatre.

Dans le chapitre un, un survol sur les interrupteurs de puissance de pointe est fait. On s'intéresse ensuite aux différentes topologies d'onduleurs et les principales stratégies de commandes des onduleurs multi niveaux sont présentées brièvement. Enfin, une classification des méthodes d'optimisations est présentée avec quelques propriétés.

Dans le chapitre deux, on analyse dans un premier temps la stratégie de modulation de largeur d'impulsion (MLI) sinusoïdale comme étant une méthode phare dans le domaine de la commande à haute fréquence. Il s'agit de déterminer, pour un onduleur triphasé à trois niveaux et à sept niveaux de type NPC, le signal de commande des interrupteurs et la génération et l'analyse spectrale des tensions de sortie. Pour ensuite étudier la commande par élimination d'harmoniques, qui elle, fait partie du domaine de la commande à basse fréquence, pour un onduleur à sept niveaux à structure NPC dans le cas de l'optimisation par les métaheuristiques en l'occurrence : les algorithmes génétique et l'optimisation par essaim particulaire, en les exploitant pour faire une comparaison entre deux fonctions objectifs populaires dans la littérature. Un choix préliminaire sur la fonction objectif à utiliser est fait à la suite de cette comparaison.

Dans les chapitres trois et quatre, une commande par élimination d'harmoniques optimisée vis à vis de la forme d'onde de la tension de sortie est développée pour les onduleurs à plusieurs niveaux ainsi qu'une simulation de ses résultats. Contrairement à la solution standard où la tension de sortie a une forme en escalier ; dans notre cas, des fronts montants et descendants sont ajoutés à ces paliers avec une distribution des angles de commutation proposée à travers le choix de la fonction objectif. Avec cette procédure et sans modifier la structure de l'onduleur,

une grande quantité d'harmoniques peut être annulée et elle n'est limitée que par la fréquence de commutation maximale de l'interrupteur utilisé.

Plusieurs variantes sont explorées tout au long des deux chapitres afin de confirmer la validité de la proposition.

Dans le chapitre cinq, La commande MLI sinusoïdale et la commande par élimination d'harmoniques seront programmées sur Simulink, et leurs code sera généré à travers le HDL Coder, puis, synthétisé et implémenté sur carte FPGA de type Virtex 5. Le modèle proposé pour les différentes commandes sera vérifié par une Cosimulation entre deux logiciels (ISE et Matlab). Cependant que le but de ce travail soit la réalisation d'un banc d'essai où un onduleur multi niveaux commandé par carte FPGA, alimente une charge de type moteur. Nos essais dans le cadre de cette thèse se sont arrêtés à la génération des signaux à l'aide de la carte FPGA, vers l'entrée des optocoupleurs. Par la suite une carte contenant quatre optocoupleurs destinés à la commande d'un bras d'un onduleur à trois niveaux triphasé a été réalisée et testée avec succès.

CHAPITRE 1

ETAT DE L'ART DES ONDULEURS MULTINIVEAUX

1.1 Introduction

Ce chapitre débute par un bref rappel de quelques éléments relatifs à l'Electronique de Puissance (EP) depuis les semi-conducteurs jusqu'aux convertisseurs multi niveaux. Par la suite, nous exposons quelques détails relatifs aux composants de puissance à semi-conducteur les plus prometteurs dans la conception des convertisseurs de l'EP. On présentera, ensuite, les topologies d'onduleurs les plus connues : l'onduleur à diode de bouclage clampé au neutre (NPC), l'onduleur à condensateurs flottants (FC) et l'onduleur en pont en H en cascade. Dans la continuité de ce qui précède, on trouvera également une étude relative aux onduleurs à trois et à sept niveaux à structure NPC. A travers cette étude, on cherchera surtout à établir la commandabilité des interrupteurs, les fonctions de connexion et les représentations matricielles. De plus pour clôturer cette question, est également présentée, une généralisation de cette étude aux onduleurs à N-niveaux clampés au neutre. Enfin, les principales stratégies de commandes des onduleurs multi niveaux sont également passées en revue, ainsi qu'une revue générale des méthodes d'optimisation avec leur classification exhaustive accompagnée par la présentation de certaines propriétés des métaheuristiques dans l'optimisation des systèmes d'équations non linéaires.

La dernière décennie a été marquée par des avancées technologiques sans précédent dans le domaine de l'électronique de puissance. Les interrupteurs de puissance employés dans les structures de convertisseurs sont capables de commuter de plus en plus rapidement et de tenir des tensions à l'état bloqué et des courants à l'état passant relativement plus élevés. D'autre part, de nouvelles structures de convertisseurs sont apparues. Certaines d'entre elles favorisent des fréquences de commutation élevées. D'autres sont plutôt destinées à transférer des niveaux de puissance importants. Parallèlement à l'émergence de ces nouvelles structures, de nouvelles stratégies ont été développées pour leurs commandes.

Par ailleurs, les onduleurs de tension constituent l'élément fondamental dans les applications industrielles à vitesse variable. Pendant plusieurs décennies, la structure la plus utilisée a été basée sur le groupement d'onduleurs à deux niveaux.

Remarque

Dans le cadre de cette thèse, nous nous intéressons aux onduleurs de tension et de ce fait l'exposé, par la suite, se limitera au cas des onduleurs de tension même si l'étude proposée peut être étendue facilement au cas des onduleurs de courant.

1.2 Les interrupteurs de puissance

La commutation de semi-conducteurs de puissance est au cœur des dispositifs des convertisseurs électroniques de puissance. Ils commutent à une fréquence relativement élevée (10–100 kHz) pour synthétiser les formes d'onde de tension et de courant pour correspondre à la source et au réseau. L'avancée de la technologie des semi-conducteurs de puissance répond à la demande de l'amélioration de l'efficacité du convertisseur. L'amélioration de l'efficacité peut être liée à la réduction de la conduction et des pertes de commutation dans le semi-conducteur de puissance.

Un bref aperçu historique du développement des semi-conducteurs de puissance modernes est résumé dans [101]. Selon [101], il y a eu trois grandes vagues d'innovations comme le montre la figure 1.1. La première vague d'innovation peut être appelée la vague du silicium bipolaire. Tout a commencé avec l'invention du premier transistor de contact ponctuel au Bell Lab sur un matériau en germanium en 1948. Le transistor à jonction bipolaire Si (BJT) et le redresseur commandé au silicium (SCR), ou thyristor, ont été commercialisés en 1958. Ceci peut être considéré comme le point de départ de l'électronique de puissance à semi-conducteurs moderne en raison de la puissance nominale obtenue par le SCR à ce moment-là. Les interrupteurs à trois bornes commandés comme le BJT et le thyristor à GTO (GTO : Gate Turn Off) ont été introduits dans les années 1960 et 1970 pour les applications d'alimentation et d'entraînement de moteur. Dans les années 1980, la deuxième vague d'innovation a été caractérisée par l'utilisation de la grille du semi-conducteur MOS comme borne de commande du dispositif de puissance. Le BJT a d'abord été remplacé par le MOSFET de puissance (transistor à effet de champs), qui a de meilleures performances statiques et dynamiques ainsi qu'une interface plus simple de commande de la grille MOS. Le deuxième

événement le plus important des années 1980 fut l'invention et le développement du transistor bipolaire à grille isolée (IGBT) qui a pris le devant sur le processus de fabrication du MOSFET de puissance. Cependant, ce dernier repose sur une architecture interne très différente dans laquelle les électrons et les trous contribuent à la conduction du courant. L'IGBT a depuis quasiment remplacé le GTO dans les applications de forte puissance. Une autre innovation importante a été l'invention et le développement du MOSFET à super jonction (SJ) au milieu des années 1990, qui a réduit la perte de conduction du MOSFET de puissance en dessous de la « limite de silicium ». Les GTO de forte puissance ont également reçu un coup de pouce indispensable à la fin des années 1990 grâce à la technologie dite GTO à entraînement dur sous la forme du thyristor à commutation de grille intégré (IGCT) et du thyristor de désactivation de l'émetteur (ETO), ce qui les a rendus des solutions viables dans les convertisseurs de très forte puissance. La quatrième vague d'innovations majeures comprend l'introduction commerciale de la diode barrière Schottky, le MOSFET de puissance basé sur un matériau SiC à large bande (WBG) et le transistor à effet de champ à hétérojonction (HFET) basé sur un matériau à hétérojonction WBG Gan/AlGan.

1.1 Principales topologies d'onduleurs

Ce paragraphe est consacré à une brève étude relative aux onduleurs multi niveaux. Dans cette étude, seront traités les points suivants : principales topologies des convertisseurs multi niveaux, principe de fonctionnement de chaque structure, avantages et inconvénients de chaque structure.

Pour réduire les effets indésirables du découpage de la tension de sortie et tendre un peu plus vers le convertisseur idéal, il existe actuellement trois moyens d'action :

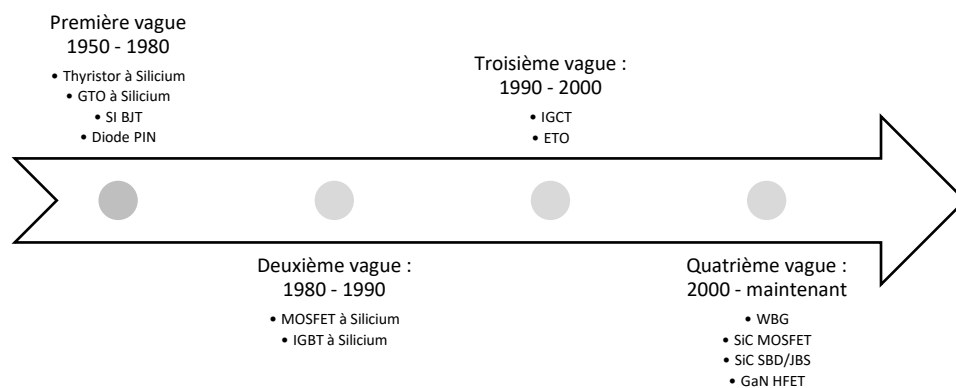


Figure 1.1: Historique du développement des semi-conducteurs de puissance

- a) On peut augmenter le nombre de niveaux disponibles en sortie du convertisseur statique. Cela permet alors de réduire l'amplitude des fronts de la tension découpée et donc l'amplitude des raies harmoniques induites par le découpage.
- b) On peut également augmenter la fréquence de découpage de la tension de sortie, de manière à repousser plus loin les harmoniques dues au découpage pour en faciliter par la suite le filtrage.
- c) On peut chercher à optimiser la stratégie de commande de manière à annuler les harmoniques indésirables.

Un convertisseur statique est dit « multi niveaux » lorsqu'il génère une tension découpée et composée d'au moins trois niveaux. Ce type de convertisseurs présente essentiellement deux avantages. D'une part, les structures multi niveaux permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance. Chaque composant, lorsqu'il est à l'état bloqué, supporte une fraction d'autant plus faible de la pleine tension du bus continu que le nombre de niveaux est élevé. D'autre part, la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multi niveaux présente d'intéressantes qualités spectrales. Le fait de multiplier le nombre de niveaux de la tension de sortie permet de réduire l'amplitude de chaque front montant ou descendant de la tension de sortie. L'amplitude des raies harmoniques est par conséquent d'autant moins élevée.

De nombreuses topologies de convertisseurs multi niveaux ont été mises en œuvre :

- a) La plus simple d'entre elles est certainement la mise en cascade de plusieurs onduleurs en pont en H. Cette structure se caractérise par des cellules de commutation autonomes (pouvant fonctionner de manière totalement indépendante l'une de l'autre). En outre, un décalage temporel des ordres de commande de deux cellules en cascade permet de générer plusieurs niveaux de tension.
- b) D'autres structures largement utilisées pour générer une tension multi niveaux sont le convertisseur clampé au neutre (NPC : Neutral Point Clamped) et le convertisseur à capacités flottantes (FC : Flying Capacitors). Ces structures permettent, elles aussi, de générer une tension de sortie de plusieurs niveaux. Là aussi, la structure comporte plusieurs cellules de commutation.

- c) Un autre moyen permettant d'obtenir une tension multi niveaux consiste à mettre en série des convertisseurs élémentaires. De nombreuses variantes de structures existent : mise en série de bras d'onduleurs, ou de hacheurs ou d'onduleurs en pont complet.
- d) La structure multicellulaire, convenant à toutes les configurations (les montages hacheur ou onduleur, en demi pont ou en pont complet), permet, elle aussi, de fournir une tension multi niveaux.

Les principales topologies sont :

- La topologie à diode de bouclage clampé au neutre (NPC) ;
- La topologie à condensateurs flottants (CF) ;
- La topologie à cascade en ponts en H (PH).

1.1.1 Onduleur à diode de bouclage clampé au neutre

Cette structure d'onduleur a été introduite, en 1981, par A. Nabae et H. Akagi [26]. L'objectif était de réduire l'amplitude des harmoniques injectées par l'onduleur dans la charge pour des applications de type alimentation de moteur.

- Principes de fonctionnement

La structure de l'onduleur NPC à N niveaux comporte (N-1) condensateurs sur le bus continu. Le cas d'un onduleur à trois niveaux est représenté à la figure 1.2 où la tension du bus continu est divisée en trois niveaux par l'utilisation deux condensateurs C_1 et C_2 . Le point milieu des deux condensateurs M peut être défini comme le point neutre. Chaque bras k ($k=1, 2$ et 3) d'onduleur comporte deux paires de composants semi-conducteurs à électrode de commande (T_{k1}, T_{k3}) et (T_{k2}, T_{k4}). Les composants sont dits complémentaires par le fait que leurs commandes sont complémentaires. En outre, la commande complémentaire de ces commutateurs est définie telle que la fermeture de l'un des composants exclut l'activation de l'autre et ainsi prévenir le court-circuit du bras. Ainsi, trois combinaisons de commutation permettent de synthétiser les trois niveaux de tension entre A et M. En effet, pour obtenir le niveau de tension $U_{dc} / 2$, les deux interrupteurs supérieurs T_{11} et T_{12} doivent être fermés ; pour recueillir à la sortie le niveau de tension $-U_{dc} / 2$, les deux interrupteurs inférieurs T_{13} et T_{14} doivent être fermés ; et enfin pour imposer le niveau 0, les interrupteurs T_{12} et T_{13} doivent être fermés.

Cette topologie présente plusieurs avantages dont quelques-uns sont énumérés comme suit :

- Les composants de puissance à semi-conducteur bloquent une tension inverse égale seulement à une fraction de la tension de la source selon le nombre de niveaux de dernier.
- L'onde de la tension fournie par un onduleur à trois niveaux présente une meilleure qualité spectrale que celle d'un onduleur triphasé classique, ce qui conduit à l'utilisation de filtres passifs peu volumineux.
- Théoriquement, la structure d'un convertisseur peut être configurée pour obtenir une tension ayant un nombre de niveaux N suffisant afin de ramener la tension bloquée par chaque interrupteur à un seuil tolérable. Pour rappel, cette dernière est donnée par $U_{dc} / (N-1)$ où U_{dc} est la tension continue à l'entrée de l'onduleur.

Cependant, l'expérience, dans le domaine des applications de forte puissance, due à l'usage de cette topologie, a révélé plusieurs difficultés :

- En supposant que la tension nominale de chaque diode de blocage est la même que la tension nominale du dispositif actif, le nombre de diodes nécessaires pour chaque phase sera de $((N-1) \times (N-2))$. Ce nombre représente une augmentation quadratique en N. Lorsque N est suffisamment élevé, le nombre de diodes nécessaires rendra le système difficile à mettre en œuvre.

1.3.2 Onduleur à condensateurs flottants

Cette structure fut proposée initialement par T. Meynard et H. Foch [102] pour résoudre d'une part le problème d'équilibrage de tension, et d'autre part pour réduire le nombre excessif de diodes. Dans cette structure, les capacités remplacent les diodes utilisées dans la structure NPC, d'où l'appellation « onduleur à condensateurs flottants ».

- Principe de fonctionnement

La génération de la tension par un onduleur CF présente une plus grande souplesse dans les combinaisons d'interrupteurs qu'un onduleur NPC ; bien que le niveau de tension défini à la sortie de l'onduleur soit similaire à celle du convertisseur NPC. Cette flexibilité augmente avec le nombre croissant de niveaux. Le bus continu nécessite également (N-1) condensateurs pour un onduleur à N niveaux.

La figure 1.3 illustre un onduleur à CF qui fournit une sortie à trois niveaux entre A et n. Pour le niveau de tension $U_{dc} / 2$, les deux interrupteurs supérieurs T_{11} et T_{12}

doivent être fermés ; pour le niveau de tension $-U_{dc} / 2$, les deux interrupteurs inférieurs T_{13} et T_{14} doivent être fermés ; et pour le niveau 0, la paire (T_{11}, T_{13}) ou (T_{12}, T_{14}) doit être fermés.

Cette topologie présente plusieurs avantages ; notamment :

- Le concept peut être facilement appliqué à d'autres types de convertisseurs, aussi bien pour un transfert unidirectionnel de la puissance que bidirectionnel.
- La modularité de cette topologie permet une extension et une adaptation aisées des stratégies de commande à un nombre élevé de niveaux.
- Les condensateurs n'étant jamais mis en série entre niveaux différents, le problème du déséquilibre de leur tension n'existe plus.
- En sélectionnant correctement les combinaisons de condensateurs, il est possible d'équilibrer la charge du condensateur. À condition que la tension nominale de chaque condensateur utilisé soit la même que celle de l'interrupteur d'alimentation principal, un convertisseur de niveau N nécessitera un total de $(N-1) \times (N-2) / 2$ condensateurs flottants par bras de phase en plus des $(N-1)$ condensateurs principaux du bus continu.

Ainsi, le principal désavantage de cette topologie réside dans le nombre important de condensateurs requis, ce qui peut représenter un volume prohibitif contrairement à la structure NPC ne nécessitant que $(N-1)$ capacité. De plus, des courants importants peuvent circuler éventuellement à travers ces condensateurs et une résonance parasite entre les condensateurs découplés peut se manifester.

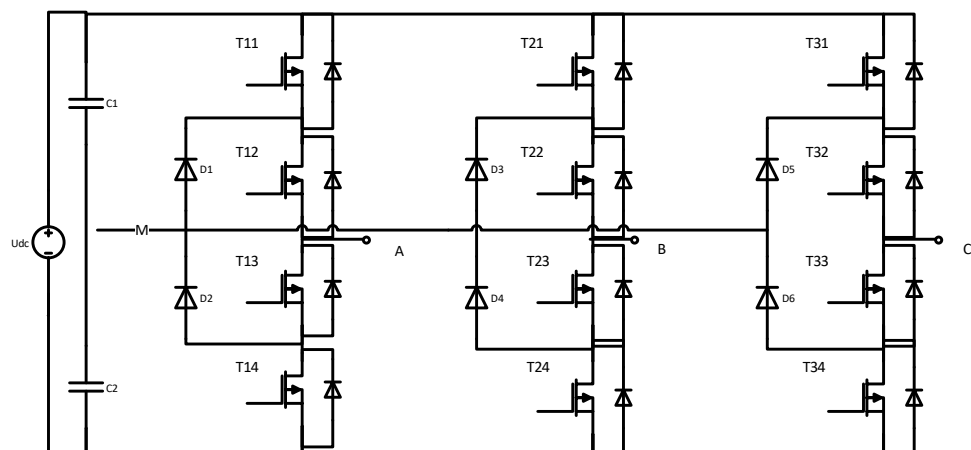


Figure 1.2 : Structure de l'onduleur triphasé NPC à 3 niveaux.

Pour remédier au nombre excessif de condensateurs dans les structures CF, une génération récente de convertisseurs à alimentation séparée est apparue.

1.3.3 Onduleur à cascade de ponts en H

Le premier modèle d'onduleur, apparu en 1975, était en fait un onduleur ayant une structure à pont en H (H-bridge). Les progrès, dans le domaine des onduleurs multi niveaux, sont dus principalement à la structure cascade série de ponts en H.

C'est au courant de l'année 1988 qu'apparut la première application de l'onduleur à cascade de ponts en H et cette application concerne la stabilisation des plasmas dans un Tokamak. La structure, obtenue par la mise en cascade série de plusieurs onduleurs monophasés de pont en H, présente l'avantage d'être modulaire. Un module de cette structure n'est autre que l'onduleur monophasé de pont en H. Aussi, cette approche modulaire a été étendue aux onduleurs triphasés. Ainsi, une phase de l'onduleur triphasé est obtenue par la mise en série des sorties des onduleurs monophasés en pont de telle sorte que la tension d'une phase de l'onduleur triphasé correspond à la somme des tensions monophasés.

Cette topologie présente plusieurs avantages, notamment :

- Ce type de structure facilite la maintenance.
- Le nombre de niveaux de la tension de sortie peut être augmenté à volonté sans aucun ajout de nouveaux composants.

Néanmoins, cette structure présente l'inconvénient majeur d'être encombrante, de plus, elle nécessite un grand nombre de sources isolées à tension continue, car la mise en série d'onduleurs monophasés à pont en H, exige une alimentation des onduleurs monophasés par des sources isolées à tension continue. Ce qui engendre un encombrement important proportionnel au nombre de niveaux croissant.

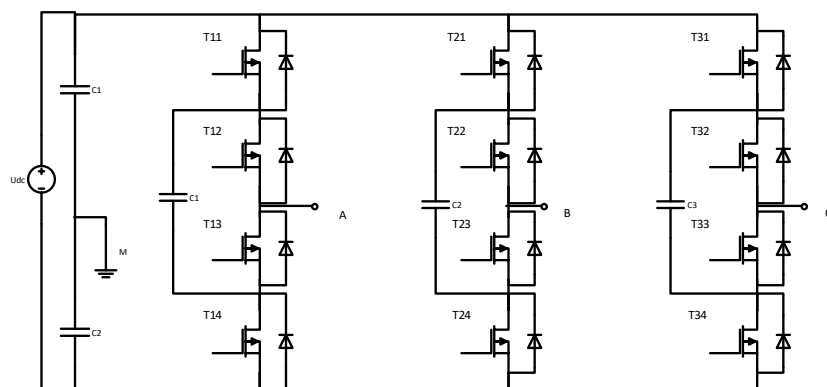


Figure 1.3 : Structure de l'onduleur triphasé CF à 3 niveaux.

Il est à noter que les complications techniques apportées par les sources isolées à tension continue et le coût de ces sources isolées ne représentent pas un inconvénient majeur pour cette structure du fait que ces inconvénients sont largement compensés par les avantages tirés de la construction modulaire.

- Principe de fonctionnement

Le bras d'un onduleur à cascade de ponts en H est constitué par la mise en série de plusieurs onduleurs monophasés à pont en H. Contrairement aux autres structures, ce convertisseur se dispense des diodes de bouclage ou des condensateurs supplémentaires nécessaires à l'équilibrage des tensions continues. La tension multi niveaux souhaitée est générée à partir de plusieurs sources distinctes de tensions continues. En effet, chaque source distincte de tension continue alimente un onduleur monophasé à pont en H de plus, les tensions alternatives des différents onduleurs sont connectées en série.

En réalité, chaque onduleur distinct ne peut générer en sortie que trois valeurs de la tension : U_{dc} , 0, et $-U_{dc}$ où U_{dc} représente la tension de la source continue. En effet, pour obtenir la tension U_{dc} , les commutateurs T1 et T4 doivent être fermés ; pour générer la tension $-U_{dc}$, c'est les commutateurs T2 et T3 qui sont fermés et enfin, la fermeture de T1 et T2 ou de T3 et T4 conduit à la tension 0.

Si le bras k ($k=a, b, c$) de l'onduleur est constitué par la mise en série de s onduleurs monophasés à pont en H ou l'onduleur monophasé j ($j=1, s$) délivre à sa sortie la tension alternative V_j , la tension de phase V_k générée par la phase (k) de l'onduleur triphasé multi niveaux est obtenue telle :

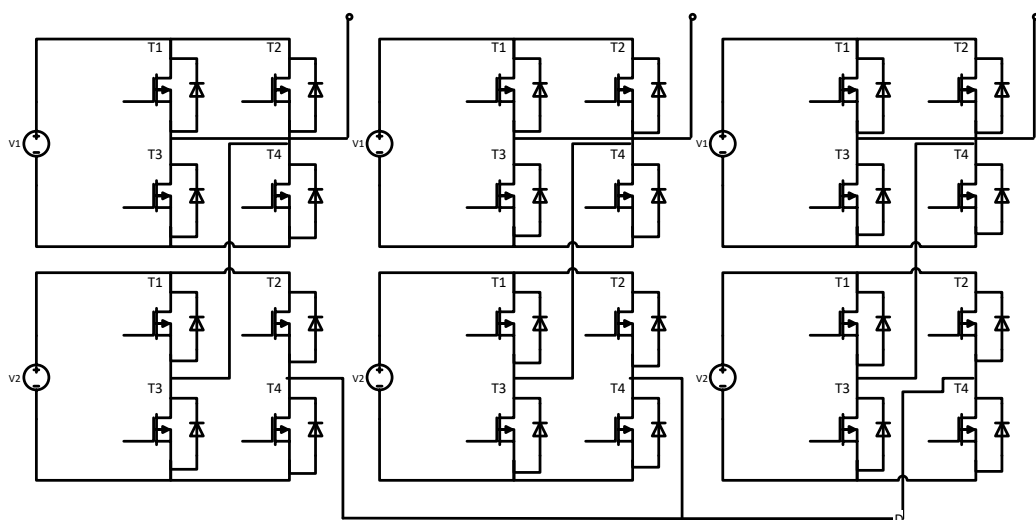


Figure 1.4 : Structure de l'onduleur triphasé à cascade de pont en H à cinq niveaux.

$$V_k = \sum_{j=1}^s V_j \quad (1.1)$$

La figure 1.4 montre un bras de l'onduleur à cascade de ponts en H à cinq niveaux. Il est à noter que le nombre de niveaux N pour ce type de convertisseur peut être défini par la relation $N = 2s + 1$, où s est le nombre de sources DC.

1.4 Autres critères de classification des onduleurs

1.4.1 Selon les alimentations

Les topologies telles que les onduleurs NPC et les onduleurs à cellules imbriquées génèrent une tension atténuée par rapport à leur tension d'alimentation ce qui signifie que la tension de sortie en valeur absolue est plus petite ou égale à la tension continue totale d'entrée. Ces structures sont donc aptes à fonctionner à partir d'une seule source continue d'alimentation.

Par contre, les structures telles que les onduleurs à cascade élèvent la tension d'alimentation par cellule, ceci signifie que la tension maximale est plus grande que chacune des tensions d'alimentation par cellule de plus, elle est plus petite ou égale à la somme des tensions d'alimentation de toutes les cellules.

1.4.2 Selon le nombre de composants nécessaires

Du point de vue du nombre de composants, les onduleurs à cellules en cascades paraissent comme la solution multi niveaux la plus avantageuse, surtout lorsque le nombre de niveaux devient important. C'est effectivement le cas des applications monophasées où le convertisseur ne fournit aucune énergie au réseau : telles que le filtrage actif ou la compensation statique. Pour les applications en triphasées où l'onduleur exploite une structure à faible nombre de niveaux, les onduleurs NPC sont bien adaptés à cette situation.

1.4.3 Selon les applications dans l'EP

Lorsque le nombre de niveaux est supérieur à trois, les onduleurs multiniveaux à diode de bouclage et en cascade ont des sources en courant continu séparées de manière équivalente pour chaque niveau afin de permettre une conversion de puissance impliquant une puissance active comme dans les entraînements de moteur. Cependant, comme mentionné précédemment, les deux onduleurs ont une niche parfaite dans la compensation de puissance harmonique et réactive. L'onduleur à condensateur ne peut pas avoir une tension équilibrée pour la conversion de puissance impliquant uniquement de la puissance réactive, il n'est donc pas adapté à la compensation de puissance réactive. Le premier contrôleur de flux de puissance unifié (UPFC) au monde était basé sur un onduleur à trois

niveaux à diodes de bouclage. L'UPFC est composé de la connexion dos à dos de deux convertisseurs à trois niveaux à thyristor GTO identiques, chacun évalué à 160 MVA; il a été mis en service à la mi-1998 à la station Inez d'American Electric Power (AEP) dans le Kentucky pour le soutien de la tension et le contrôle du flux d'énergie.

D'un autre côté, l'onduleur multiniveau en cascade est le mieux adapté pour la compensation harmonique / réactive et d'autres applications utilitaires, car chaque onduleur en pont en H peut équilibrer sa tension continue sans nécessiter de source de puissance isolée supplémentaire. GEC Alsthom T&D a commercialisé l'onduleur multiniveau en cascade pour la compensation / génération de puissance réactive (STATCOM).

Remarque

Dans cette thèse nous nous sommes intéressés principalement aux onduleurs NPC à sept niveaux. C'est la topologie utilisée pour le reste du travail accompli.

1.5 Représentation de l'onduleur NPC

Nous allons étudier en détail l'onduleur de tension à trois niveaux du type NPC (structure et principe de fonctionnement). Cette étude sera également étendue au cas de l'onduleur NPC à sept niveaux. Dans le cadre de cette étude nous établissons, le modèle mathématique, dans le mode commandable, de l'onduleur à trois et à sept niveaux de tension en se basant sur la représentation, des interrupteurs et des demi-bras, par les fonctions de connexion.

1.5.1 Structure de l'onduleur NPC à trois niveaux

Pour l'obtention d'une tension de sortie à trois niveaux par un onduleur NPC, l'idée de base revient à la mise en cascade de deux interrupteurs élémentaires alimentés chacun par une source de tension continue distincte.

L'onduleur triphasé à trois niveaux comporte deux sources distinctes de tension continue. Chacun des trois bras comporte quatre interrupteurs en série et deux diodes médianes connectées au point neutre. Chaque interrupteur est composé en réalité d'un transistor pour la conduction du courant direct de phase et une diode montée en antiparallèle pour assurer le retour du courant de phase.

La structure associée à un onduleur à trois niveaux NPC triphasé est représentée par la figure 1.2. La tension d'entrée continue U_{dc} et les tensions des condensateurs C1 et C2 sont communes aux trois bras (bras k, avec $k = A, B, C$). Dans le cadre

de cette étude, nous supposons que la tension du bus continue U_{dc} est constante de plus, la tension aux bornes de chacun des deux condensateurs (C_1 et C_2) est également constante et vaut $U_{dc} / 2$. En outre, le point de référence pour les tensions de bras est le point **M**. Sur la figure 1.2, les notations S_{kl} désignent les ordres de commande et les notations D_1 à D_6 représentent les diodes de clamping. Lors de la représentation logique des états des interrupteurs, nous considérons que l'état 1 est relatif à l'état conducteur (fermé) d'un interrupteur et que l'état 0 est relatif à l'état ouvert (non conducteur) d'un interrupteur.

1.5.1.1 Commandabilité des convertisseurs statiques

Afin de permettre à l'onduleur de délivrer les trois niveaux de tension, on doit le faire fonctionner dans un mode commandable. En général, le mode de fonctionnement d'un convertisseur est dit totalement commandable lorsque la transition entre les différentes configurations (états) du convertisseur dépend exclusivement des ordres de commandes des composants (commande des interrupteurs) de ce convertisseur. Dans ce contexte, il est alors possible de définir la notion de fonction de connexion.

Il est à noter que dans la suite de ce travail, nous supposerons toujours que les ordres de commande des convertisseurs, étudiés dans le cadre de cette thèse, vérifient l'hypothèse de commandabilité.

1.5.1.1.1 Commande complémentaire

Il faut déterminer les valeurs que peut prendre la tension de bras V_{kM} entre la borne (k) de la charge et le point neutre **M**. Cette tension est entièrement définie par l'état (0 ou 1) des quatre interrupteurs T_{k1} , T_{k2} , T_{k3} et T_{k4} du bras. De ce fait, le produit cartésien, des états des interrupteurs de cet onduleur à trois niveaux, conduit à $2^4 = 16$ configurations (états) cependant, seules trois configurations sont mises en œuvre. Toutes les autres configurations ne sont pas pratiques et sont donc à écarter car, elles conduisent soit à un court-circuit des sources de tension continue soit à une déconnexion de la charge.

Comme les trois bras de l'onduleur triphasé sont identiques, l'étude se limitera au fonctionnement d'un seul bras.

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

a- Commande complémentaire N° 1

Soit la commande complémentaire suivante

$$\begin{cases} S_{k2} = \overline{S_{k1}} \\ S_{k4} = \overline{S_{k3}} \end{cases} \quad (1.2)$$

Où S_{ks} représente la commande du composant du bras T_k portant le numéro s .

La table logique relative à la commande N°1 et la tension du bras y afférant sont comme indiquées sur le tableau 1.1. Il est à noter que cette commande conduit à trois états indéterminés de la tension du bras. De ce fait, cette option de commande est vivement déconseillée.

Tableau 1.1 : Table logique associée à la commande N°1

S_{k1}	S_{k2}	S_{k3}	S_{k4}	Tension de sortie du bras k (V_{kM})
0	1	0	1	indéterminée (dépend de la charge)
0	1	1	0	$V = 0$ ou $I = 0$ (indéterminée)
1	0	0	1	$V = 0$ ou $I = 0$ (indéterminée)
1	0	1	0	$V = 0$

b- Commande complémentaire N°2

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} S_{k3} = \overline{S_{k2}} \\ S_{k4} = \overline{S_{k1}} \end{cases} \quad (1.3)$$

Tableau 1.2: Table logique associée à la commande N°2.

S_{k1}	S_{k2}	S_{k3}	S_{k4}	Tension de sortie du bras k (V_{kO})
0	0	1	1	$-U_{dc}/2$
0	1	0	1	(indéterminée)
1	0	1	0	(indéterminée)
1	1	0	0	$U_{dc}/2$

La table logique, concernant la commande N°2 et, la tension du bras obtenue, sont comme indiquées au tableau 1.2. Cette option de commande des interrupteurs conduit à deux états indéterminés de la tension du récepteur.

c- Commande complémentaire N°3

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} S_{k3} = \overline{S_{k1}} \\ S_{k4} = \overline{S_{k2}} \end{cases} \quad (1.4)$$

La table logique associée à la commande N°3 et la tension du bras correspondante sont comme indiquées au tableau 1.3. Cette option de commande conduit à un seul

état indéterminé de la tension du récepteur de plus, les trois états existants de la tension de sortie peuvent permettre de générer une tension alternative

Tableau 1.3 : Table logique associée à la commande N°3

S_{k1}	S_{k2}	S_{k3}	S_{k4}	Tension de sortie du bras k (V_{kM})
0	0	1	1	$- U_{dc} / 2$
0	1	1	0	0
1	0	0	1	(indéterminée)
1	1	0	0	$U_{dc} / 2$

Donc, cette commande complémentaire conduit à un fonctionnement de l'onduleur à trois niveaux suffisamment commandable.

La commande N°3 est la seule qui permet d'exploiter les trois niveaux de tension de sortie possible pour un bras (U_{C1} , 0, $-U_{C2}$), avec $U_{C1} = U_{C2} = U_{dc} / 2$. C'est cette commande représentée par l'équation (1.5) qui est adoptée pour la modélisation de l'onduleur à trois niveaux.

En mode de commande complémentaire, le tableau 1.4 indique les trois états entièrement commandables des interrupteurs T_{k1} à T_{k4} afin de générer une tension de bras V_{kM} à trois niveaux [66] : $U_{dc} / 2$, 0 et $- U_{dc} / 2$. Il apparait clairement que le tableau 1.4 est déduit du tableau 1.3 en excluant l'état indéterminé ($S_{k1}=1$ et $S_{k2}=0$).

Tableau 1.4 : Ordre de commande des interrupteurs pour le mode entièrement commandable.

S_{k1}	S_{k2}	S_{k3}	S_{k4}	Tension de sortie V_{kM}
1	1	0	0	$U_{dc} / 2$
0	1	1	0	0
0	0	1	1	$- U_{dc} / 2$

1.5.1.2 Fonction de connexion

La fonction de connexion décrit l'état ouvert ou fermé d'un interrupteur ainsi, la notation F_{ki} désigne la fonction de connexion associée à l'interrupteur T_{ki} . De ce fait, celle-ci prend la valeur « 1 » si l'interrupteur est fermé et « 0 » dans le cas contraire.

a- Relation entre les fonctions de connexion

Compte tenu de la contrainte d'une commande complémentaire, les fonctions de connexion des interrupteurs du bras k d'un onduleur à trois niveaux vérifient les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{k3} = 1 - F_{k1} \\ F_{k4} = 1 - F_{k2} \end{cases} \quad (1.5)$$

On définit également la fonction de connexion du demi-bras qu'on notera F_{kY}^{br} où k indique numéro du bras, et Y doit être substitué soit par la lettre H lorsqu'il s'agit d'indiquer la fonction de connexion du demi-bras du haut (F_{kH}^{br}) ou soit par B pour distinguer la fonction de connexion du demi-bras du bas (F_{kB}^{br}).

Pour un bras k de l'onduleur à trois niveaux, les fonctions de connexion des demi-bras (F_{kH}^{br} et F_{kB}^{br}) sont liées aux fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} F_{kH}^{br} = F_{k1} * F_{k2} \\ F_{kB}^{br} = F_{k3} * F_{k4} \end{cases} \quad (1.6)$$

b- Modélisation des valeurs instantanées

Cette modélisation est effectuée en considérant un onduleur triphasé de tension alimentant une charge triphasée équilibrée couplée en étoile à neutre isolé. De plus, les notations suivantes seront utilisées :

- Les tensions simples aux bornes de la charge triphasée équilibrée sont notées : V_a , V_b et V_c .
- Les tensions des trois bras de l'onduleur sont notées : V_{aM} , V_{bM} et V_{cM}

c- Détermination des tensions de bras V_{kM}

Les potentiels des points de sortie A, B et C de l'onduleur triphasé à trois niveaux par rapport au point milieu **M** de la source continue, s'expriment comme suit :

$$\begin{aligned} V_{aM} &= F_{a1} \cdot F_{a2} U_{C1} - F_{a3} \cdot F_{a4} \cdot U_{C2} \\ V_{bM} &= F_{b1} \cdot F_{b2} U_{C1} - F_{b3} \cdot F_{b4} \cdot U_{C2} \\ V_{cM} &= F_{c1} \cdot F_{c2} U_{C1} - F_{c3} \cdot F_{c4} \cdot U_{C2} \end{aligned} \quad (1.7)$$

Pour un onduleur triphasé à trois niveaux, les fonctions de connexion des demi-bras sont définies telles que :

$$\begin{cases} F_{aH}^{br} = F_{a1} \cdot F_{a2} \\ F_{aB}^{br} = F_{a3} \cdot F_{a4} \end{cases} \quad \begin{cases} F_{bH}^{br} = F_{b1} \cdot F_{b2} \\ F_{bB}^{br} = F_{b3} \cdot F_{b4} \end{cases} \quad \begin{cases} F_{cH}^{br} = F_{c1} \cdot F_{c2} \\ F_{cB}^{br} = F_{c3} \cdot F_{c4} \end{cases} \quad (1.8)$$

En introduisant les fonctions de connexion des demis bras dans le système (1.7), on aboutit à :

$$\begin{aligned} V_{aM} &= F_{aH}^{br} \cdot U_{C1} - F_{aB}^{br} \cdot U_{C2} \\ V_{bM} &= F_{bH}^{br} \cdot U_{C1} - F_{bB}^{br} \cdot U_{C2} \\ V_{cM} &= F_{cH}^{br} \cdot U_{C1} - F_{cB}^{br} \cdot U_{C2} \end{aligned} \quad (1.9)$$

Dans le cas où les tensions aux bornes des condensateurs C_1 et C_2 sont identiques telles que : $U_{C1} = U_{C2} = U_{dc}/2$, cette dernière relation se réduit à :

$$\begin{aligned}
V_{aM} &= (F_{aH}^{br} - F_{aB}^{br}) \frac{U_{dc}}{2} \\
V_{bM} &= (F_{bH}^{br} - F_{bB}^{br}) \frac{U_{dc}}{2} \\
V_{cM} &= (F_{cH}^{br} - F_{cB}^{br}) \frac{U_{dc}}{2}
\end{aligned} \tag{1.10}$$

- Tensions de sorties

Le système d'équation (1.9) révèle que les tensions de sortie de l'onduleur à trois niveaux dépendent des deux tensions d'entrées U_{C1} et U_{C2} . Cette relation suggère qu'il est possible de considérer l'onduleur à trois niveaux comme étant la mise en série de deux onduleurs à deux niveaux où chaque bras joue le rôle d'un demi-bras de l'onduleur à trois niveaux.

- Tensions composées

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

$$\begin{aligned}
V_{ab} &= V_{aM} - V_{bM} = (F_{a1} \cdot F_{a2} - F_{b1} \cdot F_{b2}) U_{C1} - (F_{a3} \cdot F_{a4} - F_{b3} \cdot F_{b4}) U_{C2} \\
V_{bc} &= V_{bM} - V_{cM} = (F_{b1} \cdot F_{b2} - F_{c1} \cdot F_{c2}) U_{C1} - (F_{b3} \cdot F_{b4} - F_{c3} \cdot F_{c4}) U_{C2} \\
V_{ca} &= V_{cM} - V_{aM} = (F_{c1} \cdot F_{c2} - F_{a1} \cdot F_{a2}) U_{C1} - (F_{c3} \cdot F_{c4} - F_{a3} \cdot F_{a4}) U_{C2}
\end{aligned} \tag{1.11}$$

Les expressions précédentes des tensions composées peuvent aussi s'écrire, via les fonctions de connexion des demi-bras, comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{aH}^{br} \\ F_{bH}^{br} \\ F_{cH}^{br} \end{bmatrix} U_{C1} - \begin{bmatrix} F_{aB}^{br} \\ F_{bB}^{br} \\ F_{cB}^{br} \end{bmatrix} U_{C2} \right\} \tag{1.12}$$

Dans le cas où $U_{C1} = U_{C2} = V_{dc}/2$, la relation (1.13) se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{aH}^{br} - F_{aB}^{br} \\ F_{bH}^{br} - F_{bB}^{br} \\ F_{cH}^{br} - F_{cB}^{br} \end{bmatrix} \cdot \frac{V_{dc}}{2} \tag{1.13}$$

- Tensions simples

On cherche à générer des tensions simples, aux bornes d'une charge triphasée équilibrée, formant un système triphasé équilibré et de ce fait celles-ci vérifient la contrainte suivante :

$$V_a + V_b + V_c = 0 \tag{1.14}$$

Sous cette contrainte, ces tensions simples sont liées aux tensions de bras V_{kM} par :

$$V_a = \frac{2}{3} V_{aM} - \frac{1}{3} V_{bM} - \frac{1}{3} V_{cM}$$

$$\begin{aligned}
V_b &= -\frac{1}{3}V_{aM} + \frac{2}{3}V_{bM} - \frac{1}{3}V_{cM} \\
V_c &= -\frac{1}{3}V_{aM} - \frac{1}{3}V_{bM} + \frac{2}{3}V_{cM}
\end{aligned} \tag{1.15}$$

Ces trois relations peuvent encore s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{aM} \\ V_{bM} \\ V_{cM} \end{bmatrix} \tag{1.16}$$

Tenant compte de l'expression (1.9) du vecteur $[V_{aM} \ V_{bM} \ V_{cM}]^T$, la relation précédente devient :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{aH}^{br} - F_{aB}^{br} \\ F_{bH}^{br} - F_{bB}^{br} \\ F_{cH}^{br} - F_{cB}^{br} \end{bmatrix} \cdot \frac{U_{dc}}{2} \tag{1.17}$$

1.5.2 Structure de l'onduleur NPC à sept niveaux

La structure triphasée, de l'onduleur NPC à sept niveaux, est représentée à la figure 1.5. Il est à noter que la tension continue d'entrée V_{dc} et les tensions de condensateurs sont communes aux trois bras. Pour notre étude, nous supposons d'une part que la tension continue totale V_{dc} est constante et d'autre part que les tensions aux bornes des six condensateurs (C_1, C_2, C_3, C_4, C_5 et C_6) sont également constantes et identiques à $U_{dc} / 6$. De plus, le point de référence lié à la tension du bras de sortie est le point milieu **M** de la source continue U_{dc} . Sur cette figure 1.5, les notations T_{k1} à T_{k12} désignent composants et D_1 à D_{30} représentent les diodes de clamping de chaque bras.

Pour effectuer l'analyse du fonctionnement de cette structure, nous considérons, comme précédemment d'une part qu'à l'état physique conducteur (état fermé, état enclenché, état ON) de l'interrupteur est associé la valeur logique 1 et d'autre part qu'à l'état physique ouvert (non conducteur, déclenché, état OFF) de l'interrupteur est associé la valeur logique 0.

Pour éviter de court-circuiter les sources de tension continue par conduction de certains interrupteurs d'un même bras et pour rendre le convertisseur totalement commandable, il est nécessaire que la commande soit complémentaire. Pour cette structure, plusieurs commandes complémentaires sont possibles, pour notre cas, nous adoptons la commande satisfaisant la contrainte suivante :

$$\begin{cases} S_{k12} = 1 - S_{k1} \\ S_{k11} = 1 - S_{k2} \\ S_{k10} = 1 - S_{k3} \\ S_{k9} = 1 - S_{k4} \\ S_{k8} = 1 - S_{k5} \\ S_{k7} = 1 - S_{k6} \end{cases} \quad (1.18)$$

L'analyse, du fonctionnement d'un bras k d'un onduleur NPC à sept niveaux, montre qu'il peut générer une tension par bras pouvant prendre sept valeurs. En effet, en mode de commande complémentaire et commandable le tableau 1.5 indique les ordres de commande S_{k1} à S_{k12} et la tension de bras correspondante. De ce tableau, il apparait clairement que la tension de bras V_{kM} générée peut prendre les sept valeurs suivantes : $U_{dc}/2$, $U_{dc}/4$, $U_{dc}/6$, 0 , $-U_{dc}/6$, $-U_{dc}/4$, $-U_{dc}/2$] et par conséquent elle est réellement à sept niveaux [89] :

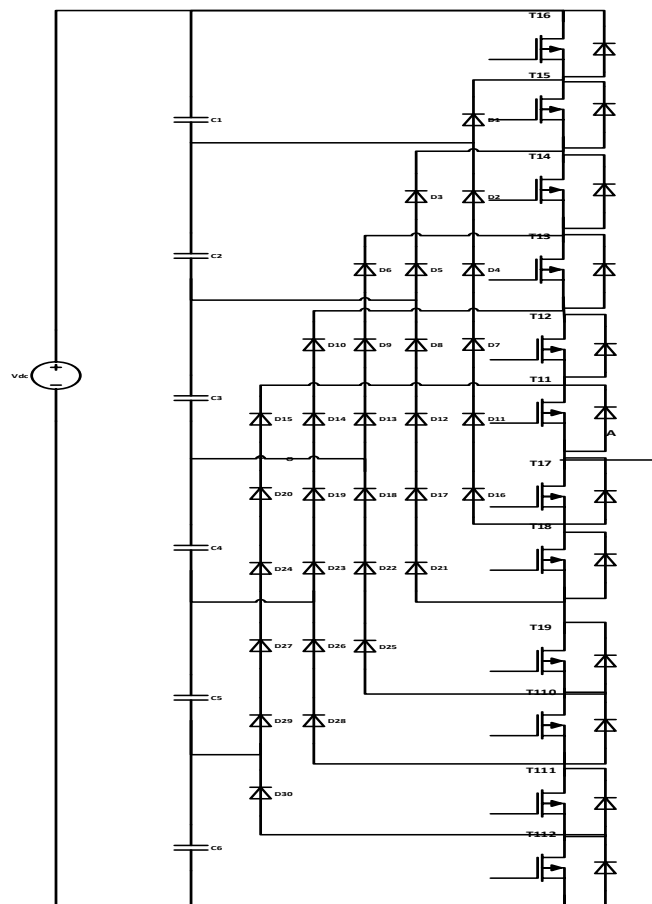


Figure 1.5 : Structure du bras A de l'onduleur triphasé NPC à sept niveaux

Tableau 1.5 : Table d'excitation d'un bras k dans le cas d'un onduleur NPC à sept niveaux.

V_{kM}	S_{k1}	S_{k2}	S_{k3}	S_{k4}	S_{k5}	S_{k6}	S_{k7}	S_{k8}	S_{k9}	S_{k10}	S_{k11}	S_{k12}
$U_{dc}/2$	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0

$U_{dc}/4$	1	1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	0
$U_{dc}/6$	1	1	1	1	0	0	1	1	0	0	0	0
0	1	1	1	0	0	0	1	1	1	0	0	0
$-U_{dc}/6$	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
$-U_{dc}/4$	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0
$-U_{dc}/2$	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1

1.5.2.1 Modélisation des valeurs instantanées

La modélisation de l'onduleur NPC à sept niveaux est effectuée sous les hypothèses suivantes :

- Les tensions (U_{Cj}) des six condensateurs du diviseur capacitif de la tension continue d'entrée sont constantes et plus particulièrement identiques $U_{Cj}=U_{dc}/6$ et $j= (1, \dots, 6)$.
- La charge est triphasée équilibrée couplée en étoile à neutre isolé.

De plus, nous adoptons les notations suivantes :

- Les trois tensions simples aux bornes la charge sont notées : V_a, V_b et V_c .
- Les trois tensions de bras de l'onduleur (la tension V_{kM} du bras k est prise entre le point « k » du bras (k) de l'onduleur et le point milieu « M » de la source continue) sont notées : V_{aM}, V_{bM}, V_{cM} .

En exploitant la représentation par les fonctions de connexion des interrupteur (F_{kl} ,) où $k= (a, b, c)$ et $l=(1, \dots, 12)$, la contrainte relative à la commande complémentaire et commandabilité peut être réécrite sous la forme suivante :

$$\begin{cases} F_{k12} = 1 - F_{k1} \\ F_{k11} = 1 - F_{k2} \\ F_{k10} = 1 - F_{k3} \\ F_{k9} = 1 - F_{k4} \\ F_{k8} = 1 - F_{k5} \\ F_{k7} = 1 - F_{k6} \end{cases} \quad (1.19)$$

Par ailleurs et dans le cas de l'onduleur NPC à sept niveaux, les fonctions de connexion F_{kH}^{br} et F_{kB}^{br} d'un bras k s'écrivent via les fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} F_{kH}^{br} = F_{k1} * F_{k2} + F_{k3} * F_{k4} + F_{k5} * F_{k6} \\ F_{kB}^{br} = F_{k7} * F_{k8} + F_{k9} * F_{k10} + F_{k11} * F_{k12} \end{cases} \quad (1.20)$$

avec $k= (a, b, c)$

1.5.2.1 Détermination de la tension de bras V_{kM}

Les trois tensions de bras V_{kM} s'expriment comme suit :

$$\begin{aligned}
V_{aM} &= (F_{a1} * F_{a2} + F_{a3} * F_{a4} + F_{a5} * F_{a6})U_{CH} - (F_{a7} * F_{a8} + F_{a9} * F_{a10} + F_{a11} \\
&\quad * F_{a12})U_{CB} \\
V_{bM} &= (F_{b1} * F_{b2} + F_{b3} * F_{b4} + F_{b5} * F_{b6})U_{CH} - (F_{b7} * F_{b8} + F_{b9} * F_{b10} + F_{b11} \\
&\quad * F_{b12}) \cdot U_{CB} \\
V_{cM} &= (F_{c1} * F_{c2} + F_{c3} * F_{c4} + F_{c5} * F_{c6})U_{CH} - (F_{c7} * F_{c8} + F_{c9} * F_{c10} + F_{c11} * F_{c12})U_{CB}
\end{aligned} \tag{1.21}$$

Où les tensions continues U_{CH} et U_{CB} sont telles que :

$$U_{CH} = U_{C1} + U_{C2} + U_{C3} \text{ et } U_{CB} = U_{C4} + U_{C5} + U_{C6} \tag{1.22}$$

Pour l'onduleur triphasé NPC à sept niveaux, les fonctions de connexion des demi-bras sont définies via les fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} F_{aH}^{br} = F_{a1} * F_{a2} + F_{a3} * F_{a4} + F_{a5} * F_{a6} \\ F_{aB}^{br} = F_{a7} * F_{a8} + F_{a9} * F_{a10} + F_{a11} * F_{a12} \end{cases}$$

$$\begin{cases} F_{bH}^{br} = F_{b1} * F_{b2} + F_{b3} * F_{b4} + F_{b5} * F_{b6} \\ F_{bB}^{br} = F_{b7} * F_{b8} + F_{b9} * F_{b10} + F_{b11} * F_{b12} \end{cases}$$

$$\begin{cases} F_{cH}^{br} = F_{c1} * F_{c2} + F_{c3} * F_{c4} + F_{c5} * F_{c6} \\ F_{cB}^{br} = F_{c7} * F_{c8} + F_{c9} * F_{c10} + F_{c11} * F_{c12} \end{cases} \tag{1.23}$$

En exploitant les fonctions de connexion des demis bras, les trois tensions de bras deviennent :

$$\begin{aligned}
V_{aM} &= F_{aH}^{br} \cdot U_{CH} - F_{aB}^{br} \cdot U_{CB} \\
V_{bM} &= F_{bH}^{br} \cdot U_{CH} - F_{bB}^{br} \cdot U_{CB} \\
V_{cM} &= F_{cH}^{br} \cdot U_{CH} - F_{cB}^{br} \cdot U_{CB}
\end{aligned} \tag{1.24}$$

De plus, dans le cas où le diviseur capacitif d'entrée est équilibré on a : $U_{CH} = \frac{U_{dc}}{2}$ et $U_{CB} = \frac{U_{dc}}{2}$ et de ce fait les trois relations précédentes deviennent :

$$\begin{aligned}
V_{aM} &= (F_{aH}^{br} - F_{aB}^{br}) \frac{U_{dc}}{2} \\
V_{bM} &= (F_{bH}^{br} - F_{bB}^{br}) \frac{U_{dc}}{2} \\
V_{cM} &= (F_{cH}^{br} - F_{cB}^{br}) \frac{U_{dc}}{2}
\end{aligned} \tag{1.25}$$

- Tensions de sorties

Le système d'équation nous permet d'avoir les tensions de sortie de l'onduleur à sept niveaux qui s'expriment en fonction des six tensions d'entrées U_{cj} avec $j = 1, 2, \dots, 6$.

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

- Tensions composées

Les tensions composées de l'onduleur triphasé à sept niveaux s'expriment à l'aide des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{aligned}
 V_{ab} &= V_{aM} - V_{bM} \\
 &= (F_{a1} * F_{a2} + F_{a3} * F_{a4} + F_{a5} * F_{a6} - F_{b1} * F_{b2} + F_{b3} * F_{b4} + F_{b5} \\
 &\quad * F_{b6})U_{CH} \\
 &\quad - (F_{a7} * F_{a8} + F_{a9} * F_{a10} + F_{a11} * F_{a12} - F_{b7} * F_{b8} + F_{b9} * F_{b10} + F_{b11} \\
 &\quad * F_{b12})U_{CB} \\
 V_{bc} &= V_{bM} - V_{cM} \\
 &= (F_{b1} * F_{b2} + F_{b3} * F_{b4} + F_{b5} * F_{b6} - F_{c1} * F_{c2} + F_{c3} * F_{c4} + F_{c5} \\
 &\quad * F_{c6})U_{CH} \\
 &\quad - (F_{b7} * F_{b8} + F_{b9} * F_{b10} + F_{b11} * F_{b12} - F_{c7} * F_{c8} + F_{c9} * F_{c10} + F_{c11} \\
 &\quad * F_{c12})U_{CB} \\
 V_{ca} &= V_{cM} - V_{aM} \\
 &= (F_{c1} * F_{c2} + F_{c3} * F_{c4} + F_{c5} * F_{c6} - F_{a1} * F_{a2} + F_{a3} * F_{a4} + F_{a5} \\
 &\quad * F_{a6})U_{CH} \\
 &\quad - (F_{c7} * F_{c8} + F_{c9} * F_{c10} + F_{c11} * F_{c12} - F_{a7} * F_{a8} + F_{a9} * F_{a10} + F_{a11} \\
 &\quad * F_{a12})U_{CB}
 \end{aligned} \tag{1.26}$$

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

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{aH}^{br} \\ F_{bH}^{br} \\ F_{cH}^{br} \end{bmatrix} U_{CH} - \begin{bmatrix} F_{aB}^{br} \\ F_{bB}^{br} \\ F_{cB}^{br} \end{bmatrix} U_{CB} \right\} \tag{1.27}$$

Dans le cas où $U_{CH} = U_{CB} = U_{dc}/2$, cette relation se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{aH}^{br} - F_{aB}^{br} \\ F_{bH}^{br} - F_{bB}^{br} \\ F_{cH}^{br} - F_{cB}^{br} \end{bmatrix} \cdot \frac{U_{dc}}{2} \tag{1.28}$$

- Tensions simples

Comme les tensions simples doivent former un système triphasé équilibré, par conséquent la contrainte suivante doit être vérifiée :

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (1.29)$$

Sous cette contrainte, les tensions simples de sorties de l'onduleur sont liées aux tensions de bras comme suit :

$$\begin{aligned} V_a &= \frac{2}{3}V_{aM} - \frac{1}{3}V_{bM} - \frac{1}{3}V_{cM} \\ V_b &= -\frac{1}{3}V_{aM} + \frac{2}{3}V_{bM} - \frac{1}{3}V_{cM} \\ V_c &= -\frac{1}{3}V_{aM} - \frac{1}{3}V_{bM} + \frac{2}{3}V_{cM} \end{aligned} \quad (1.30)$$

Les trois relations précédentes peuvent encore s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{aM} \\ V_{bM} \\ V_{cM} \end{bmatrix} \quad (1.31)$$

Tenant compte de l'expression (1.25) du vecteur $[V_{aM} \ V_{bM} \ V_{cM}]^T$, la relation précédente devient :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{aH}^{br} - F_{aB}^{br} \\ F_{bH}^{br} - F_{bB}^{br} \\ F_{cH}^{br} - F_{cB}^{br} \end{bmatrix} \cdot \frac{U_{dc}}{2} \quad (1.32)$$

1.5.3 Structure de l'onduleur NPC à N niveaux

La structure générale d'un bras d'onduleur NPC multiniveaux (à N niveaux où $N \geq 7$) est représentée à la figure 1.6. Par ailleurs, un bras de ce type d'onduleur comporte $2 \cdot (N-1)$ interrupteurs principaux (S_{kl} et $l = (1, \dots, 2 \cdot (N-1))$) et de $(N-2) \cdot (N-1)$ diodes de clamping (D_{kx} avec $x = 1, \dots, (N-2) \cdot (N-1)$).

Le point milieu de la source continue \mathbf{M} est considéré comme le point de référence pour les tensions de bras. Cette structure permet de générer une tension de bras à N niveaux, où le nombre entier N est imposé supérieur à trois et plus particulièrement impair. Cela est possible en connectant en série (N - 1) sources de tension continue via (N - 1) interrupteurs. La tension de sortie résultante maximale V_{kM} appartient à l'intervalle $[U_{dc} / 2 \quad U_{dc} / 2]$. En supposant que toutes les sources de tensions continues sont identiques à la même valeur $U_{dc} / (N - 1)$. Le tableau 1. 6 répertorie les niveaux possibles de la tension d'un bras (k) d'un onduleur NPC à N niveaux.

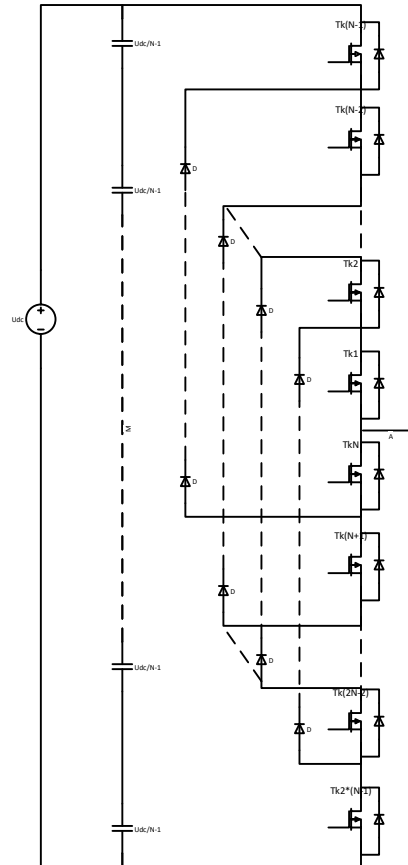


Figure 1.6 : Structure de l'onduleur triphasé NPC à N niveaux

Tableau 1.6 : Table d'excitation d'un bras (k) d'un onduleur NPC à N niveaux.

V_{kM}	S_{k1}	S_{k2}	...	$S_{k(2N-2)}$	$S_{k(2N-1)}$
$U_{dc}/2$	1	1	...	1	1
$U_{dc}(N-3)/2(N-1)$	1	1	...	1	0
\vdots	\vdots	\vdots	...	\vdots	0
$-U_{dc}(N-3)/2(N-1)$	1	0	...	0	0
$-U_{dc}/2$	0	0	...	0	0

1.6 Stratégie de commande des onduleurs

Un onduleur, alimenté en entrée par une source de tension continue, fournit à sa sortie une tension alternative formée en général de créneaux rectangulaires. Le filtrage de cette tension en créneaux permet d'extraire une tension sinusoïdale (le fondamental). Si la tension à filtrer contient des harmoniques de bas ordre (dont les fréquences sont proches de celle du fondamental), le filtrage peut être lourd, coûteux et les résultats obtenus peuvent être médiocres.

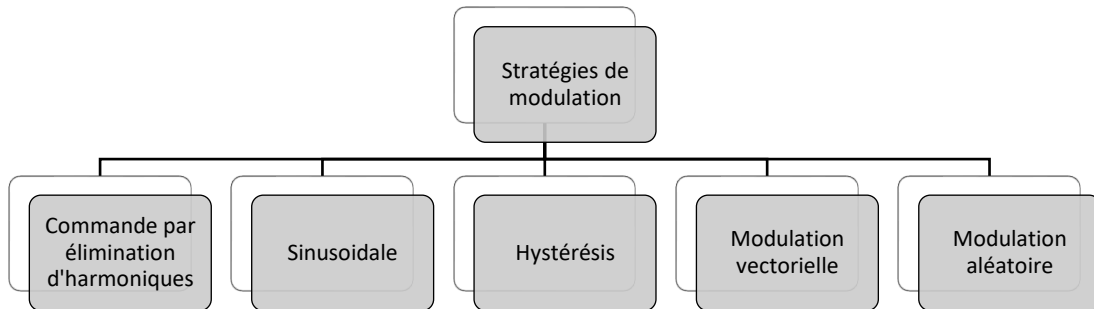


Figure 1.7 : Principales stratégies de modulation.

D'où la nécessité d'une technique permettant de générer une tension alternative ne contenant pratiquement que des harmoniques de haut rang (ce qui facilite l'atténuation de leur influence). Cette particularité est conférée à la modulation de largeur d'impulsion (MLI).

La commande d'un interrupteur revient à la détermination, en temps réel, des instants de fermeture et d'ouverture, et donc à la modulation de sa durée de conduction. Pour ce faire, on dispose fondamentalement de cinq classes de techniques relatives à la modulation de largeur d'impulsion (figure 1.7) : la modulation sinusoïdale, la modulation par hystérésis, la commande par élimination d'harmoniques, la modulation vectorielle et la modulation aléatoire. Il est à noter que chacune de ces classes peut comporter plusieurs variantes.

1.6.1 Modulation sinusoïdale à largeur d'impulsion

Le principe de la modulation sinusoïdale à largeur d'impulsion (MLI) consiste à commuter entre les états de l'onduleur de manière à ce que la valeur moyenne de la tension commutée égale la tension de référence. Comme le niveau de la tension du bras est constant, la modulation est obtenue par la variation de la durée de l'impulsion (ou de son rapport cyclique). La réalisation de cette technique par un circuit analogique consiste à comparer un signal triangulaire $P(t)$ d'amplitude fixe A_p appelé porteuse à un signal sinusoïdal $V_{ref}(t)$ d'amplitude et de fréquence variable appelée référence. L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs.

1.6.2 Modulation vectorielle

Il existe une autre approche très largement explorée non seulement pour la modulation des convertisseurs statiques, mais aussi pour la commande des machines électriques et autres dispositifs à fonctionnement triphasé : la représentation vectorielle.

À un instant de commande donné, on désire obtenir trois tensions triphasées de référence aux bornes de la charge. Dans le repère abc de la charge, ces tensions forment un vecteur de référence, qui est, la plupart du temps, distinct des vecteurs instantanés que l'onduleur peut directement réaliser. Le principe de la modulation vectorielle est de sélectionner un sous-ensemble suffisant de vecteurs instantanément réalisables par l'onduleur et de calculer leurs durées d'utilisation pour que leurs activations successives dans le temps permettent d'obtenir en valeur moyenne le vecteur de référence sur la période de modulation. Dans la littérature scientifique, la résolution de ce problème s'accompagne des considérations supplémentaires suivantes :

- L'adjacence des vecteurs instantanés utilisés successivement dans le temps ;
- L'ordre des vecteurs choisis dans la séquence ;
- L'utilisation des vecteurs nuls à la réalisation du vecteur de référence.

1.6.3 Modulation aléatoire

Cette stratégie a deux degrés de liberté : l'élément qui varie de manière aléatoire et la loi utilisée pour la variation aléatoire. I.e. trois degrés de liberté de la MLI.

Les trois stratégies qui en résultent sont :

- La RZD (Random Distribution of the Zero-voltage vector) qui est équivalente à la MLI à modulante aléatoire ;
- La RCD (Random Displacement of the pulse Center) qui est équivalente à la MLI à porteuse aléatoire ;
- La RS (Random Switching frequency) qui est équivalente à la MLI à fréquence aléatoire

La stratégie utilisée en général suit une loi gaussienne ; c'est la variance et la moyenne qui varient d'une stratégie à l'autre.

1.6.4 Commande par hystérésis

Cette méthode consiste à élaborer le signal MLI directement à partir de la grandeur à contrôler, par des décisions de type tout ou rien.

Si le courant mesuré I est inférieur à la référence i_{ref} , une augmentation du courant est imposée via la tension de sortie qui est forcée à sa valeur maximale. Et s'il est supérieur à cette même référence, une décroissance du courant est imposée via la tension de sortie qui est forcée à sa valeur minimale. Une commande avec une bascule à hystérésis de seuil $2F$ est nécessaire pour réaliser cette commande. En triphasé, le fonctionnement instantané de l'onduleur ainsi commandé n'est pas très simple, et l'un des problèmes posés par une telle commande réside dans le fait que la période de commutation est variable et inconnue.

Les avantages sont la très grande simplicité et le temps de réponse minimal aux perturbations. L'inconvénient majeur est l'absence de contrôle de la fréquence de commutation des transistors, ce qui rend délicat leur dimensionnement.

1.6.5 Commande par élimination d'harmoniques

L'objectif principal de la technique MLI par élimination d'harmoniques est d'obtenir une tension alternative à la sortie de l'onduleur où le fondamental peut être régulé dans une certaine plage et certains harmoniques indésirables sont éliminés de l'onde de tension. Ceci peut être réalisé en déterminant les instants exacts de fermeture et d'ouverture des interrupteurs.

La difficulté principale de l'utilisation de cette technique de commande réside dans la résolution d'un système d'équations non linéaires pour déterminer les instants de commutation des interrupteurs électroniques de puissance.

La tension à la sortie des onduleurs multi niveaux est formée de plusieurs créneaux de tension continue dont les instants de commutation sont préalablement calculés dans le cadre de cette commande. Même dans le cas de l'onduleur multi niveaux, le principe de la stratégie d'élimination d'harmoniques consiste à imposer les instants de commutation de la tension du bras de sorte que le spectre d'harmonique de la tension de phase soit dépourvu de certain nombre d'harmoniques indésirables.

Remarque

Dans le cadre de cette thèse, nous nous intéressons à la commande par élimination d'harmoniques et de ce fait à la résolution du système d'équations non linéaire inhérent à cette méthode. Pour commencer nous utiliseront une méthode courante de résolution des systèmes non linéaire, c'est la méthode de Newton-Raphson qui est une méthode de résolution (optimisation) avec gradient pour un domaine de définition continu du système d'équation. C'est

une méthode numérique de programmation non linéaire. Par la suite une optimisation par un algorithme génétique et par une optimisation par essaim particulière sont utilisés. Ces méthodes sont classées comme étant des métaheuristiques qui sont largement exploités pour optimiser les systèmes d'équations non linéaires.

1.7 Les métaheuristiques

En mathématique, l'optimisation recouvre toutes les méthodes qui permettent de déterminer l'optimum d'une fonction avec ou sans contraintes. Un minimum est une solution qui fait partie des solutions réalisable.

1.7.1 Intensification et diversification

Le principe d'intensification et de diversification est un point critique pour toute métaheuristique, il consiste à trouver un compromis entre les deux tendances duales suivantes :

- Il s'agit d'une part d'*intensifier* l'effort de recherche vers les zones les plus prometteuses de l'espace de solutions.
- Il s'agit d'autre part de *diversifier* l'effort de recherche de façon à être capable de découvrir de nouvelles zones contenant éventuellement de meilleures combinaisons.

La façon d'intensifier ou de diversifier la recherche dépend d'une métaheuristique à une autre et dans la plupart des cas suite à la modification des paramètres caractérisant la métaheuristique. Ceci va lui permettre d'échapper à une convergence prématurée, autrement dit d'échapper d'un minimum local. Pour les approches dites perturbatrices, l'intensification de la recherche se fait en favorisant l'exploration des meilleurs voisins d'une solution. La diversification d'une approche perturbatrice se fait généralement en introduisant une part d'aléatoire, par exemple autoriser avec une faible probabilité la recherche à choisir des voisins de moins bonne qualité. Pour les approches constructives, l'intensification de la recherche se fait en favorisant, à chaque étape de la construction, le choix de composants appartenus aux meilleures combinaisons précédemment construites. La diversification se fait en introduisant une part d'aléatoire permettant de choisir avec une faible probabilité de moins bons composants.

En général, plus on intensifie la recherche d'un algorithme en l'incitant à explorer les combinaisons proches des meilleures combinaisons trouvées, et plus il converge rapidement. Cependant, si l'on intensifie trop la recherche, l'algorithme

risque de stagner autour d'optima locaux. Par conséquent, Une métaheuristique réussira sur un problème d'optimisation donné si elle peut fournir un équilibre entre l'exploration (diversification) et l'exploitation (intensification). L'exploitation est nécessaire pour identifier des parties de la recherche espace avec des solutions de haute qualité. L'exploration est importante pour intensifier la recherche dans certaines zones prometteuses de l'expérience de recherche accumulée.

Le développement considérable de la métaheuristique peut s'expliquer par l'augmentation significative du traitement par ordinateurs et le développement d'architectures massivement parallèles. Ces améliorations matérielles relativisent la nature coûteuse en temps CPU des métaheuristiques. L'équilibre entre intensification et diversification dépend du temps de calcul dont on dispose pour résoudre un problème donné. Plus ce temps est petit et plus on a intérêt à favoriser l'intensification pour converger rapidement, quitte à converger vers des combinaisons de moins bonne qualité. Cet équilibre dépend également de l'instance du problème à résoudre, plus particulièrement de la topologie de répartition des solutions réalisables. Différentes approches ont été proposées pour adapter les valeurs des paramètres manipulés. Les plus répondues sont ceux qui adoptent dynamiquement les valeurs au cours de la recherche de solution. Enfin, difficile de trouver les valeurs adéquates permettant d'intensifier et de diversifier la recherche à la fois.

1.7.2 Classification des Métaheuristiques

Les principales différences existantes entre les métaheuristiques concernent la manière particulière par laquelle elles essaient d'atteindre cet équilibre. De nombreux critères de classification peuvent être utilisés pour les métaheuristiques. Ceci peut être illustrée en considérant la classification des métaheuristiques en fonction de leurs caractéristiques par rapport à différents aspects concernant le chemin de recherche qu'ils suivent, l'utilisation de la mémoire, le type d'exploration de quartier utilisé ou le nombre de solutions actuelles transportées d'une itération à la suivante. La classification métaheuristique, qui fait la différence entre la métaheuristique à solution unique et la métaheuristique basée sur la population sont souvent considérées comme une distinction fondamentale dans la littérature. En gros, les métaheuristiques basées sur une solution unique sont plus orientées vers l'exploitation alors que les métaheuristiques basées sur la population sont davantage orientées vers l'exploration. Une manière de classer les

métaheuristiques est de distinguer celles qui travaillent avec une population de solutions de celles qui ne manipulent qu'une seule solution à la fois. Les méthodes qui tentent itérativement d'améliorer une solution sont appelées méthodes de recherche à voisinages ou méthodes de trajectoire. La méthode Tabou, le Recuit Simulé et la Recherche Locale sont des exemples typiques de méthodes de trajectoire. Ces méthodes construisent une trajectoire dans l'espace des solutions en tentant de se diriger vers des solutions optimales. L'exemple le plus connu de méthode qui travaille avec une population de solutions est l'algorithme génétique et l'optimisation par essaim particulaire. Les figures 1.8 et 1.9 donneront un panorama des méthodes les plus utilisées.

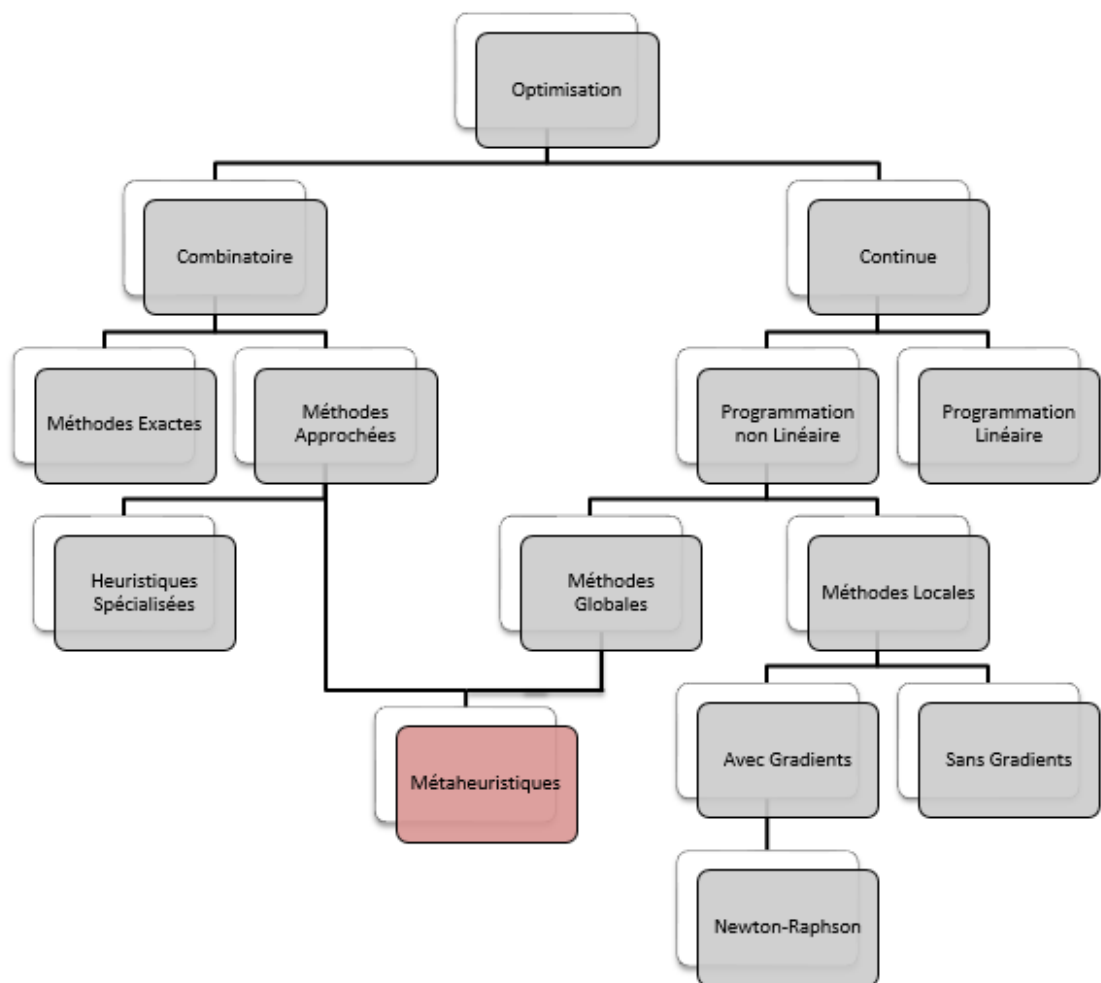


Figure 1.8 : Classification des méthodes de résolution

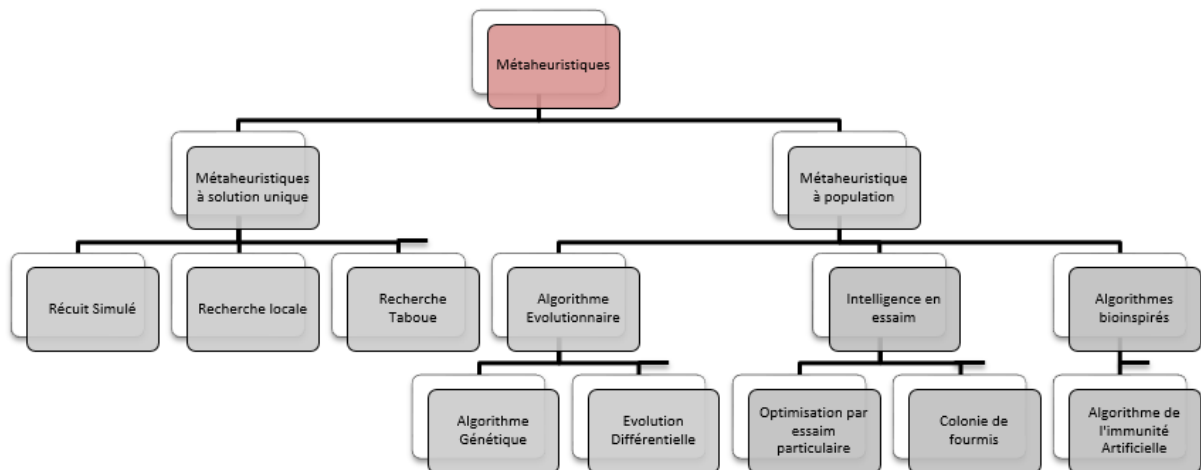


Figure 1.9 : Classification des métaheuristiques.

1.8 Conclusion

L'onduleur de tension NPC à N niveaux présente des caractéristiques intéressantes par rapport à l'onduleur à deux niveaux.

De ce fait dans ce chapitre, nous avons commencé par décrire les différentes topologies d'onduleurs multi niveaux. Une étude particulièrement détaillée a été réservée aux onduleurs NPC à trois et à sept niveaux. Ensuite, a été présentée succinctement quelques éléments relatifs à l'onduleur NPC à N niveaux où $N \geq 3$ mais plus particulièrement impair. En général, cette étude a été entamée par une explication du fonctionnement de ces deux onduleurs puis, sur la base des fonctions de connexion, nous avons déterminé les tensions du bras et les tensions aux bornes d'une charge triphasée équilibrée pour le cas des onduleurs NPC à trois niveaux et à sept niveaux.

Compte tenu de la forme en créneaux, des tensions de sortie d'un onduleur, celle-ci contiennent des harmoniques. Pour les applications de basse et moyenne puissance, les ondes de tension rectangulaire ou en escalier sont acceptables. Mais pour les applications de forte puissance, la présence des harmoniques de bas ordre pose de sérieux problèmes lors de l'exploitation du système. Ces harmoniques peuvent être réduites par le recours aux techniques MLI. En effet, on rencontre fondamentalement cinq classes de commande MLI : la MLI sinusoïdale, la MLI par hystérésis, la MLI vectorielle, la commande par élimination d'harmoniques et la MLI

aléatoire. Dans le cadre de ce chapitre, nous avons rappelé succinctement quelques-unes de ces techniques.

En mathématique, l'optimisation recouvre toutes les méthodes qui permettent de déterminer l'optimum d'une fonction avec ou sans contraintes. Le développement considérable de la métaheuristique peut s'expliquer par l'augmentation significative du traitement des ordinateurs, et par le développement d'architectures massivement parallèles. L'exemple le plus connu de méthode qui travaille avec une population de solutions est l'algorithme génétique et l'optimisation par essaim particulaire. Nous avons présenté pour finir un panorama des méthodes les plus utilisées.

CHAPITRE 2

ETUDE DES STRATEGIES DE COMMANDE DES ONDULEURS MULTINIVEAUX

2.1 Introduction

Ce chapitre, débute par une étude basée sur la stratégie MTS. En effet, pour un onduleur triphasé NPC à trois niveaux puis à sept niveaux, nous allons d'une part déterminer les signaux de commande des interrupteurs et la génération des tensions de sortie puis d'autre part, nous effectuerons une analyse de cette tension de sortie. Par la suite et en exploitant la MLI par élimination d'harmoniques, la commande d'un onduleur NPC à sept niveaux est abordée et expliquée dans les cas d'une solution numérique par la méthode de Newton-Raphson (MNR) et par les métas heuristiques en l'occurrence : les algorithmes génétiques et l'optimisation par essaim particulaire. Une alternative permettant de contourner la MNR est proposée.

La modulation à largeur d'impulsion (MLI) permet de générer une tension, à la sortie de l'onduleur, formée d'une succession de créneaux de largeur convenable et commutant à une fréquence supérieure à celle de la tension de sortie.

En effet sans une réduction des pertes à chaque commutation, l'augmentation du nombre de commutations conduirait certainement à des pertes excessives au niveau du composant électronique de puissance.

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

Le problème d'élimination d'harmoniques de la tension fournie par un onduleur de puissance a fait l'objet de recherches depuis de nombreuses années. En effet pour ces systèmes, on voudrait réduire les pertes par commutation afin d'améliorer leurs rendements, une des solutions consiste à faire commuter, à basse fréquence, les composants constituant l'onduleur de puissance. La technique issue de la MLI par élimination d'harmoniques permet d'annuler les harmoniques indésirables (le plus souvent de bas ordre) tout en assurant une basse fréquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur de puissance.

2.2 Commande d'un onduleur triphasé NPC multi niveaux par la MTS

Cette technique exige une commande séparée pour chacune des phases de l'onduleur. La modulation triangulo-sinusoïdale (MTS), dont la Figure 2.1 illustre le principe de base, se caractérise par :

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

2.2.1 Commande MLI à double triangle

Cette stratégie est basée, dans son principe, sur la modulation sinusoïdale. Pour un onduleur à trois niveaux, elle recommande l'utilisation de deux signaux triangulaires Pr_1 et Pr_2 , de même fréquence f_p et de même amplitude A_p mais décalées d'une demi-période l'un par rapport à l'autre (i.e. Pr_2 est en opposition de phase avec Pr_1). Pour chaque phase (k), ces deux signaux triangulaires sont comparés au signal de référence V_{refk} d'amplitude A_m et de fréquence f_m . Cette procédure constitue la MTS à double triangle. Le schéma de l'onduleur triphasé NPC à trois niveaux utilisé est représenté à la figure 1.2.

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé sont représentées par trois sinusoïdes déphasées de $2\pi/3$ l'une par rapport à l'autre et les deux porteuses triangulaires sont en opposition de phase (figure 2.2). Ces grandeurs sont donc définies telles que :

$$\begin{cases} V_{ref1} = A_m \sin(2\pi f_m t) \\ V_{ref2} = A_m \sin(2\pi f_m t + 2\pi/3) \\ V_{ref3} = A_m \sin(2\pi f_m t + 4\pi/3) \end{cases} \quad (2.1)$$

$$Pr_1 = \begin{cases} A_p \left(\frac{4}{T_p} t - 1 \right) & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ -A_p \left(\frac{4}{T_p} t - 3 \right) \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (2.2)$$

$$Pr_2 = \begin{cases} -A_p \left(\frac{4}{T_p} t - 1 \right) & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ A_p \left(\frac{4}{T_p} t - 3 \right) \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (2.3)$$

La comparaison de la référence $V_{refk}(t)$ aux deux porteuses triangulaires Pr_1 et Pr_2 donne les signaux de commande des composants S_{k1} , S_{k2} , S_{k3} et S_{k4} des trois bras. De ce fait, la procédure pour la génération des ordres de commande d'un bras k de l'onduleur NPC à trois niveaux est comme suit :

$$\begin{cases} \text{si } V_{refk}(t) > Pr_1(t) \text{ alors } S_{k1} = 1 \text{ sinon } S_{k1} = 0 \\ \text{si } V_{refk}(t) > Pr_2(t) \text{ alors } S_{k2} = 1 \text{ sinon } S_{k2} = 0 \end{cases} \quad (2.4)$$

De plus, comme la commande est complémentaire, on a :

$$\begin{cases} S_{k3} = 1 - S_{k1} \\ S_{k4} = 1 - S_{k2} \end{cases} \quad (2.5)$$

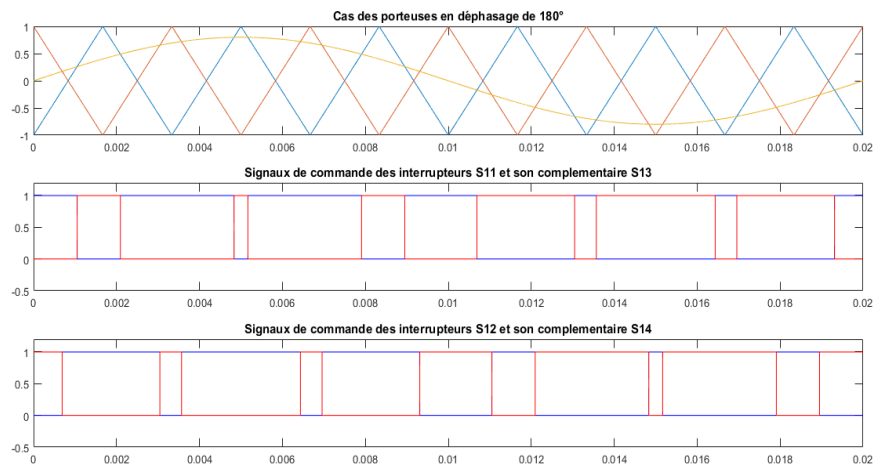


Figure 2.1 : Illustration du principe de la technique MTS

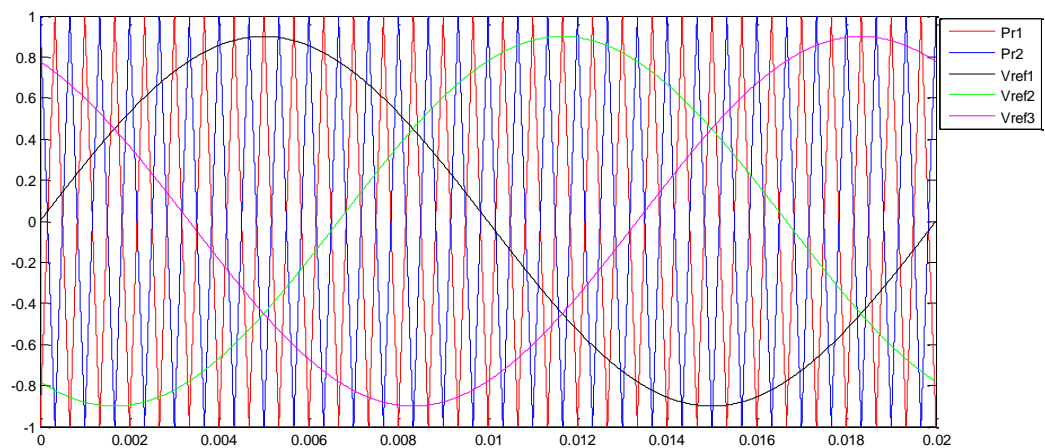


Figure 2.2 : Représentation des 3 références et des 2 porteuses pour la MTS à double triangle

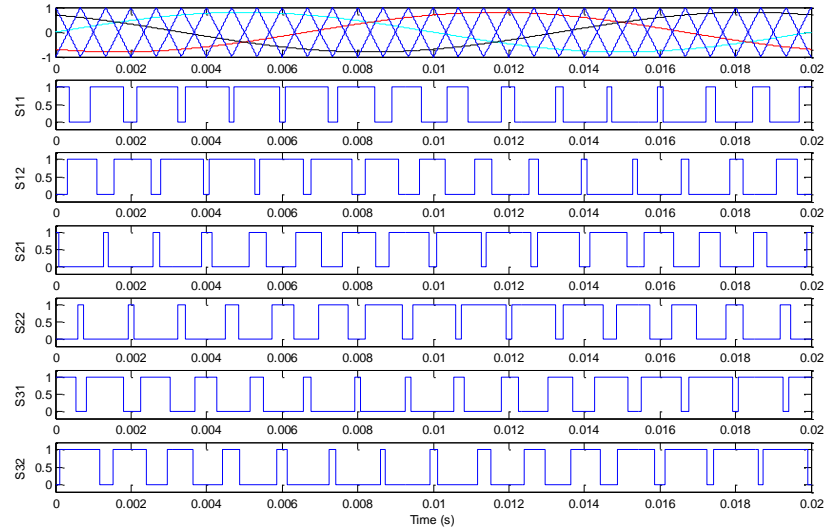
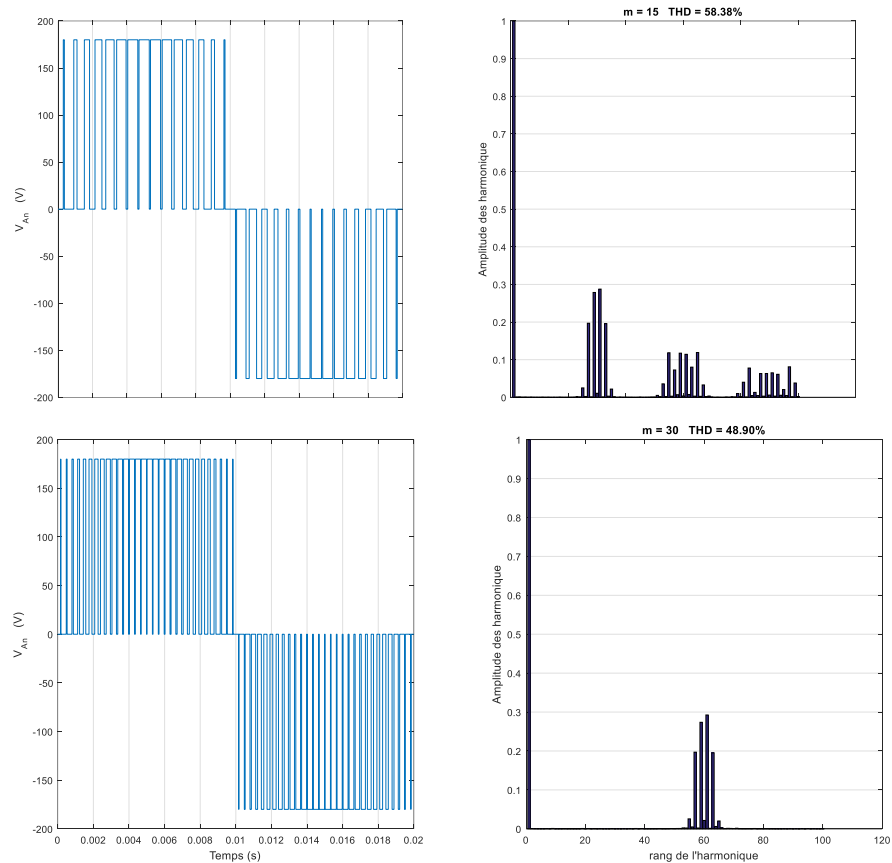


Figure 2.3 : Ordres de commandes (sur une période $T = 0.02s$) dans le cas d'un onduleur triphasé NPC à trois niveaux piloté par la stratégie MTS (avec $f_m=50Hz$,



$m=15$ et $r=0.9$

Figure 2.4 : Tension simple V_a et son spectre d'un onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la MTS à double triangle dans le cas où $f_m = 50Hz$, $r = 0.9$ de plus, $m=15$ et $m=30$.

2.2.2 Commande MLI à six porteuses

Pour les onduleurs ayant un nombre de niveaux N supérieur à trois, la technique sinusoïdale habituelle à une seule porteuse triangulaire, ne permet pas la génération de tous les signaux de commande requis. La MST pour onduleur multiniveaux fait donc appel à $(N-1)$ porteuses triangulaires P_{rj} de même fréquence et de même amplitude A_p mais déphasées régulièrement les unes des autres d'un angle de $\frac{2\pi}{(N-1)}$ de plus, leur amplitude A_p est telle que : $A_p = \frac{U_{dc}}{2}$.

Donc, pour générer une tension de phase de sortie à 7 niveaux, cette stratégie utilise 6 porteuses de même amplitude $A_p = \frac{U_{dc}}{2}$ et même fréquence f_p . Cependant, deux porteuses successives sont décalées horizontalement d'un angle de 36° degré (i.e. un déphasage régulier). L'onduleur triphasé NPC à sept niveaux, utilisé, est représenté à la figure 1.5.

Les trois tensions de référence de l'onduleur triphasé sont représentées comme pour (2.1) et les six porteuses triangulaires sont décrites par les relations suivantes :

$$Pr_1 = \begin{cases} A_p \left(\frac{4}{T_p} t - 1 \right) & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ -A_p \left(\frac{4}{T_p} t - 3 \right) & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (2.6)$$

Le décalage horizontal de $\frac{T_p}{6}$, entre deux porteuses successives, conduit aux relations suivantes :

$$Pr_2 = Pr_1 \left(t - \frac{T_p}{6} \right); Pr_3 = Pr_1 \left(t - 2 \frac{T_p}{6} \right); Pr_4 = Pr_1 \left(t - 3 \frac{T_p}{6} \right); Pr_5 = Pr_1 \left(t - 4 \frac{T_p}{6} \right); \\ Pr_6 = Pr_1 \left(t - 5 \frac{T_p}{6} \right) \quad (2.7)$$

La comparaison d'une référence $V_{refk}(t)$ aux six porteuses triangulaires Pr_j et $j = (1,6)$, permet de générer les ordres de commande des composants T_{kl} du bras (k) et $l = (1,12)$.

Par conséquent, la procédure pour générer les ordres de commande d'un bras k de l'onduleur NPC à sept niveaux est comme suit :

$$\text{Si } V_{refk}(t) > Pr_j(t) \text{ alors } S_{kj} = 1 \text{ sinon } S_{kj} = 0 \text{ et } S_{k(j+6)} = 1 - S_{kj} \quad (2.8)$$

Avec $k = a, b, c$ et $j = (1,6)$.

Ou encore plus en détail :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{si } V_{\text{ref}k}(t) > P_{r1}(t) \text{ alors } S_{k1} = 1 \text{ sinon } S_{k1} = 0 \\ \text{si } V_{\text{ref}k}(t) > P_{r2}(t) \text{ alors } S_{k2} = 1 \text{ sinon } S_{k2} = 0 \\ \text{si } V_{\text{ref}k}(t) > P_{r3}(t) \text{ alors } S_{k3} = 1 \text{ sinon } S_{k3} = 0 \\ \text{si } V_{\text{ref}k}(t) > P_{r4}(t) \text{ alors } S_{k4} = 1 \text{ sinon } S_{k4} = 0 \\ \text{si } V_{\text{ref}k}(t) > P_{r5}(t) \text{ alors } S_{k5} = 1 \text{ sinon } S_{k5} = 0 \\ \text{si } V_{\text{ref}k}(t) > P_{r6}(t) \text{ alors } S_{k6} = 1 \text{ sinon } S_{k6} = 0 \end{array} \right. \quad (2.9)$$

Compte tenu du fait que la commande de l'onduleur est du type complémentaire par conséquent, les ordres de commande des interrupteurs S_{ki} et $j = (7, \dots, 12)$ vérifient la relation 1.19.

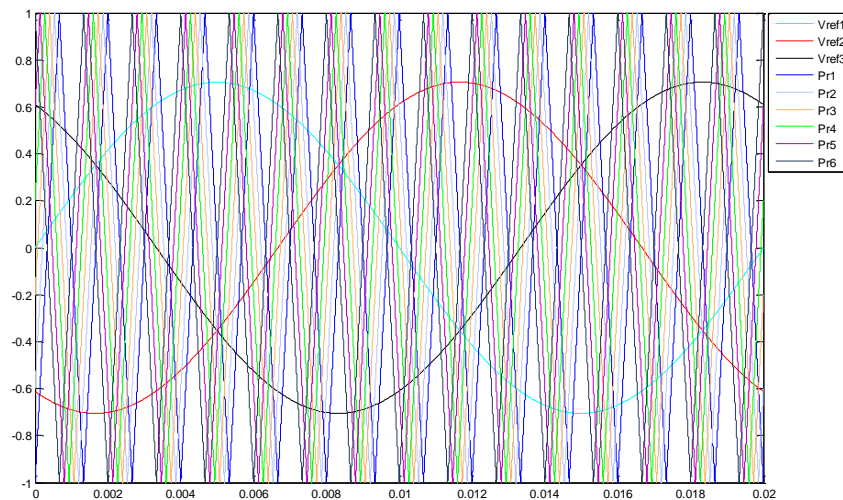


Figure 2.5 : Les trois références sinusoïdales et les six porteuses triangulaires dans le cas d'un onduleur triphasé NPC à sept niveaux piloté par la stratégie MTS à 6 porteuses (avec $f_m = 50\text{Hz}$, $m=15$ et $r=0.7$)

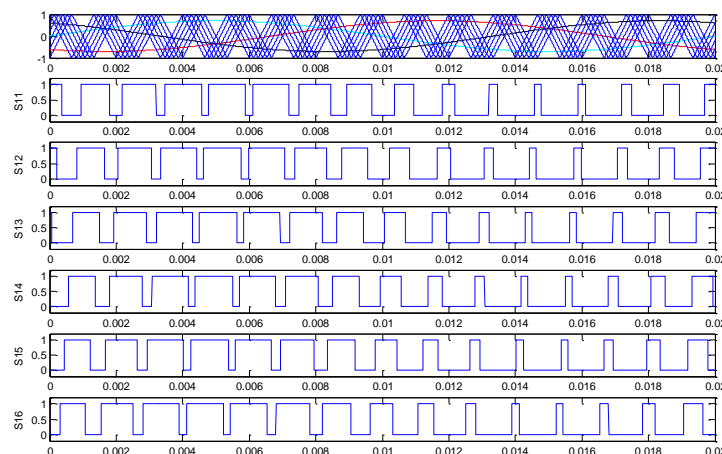


Figure 2.6 : Ordres de commande (sur une période $T = 0.02$ sec) d'un onduleur triphasé NPC à sept niveaux piloté par la MTS à six porteuses.

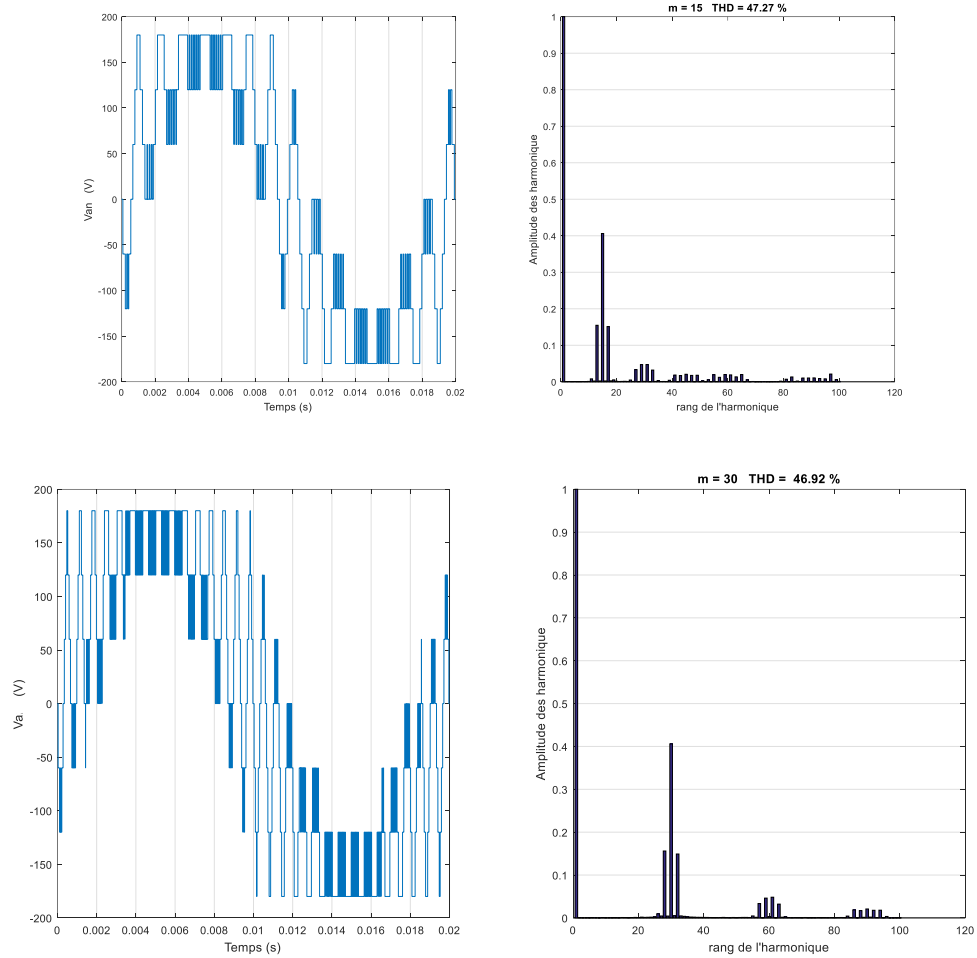


Figure 2.7 : Tension simple V_a et son spectre d'un onduleur triphasé à sept niveaux piloté par la MTS à six porteuses dans le cas où $f_m=50\text{Hz}$, $r = 0.9$ de plus, $m=15$ et $m=30$.

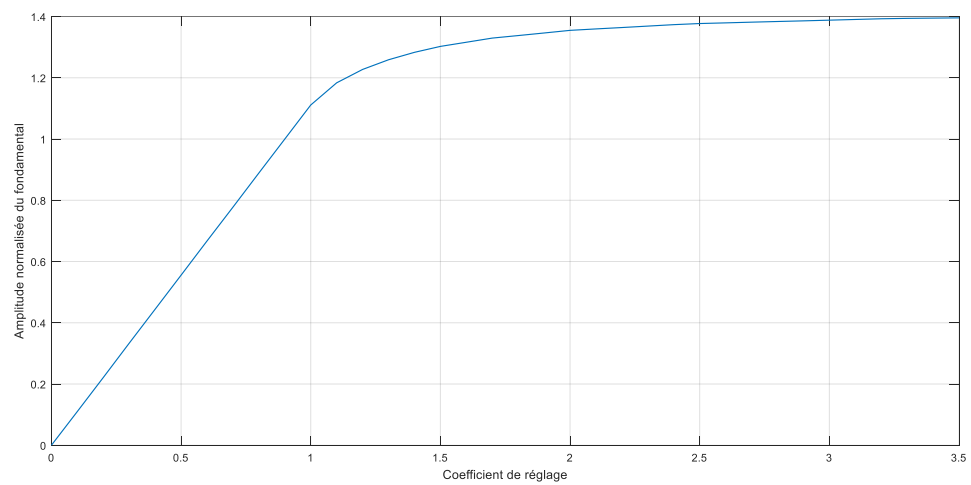


Figure 2.8 : Variation du fondamental \hat{V}_1 en fonction du coefficient de réglage r avec pour $m = 30$.

Tableau 2.1 : Comparaison de THD pour les onduleurs à trois et sept niveaux pour différentes valeurs d'indice de modulation m pour $r= 0.9$.

Niveaux d'onduleur	THD	
	$m = 15$	$m = 30$
Trois	0.58	0.48
Sept	0.47	0.46

2.2.3 Interprétations et commentaires générales

- L'analyse spectrale de la tension de bras de l'onduleur triphasé à trois niveaux et à sept niveaux montre la présence des harmoniques seulement impairs pour des valeurs paires de m et des harmoniques paires et impaires pour des valeurs impaires de m .
- Les harmoniques de tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de m .
- Pour m à valeur faible, les harmoniques de bas ordre peuvent subsister.
- L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers les fréquences élevées et donc facilement filtrées.
- On remarque une amélioration du taux du THD pour l'onduleur à sept niveaux par rapport à l'onduleur à trois niveaux. (Tableau 2.1)
- Dans la région de surmodulation ($r>1$), certaines intersections entre la porteuse et la référence sont perdues ce qui conduit à une tension de sortie ayant un fondamental élevé ($V_1 > U_{dc}/2$). Cependant la relation entre l'amplitude du fondamental et le coefficient r n'est plus linéaire de plus il apparaît des harmoniques de bas ordre. (Figure 2.8)

2.3 Commande de l'onduleur à N niveaux par la stratégie d'élimination d'harmoniques

La qualité de la tension délivrée par les onduleurs multi niveaux est directement liée à la stratégie de commande des semi-conducteurs. Il est nécessaire alors de sélectionner la stratégie adéquate selon le domaine d'application, parmi l'ensemble des stratégies existantes de modulation de largeur d'impulsion. En effet, pour les applications opérantes sous haute tension et exigeant des performances de haut niveau, il est indispensable de produire des tensions ayant un faible taux d'harmoniques.

Ceci peut être obtenu en annulant les harmoniques de bas ordre, qui constituent la cause fondamentale de la dégradation du signal à la sortie des convertisseurs statiques.

Cet objectif peut être réalisé par la mise en œuvre de la MLI basée sur l'élimination d'harmoniques adaptée au cas des onduleurs multi niveaux.

2.3.1 Principe de la stratégie

La tension à la sortie des onduleurs multi niveaux est formée de plusieurs créneaux de tension continue, dont les instants de commutation sont calculés directement par la MLI utilisée. Le principe de la stratégie d'élimination d'harmoniques consiste à imposer ces instants de sorte que le spectre d'harmonique correspondant soit dépourvu d'un certain nombre d'harmoniques indésirables.

On parle de calculs par rapport au quart de période à cause de la symétrie existante par rapport au demi et au quart de la période.

En génie électrique, les harmoniques de bas ordre constituent les harmoniques les plus gênants et les plus difficiles à éliminer.

Par ailleurs, la mise en œuvre de cette commande nécessite d'abord d'imposer un profil de la tension du bras ayant une symétrie par rapport au quart de la période. Ensuite, il faut extraire l'expression générale de l'amplitude des harmoniques en fonction des angles de commutation α_i en se servant de la série de Fourier. La dernière étape consiste à imposer la valeur du fondamental à sa valeur désirée et annuler certaines harmoniques.

Pour un onduleur à N niveaux où N est nécessairement impair pour obtenir le niveau zéro volt, il est possible d'éliminer $(N-3)/2$ harmoniques en utilisant $(N-1)/2$ angles de commutation par quart de période de la tension désirée à la sortie du bras de l'onduleur.

La commande par élimination d'harmonique concerne le calcul des angles de commutation appropriés ($\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_n$) afin que les $n - 1$ harmoniques d'ordre non multiple de trois puissent être annulées et que le fondamental puisse être contrôlé. Une allure de tension de sortie conventionnelle présentant une symétrie par rapport au quart de la période du signal d'un onduleur à N niveaux est présentée sur la figure 2.9.

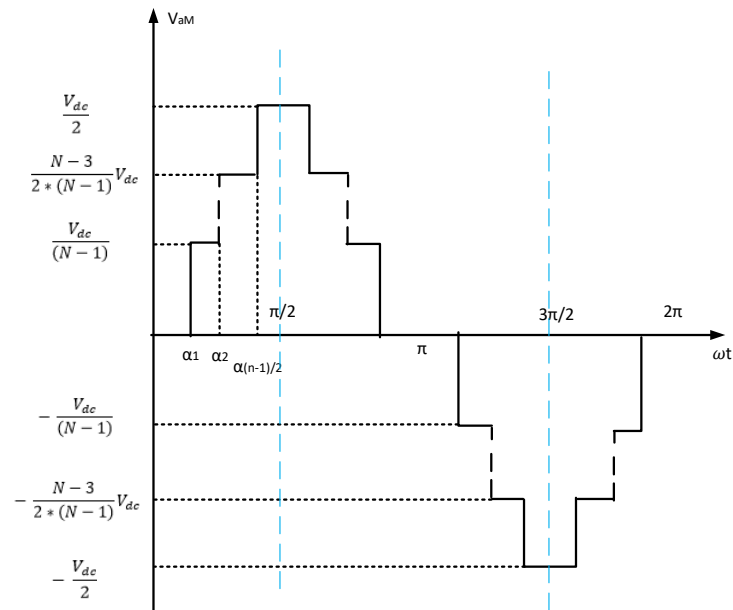


Figure 2.9 : Motif de Van dans le cas d'un onduleur multi niveaux

La procédure d'élimination d'harmoniques nécessite le calcul d'angles de commutation permettant le contrôle du fondamental et l'abolition d'harmoniques indésirables de faible ordre. Ces angles de commutation sont tout à fait liés à la forme de l'onde de tension. Classiquement la tension a une forme "d'escalier" où le nombre de palier dépend directement du nombre de niveaux de la structure du convertisseur. Ainsi, la forme d'escalier symétrique de N niveaux (ou escaliers) peut être représentée avec n angles indépendants donnés par :

$$n = \begin{cases} (N-1)/2 & \text{si } N \text{ impaire} \\ (N/2) - 1 & \text{si } N \text{ paire} \end{cases} \quad (2.16)$$

Avec ces n angles, nous pouvons éliminer $(n-1)$ harmoniques d'ordre inférieur avec le contrôle du fondamental. La figure 2.9 montre le cas d'un onduleur à sept niveaux ($N = 7$) ; il est évident que cette onde peut être décrite en utilisant seulement trois angles de commutation indépendants ($n = 3$). Ainsi, sur la base de la commande par élimination d'harmoniques, seuls deux harmoniques d'ordre inférieur peuvent être éliminés. Dans ce cas, pour annuler davantage d'harmoniques, il faut augmenter le nombre de niveau et modifier ainsi la structure de l'onduleur.

Rappelant qu'une tension de sortie $v(t)$ de pulsation ω peut être décomposée en série de Fourier et tenant compte des simplifications dues symétrie. Cette série est comme suit :

$$v(\omega t) = \sum_{k=0}^n B_k \sin(k\omega t) \quad (2.17)$$

Avec

$$B_k = \frac{4 U_{dc}}{\pi k} \sum_{i=1}^n \cos(k\alpha_i) \quad (2.18)$$

Où k est un nombre premier.

Le signal $V_{aM}(t)$ peut être obtenu par la mise en série de plusieurs signaux en escalier. Le spectre de $V_{aM}(t)$ est calculé comme suit :

$$V_{aM} = 4 * \frac{2}{T} \left[\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} U_{dc}/6 \sin(k\omega t) dt + \int_{\alpha_2}^{\alpha_3} U_{dc}/4 \sin(k\omega t) dt + \int_{\alpha_3}^{\pi/2} U_{dc}/2 \sin(k\omega t) dt \right] \quad (2.19)$$

Changement de variable : $\omega t = \theta \Rightarrow \omega dt = d\theta \Rightarrow dt = \frac{T}{2\pi} d\theta$

Ainsi :

$$V_{aM} = \frac{4}{\pi} U_{dc} \left[\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} 1/6 \sin(k\theta) d\theta + \int_{\alpha_2}^{\alpha_3} 1/4 \sin(k\theta) d\theta + \int_{\alpha_3}^{\pi/2} 1/2 \sin(k\theta) d\theta \right] \quad (2.20)$$

Après calcul de l'intégrale on trouve :

$$V_{aM} = \frac{4}{\pi} U_{dc} [\cos(k\alpha_1) + \cos(k\alpha_2) + \cos(k\alpha_3)] \quad (2.21)$$

Avec k est un nombre premier.

Dans le cas de l'élimination d'harmoniques conventionnelle associée à un onduleur à sept niveaux intégrant trois angles de commutation (Figure 2.10), les équations non linéaires peuvent être exprimées comme suit :

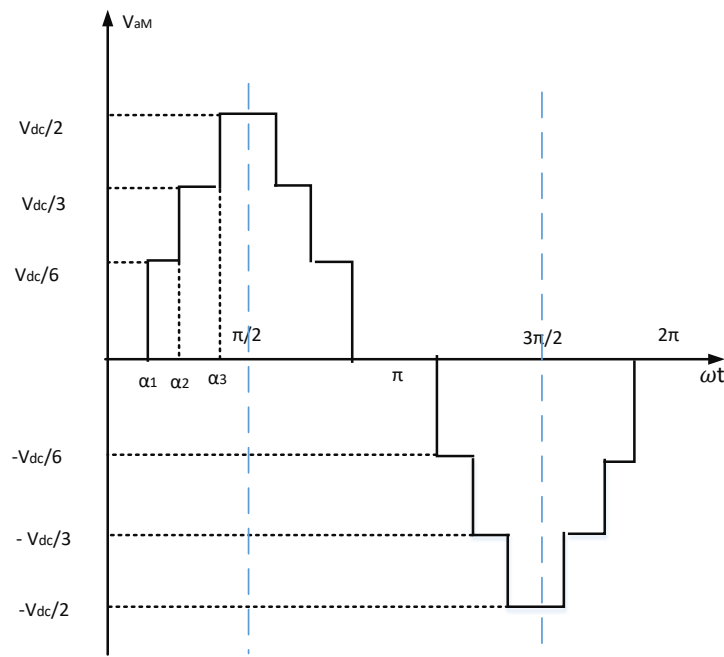


Figure 2.10 : Tension de sortie Van dans le cas de l'onduleur à sept niveaux

$$\begin{cases} \cos \alpha_1 + \cos \alpha_2 + \cos \alpha_3 - \frac{3\pi}{4} r = 0 \\ \cos 5\alpha_1 + \cos 5\alpha_2 + \cos 5\alpha_3 = 0 \\ \cos 7\alpha_1 + \cos 7\alpha_2 + \cos 7\alpha_3 = 0 \end{cases} \quad (2.22)$$

Sachant que le coefficient de réglage $r = \frac{V_{max}^*}{U_{dc}/2}$

De plus, les angles de commutation doivent satisfaire la condition :

$$0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 < \frac{\pi}{2} \quad (2.23)$$

2.4 Algorithmes de résolution

2.4.1 La méthode de Newton-Raphson

Les zéros d'une fonction d'une variable correspondent aux abscisses des points d'intersection de sa courbe avec l'axe des abscisses. La détermination des zéros d'une fonction f revient à résoudre l'équation $f(x) = 0$.

On peut aussi résoudre un système de n équations (non linéaires) à n inconnues $x = (x_1, \dots, x_n)$, ce qui revient à trouver un zéro d'une fonction F de R^n dans R^n , qui devra être différentiable.

Les équations connexes sont connues pour être non linéaires (présence de fonctions Sinus et Cosinus). La solution de ces équations peut être trouvée par certaines techniques itératives telles que la méthode de Newton-Raphson (MNR). Cependant, cette technique présente l'inconvénient majeur d'un choix approprié du point initial assurant la convergence.

2.4.1.1 Définition

La MNR est l'une des méthodes itératives les plus rapides. Elle est basée sur l'observation suivante : la ligne de la tangente est une bonne approximation locale au graphique d'une fonction.

Cette méthode commence par une première approximation et converge généralement à un zéro du système d'équations non linéaires.

La MNR doit être implémentée pour calculer les angles de commutation pour le système d'équations en question. Les angles de commutation compris entre 0 et $\pi/2$ produisant la valeur souhaitée de la tension du fondamental avec l'élimination des 5^{ème} et 7^{ème} harmoniques pour un coefficient de réglage donné. Néanmoins la MNR repose sur une approche essais-erreurs pour l'estimation de la conjecture initiale et pour laquelle des solutions existent. On peut noter que différentes hypothèses initiales peuvent produire différentes solutions pour une même valeur du coefficient de réglage.

La résolution du système d'équations par la NRM nécessite l'évaluation d'une matrice, dite Jacobienne relative au système :

$$J = \frac{\partial(f_1, f_2, \dots, f_n)}{\partial(x_1, x_2, \dots, x_n)} = \begin{pmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_2}{\partial x_n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_n}{\partial x_1} & \frac{\partial f_n}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_n}{\partial x_n} \end{pmatrix} = \left[\frac{\partial f_i}{\partial x_j} \right]_{n \times n} \quad (2.24)$$

Où :

$$\begin{pmatrix} f_1 = \cos \alpha_1 + \cos \alpha_2 + \dots + \cos \alpha_n - \frac{3\pi}{4} r \\ f_2 = \cos 5 \alpha_1 + \cos 5 \alpha_2 + \dots + \cos 5 \alpha_n \\ \vdots \\ f_n = \cos k \alpha_1 + \cos k \alpha_2 + \dots + \cos k \alpha_n \end{pmatrix} \quad (2.25)$$

Si un vecteur $X = X_0 = \begin{pmatrix} \alpha_1^0 \\ \alpha_2^0 \\ \vdots \\ \alpha_n^0 \end{pmatrix}$ représente la première approximation de la solution,

les approximations successives de la solution sont obtenues pour la $(k+1)^{\text{ème}}$ à partir de la relation :

$$X_{k+1} = X_k - J^{-1} * f(X_k) \quad (2.26)$$

La solution (2.26) n'existe que dans la condition où la matrice Jacobienne est inversible.

Un critère de convergence pour la solution d'un système d'équation non linéaire pourrait être :

$$|\max f_i(X_k)| < \varepsilon \quad (2.27)$$

Où ε représente l'erreur tolérée sur le zéro du système.

2.4.2 Les métaheuristiques

2.4.2.1 Qu'est-ce qu'un problème d'optimisation ?

Soit X un sous-ensemble non vide de R^n . Considérons un problème d'optimisation de la forme :

$$\min f(x) \text{ sous condition } x \in X \quad (2.28)$$

La fonction $f : R^n \rightarrow R^n$ est appelée fonction coût, objectif ou critère. L'ensemble X est appelé ensemble ou domaine des contraintes. Tout point $x \in R^n$ vérifiant : $x \in X$, est appelé point admissible ou point réalisable du problème (2.28).

Chercher une solution du problème avec contrainte (2.28) revient à chercher un point de minimum local de f dans l'ensemble des points admissibles.

Les méthodes analytiques telles que la MNR ne donneront des solutions que pour une plage restreinte d'indices de modulation M . En effet, pour des valeurs de coefficient de réglage sans solution possible, la méthode déterministe heurte sa limite. Pour cela, le problème d'élimination d'harmoniques dans les onduleurs multiniveaux a été reformulé en un problème d'optimisation et pratiquement tous les algorithmes d'optimisation se sont révélés efficaces pour le résoudre. Dans cette thèse, nous nous sommes intéressés à deux algorithmes en particulier. L'un appartenant à la classe des algorithmes évolutifs, à savoir l'algorithme génétique (AG) qui est considéré comme une technique de recherche stochastique imitant le comportement de la sélection naturelle et de son évolution. L'autre appartenant à la classe d'intelligence en essaims : l'optimisation par essaim particulaire (OEP). Cette optimisation est inspirée de bancs de poissons ou de volées d'oiseaux et de leurs mouvements coordonnés pour trouver de la nourriture tout en évitant les prédateurs.

2.4.2.2 Les Algorithmes génétiques

Les algorithmes génétiques sont des algorithmes d'exploration fondés sur les mécanismes de la sélection naturelle et de la génétique. Ils utilisent à la fois les principes de la survie des structures les mieux adaptées, et les échanges d'informations aléatoires, parfois guidés, pour former un algorithme d'exploration qui possède certaines des caractéristiques de l'exploration humaine. Ils ont été développés par John Holland à l'université du Michigan.

Un AG modélise le processus d'évolution collectif d'une population d'individus pour s'adapter à un environnement. Chaque individu va représenter non seulement un point de l'espace des solutions du problème, mais aussi contenir la connaissance actuelle de l'individu par rapport à l'environnement. La recherche sur les AG a pour principaux soucis l'amélioration de la robustesse et l'équilibre entre la performance et le coût nécessaire à la survie dans des environnements nombreux et différents. Les AG constituent une classe de stratégies de recherche réalisant un compromis entre l'exploration et l'exploitation. Ils représentent des méthodes qui utilisent un choix aléatoire comme outil pour guider une exploration intelligente dans l'espace des paramètres codés. Ce sont des algorithmes itératifs de recherche globale dont l'objectif est d'optimiser une fonction prédéfinie appelée fonction coût, fonction « fitness », ou fonction objectif « f ».

Chaque solution est associée à un individu appelé chromosome, et cet individu est évalué et classifié selon sa ressemblance avec la meilleure, mais encore inconnue, solution au problème. Cette méthode convergera graduellement à une solution. Comme dans les systèmes biologiques soumis à des contraintes, les meilleurs individus de la population sont ceux qui ont une meilleure chance de se reproduire et de transmettre une partie de leur héritage génétique à la prochaine génération. Une nouvelle population, ou génération, est alors créée en combinant les gènes des parents. On s'attend à ce que certains individus de la nouvelle génération possèdent les meilleures caractéristiques de leurs deux parents. Le nouveau groupe (la nouvelle génération) est alors soumis aux mêmes critères de sélection pour générer ses propres rejetons. Ce processus est répété plusieurs fois, jusqu'à ce que tous les individus possèdent le même héritage génétique. Les membres de cette dernière génération, qui sont habituellement très différents de leurs ancêtres, possèdent de l'information génétique qui correspond à la meilleure solution au problème. Un algorithme génétique simple utilise les trois opérateurs suivants : la sélection, le croisement et la mutation.

- L'opérateur de sélection

La *sélection* est un processus dans lequel des individus d'une population sont choisis selon les valeurs de leur fonction coût ou « fitness » pour former une nouvelle population. Les individus *évoluent* par des itérations successives de la sélection, appelées *générations*. Chaque individu est sélectionné proportionnellement à sa fonction « fitness », donc, un individu avec une fonction « fitness » plus élevée aura plus de chance d'être sélectionné qu'un autre avec une valeur de « fitness » inférieure. Cette fonction peut être envisagée comme une mesure de profit ou de qualité qu'on souhaite maximiser ou à minimiser, et dans ce cas le meilleur individu est celui avec une valeur « fitness » inférieure.

Un opérateur simple de sélection est la technique de la roulette pondérée où chaque individu d'une population occupe une surface de la roulette proportionnelle à la valeur de sa fonction « fitness ». Pour la reproduction, les candidats sont sélectionnés avec une probabilité proportionnelle à leur « fitness ». Pour chaque sélection d'un individu, une simple rotation de la roue donne le candidat sélectionné. Cependant cette sélection n'est pas parfaite. En effet, le risque de favoriser un individu ou un petit ensemble d'individus constitue un inconvénient qui risque d'appauvrir la diversité de la population.

- L'opérateur de croisement

Le *croisement* est un opérateur de recombinaison. Les individus d'une population sont couplés au hasard par paires représentant les parents. Chaque paire d'individus subit le *croisement* décrit comme suit : le *croisement* opère sur les génotypes (c.-à-d. les chromosomes) de deux individus appelés parents. Il produit de nouveaux individus (généralement deux) appelés enfants dont les gènes sont hérités de l'un ou/et de l'autre parent. Ceci peut être fait en dédoublant chacun des deux chromosomes dans des fragments et en les recombinants pour former de nouveaux chromosomes.

- Mutation

C'est un processus où un changement mineur de code génétique est appliqué à un individu pour introduire de la diversité et ainsi d'éviter de tomber dans des optimums locaux. Différentes manières de mutation d'un chromosome sont aussi définies dans la littérature.

Algorithme génétique :

- *Initialiser la population initiale.*
- *Evaluer la population initiale.*
- *Tant que (Critère d'arrêt non atteint) faire*
 - a. *Sélection des Parents,*
 - b. *Appliquer l'opérateur de croisement,*
 - c. *Appliquer l'opérateur de mutation,*
 - d. *Remplacer les Anciens parents par leurs descendants,*
 - e. *Evaluer la nouvelle génération.*
- *Fin Tant que*

2.4.2.3 Optimisation par essaim particulière

L'algorithme d'OEP sélectionne un essaim de particules ou une population de solutions candidates. Ces particules coexistent et sont en évolution dans l'espace de recherche, basés sur leur expérience et le savoir partagés avec le voisinage. Chaque particule possède deux paramètres, sa position $x(t)$ et sa vitesse $v(t)$.

Un déplacement est finalement une combinaison pondérée de trois types de mouvement :

- l'état instantané : position et vitesse (mémoire propre à court terme).
- performance personnelle (mémoire propre à long terme).

- performance des voisins (mémoire partagée).

Il s'agit d'un compromis psycho-social, entre la confiance en soi et l'influence des relations sociales.

La population vole dans l'espace de recherche selon l'algorithme suivant :

- **Initialisation**

Pour chaque particule :

- Initialiser la position $X(0)$ de chaque particule avec des valeurs aléatoires respectant les contraintes du problème ;
- Initialiser la vitesse de chaque particule à des valeurs aléatoires.

- **Evaluation de la fonction objectif**

- Calculez la valeur f de chaque particule i de l'essaim en utilisant la fonction de coût formulée selon le problème traité.

- **Mise à jour de la position et de la vitesse**

$$\begin{cases} v_i(t+1) = C_1 * v_i(t) + C_2 * rand * (x_{pbest} - x_i) + C_3 * rand * (x_{vbest} - x_i) \\ x_i(t+1) = x_i(t) + v_i(t+1) \end{cases}$$

(2.29)

- **Jusqu'à atteindre une valeur de fitness suffisante.**

Avec :

- C_1 : Coefficient d'inertie d'une particule,
- C_2 : Coefficient de confiance de la particule en son historique et,
- C_3 : Coefficient de confiance dans le voisinage.

Où C_1 le coefficient d'inertie, est utilisé pour manipuler l'impact de l'historique des vitesses précédentes sur la vitesse du courant. C_2 et C_3 les coefficients de confiance, pondèrent le comportement conservateur et accélèrent la recherche vers les meilleures directions, respectivement locale et globale.

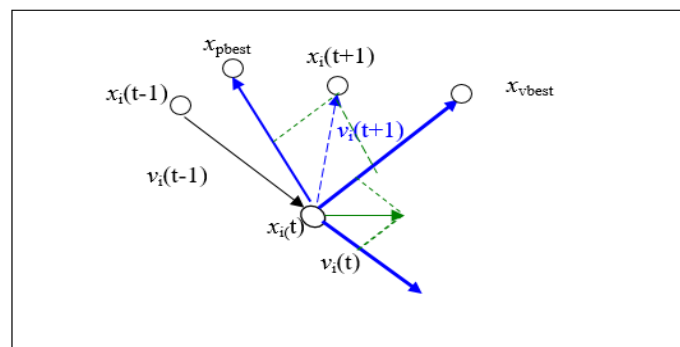


Figure 2.11 : Déplacement de la $x^{i\text{ème}}$ particule

2.4.2.4 Fonction objectif

2.4.2.4.1 Introduction

Le terme fonction objectif est utilisé en optimisation mathématique pour désigner une fonction qui sert de critère pour déterminer la meilleure solution à un problème d'optimisation. Concrètement, elle associe une valeur à une instance d'un problème d'optimisation. Le but du problème d'optimisation est alors de minimiser ou de maximiser cette fonction jusqu'à l'optimum, par différents procédés.

Les solutions optimales de (2.22) sous les contraintes (2.23) sont obtenues par la minimisation d'une fonction objectif.

Dans cette partie, une étude comparative est entre deux fonctions objectif est réalisée en utilisant l'AG et l'OEP ; pour calculer des angles de commutation d'un onduleur à sept niveaux clampé au neutre afin de contrôler la tension du fondamental et supprimer deux harmoniques de bas ordre : le 5^{eme} et le 7^{eme}.

Remarque :

Dans cette étude, nous proposons de comparer deux fonctions objectif appelées : fonction de coût lié au THD et fonction de coût quadratique, afin de justifier notre choix de fonction objectif dans le reste de l'étude.

2.4.2.4.2 Fonction coût simulé THD

La première fonction objectif s'inspire de la formule générale du THD et calcule une minimisation de ce facteur. Cette technique de minimisation ne résout plus les équations non linéaires comme le fait la MNR - quand la solution existe - mais nous avons un ensemble de solutions qui minimisent le THD global pour un intervalle donné de coefficient de réglage.

La technique de minimisation dans ce cas détourne la racine du problème ; et la fonction est décrite comme suit :

$$F_{STHD}(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N) = \frac{\sqrt{\sum_{k=5,7,\dots} V_k^2}}{V_1} \quad (2.30)$$

2.4.2.4.3 Fonction coût quadratique

La deuxième fonction objectif a une forme quadratique inspirée directement de l'ensemble des équations. Elle renvoie donc la solution analytique pour la plage de r où les dernières équations sont solubles comme le ferait la méthode de NR par le biais de la minimisation de la fonction objectif (atteinte du zéro). De plus, l'approche

pourrait calculer des angles même pour la plage où les équations n'ont pas de solution analytique et, dans ce cas, les angles calculés minimisent la fonction quadratique objectif plutôt que de résoudre le système d'équation.

La deuxième fonction coût présentée dans (2.31) est une image de l'ensemble des équations qui décrit le problème de la commande par élimination d'harmoniques.

$$F_{Qua}(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N) = f_1^2 + f_2^2 + \dots + f_N^2 \quad (2.31)$$

Avec :

$$\begin{cases} f_1 = \cos \alpha_1 + \cos \alpha_2 + \dots + \cos \alpha_N - \frac{3\pi}{4} r \\ f_2 = \cos 5 \alpha_1 + \cos 5 \alpha_2 + \dots + \cos 5 \alpha_N \\ \vdots \\ f_N = \cos k \alpha_1 + \cos k \alpha_2 + \dots + \cos k \alpha_N \end{cases} \quad (2.32)$$

2.5 Simulation et résultats de la commande par élimination d'harmoniques pour un onduleur à topologie NPC à sept niveaux

Les essais sont faits pour $U_{dc} = 360$ V, pour un coefficient de réglage $r \in [0.3 \ 1]$ avec un pas de 0.0125.

2.5.1 Résolution du système d'équations par la méthode de Newton-Raphson

Le Jacobien relatif au système d'équations (2.22) est le suivant :

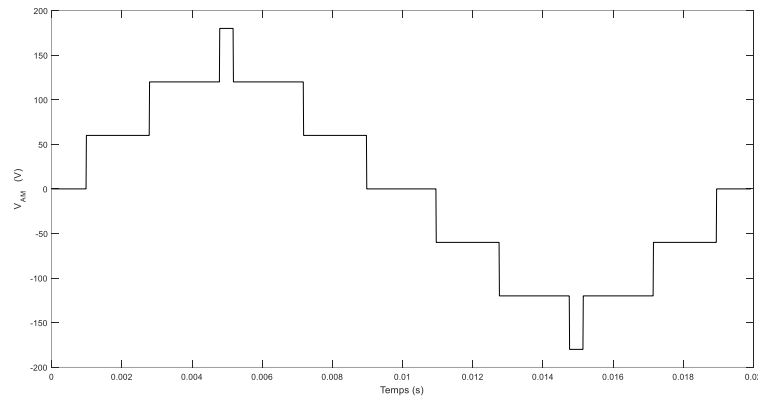
$$J(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3) = \begin{bmatrix} -\sin \alpha_1 & -\sin \alpha_2 & -\sin \alpha_3 \\ -5 \sin 5\alpha_1 & -5 \sin 5\alpha_2 & -5 \sin 5\alpha_3 \\ -7 \sin 7\alpha_1 & -7 \sin 7\alpha_2 & -7 \sin 7\alpha_3 \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

La solution se construit par linéarisation du Jacobien autour de x_i à chaque itération. La convergence de l'algorithme de NR dépend fortement du choix judicieux du point initial.

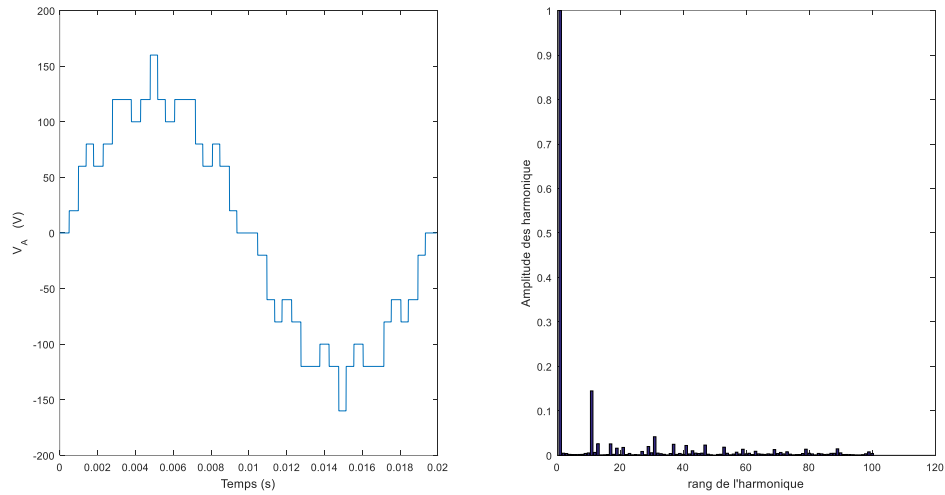
Tableau 2.2 : Angles de commutation pour le cas de la solution double pour $r=0.7$

Algorithme	Angles de commutation (rad)			THD	$\hat{V}_1(V)$
	α_1	α_2	α_3		
MNR	0.31270544	0.88012934	1.50997180	0.17	125.85
	0.66918155	0.94125037	1.29092844	0.13	125.99

Cas où $\alpha_1 = 0.3127 \text{ rad}$, $\alpha_2 = 0.8801 \text{ rad}$, $\alpha_3 = 1.5099 \text{ rad}$.

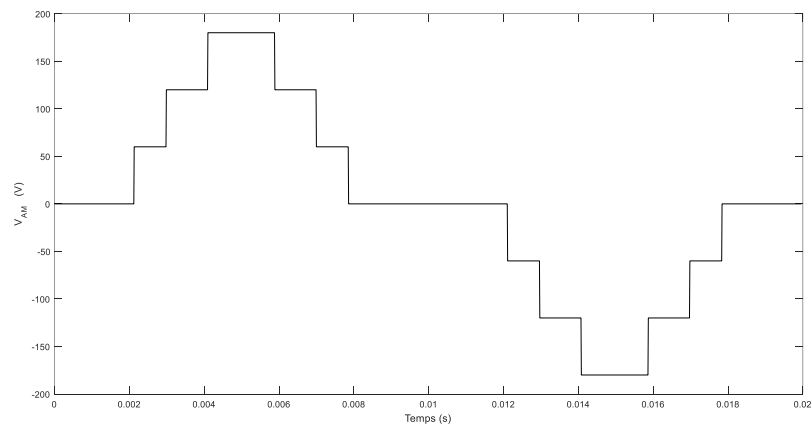


(a) Forme d'onde de la tension du bras a V_{AM}

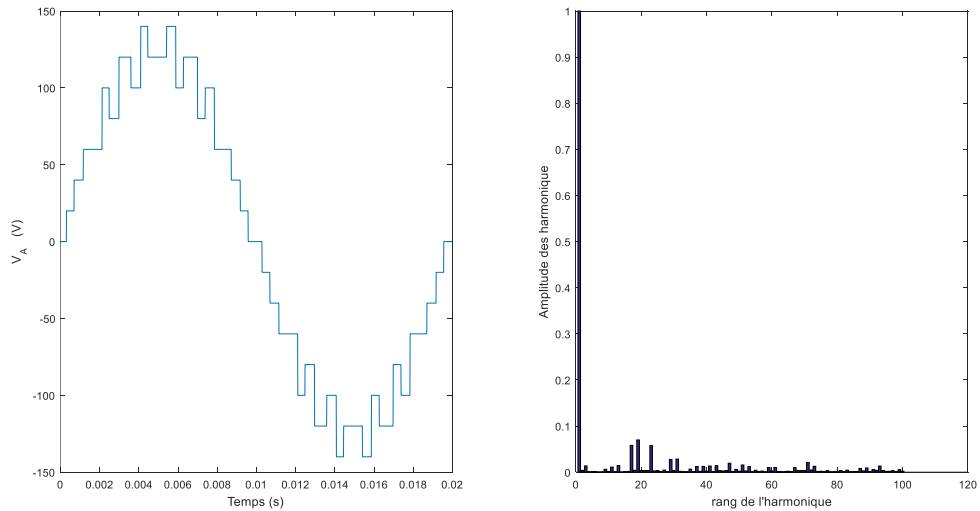


(b) Forme d'onde et spectre d'harmoniques associés à la tension simple V_a

Cas où $\alpha_1 = 0.6691 \text{ rad}$, $\alpha_2 = 0.9412 \text{ rad}$, $\alpha_3 = 1.2909 \text{ rad}$.



(c) Forme d'onde de la tension du bras a V_{AM}



(d) Forme d'onde et spectre d'harmoniques associés à la tension simple V_a
 Figure 2.12 : Résultats de la résolution du system d'équations par la MNR pour $r = 0.7$ où une solution double est retrouvée.

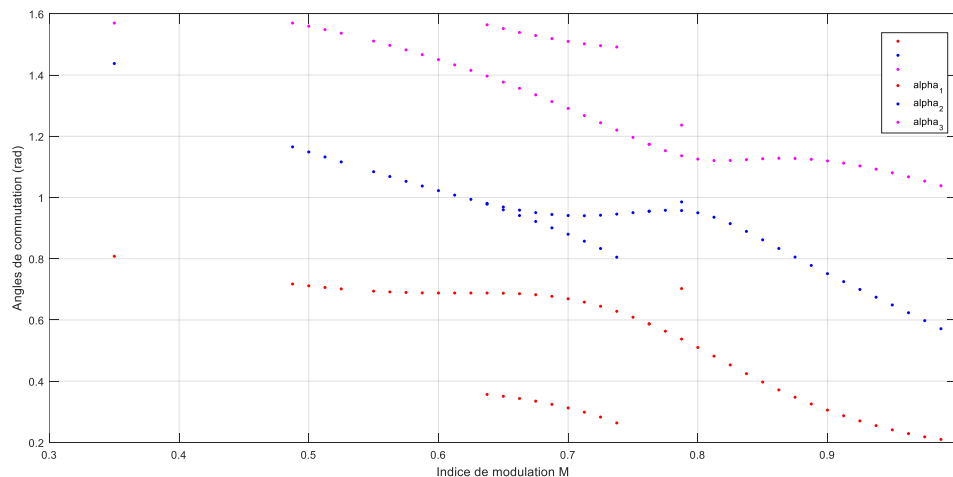


Figure 2.13 : Angles de commutation en fonction de r par la méthode de NR.

2.5.2 Minimisation du système d'équations par les métaheuristiques

Dans le cas d'un onduleur à sept niveaux à structure NPC, une comparaison est faite entre la fonction objectif simulé THD et la fonction objectif quadratique avec application de l'algorithme génétique et de l'algorithme d'optimisation par essaim particulaire [103].

L'AG considéré opère avec une population de 200 individus choisis au hasard dans l'intervalle $[0 \frac{\pi}{2}]$. De plus, les paramètres du vecteur de contrôle sont considérés comme suit : la probabilité de croisement = 0,75, la probabilité de mutation = 0,06 et l'écart de génération fixé à 10%.

Le vecteur de contrôle PSO est considéré comme : le coefficient d'inertie d'une particule $C1 = 0,689343$, des coefficients de confiance pondérant le comportement conservateur $C2 = 1,42694$ et $C3 = 1,42694$. L'OEP considérée est impliquée dans une population de 200 individus choisis au hasard dans l'intervalle $[0 \frac{\pi}{2}]$ pour les angles.

$$\text{Fonction cout simulé THD} : F_{THD}(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3) = \frac{\sqrt{\sum_{k=5,7} V_k^2}}{V_1} \quad (2.34)$$

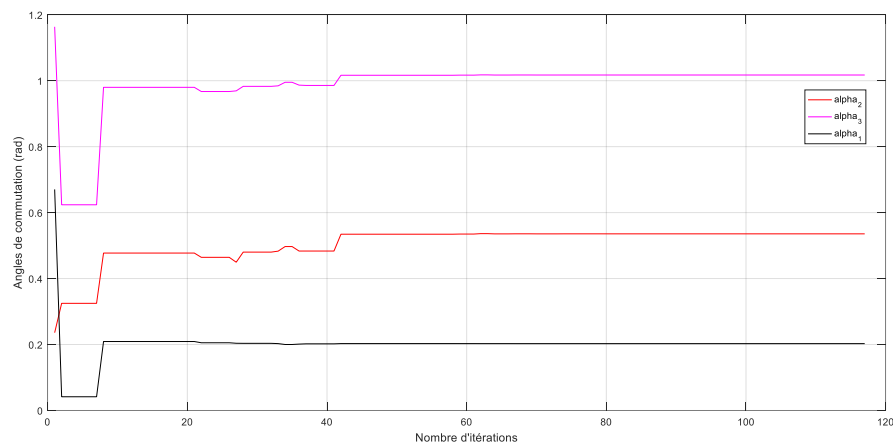
$$\text{Fonction cout quadratique} : F_{Qua}(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3) = f_1^2 + f_2^2 + f_3^2 \quad (2.35)$$

Avec :

$$\begin{cases} f_1 = \cos \alpha_1 + \cos \alpha_2 + \cos \alpha_3 - \frac{3\pi}{4} r \\ f_2 = \cos 5 \alpha_1 + \cos 5 \alpha_2 + \cos 5 \alpha_3 \\ f_3 = \cos 7 \alpha_1 + \cos 7 \alpha_2 + \cos 7 \alpha_3 \end{cases} \quad (2.36)$$

Tableau 2.3 : Angles de commutation pour les différents algorithmes évolutifs et les fonctions objectifs pour $r = 0.9$.

Algorithme	Fonction objectif	Angles de commutation (rad)			THD	\hat{V}_1 (V)	L'erreur relative de \hat{V}_1 à \hat{V}_{ref} (%)
		α_1	α_2	α_3			
AG	THD	0.2592	0.4820	0.9888	0.08	182.91	12.91
	Quadratique	0.3056	0.7514	1.1194	0.12	161.60	0.24
OEP	THD	0.2026	0.5356	1.0172	0.08	180.21	11.24
	Quadratique	0.3056	0.7514	1.1194	0.12	161.60	0.24



(a) Evolution des angles de commutation α_1 , α_2 et α_3 en fonction du nombre d'itérations

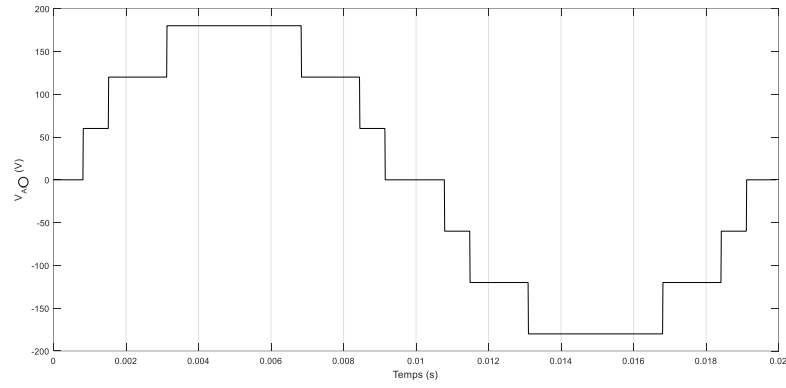
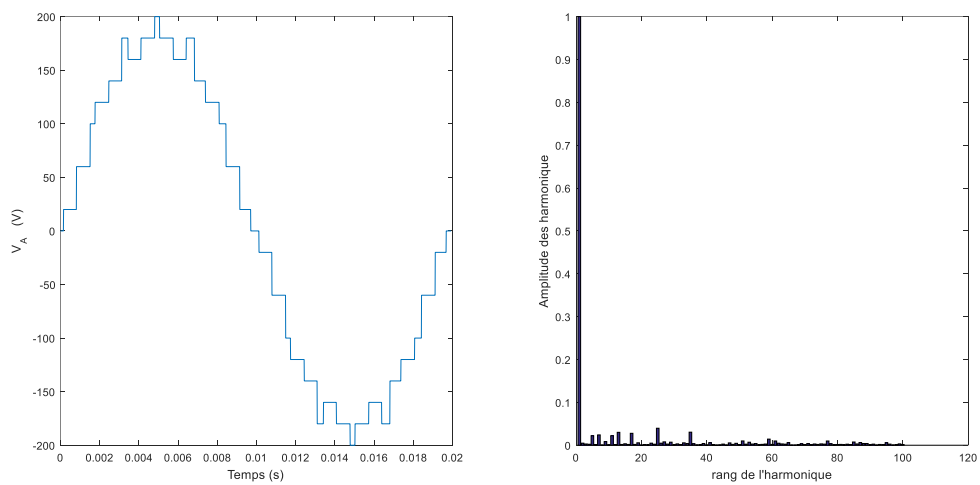
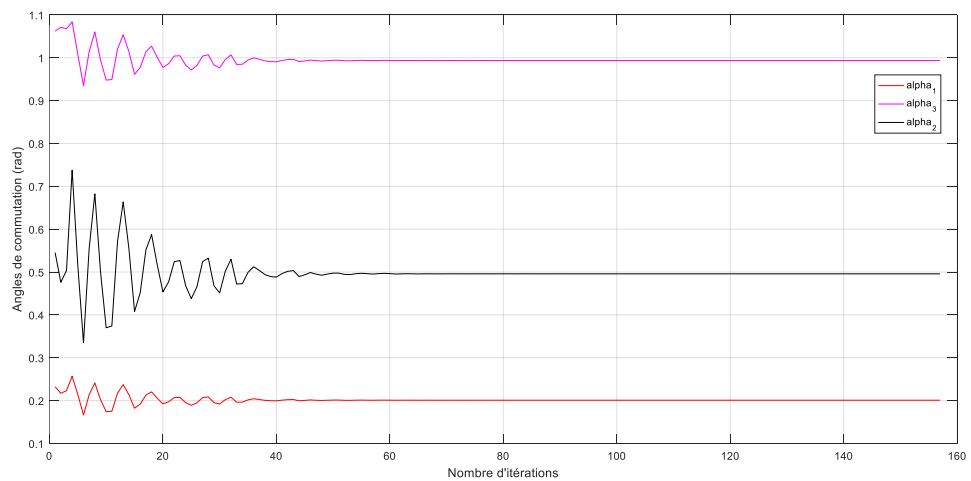
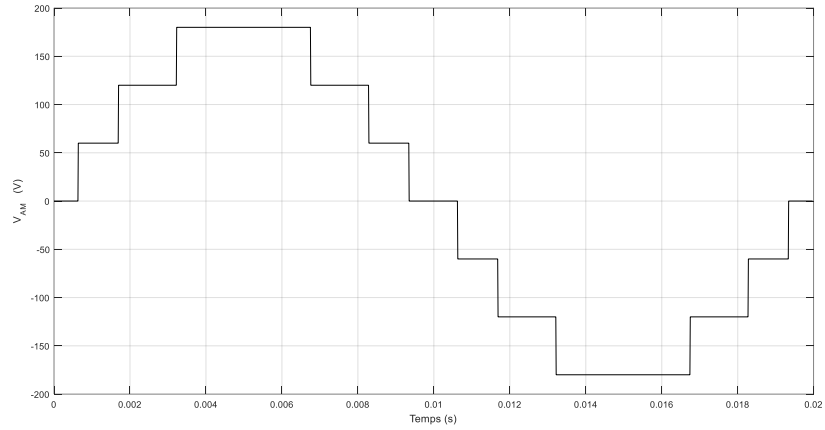
(b) Forme d'onde de la tension du bras a V_{aO} (c) Forme d'onde et spectre d'harmoniques associé de la tension simple V_a

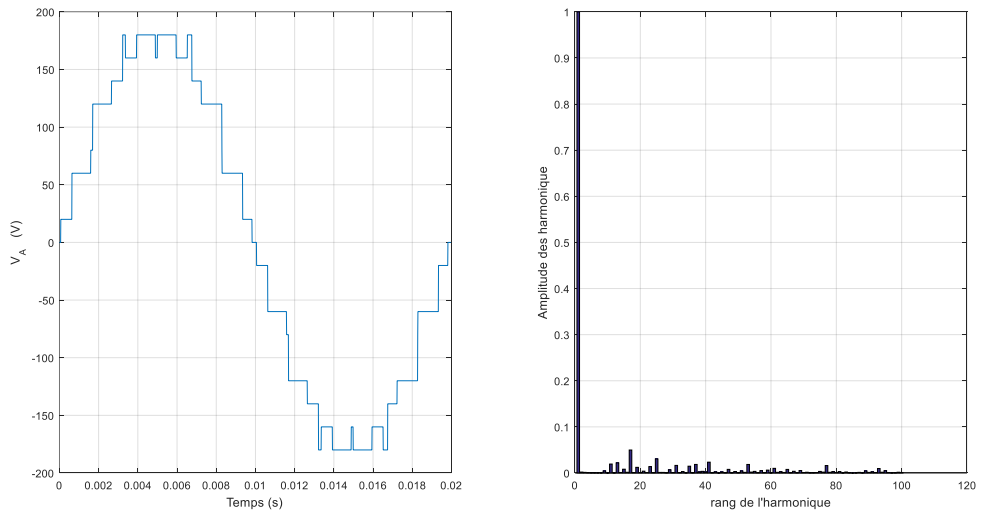
Figure 2.14 : Résultats d'optimisation par l'AG, cas de la fonction coût simulé THD pour $r = 0.9$.



(a) Evolution des angles de commutation α_1 , α_2 et α_3 en fonction du nombre d'itérations



(b) Forme d'onde de la tension du bras a V_{aM}



(c) Forme d'onde et spectre d'harmoniques associés à la tension simple V_a

Figure 2.15 : Résultats d'optimisation par essaim particulaire, cas de la fonction coût simulé THD pour $r = 0.9$.

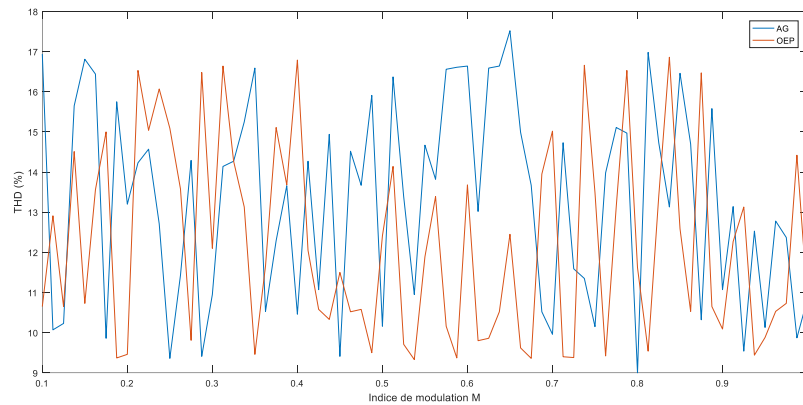
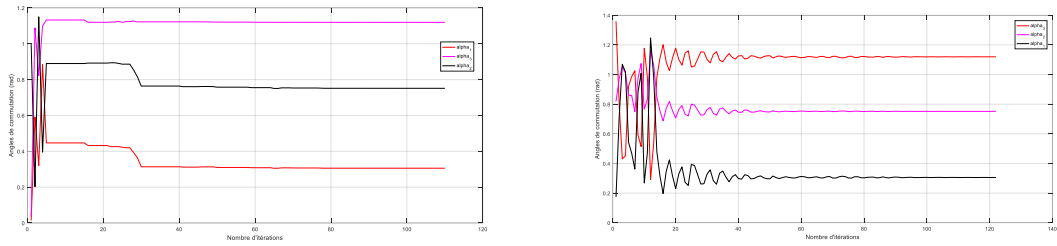
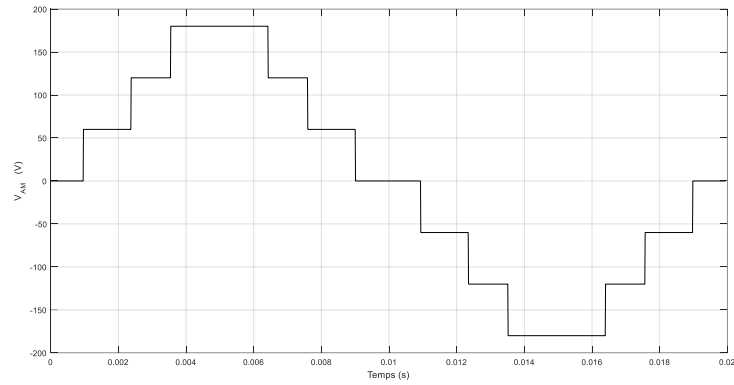


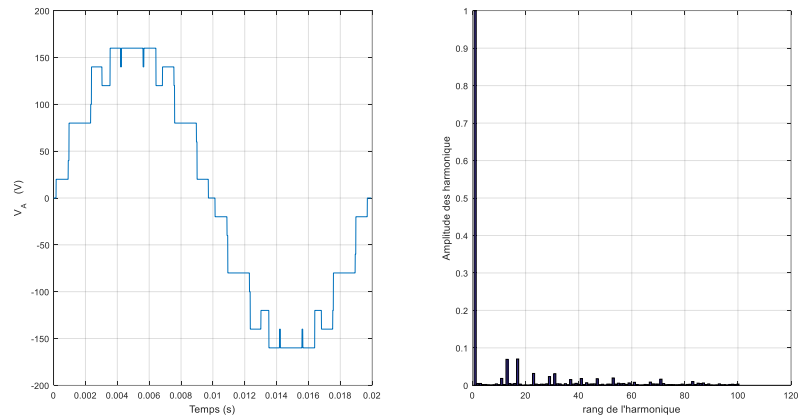
Figure 2.16 : Courbe du THD en fonction de r dans le cas de la fonction coût simulé THD et optimisation par AG et OEP.



(a) Evolution des angles de commutation α_1 , α_2 et α_3 en fonction du nombre d'itérations, cas de l'AG (à gauche) et de l'OEP (à droite)



(b) Forme d'onde de la tension du bras a V_{AM}



(c) Forme d'onde et spectre d'harmoniques associés de la tension simple V_a

Figure 2.17 : Résultats d'optimisation, cas de la fonction coût quadratique pour $r = 0.9$.

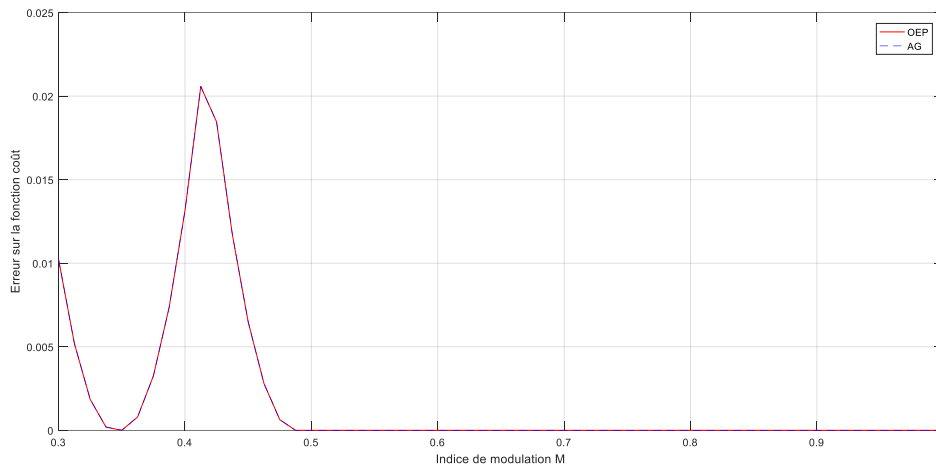


Figure 2.18 : Valeurs de fitness en fonction de r dans le cas de la fonction coût quadratique

2.5.3 Interprétations des résultats

- La MNR est puissante d'un point de vue de la rapidité de convergence vers la solution optimale du système d'équations. Son défaut majeur reste le choix judicieux du vecteur initial qui influence fortement sur la convergence vers la solution.
- Pour $r = 0.7$, le système d'équations a deux solutions distinctes. Les spectres d'harmoniques des deux solutions respectives aux figures 2.12 (b) et 2.12 (d), montrent la suppression des harmoniques ciblées (5^{ème} et 7^{ème}), le contraste apparaît dans la valeur du THD qui favorise le second vecteur de solutions (13%) au premier (17%). Cela se traduit sur l'allure de la tension de sortie qui approche la sinusoïde d'autant plus que le taux du THD est faible.
- La convergence de l'AG et de l'OEP pour les deux fonctions coût vers la solution optimale $X = [\alpha_1 \ \alpha_2 \ \alpha_3]$ est illustrée aux figures 2.14 (a), 2.15 (a), 2.17 (a).
- La figure 2.13 illustre les angles de commutation solution du système d'équation (2.22). on remarque que sur l'intervalle $[0.6387 \ 0.7875]$ une double solution du système d'équation existe. De plus, dans les intervalles $[0.3000 \ 0.3500[$ et $]0.3500 \ 0.4875[$ aucune solution n'existe.
- Une inspection des spectres d'harmoniques de la fonction de coût THD des figures 2.14 (c) et 2.15 (c) révèlent des résidus du 5^{ème} et du 7^{ème} harmoniques. Malgré leur amplitudes négligeables comparées au fondamental. Cette technique de minimisation n'entraîne pas la suppression

totale du cinquième et septième harmoniques, mais plutôt l'atténuation de ces dernières.

- La figure 2.16 décrit la variation du THD en fonction de r . Ce dernier varie entre 11 et 19%. Ceci met en évidence le taux de THD relativement faible pour la plage utilisée de r pour les deux algorithmes évolutifs dans le cas de la fonction coût simulé THD.
- Pour la fonction de coût quadratique, la résolution du système d'équations est réalisée avec succès, les harmoniques 5 à 7 étant totalement supprimées (figure 2.17 (c)).
- La figure 2.18 illustre l'erreur sur la fonction coût quadratique en fonction de r . La fonction coût quadratique effectue le double travail de résolution du système lorsqu'une solution existe ou de minimisation de ce dernier lorsqu'une solution n'existe pas en fonction de la valeur de r .
- En effet, la résolution de l'ensemble des équations est réalisée avec succès à $r = 0.350$ et pour l'intervalle $[0.4875 \ 1]$ puisque la fonction de coût est en dessous du seuil d'erreur tolérée. Ceci concorde avec les résultats retrouvés dans la figure 2.13 (NRM) puisque dans l'intervalle où des solutions existent l'erreur est proche du zéro. Ces résultats ne sont pas trouvés pour la fonction de coût THD car celle-ci n'est pas concernée par la résolution de l'ensemble des équations.
- En conclusion, un choix approprié de fonction objectif nous a ramené vers la résolution du système d'équations non linéaires. Ceci a permis de contourner avec succès la méthode de NR.
- D'autres résultats sont retrouvés dans le cas d'une population unique de départ et avec un espace de solution plus restreint $\left[0 \ \frac{5\pi}{12}\right]$ dans [103].

2.6 Comparaisons récapitulatives entre la MTS et la commande par élimination d'harmoniques

Les calculs ont été fait pour un nombre d'harmoniques égal à 100.

Tableau 2.4 : Comparaisons récapitulatives entre les commandes

		Caractéristiques	THD	Remarques
Modulation triangulo sinusoïdale		$m = 30, r = 0.9.$	46.92	<ul style="list-style-type: none"> - Harmoniques de bas ordre supprimées et ne subsistent que ceux centrées au 30^{ème}, 60^{ème} et 90^{ème} ce qui facilite le filtrage. - Fréquence de travail élevée des semi-conducteurs ($f_p = m * f_m = 30 * 50 = 1500$ Hz).
Méthode de NR		$r = 0.7$	21.73 45.63	<ul style="list-style-type: none"> - Convergence rapide vers la solution mais avec dépendance d'un vecteur initial proche de la solution. - Résolution du système d'équations sans prise en compte du taux de THD puisque ce dernier ne figure pas parmi les contraintes du système à résoudre. - Suppression des harmoniques ciblées cependant, les harmoniques de bas ordre subsistent ce qui rend le filtrage difficile. - Fréquence de travail basse relative aux angles calculés
Fonction cout simulé THD	GA	$r = 0.9$	13.43	<ul style="list-style-type: none"> - Atténuation des harmoniques ciblées mais aussi de l'ensemble de la plage d'harmoniques. - Taux de THD meilleure comparé aux autres techniques utilisées. - les harmoniques de bas ordre subsistent ce qui rend le filtrage difficile. - Fréquence de travail basse relative aux angles calculés
	OEP		12.39	
Fonction cout quadratique	GA		20.76	<ul style="list-style-type: none"> - Joue le double rôle de résolution du système d'équations dans la plage d'existence de solution et de minimisation dans la plage de non existence de solution. - Taux de THD élevé comparé aux autres techniques utilisées. - les harmoniques de bas ordre subsistent ce qui rend le filtrage difficile. - Fréquence de travail basse relative aux angles calculés
	OEP			

2.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié différentes stratégies de commande des onduleurs de tension triphasés à trois et à sept niveaux à structure NPC.

Pour la modulation à largeur d'impulsions, la multiplication du nombre d'impulsions, formant chacune des alternances d'une tension de sortie, permet de repousser vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie ; ce qui facilite leur filtrage. De ce fait, le signal filtré produit pratiquement le même effet sur le système que le signal sinusoïdal de référence.

Dans ce chapitre, nous avons proposé de comparer deux fonctions objectifs appelées : fonction de coût lié au THD et fonction de coût quadratique dans le cadre de l'optimisation par l'algorithme génétique et par l'essaim particulaire.

Les deux algorithmes confirment la concordance des résultats obtenus. Enfin, la NRM est contournée, puisqu'un algorithme évolutif utilisé avec le bon choix de fonction de coût pourrait permettre de minimiser ou de résoudre les équations liées au problème d'élimination d'harmoniques, ce qui est une solution alternative à la MNR.

Dans le chapitre suivant, une commande par élimination d'harmoniques modifiées est présentée ; une méthode qui permet, pour une même structure donnée d'onduleur, de supprimer un nombre élevé d'harmoniques, nombre qui va dépendre seulement de la fréquence maximale de commutation des interrupteurs utilisés et non plus de la structure de l'onduleur multi niveaux.

CHAPITRE 3

COMMANDE PAR ELIMINATION D'HARMONIQUES – STRATEGIE MODIFIEE.

3.1. Introduction

Dans ce chapitre, une commande par élimination d'harmoniques optimisée est développée pour les onduleurs à plusieurs niveaux. Contrairement à la solution standard où la tension de sortie a une forme d'escaliers symétrique par rapport au quart et à la demi-période ; dans notre cas, des trous sont ajoutés à ces paliers avec une distribution appropriée. Avec cette procédure et sans modifier la structure de l'onduleur, un grand nombre d'harmoniques peut être annulé et elle n'est limitée que par la fréquence de commutation maximale du composant électronique de puissance. Cette formulation offre plus de degrés de liberté puisque ; six angles ensuite huit angles sont insérés dans la forme d'onde de sortie d'un onduleur à sept niveaux sans changer la structure physique de ce dernier, de sorte que cinq et ensuite sept harmoniques de bas ordre peuvent être éliminées. De plus, l'AG et l'OEP sont utilisés pour minimiser le système d'équations non linéaires. Cette optimisation sous contraintes est appliquée avec une fonction de coût proposée qui utilise des paramètres de conception offrant une meilleure allure de la tension de sortie pour suivre la forme de la fonction Sin(.).

L'intérêt de cette insertion est de bénéficier d'avantage d'angles de commutation qui va permettre de suppression d'un plus grand nombre d'harmoniques de bas ordre sans avoir à augmenter le nombre de niveaux de l'onduleur et ainsi dire sans avoir à changer de structure [104], [105].

3.2. Présentation de l'Elimination d'harmoniques modifiée

Dans cette partie une commande par élimination d'harmoniques optimisée est développée pour les onduleurs à plusieurs niveaux.

Le nombre d'angles de commutation est lié à la forme de l'onde de tension de sortie. Classiquement, dans la commande de l'onduleur à plusieurs niveaux, l'onde de tension est sous forme d'"escalier" où le nombre d'étages dépend directement du nombre de niveaux de la structure de l'onduleur utilisé. Ainsi, l'onde symétrique sous

forme d'escalier de N niveaux (ou paliers) peut être représentée avec n angles indépendants donnés par :

$$n = \begin{cases} \frac{N-1}{2} & \text{si } N \text{ est impaire} \\ \frac{N}{2} - 1 & \text{si } N \text{ est paire} \end{cases} \quad (3.1)$$

Avec ces n angles, nous pouvons éliminer $(n - 1)$ harmoniques de bas ordre avec le contrôle du fondamental. La figure 2.11 (chapitre précédent) montre le cas d'un onduleur à sept niveaux ($N = 7$) ; il est évident que cette onde peut être décrite en utilisant seulement trois angles de commutation indépendants ($n = 3$) et ainsi, sur la base de la commande par élimination d'harmoniques, seulement deux $(n - 1)$ harmoniques de bas ordre peuvent être éliminées. Dans ce cas, pour annuler plus d'harmoniques, il faut augmenter le nombre de niveau et donc modifier la structure de l'onduleur.

Contrairement à la solution standard où la tension de sortie à une forme d'escalier ; dans ce qui suit, et tout en gardant la symétrie par rapport au quart de la période ($\pi/2$) ; des trous sont insérée à cette forme d'onde (voir figure 3.1).

Plutôt donc que d'augmenter le nombre de niveaux en changeant de structure, nous proposons d'insérer des trous appropriés dans l'onde de sortie en escalier d'une manière symétrique, sans modifier la structure de l'onduleur et sans ajout d'interrupteurs.

Rappelant qu'une tension de sortie $v(t)$ de pulsation ω peut être décomposée sous la forme série de la manière suivante :

$$v(\omega t) = \sum_{k=0}^n B_k \sin k\omega t \quad (3.2)$$

Une expression généralisée de B_k pour un nombre considéré n d'angles de commutation sur un quart de cycle et pour un nombre N quelconque de niveaux de tension est donnée dans [61] par :

$$B_k = \frac{4V_{dc}}{\pi k} \sum_{j=1}^n p_k \cos k\alpha_j \quad (3.3)$$

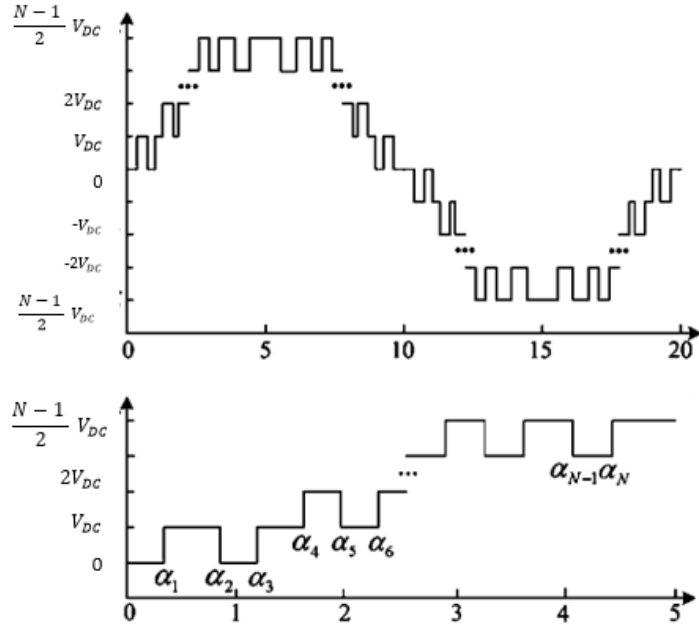


Figure 3.1 : Forme d'onde généralisée à N niveaux.

Où p_k est décrit comme suit :

$$p_k = \begin{cases} 1 & \text{pour le front montant} \\ -1 & \text{pour le front descendant} \end{cases} \quad (3.4)$$

Le système d'équations généralisé lié au problème de la commande par élimination d'harmonique peut être décrit comme suit :

$$\begin{cases} \sum_{j=1}^n p_k \cos \alpha_j = \frac{3\pi}{4} r \\ \sum_{j=1}^n p_k \cos k\alpha_j = 0, \quad k = 5, 7, 11, 13, \dots \end{cases} \quad (3.5)$$

Sous la contrainte :

$$0 \leq \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_n \leq \frac{\pi}{2} \quad (3.6)$$

3.3. Fonction objectif proposée

La solution optimale de (3.5) sous les contraintes (3.6) est calculée par la minimisation d'une fonction objectif globale F. Cette dernière est donnée par :

$$F = F_2 + F_3 \quad (3.7)$$

La fonction F_2 est exprimée comme suit :

$$F_2 = \frac{\sqrt{\sum_{n=5,7,11,\dots} V_n^2}}{V_1} \quad (3.8)$$

De plus, sachant que la fonction $\sin(\cdot)$ Varie rapidement dans le premier intervalle $\left[0, \frac{5\pi}{12}\right]$ et lentement dans le second intervalle $\left[\frac{5\pi}{12}, \frac{\pi}{2}\right]$, la forme de l'escalier généralisé redéfinit mieux la fonction \sin si les angles reposent plus dans le premier

intervalle que dans le second. Cette stratégie est réalisée en considérant la fonction coût F_3 (.). Comme suit :

$$F_3 = \sum_{i=1}^n \beta_i (\alpha_i - \alpha_{i-1})^2 + \beta_{n+1} (\pi/2 - \alpha_n)^2 \quad (3.9)$$

Les paramètres scalaires positifs β_i avec $i = (1, n)$ sont des paramètres de conception qui influent sur le biais $\alpha_i - \alpha_{i-1}$ (c'est-à-dire que plus β_i est grand, plus α_i est proche α_{i-1}).

3.4. Les métaheuristiques

3.4.1. Solutions optimales basées sur un algorithme génétique

Afin de calculer les angles de commutation pour l'onduleur NPC, l'algorithme génétique résout les équations définies dans (2.22) sous la fonction objectif (3.9). Dans ce cas, chaque solution potentielle est considérée comme un individu P constitué de n angles de commutation : $P = [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n]$. Les éléments de ce vecteur sont appelés gènes et toutes les valeurs des gènes sont prises dans un intervalle de solutions possibles. L'évaluation des solutions se fait à travers une fonction objectif. Ensuite, les individus sont classés du meilleur au pire. Étant au sommet, ceux-ci ont plus de chances d'être sélectionnés pour la reproduction. La nouvelle population est obtenue grâce à des opérateurs de croisement, de mutation, de sélection et d'élitisme appliqués de manière itérative à un ensemble de solution candidate. L'écart de génération est fixé à 10%, ce qui définit le pourcentage attribué aux chromosomes parents qui sont transmis directement aux chromosomes enfants sans subir d'opération génétique de croisement et de mutation. Le modèle élitiste peut garantir de ne pas perdre le meilleur individu dans l'optimisation génétique. Les étapes de l'algorithme sont illustrées sur la figure 3.2 et sont répétées jusqu'à ce que le critère de convergence soit satisfait.

3.4.2. Solutions optimales basées sur l'optimisation par essais particulière

Afin de calculer les angles de commutation pour l'onduleur NPC, l'optimisation basée sur PSO est utilisée pour minimiser la fonction de coût (3.7). Le processus d'optimisation commence par un essaim aléatoire d'individus. Chaque individu est appelé particule : $P = [\alpha_1 \alpha_2 \dots \alpha_n]$. Une particule décide de son prochain mouvement en fonction de sa mémoire de la meilleure position qu'elle ait rencontrée, et en fonction de la configuration adoptée du voisinage comme le montre la figure 2.12. Une particule est caractérisée au temps t par sa position dans l'espace de recherche $X_i(t)$, sa vitesse $V_i(t)$; également la meilleure position par

laquelle $X_i(t)$ est passée appelée X_{pbest} , et la position la plus visitée par le voisinage appelée X_{gbest} , selon les équations (2.29).

3.5. Cas de deux trous par $\frac{1}{4}$ de période pour un onduleur NPC triphasé à 7N

Par conséquent, dans notre travail, le quart de période de la tension de bras à sept niveaux imposé est celui illustré à la figure 3.3 La description de cette dernière nécessite six angles indépendants et permet donc d'éliminer cinq harmoniques d'ordre inférieur.

En remarquant que nous n'avons inséré que deux trous par quart de période de la tension de bras V_{aM} et qu'il est possible d'envisager plus de trous tant que la fréquence de commutation maximale de l'interrupteur est respectée.

Les équations non linéaires liées à la commande par élimination d'harmoniques, pour un onduleur à sept niveaux et tenant compte des six angles de commutation (figure 3.3), peuvent être exprimées, en exploitant (3.5) et (3.6), de la manière suivante :

$$\begin{cases} \cos \alpha_1 - \cos \alpha_2 + 2 \cos \alpha_3 - \cos \alpha_4 + \cos \alpha_5 + \cos \alpha_6 - \frac{3\pi}{4} r = 0 \\ \cos 5\alpha_1 - \cos 5\alpha_2 + 2 \cos 5\alpha_3 - \cos 5\alpha_4 + \cos 5\alpha_5 + \cos 5\alpha_6 = 0 \\ \cos 7\alpha_1 - \cos 7\alpha_2 + 2 \cos 7\alpha_3 - \cos 7\alpha_4 + \cos 7\alpha_5 + \cos 7\alpha_6 = 0 \\ \cos 11\alpha_1 - \cos 11\alpha_2 + 2 \cos 11\alpha_3 - \cos 11\alpha_4 + \cos 11\alpha_5 + \cos 11\alpha_6 = 0 \\ \cos 13\alpha_1 - \cos 13\alpha_2 + 2 \cos 13\alpha_3 - \cos 13\alpha_4 + \cos 13\alpha_5 + \cos 13\alpha_6 = 0 \\ \cos 17\alpha_1 - \cos 17\alpha_2 + 2 \cos 17\alpha_3 - \cos 17\alpha_4 + \cos 17\alpha_5 + \cos 17\alpha_6 = 0 \end{cases} \quad (3.10)$$

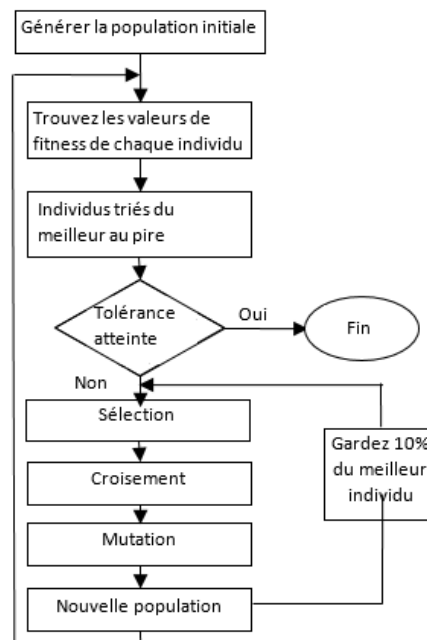


Figure 3.2 : Organigramme de l'algorithme génétique.

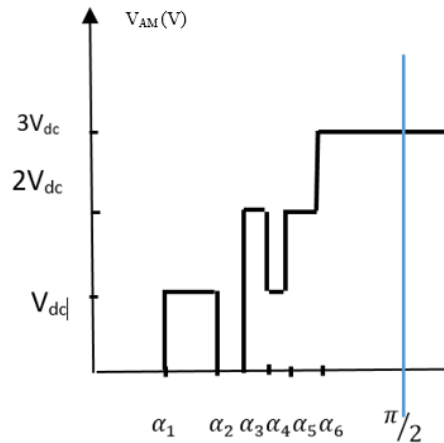


Figure 3.3 : Forme d'onde PWM multi niveau proposée pour le cas de deux trous (1/4 période).

De plus, l'onde de tension de sortie impose aux angles de commutation la contrainte suivante :

$$0 \leq \alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 < \alpha_4 < \alpha_5 < \alpha_6 \leq \frac{\pi}{2} \quad (3.12)$$

Par conséquent, la valeur souhaitée de la tension de sortie est prise en compte via le coefficient de réglage r correspondant souhaité. De plus, les harmoniques d'ordre 5, 7, 11, 13 et 17 doivent être annulées.

3.5.1. Fonction objectif

La solution optimale de (3.10) sous les contraintes (3.12) est calculée par la minimisation d'une fonction objectif globale F prise comme dans (3.7).

La fonction F_2 est exprimée comme suit :

$$F_2 = \frac{\sqrt{V_5^2 + V_7^2 + V_{11}^2 + V_{13}^2 + V_{17}^2}}{V_1} \quad (3.13)$$

Et la fonction F_3 (.) est de la forme :

$$F_3 = \beta_1 \alpha_1^2 + \beta_2 (\alpha_2 - \alpha_1)^2 + \beta_3 (\alpha_3 - \alpha_2)^2 + \beta_4 (\alpha_4 - \alpha_3)^2 + \beta_5 (\alpha_5 - \alpha_4)^2 + \beta_6 (\alpha_6 - \alpha_5)^2 + \beta_7 (\pi/2 - \alpha_6)^2 \quad (3.14)$$

3.5.2. Simulation sous Matlab/Simulink

La tension U_{dc} est imposée à 660V. Six angles de commutation sont déterminés afin de contrôler le fondamental et éliminer cinq harmoniques d'ordre inférieur : 5^{eme}, 7^{eme}, 11^{eme}, 13^{eme} et 17^{eme}.

3.5.2.1. Cas de deux trous par 1/4 de période pour un onduleur NPC triphasé à 7N sans estimation des paramètres de conception (paramètres imposés)

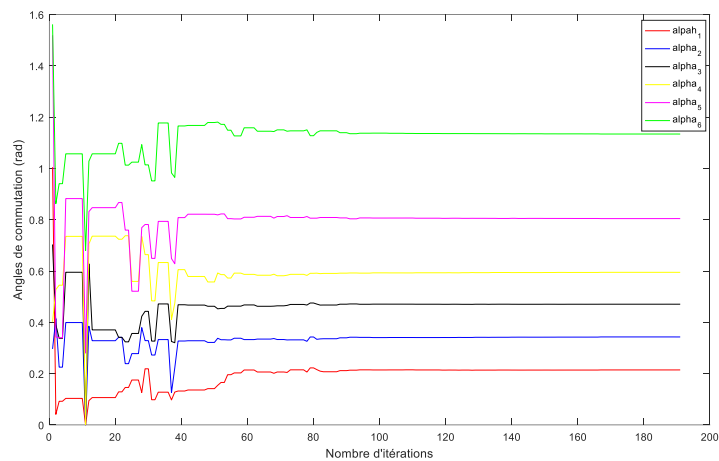
Les paramètres de conception β_i avec $i = 1, 7$ sont imposés tel que : $\beta_1 = 8$, $\beta_2 = 7$, $\beta_3 = 6$, $\beta_4 = 5$, $\beta_5 = 4$, $\beta_6 = 3$ et $\beta_7 = 2$.

3.5.2.1.1. Optimisation avec l'algorithme génétique

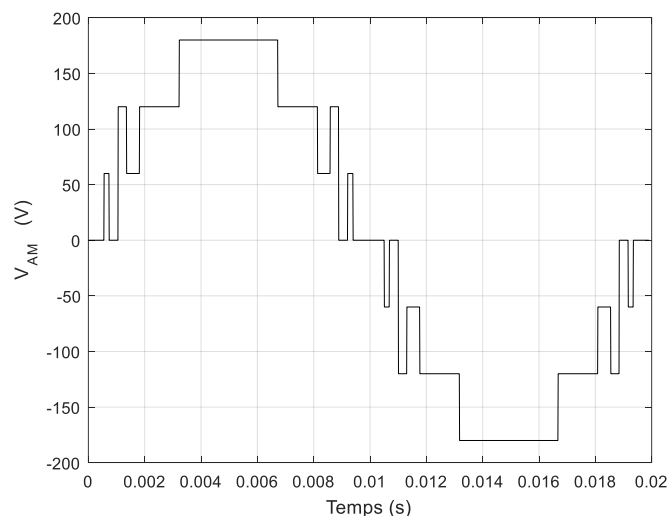
L'AG considéré opère avec une population de 400 individus choisis au hasard dans l'intervalle $[0, \frac{\pi}{2}]$. De plus, les paramètres du vecteur de contrôle sont : la probabilité de croisement = 0,75, la probabilité de mutation = 0,06 et l'écart de génération fixé à 10%.

Tableau 3.1 : Angles de commutation calculés par l'AG

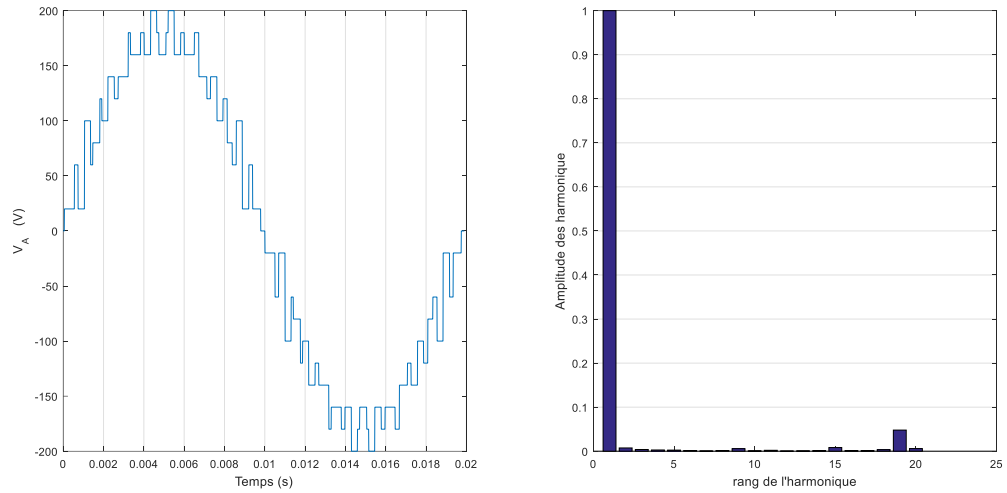
coefficient de réglage r	Angles de commutation (rad)						THD	Erreur relative à \hat{V}_{1ref} (%)
	α_1	α_2	α_3	α_4	α_5	α_6		
0.775	0.1771	0.2355	0.3363	0.4309	0.5759	1.0217	0.05	28.30
0.8875	0.1113	0.1543	0.3143	0.4078	0.5682	1.0203	0.06	12.19



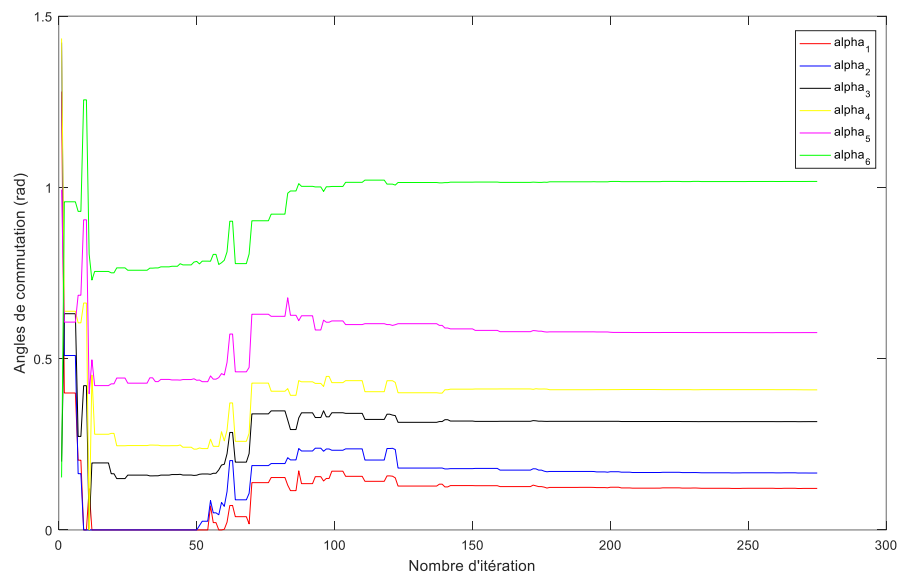
(a) Evolution des angles de commutation α_1 , α_2 , α_3 , α_4 , α_5 et α_6 en fonction du nombre d'itérations.



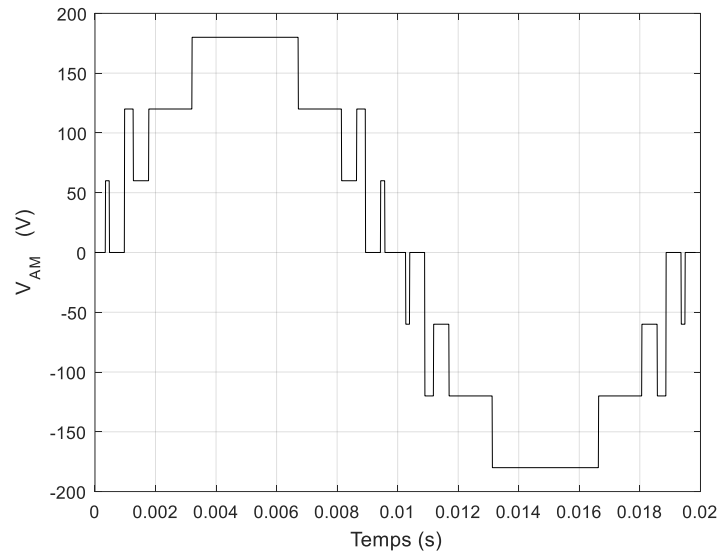
(b) Forme d'onde de la tension du bras a V_{AM}



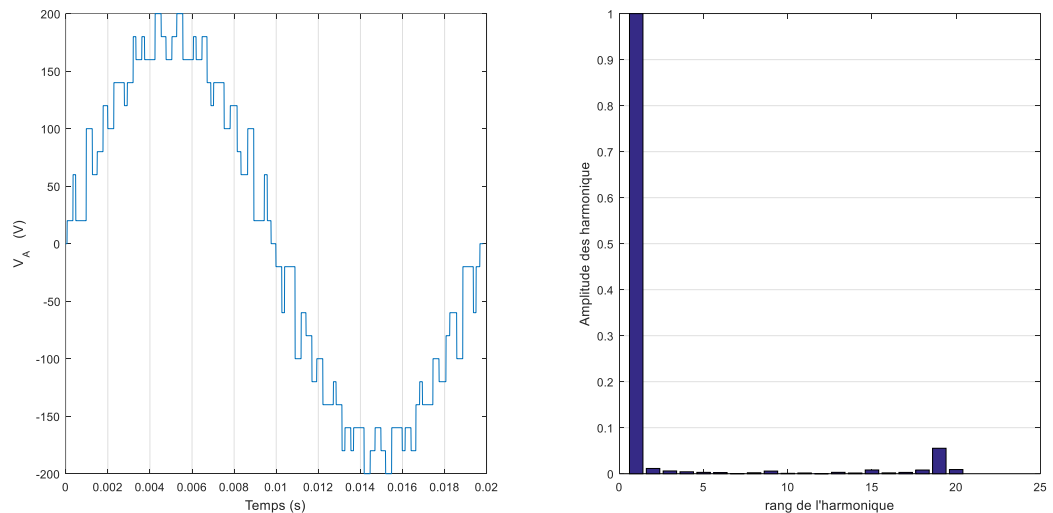
(c) Forme d'onde et spectre d'harmoniques associés à la tension simple V_a
 Figure 3.4: Onduleur NPC à sept niveaux commandé par la MLI à EH avec optimisation par AG et FC à paramètres β_i imposés pour le cas $r = 0.775$.



(a) Evolution des angles de commutation α_1 , α_2 , α_3 , α_4 , α_5 et α_6 en fonction du nombre d'itérations.



(b) Forme d'onde de la tension du bras a V_{aM}



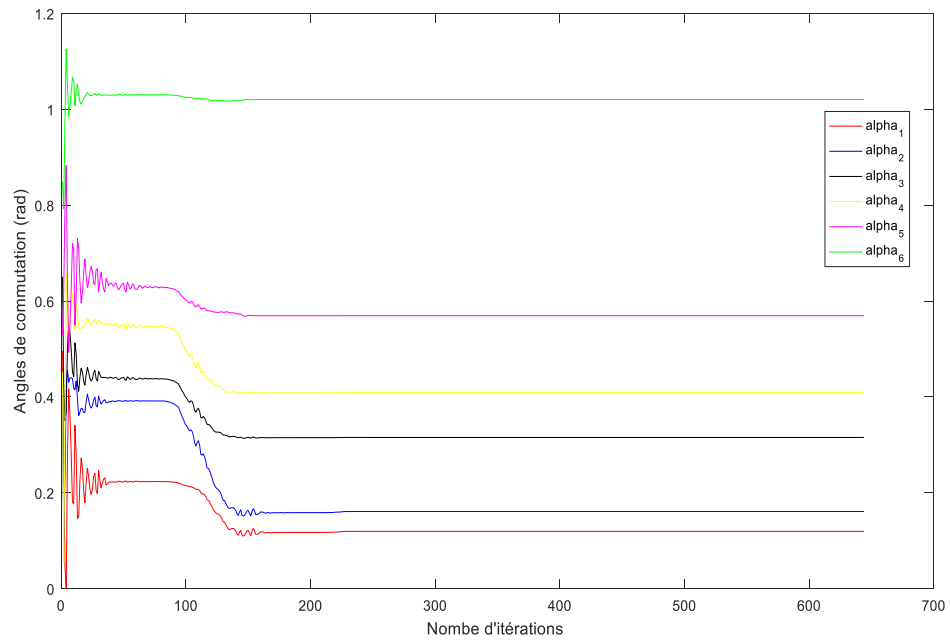
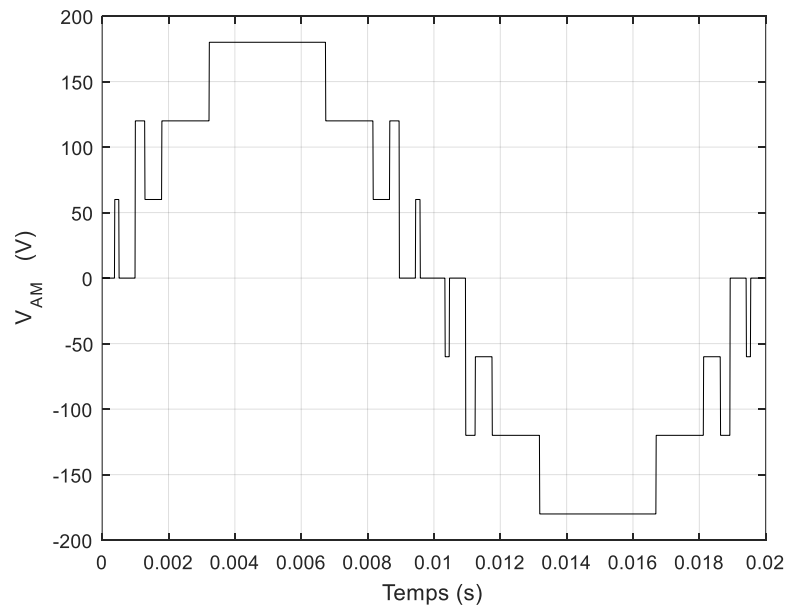
(c) Forme d'onde et spectre d'harmoniques associés à la tension simple V_a
 Figure 3.5 : Onduleur NPC à sept niveaux commandé par la MLI à EH avec optimisation par AG et FC à paramètres β_i imposés pour le cas $r = 0.8875$.

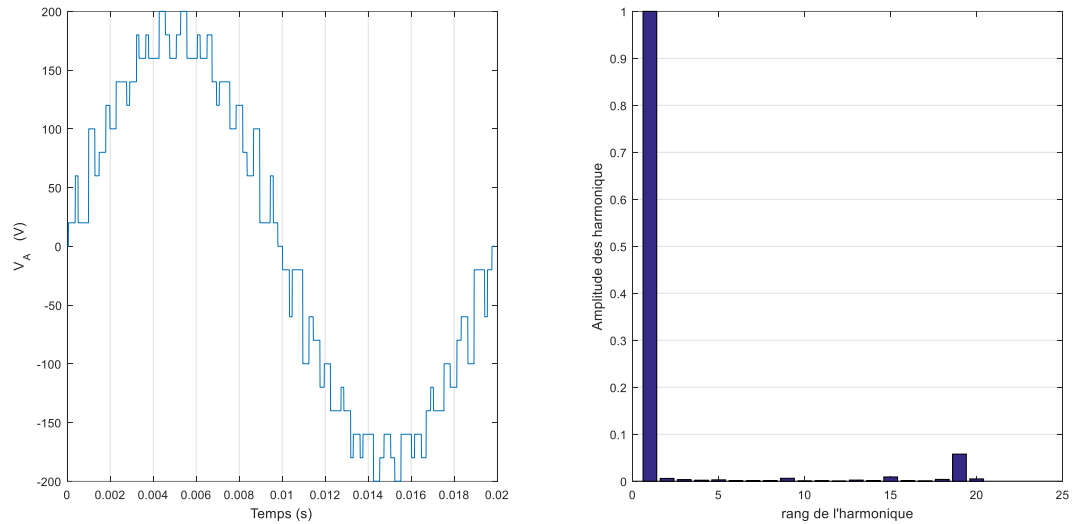
3.5.2.1.2. L'optimisation par essaim particulaire

Le vecteur de contrôle PSO est considéré comme : le coefficient d'inertie d'une particule $C1 = 0,689343$, des coefficients de confiance pondérant le comportement conservateur $C2 = 1,42694$ et $C3 = 1,42694$. L'OEP considérée est impliquée dans une population de 600 individus choisis au hasard dans l'intervalle $[0 \frac{\pi}{2}]$ pour les angles.

Tableau 3.2 : Angles de commutation calculés par l'OEP

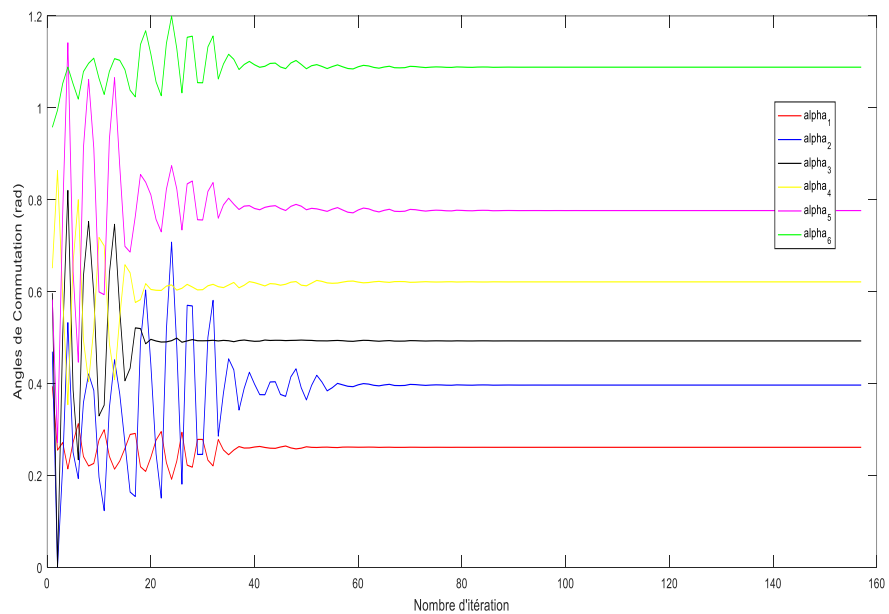
coefficient de réglage r	Angles de commutation (rad)						THD	Erreur relative à \hat{V}_{1ref} (%)
	α_1	α_2	α_3	α_4	α_5	α_6		
0.775	0.1196	0.1611	0.3154	0.4088	0.5695	1.0205	0.059	28.43
0.8875	0.2611	0.3965	0.4926	0.6211	0.7763	1.0885	0.076	3.44

(a) Evolution des angles de commutation α_1 , α_2 , α_3 , α_4 , α_5 et α_6 en fonction du nombre d'itérations.(b) Forme d'onde de la tension du bras a V_{AM}



(c) Forme d'onde et spectre d'harmoniques associés à la tension simple V_a

Figure 3.6 : Onduleur NPC à sept niveaux commandé par la MLI à EH avec OEP et FC à paramètres β_i imposés pour le cas $r = 0.775$.



(a) Evolution des angles de commutation α_1 , α_2 , α_3 , α_4 , α_5 et α_6 en fonction du nombre d'itérations.

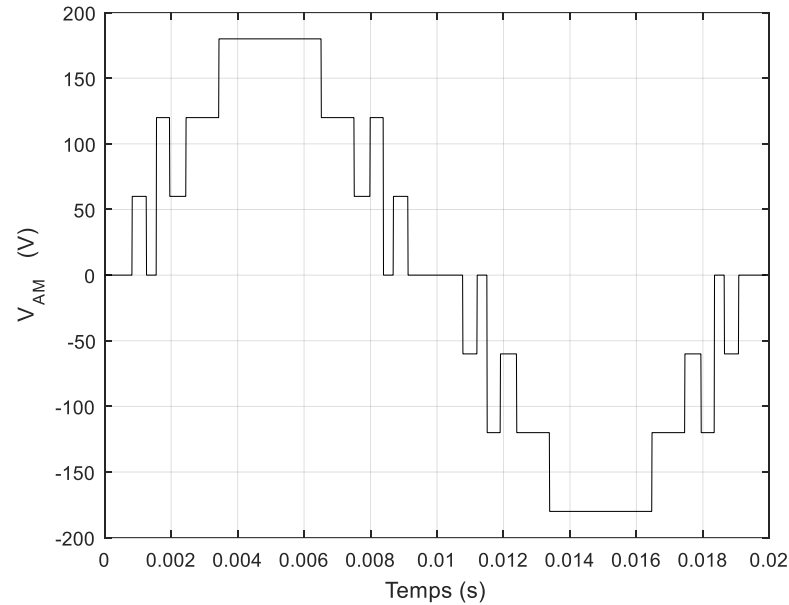
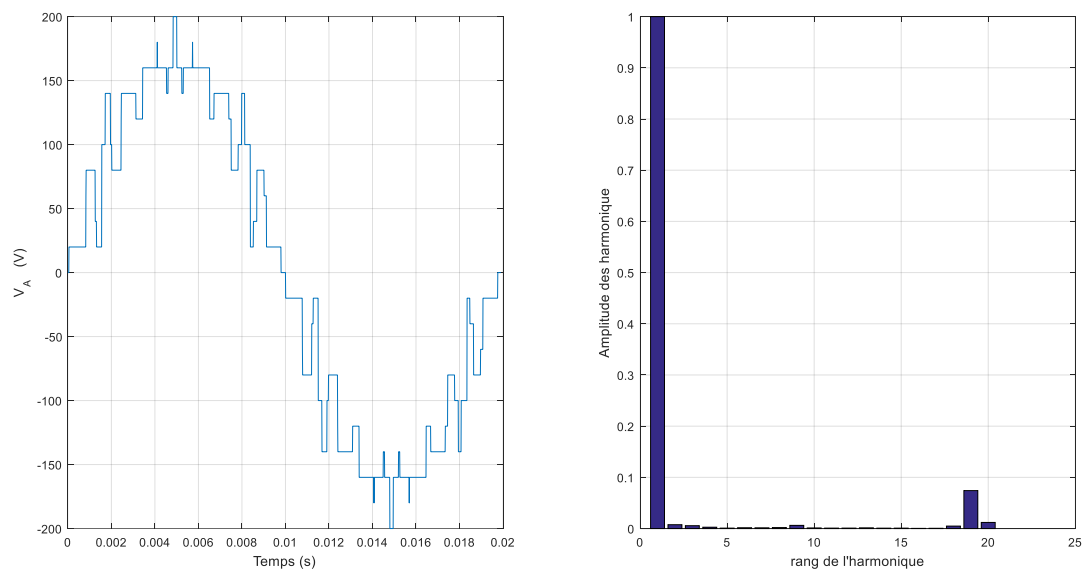
(b) Forme d'onde de la tension du bras a V_{AM} (c) Forme d'onde et spectre d'harmoniques associés à la tension simple V_a

Figure 3.7 : Onduleur NPC à sept niveaux commandé par la MLI à EH avec OEP et FC à paramètres β_i imposés pour le cas $r = 0.8875$.

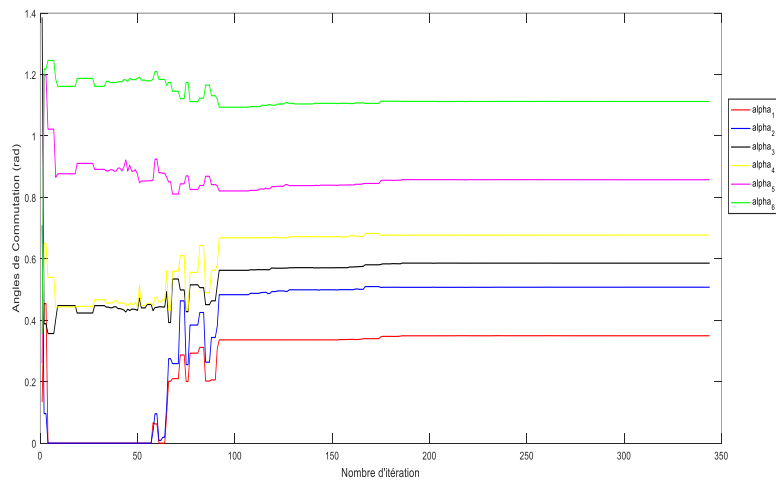
3.5.2.2. Cas de deux trous par $\frac{1}{4}$ de période pour un onduleur NPC triphasé à sept niveaux avec estimation des paramètres de conception

Le vecteur solution est augmenté à 13 paramètres $X(\alpha_1, \dots, \alpha_6, \beta_1, \dots, \beta_7)$, où les paramètres de conception β_i sont estimés dans l'intervalle [5 10].

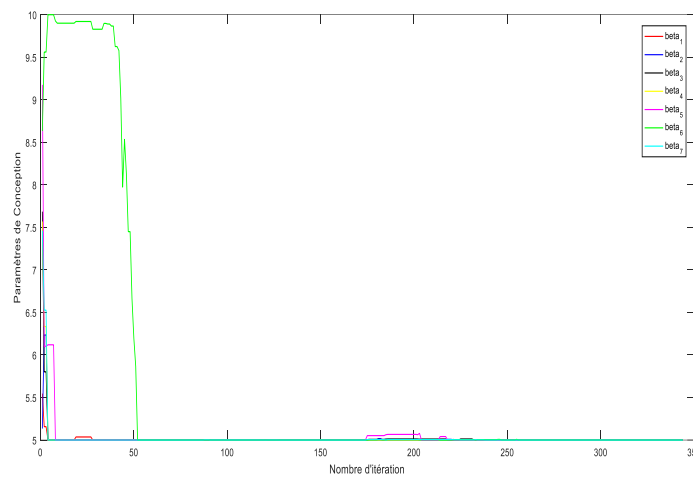
3.5.2.2.1. Optimisation avec l'algorithme génétique

Tableau 3.3 : Angles de commutation et paramètres de conception calculés par l'AG

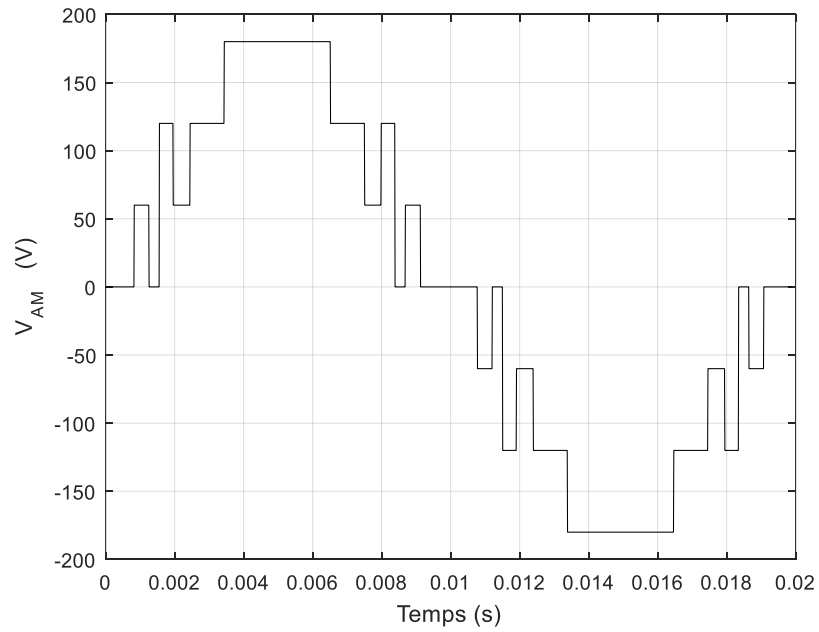
Indice de modulation M	Angles de commutation (rad) $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5, \alpha_6$						THD (%) V_a	Erreur relative à \hat{V}_{1ref} (%)	
	α_1	α_2	α_3	α_4	α_5	α_6			
0.775	0.3711	0.4766	0.5873	0.6806	0.8339	1.1625	5.86	9.16	
0.8875	0.1857	0.2569	0.3278	0.4158	0.5372	1.0917	5.67	10.36	
	Paramètres de conception								
	β_1	β_2	β_3	β_4	β_5	β_6	β_7		
0.775	5	5	5	5	5	5	5		
0.8875	5	10	5	10	5	5	10		



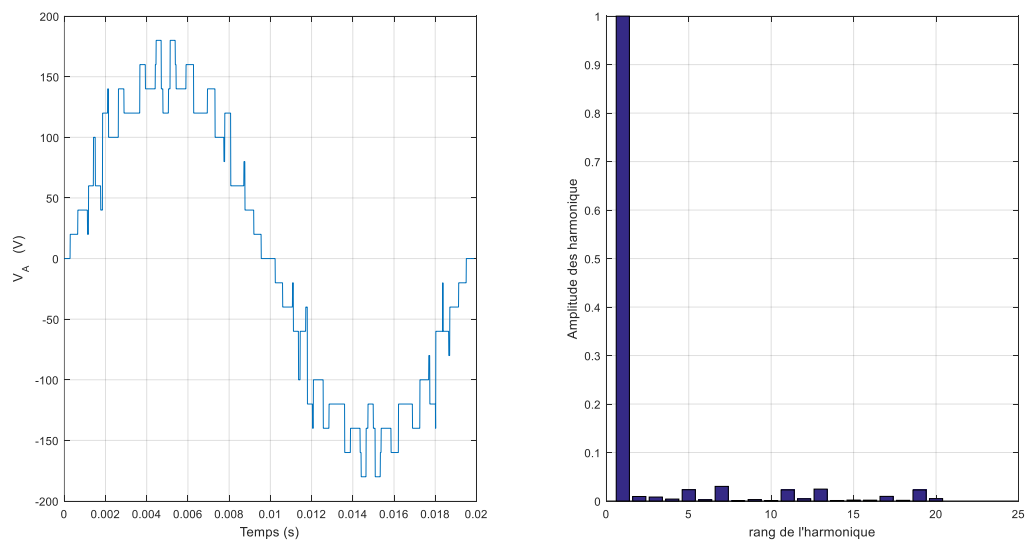
(a) Evolution des angles de commutation $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5$ et α_6 en fonction du nombre d'itérations.



(b) Evolution des paramètres de conception $\beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4, \beta_5, \beta_6$ et β_7 en fonction du nombre d'itérations.

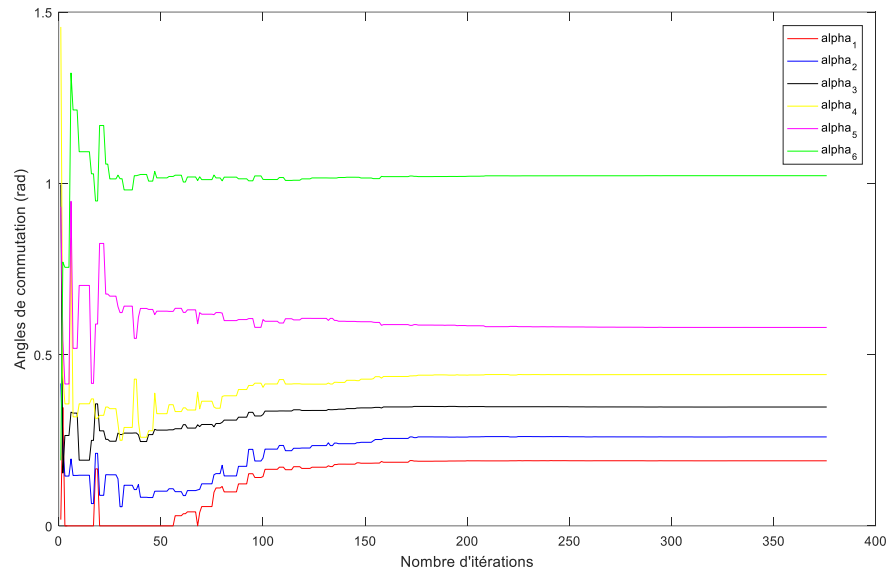


(c) Forme d'onde de la tension du bras a V_{aM}

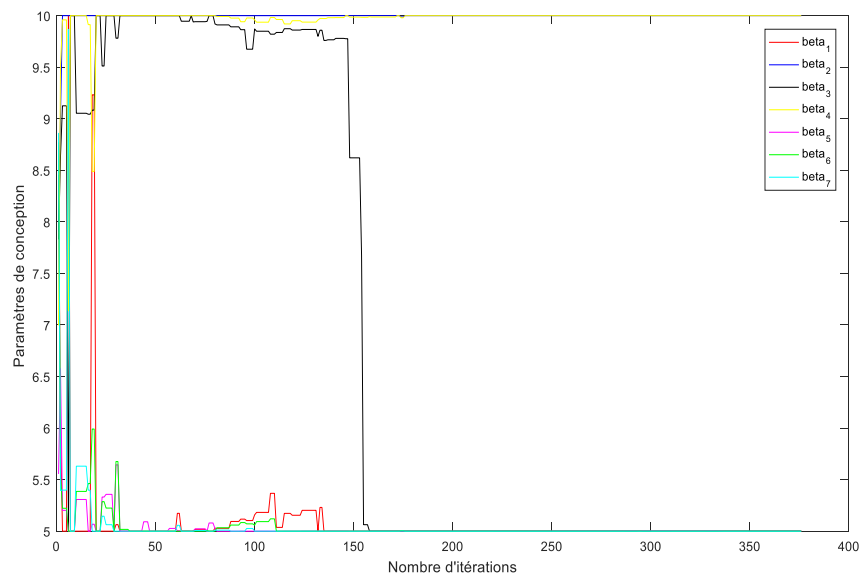


(d) Forme d'onde et spectre d'harmoniques associés à la tension simple V_a

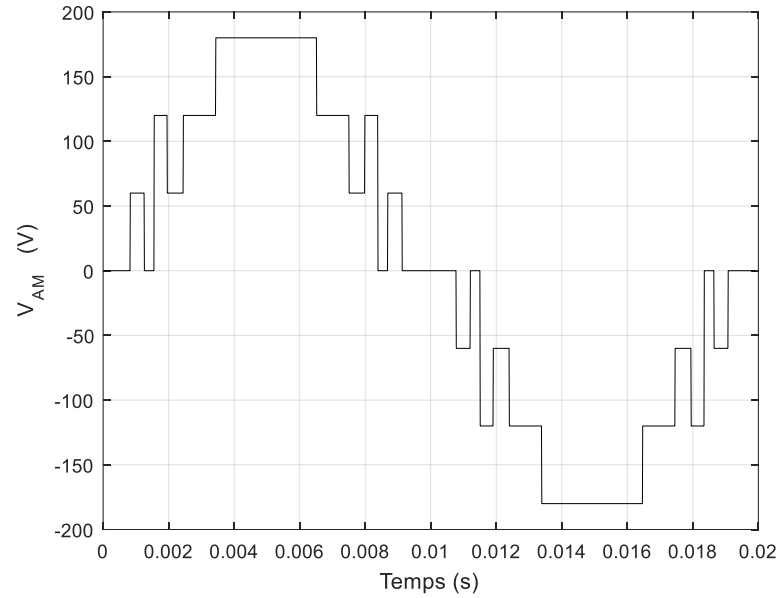
Figure 3.8 : Onduleur NPC à sept niveaux commandé par la MLI à EH avec optimisation par AG et FC à paramètres β_i estimés pour le cas $r = 0.775$.



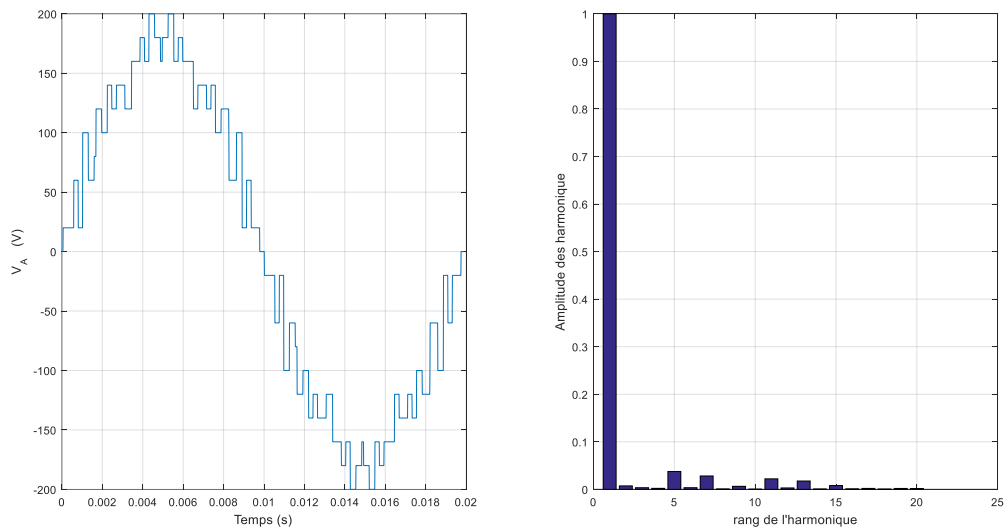
(a) Evolution des angles de commutation α_1 , α_2 , α_3 , α_4 , α_5 et α_6 en fonction du nombre d'itérations.



(b) Evolution des paramètres de conception β_1 , β_2 , β_3 , β_4 , β_5 , β_6 et β_7 en fonction du nombre d'itérations.



(c) Forme d'onde de la tension du bras a V_{aM}



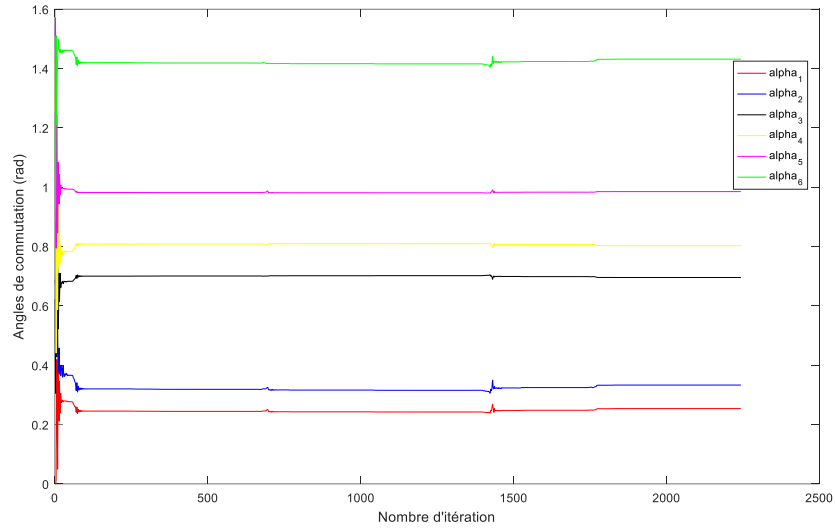
(d) Forme d'onde et spectre d'harmoniques associés à la tension simple V_a
 Figure 3.9 : Onduleur NPC à sept niveaux commandé par la MLI à EH avec optimisation par AG et FC à paramètres β_i estimés pour le cas $r = 0.8875$.

3.5.2.2.2. L'optimisation par essaim particulaire

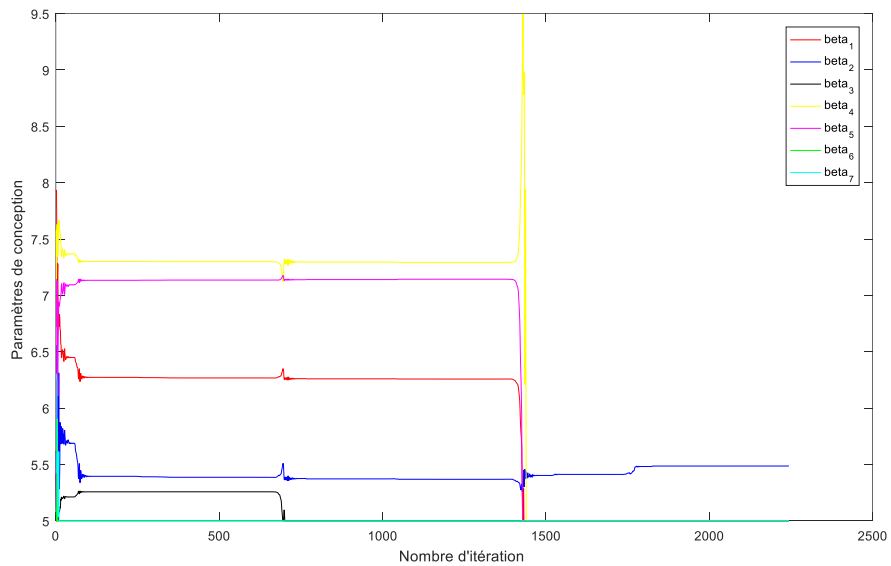
Tableau 3.4 : Angles de commutation et paramètres de conception calculés par l'OEP

Indice de modulation M	Angles de commutation (rad)						THD (%) V_a	Erreur relative à \hat{V}_{1ref} (%)
	α_1	α_2	α_3	α_4	α_5	α_6		
0.775	0.2712	0.3578	0.6862	0.7894	0.9912	1.4537	7.92	16.32

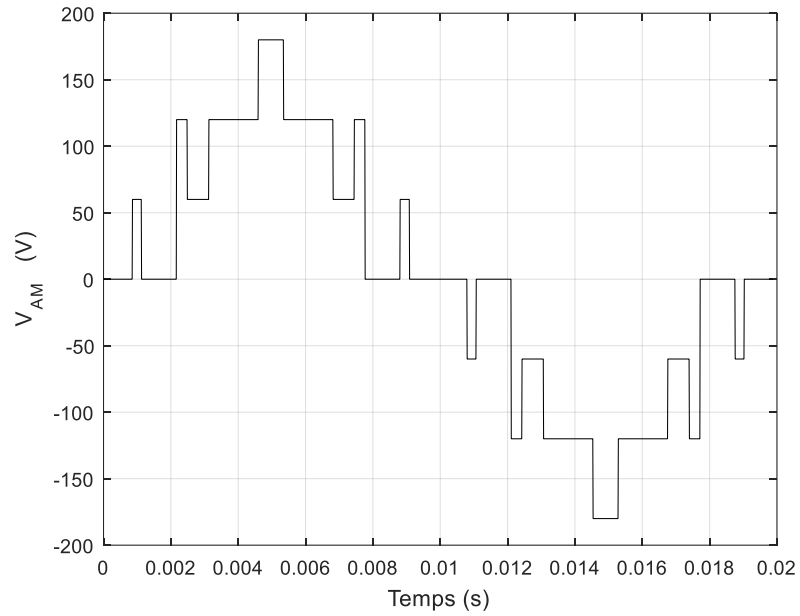
0.8875	0.2828	0.3942	0.5019	0.6103	0.8011	1.1039	8.20	0.89
	Paramètres de conception							
	β_1	β_2	β_3	β_4	β_5	β_6	β_7	
0.775	5	5.3748	5	5	5	5	10	
0.8875	10	5	10	6.8884	8.6411	5	5	



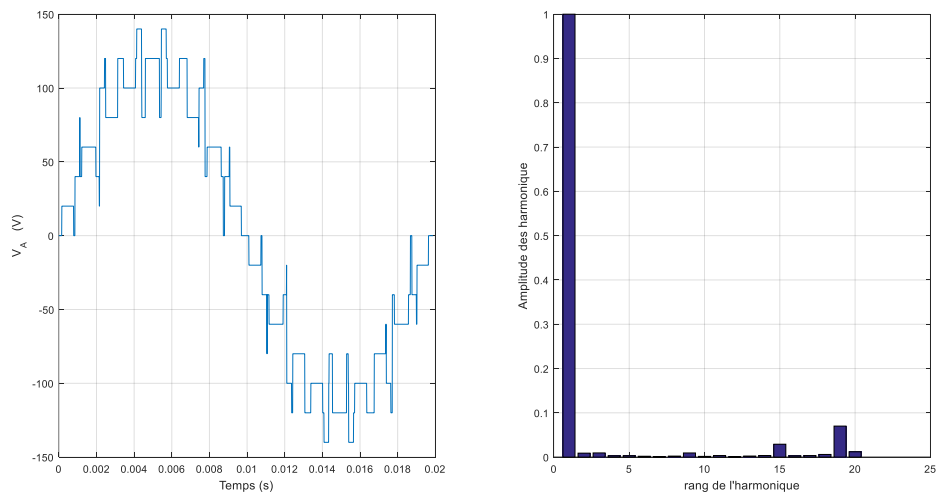
(a) Evolution des angles de commutation α_1 , α_2 , α_3 , α_4 , α_5 et α_6 en fonction du nombre d'itérations.



(b) Evolution des paramètres de conception β_1 , β_2 , β_3 , β_4 , β_5 , β_6 et β_7 en fonction du nombre d'itérations.

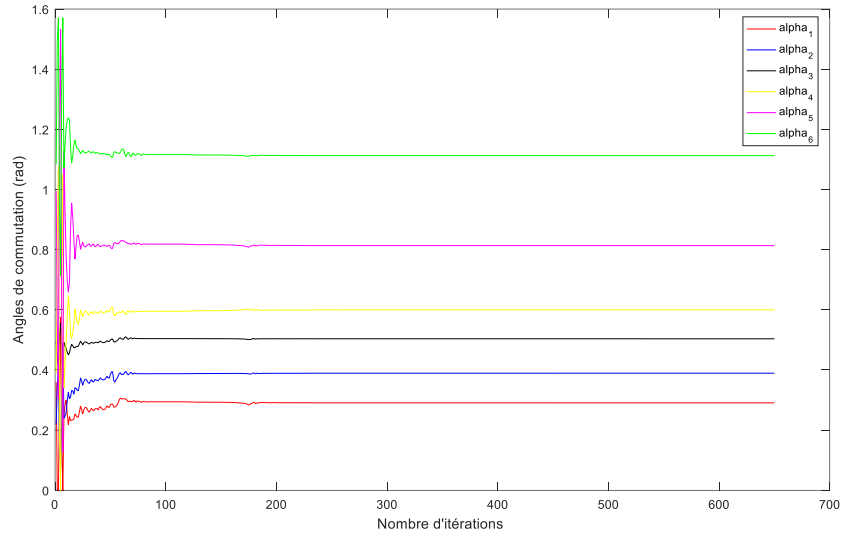


(c) Forme d'onde de la tension du bras a V_{aM}

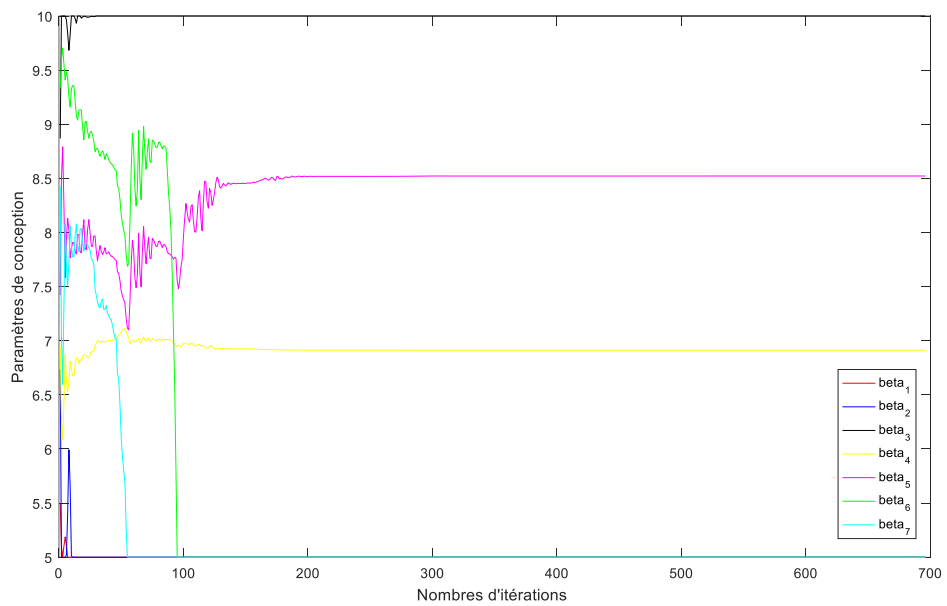


(d) Forme d'onde et spectre d'harmoniques associés à la tension simple V_a

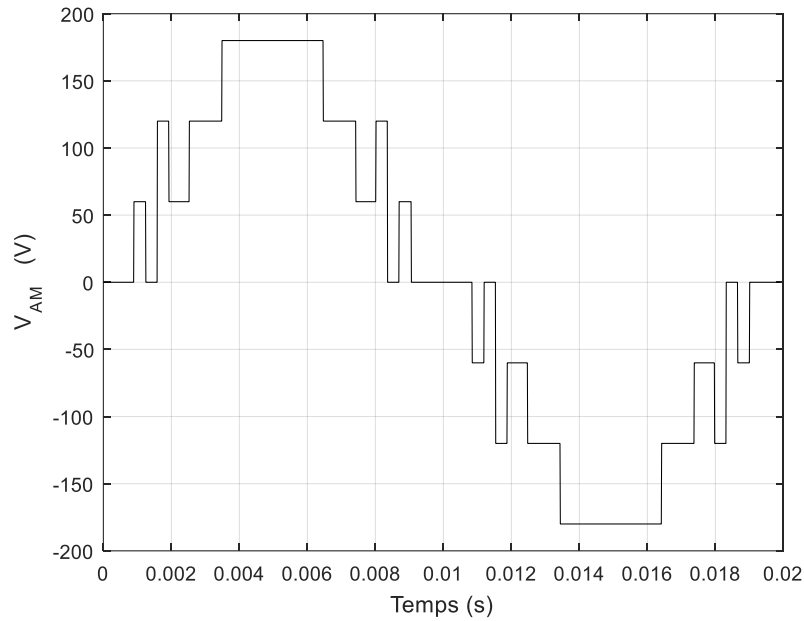
Figure 3.10 : Onduleur NPC à sept niveaux commandé par la MLI à EH avec OEP et FC à paramètres β_i estimés pour le cas $r = 0.775$.



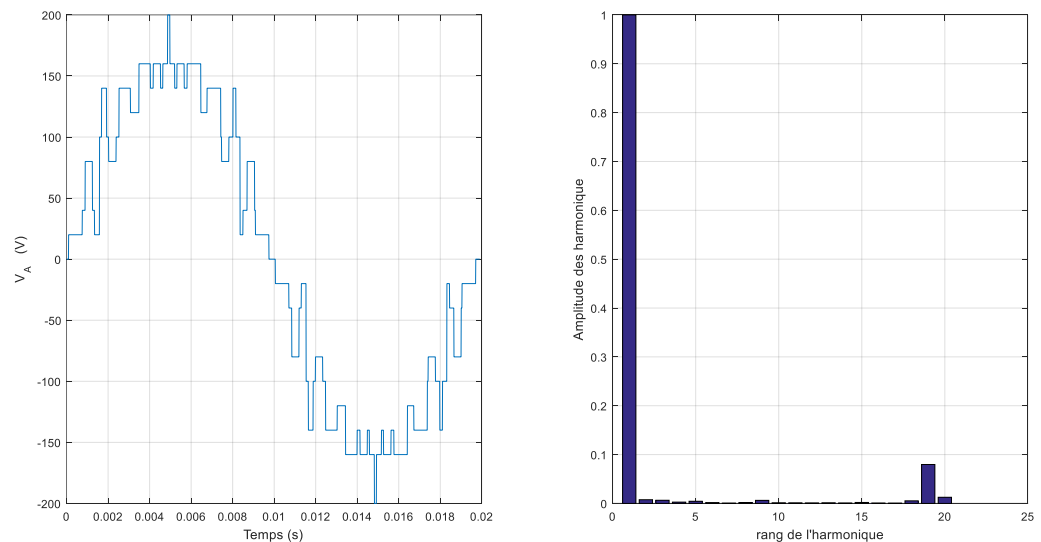
(a) Evolution des angles de commutation α_1 , α_2 , α_3 , α_4 , α_5 et α_6 en fonction du nombre d'itérations.



(b) Evolution des paramètres de conception β_1 , β_2 , β_3 , β_4 , β_5 , β_6 et β_7 en fonction du nombre d'itérations.



(c) Forme d'onde de la tension du bras a V_{aM}



(d) Forme d'onde et spectre d'harmoniques associés à la tension simple V_a

Figure 3.11 : Onduleur NPC à sept niveaux commandé par la MLI à EH avec OEP et FC à paramètres β_i estimés pour le cas $r = 0.8875$.

3.5.3 Interprétation des résultats

- La convergence des algorithmes AG et OEP appliqués est illustrée aux figures 3.4(a), 3.5(a), 3.6(a), 3.7(a), 3.8(a), 3.9(a), 3.10(a) et 3.11 (a) où le déplacement des gènes et de l'essaim respectivement vers la solution optimale $X = [\alpha_1 \alpha_2 \alpha_3 \alpha_4 \alpha_5 \alpha_6]$ est représenté.

- La conservation de la double symétrie par rapport au quart et demi de la période a permis de garder l'hypothèse de la suppression des harmoniques paires, ceci est représenté dans l'intégralité des figures représentant les spectres de fréquence.
- Les tensions simples et les spectres correspondants sont illustrés aux figures 3.4(c), 3.5(c), 3.6(c), 3.7(c), 3.8(d), 3.9(d), 3.10(d), 3.11(d). Ils mettent en évidence l'atténuation des harmoniques d'ordre multiple de trois et la diminution du taux de THD. De plus, la prochaine harmonique significative apparaissant dans la tension de sortie simple est la 19^{ème}.
- Dans le cas de l'optimisation sans estimation des paramètres de conception, le choix judicieux des β_i a permis d'avoir des angles tous compris entre $\left[0 \frac{5\pi}{12}\right]$.
- Dans le cas de l'optimisation avec estimation des paramètres de conception, ces derniers calculés sont différents de ceux imposés dans le cas l'optimisation où leur estimation est exclue, par contre leurs valeurs estimées ne permettent pas toujours d'avoir des angles compris entre $\left[0 \frac{5\pi}{12}\right]$, la figure 3.10(c) en illustre l'exemple. A noter que l'annulation de l'harmonique indésirable est assurée au détriment de la forme d'onde.

3.6 Comparaison avec l'onduleur Clampé par le neutre à treize niveaux conventionnel

D'une manière conventionnelle, éliminer cinq harmoniques avec le contrôle du fondamental, nécessite l'insertion de six angles de commutations ce qui implique l'utilisation d'un onduleur à treize niveaux dont la forme d'onde associée est représentée à la figure 3.12.

Les équations non linéaires, liés à un onduleur à treize niveaux et tenant compte des six angles de commutation représentés à la figure 3.12, peuvent être exprimées comme

suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \cos \alpha_1 + \cos \alpha_2 + \cos \alpha_3 + \cos \alpha_4 + \cos \alpha_5 + \cos \alpha_6 - \frac{3\pi}{4} r = 0 \\ \cos 5\alpha_1 + \cos 5\alpha_2 + \cos 5\alpha_3 + \cos 5\alpha_4 + \cos 5\alpha_5 + \cos 5\alpha_6 = 0 \\ \cos 7\alpha_1 + \cos 7\alpha_2 + \cos 7\alpha_3 + \cos 7\alpha_4 + \cos 7\alpha_5 + \cos 7\alpha_6 = 0 \\ \cos 11\alpha_1 + \cos 11\alpha_2 + \cos 11\alpha_3 + \cos 11\alpha_4 + \cos 11\alpha_5 + \cos 11\alpha_6 = 0 \\ \cos 13\alpha_1 + \cos 13\alpha_2 + \cos 13\alpha_3 + \cos 13\alpha_4 + \cos 13\alpha_5 + \cos 13\alpha_6 = 0 \\ \cos 17\alpha_1 + \cos 17\alpha_2 + \cos 17\alpha_3 + \cos 17\alpha_4 + \cos 17\alpha_5 + \cos 17\alpha_6 = 0 \end{array} \right. \quad (3.15)$$

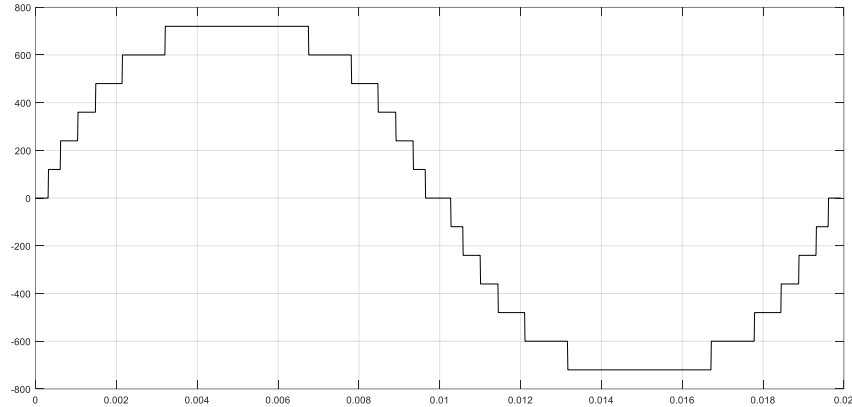


Figure 3.12 : Allure de la forme d'onde standard de l'onduleur à treize niveaux. De plus, l'onde de tension de sortie impose aux angles de commutation la contrainte suivante :

$$0 \leq \alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 < \alpha_4 < \alpha_5 < \alpha_6 \leq \frac{\pi}{2} \quad (3.16)$$

3.6.1 Fonction objectif

La solution optimale de (3.15) sous les contraintes (3.16) est calculée par la minimisation d'une fonction objectif globale F , prise comme dans (3.6).

Où la fonction F_2 est exprimée comme suit :

$$F_2 = \frac{\sqrt{V_5^2 + V_7^2 + V_{11}^2 + V_{13}^2 + V_{17}^2}}{V_1} \quad (3.17)$$

Et la fonction F_3 est de la forme :

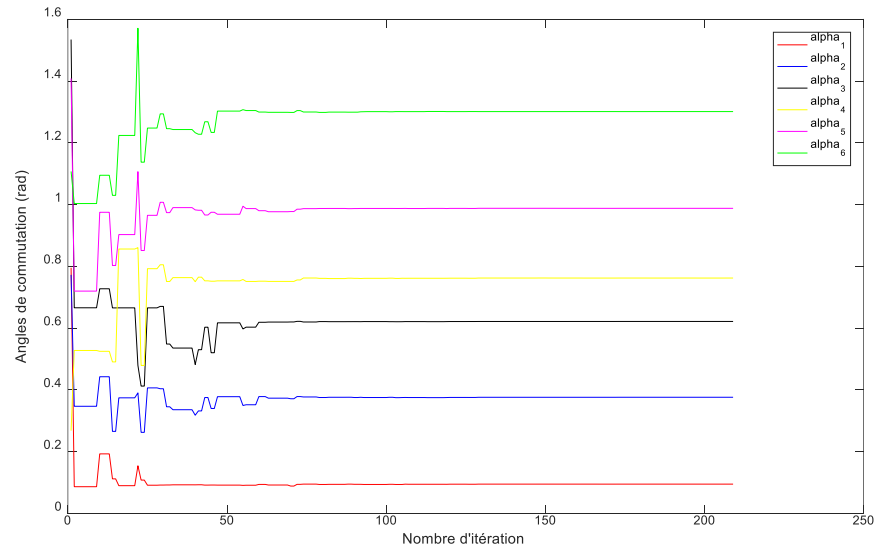
$$F_3 = \alpha_1^2 + (\alpha_2 - \alpha_1)^2 + (\alpha_3 - \alpha_2)^2 + (\alpha_4 - \alpha_3)^2 + (\alpha_5 - \alpha_4)^2 + (\alpha_6 - \alpha_5)^2 + (\pi/2 - \alpha_6)^2 \quad (3.18)$$

3.6.2 Simulation sous Matlab/Simulink

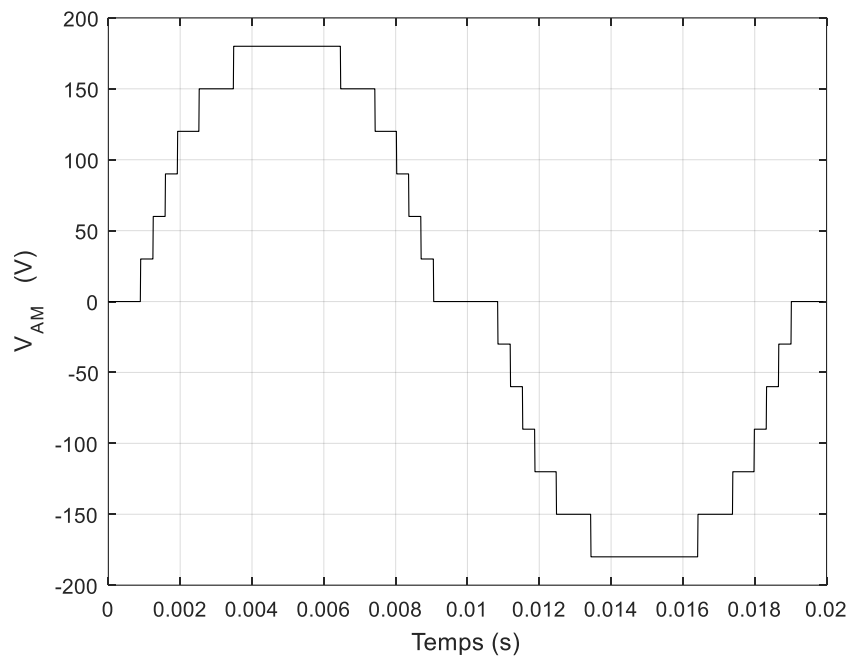
3.6.2.1 Optimisation avec l'algorithme génétique

Tableau 3.5 : Angles de commutation calculés par l'AG

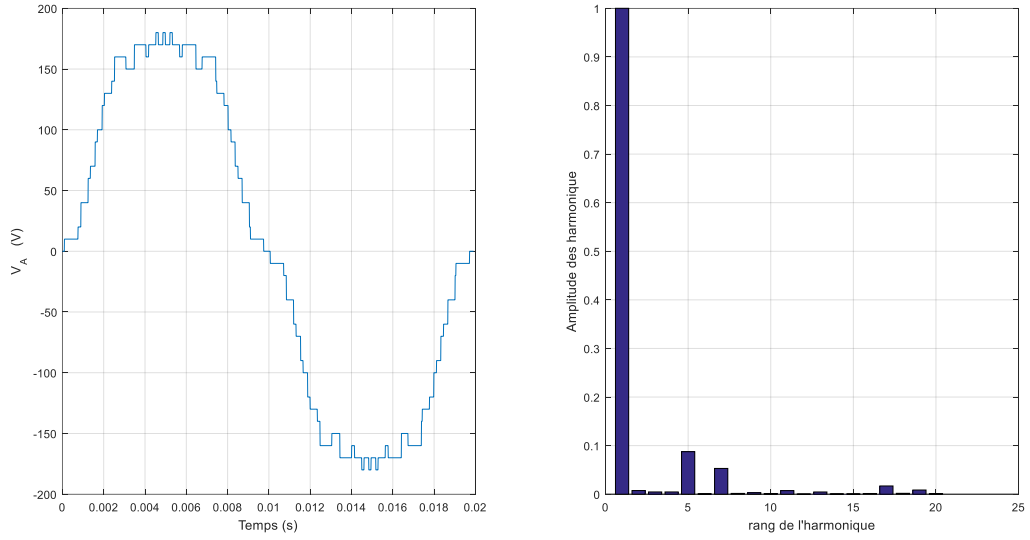
coefficient de réglage r	Angles de commutation (rad)						THD	Erreur relative à \hat{V}_{1ref} (%)
	α_1	α_2	α_3	α_4	α_5	α_6		
0.775	0.1187	0.3551	0.6111	0.7636	0.9437	1.2248	0.11	28.92
0.8875	0.5943	0.7879	0.9683	1.1736	1.3964	1.5870	0.023	35.59



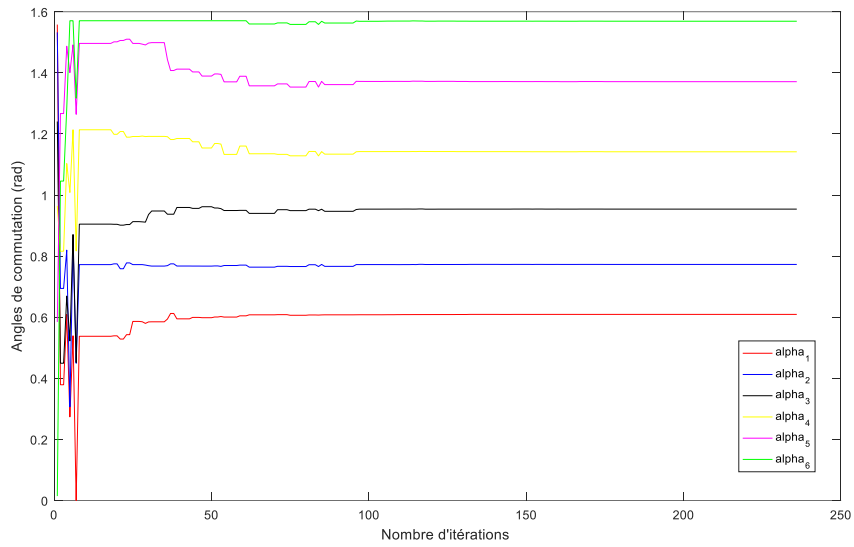
(a) Evolution des angles de commutation α_1 , α_2 , α_3 , α_4 , α_5 et α_6 en fonction du nombre d'itérations.



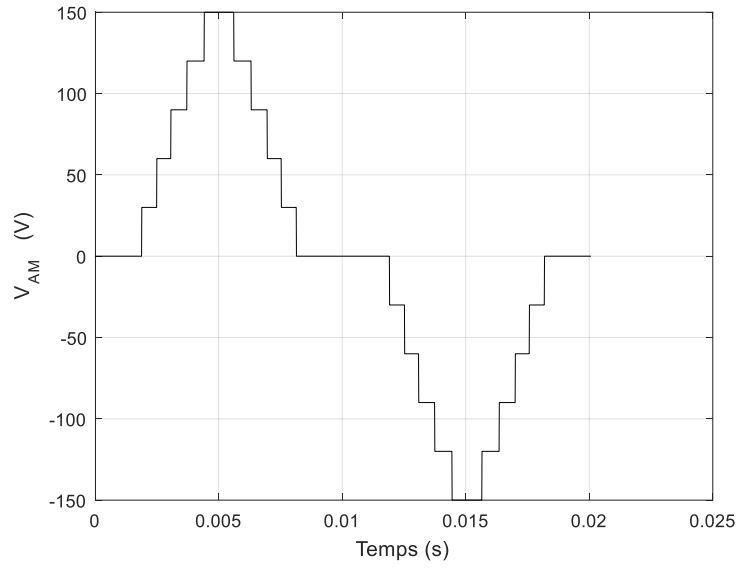
(b) Forme d'onde de la tension du bras a V_{AM}



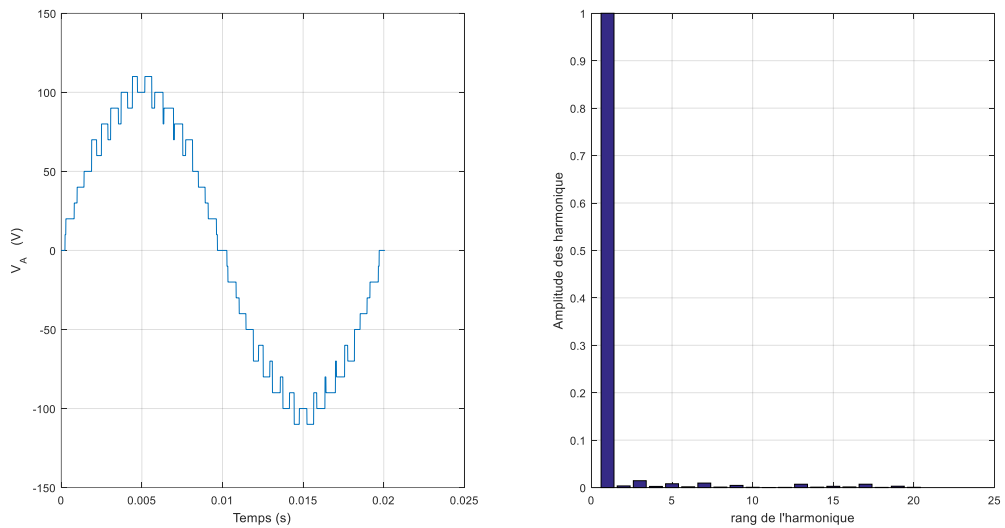
(c) Forme d'onde et spectre d'harmoniques associés à la tension simple V_a
 Figure 3.13 : Onduleur NPC à treize niveaux commandé par la MLI à EH avec optimisation par AG et FC à paramètres β_i unitaires pour le cas $r = 0.775$.



(a) Evolution des angles de commutation α_1 , α_2 , α_3 , α_4 , α_5 et α_6 en fonction du nombre d'itérations.



(b) Forme d'onde de la tension du bras a V_{aM}

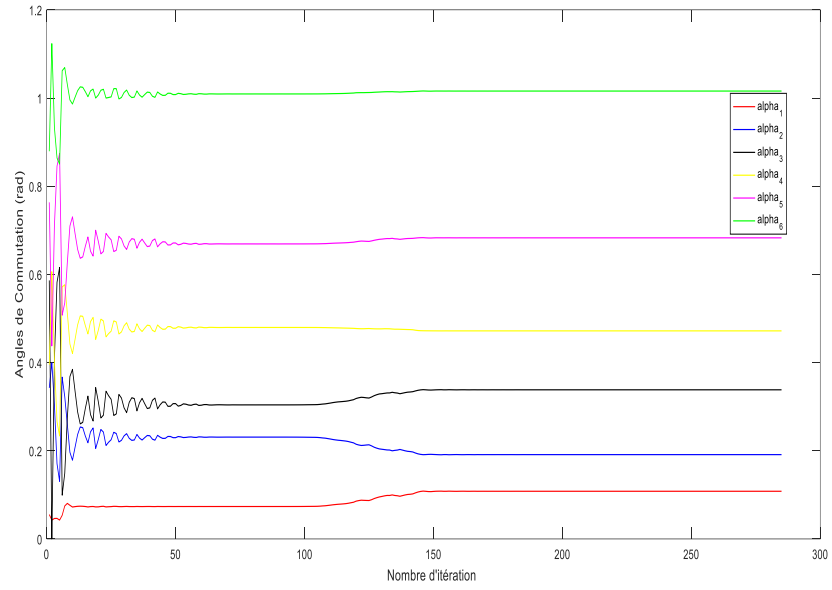


(c) Forme d'onde et spectre d'harmoniques associés à la tension simple V_a
 Figure 3.14 : onduleur NPC à treize niveaux commandé par la MLI à EH avec optimisation par AG et FC à paramètres β_i unitaires pour le cas $r = 0.8875$.

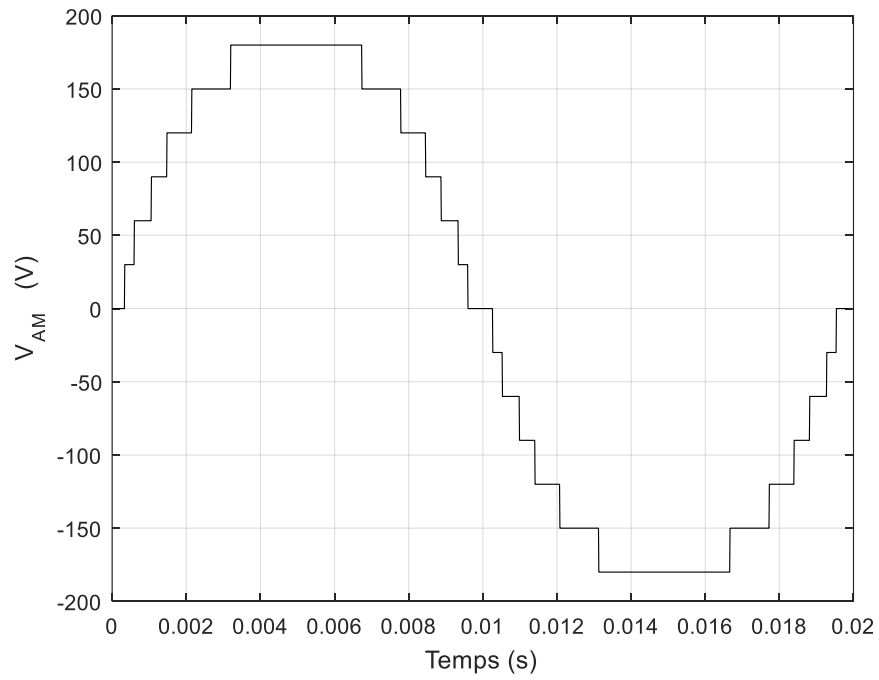
3.6.2.2 Optimisation par essaim particulaire

Tableau 3.6 : Angles de commutation calculés par l'OEP

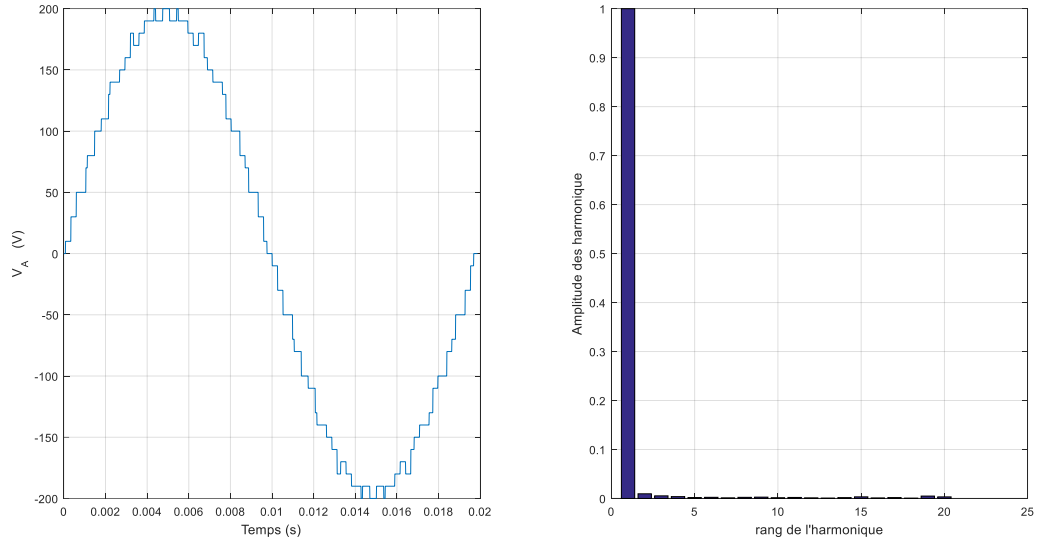
coefficient de réglage r	Angles de commutation (rad)						THD	Erreur relative à \hat{V}_{1ref} (%)
	α_1	α_2	α_3	α_4	α_5	α_6		
0.775	0.1081	0.1912	0.3382	0.4719	0.6829	1.0157	0.014	39.38
0.8875	0.1243	0.2879	0.4183	0.6236	0.9064	1.1070	0.014	21.71



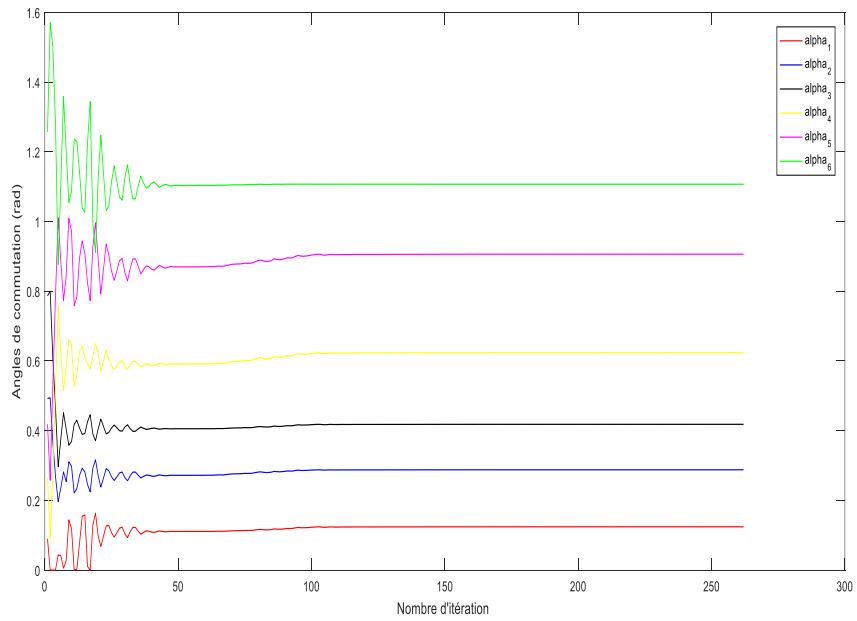
(a) Evolution des angles de commutation α_1 , α_2 , α_3 , α_4 , α_5 et α_6 en fonction du nombre d'itérations.



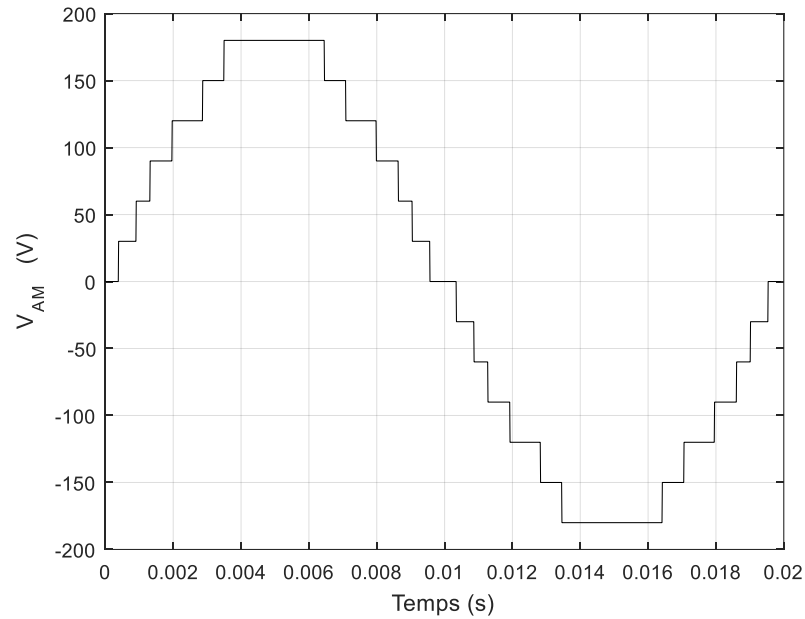
(b) Forme d'onde de la tension du bras a V_{aM}



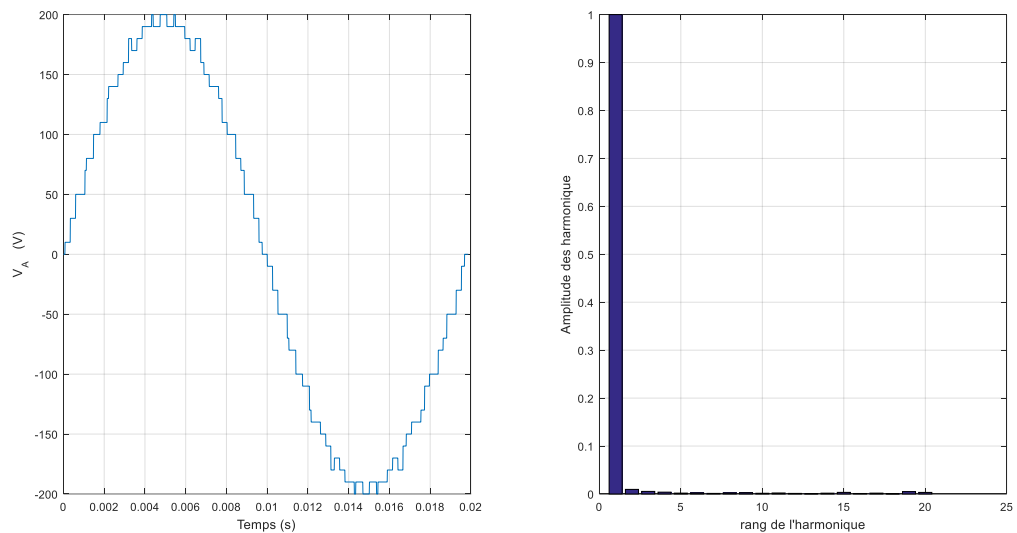
(c) Forme d'onde et spectre d'harmoniques associés à la tension simple V_a
 Figure 3.15 : onduleur NPC à treize niveaux commandé par la MLI à EH avec OEP et FC à paramètres β_i unitaires pour le cas $r = 0.775$.



(a) Evolution des angles de commutation $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5$ et α_6 en fonction du nombre d'itérations.



(b) Forme d'onde de la tension du bras a V_{aM}



(c) Forme d'onde et spectre d'harmoniques associés à la tension simple V_a

Figure 3.16 : Onduleur NPC à treize niveaux commandé par la MLI à EH avec OEP et FC à paramètres β_i unitaires pour le cas $r = 0.8875$.

3.6.3 Interprétation des résultats

- Les résultats obtenus avec l'onduleur à treize niveaux ont permis la suppression des harmoniques indésirables et sont similaires à ceux retrouvés avec la commande modifiée incluant six angles sur la structure d'onduleur à sept niveaux pour l'AG et l'OEP.

- Pour garder l'authenticité de la commande conventionnelle, les paramètres de conceptions nommés β_i n'ont pas été inclus dans la formule de la fonction objectif. Il faut noter qu'un vecteur solution X contenant des angles appartenant à l'intervalle $\left[\frac{5\pi}{12}, \frac{\pi}{2}\right]$ reste donc une éventualité (Tableau 3.5 pour $r = 0.8875$).
- Le point faible reste le changement de structure et donc le coût des composants additionnels pour des résultats qui restent similaires.

3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit une formulation optimisée de la commande par élimination d'harmoniques dans le contexte des onduleurs multiniveaux. Il convient de noter que cette procédure permet d'annuler un grand nombre d'harmoniques de bas ordre sans modifier la structure physique de l'onduleur, tant que la fréquence de commutation maximale des interrupteurs de puissance n'est pas atteinte. De plus, l'AG et l'OEP sont utilisés pour minimiser le système d'équations non linéaires. Rappelons que la formulation analytique proposée est impliquée avec des contraintes et une fonction de coût globale qui améliore la qualité de la forme d'onde de sortie. Cette optimisation sous contraintes utilise des paramètres de conception offrant une meilleure allure de la tension de sortie pour suivre la forme de la fonction $\text{Sin}(\cdot)$.

Une comparaison est faite avec la méthode conventionnelle ayant une forme d'onde d'escalier pour les onduleurs à diode de clamping à sept et à treize niveaux où le nombre souhaité d'harmonique à supprimer dépend directement et inévitablement du nombre de niveaux de l'onduleur.

Dans le chapitre suivant une variante de la commande par élimination d'harmoniques modifiée sera étudiée.

CHAPITRE 4

COMMANDE PAR ELIMINATION D'HARMONIQUES MODIFIEE – CAS AUGMENTE.

4.1 Introduction

Dans la continuité du chapitre précédent, nous allons dans ce chapitre examiner le cas d'augmentation du nombre d'angles insérés dans la forme d'onde mais toujours pour le cas d'un onduleur à sept niveaux triphasé NPC. Le cas de huit angles est analysé, ce qui équivaut à trois trous par quart de période. La fonction objectif est utilisée d'abord avec des paramètres de conception imposés ensuite estimés. Une comparaison avec un onduleur à dix-sept niveaux conventionnel dont la forme d'onde est nécessairement décrite par huit angles de commutation est réalisée.

Le chapitre est clôturé par une comparaison récapitulative des variantes proposées dans le chapitre précédent et ce chapitre.

4.2 Cas de trois trous par $\frac{1}{4}$ de période pour un onduleur clampé par le neutre triphasé à sept niveaux

Le quart de période relatif à l'onde de tension du bras à sept niveaux imposé est celui illustré à la figure 4.1. La description de cette dernière nécessite huit angles indépendants et permet donc d'éliminer sept harmoniques d'ordre inférieur. En remarquant qu'ici nous avons inséré trois trous par quart de période de la tension de bras V_{aM} et qu'il est possible d'envisager plus de trous tant que la fréquence de commutation maximale de l'interrupteur est respectée.

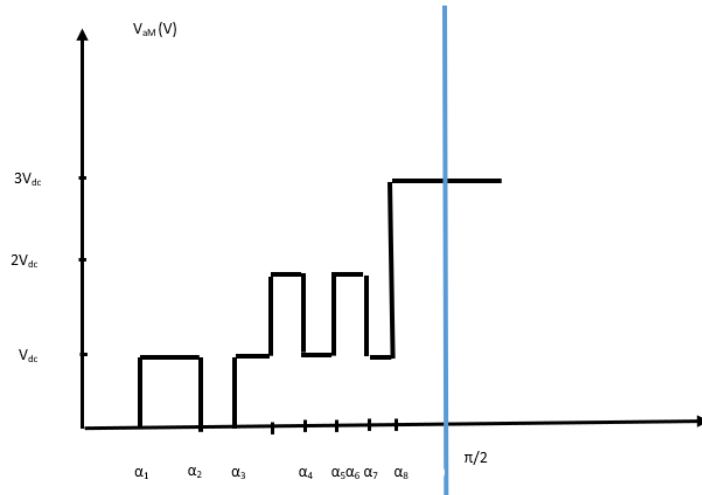


Figure 4.1 : Forme d'onde proposée de la tension du bras (premier cycle)

En exploitant la relation (3.5) et en tenant compte de l'allure de la figure 4.1. le système d'équations non linéaires est exprimé comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \cos \alpha_1 - \cos \alpha_2 + \cos \alpha_3 + \cos \alpha_4 - \cos \alpha_5 + \cos \alpha_6 - \cos \alpha_7 + 2\cos \alpha_8 - \frac{3\pi}{4}r = 0 \\ \cos 5\alpha_1 - \cos 5\alpha_2 + \cos 5\alpha_3 + \cos 5\alpha_4 - \cos 5\alpha_5 + \cos 5\alpha_6 - \cos 5\alpha_7 + 2\cos 5\alpha_8 = 0 \\ \cos 7\alpha_1 - \cos 7\alpha_2 + \cos 7\alpha_3 + \cos 7\alpha_4 - \cos 7\alpha_5 + \cos 7\alpha_6 - \cos 7\alpha_7 + 2\cos 7\alpha_8 = 0 \\ \cos 11\alpha_1 - \cos 11\alpha_2 + \cos 11\alpha_3 + \cos 11\alpha_4 - \cos 11\alpha_5 + \cos 11\alpha_6 - \cos 11\alpha_7 + 2\cos 11\alpha_8 = 0 \\ \cos 13\alpha_1 - \cos 13\alpha_2 + \cos 13\alpha_3 + \cos 13\alpha_4 - \cos 13\alpha_5 + \cos 13\alpha_6 - \cos 13\alpha_7 + 2\cos 13\alpha_8 = 0 \\ \cos 19\alpha_1 - \cos 19\alpha_2 + \cos 19\alpha_3 + \cos 19\alpha_4 - \cos 19\alpha_5 + \cos 19\alpha_6 - \cos 19\alpha_7 + 2\cos 19\alpha_8 = 0 \\ \cos 23\alpha_1 - \cos 23\alpha_2 + \cos 23\alpha_3 + \cos 23\alpha_4 - \cos 23\alpha_5 + \cos 23\alpha_6 - \cos 23\alpha_7 + 2\cos 23\alpha_8 = 0 \end{array} \right. \quad (4.1)$$

De plus, l'onde de tension de sortie impose aux angles de commutation la contrainte suivante :

$$0 \leq \alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 < \alpha_4 < \alpha_5 < \alpha_6 < \alpha_7 < \alpha_8 \leq \frac{\pi}{2} \quad (4.2)$$

Les harmoniques d'ordre 19 et 23 sont en plus annulées.

4.2.1 Fonction objectif

Pour les raisons évoquées dans le paragraphe 3.3, la fonction F_2 est exprimée comme suit :

$$F_2 = \frac{\sqrt{V_5^2 + V_7^2 + V_{11}^2 + V_{13}^2 + V_{17}^2 + V_{19}^2 + V_{23}^2}}{V_1} \quad (4.3)$$

Et la fonction F_3 (.) est de la forme :

$$F_3 = \beta_1 \alpha_1^2 + \beta_2 (\alpha_2 - \alpha_1)^2 + \beta_3 (\alpha_3 - \alpha_2)^2 + \beta_4 (\alpha_4 - \alpha_3)^2 + \beta_5 (\alpha_5 - \alpha_4)^2 + \beta_6 (\alpha_6 - \alpha_5)^2 + \beta_7 (\alpha_7 - \alpha_6)^2 + \beta_8 (\alpha_8 - \alpha_7)^2 + \beta_9 (\pi/2 - \alpha_8)^2 \quad (4.4)$$

4.2.2 Simulation sous Matlab/Simulink

Huit angles de commutation sont à déterminer afin de contrôler le fondamental et d'éliminer les sept harmoniques suivants : 5^{eme}, 7^{eme}, 11^{eme}, 13^{eme}, 17^{eme}, 19^{eme} et 23^{eme}.

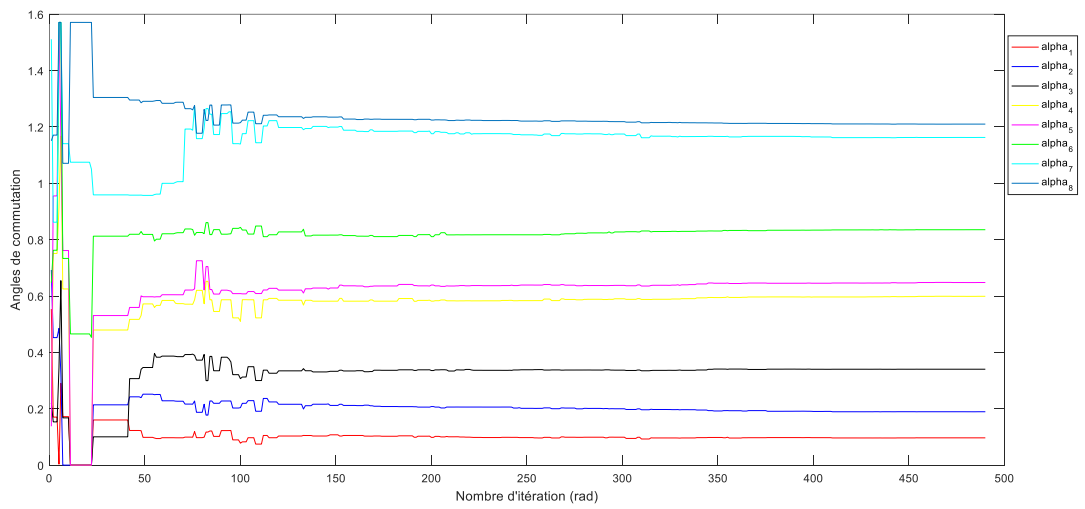
4.2.2.1 Cas de trois trous par ¼ de période pour un onduleur NPC triphasé à 7N sans estimation des paramètres de conception (paramètres imposés)

Les paramètres de conception β_i ($i = 1, 9$) sont imposés telles que : $\beta_1 = 8, \beta_2 = 7, \beta_3 = 6, \beta_4 = 5, \beta_5 = 4, \beta_6 = 4, \beta_7 = 4, \beta_8 = 4, \beta_9 = 4$.

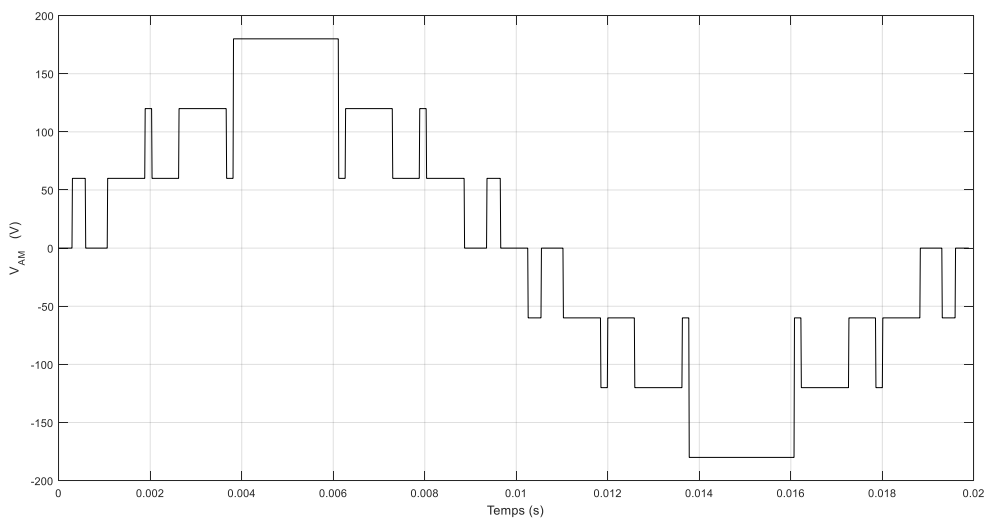
4.2.2.1.1 Optimisation avec l'algorithme génétique

Tableau 4.1 : Angles de commutation calculés par l'AG pour $r = 0.775$

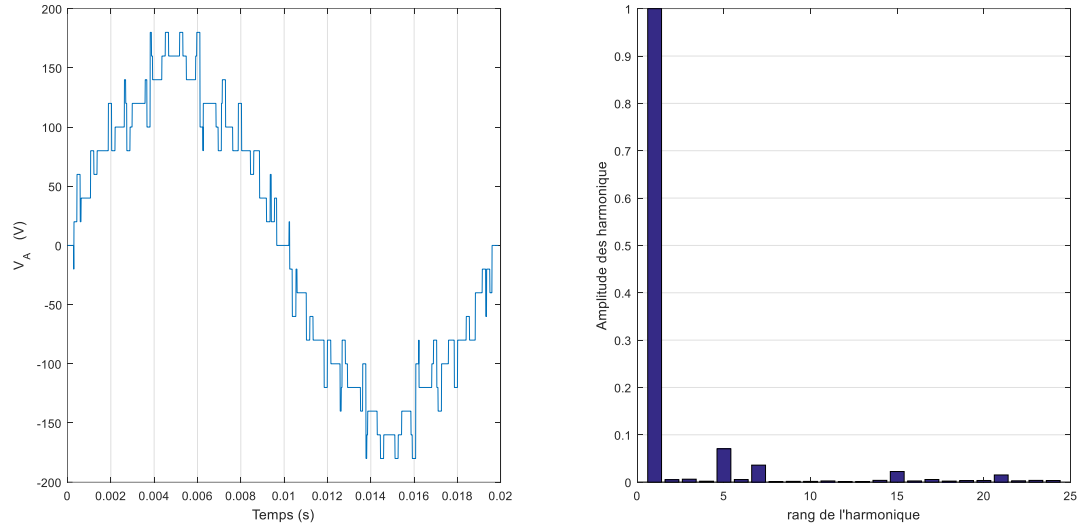
Angles de commutation (rad)								THD	Erreur relative à \hat{V}_{1ref} (%)
α_1	α_2	α_3	α_4	α_5	α_6	α_7	α_8		
0.0968	0.1894	0.3404	0.5988	0.6478	0.8352	1.1626	1.2100	0.085	7.10



(a) Evolution des angles de commutation $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5, \alpha_6, \alpha_7$ et α_8 en fonction du nombre d'itérations.



(b) Forme d'onde de la tension du bras a V_{aM}

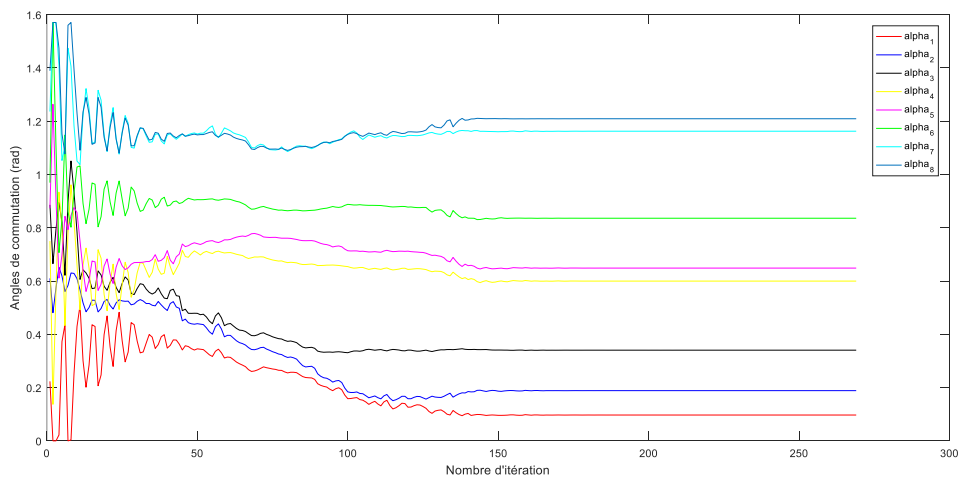


(c) Forme d'onde et spectre d'harmoniques associés à la tension simple V_a
 Figure 4.2 : Onduleur NPC à sept niveaux commandé par la MLI à EH avec optimisation par AG et FC à paramètres β_i imposés pour le cas $r = 0.775$.

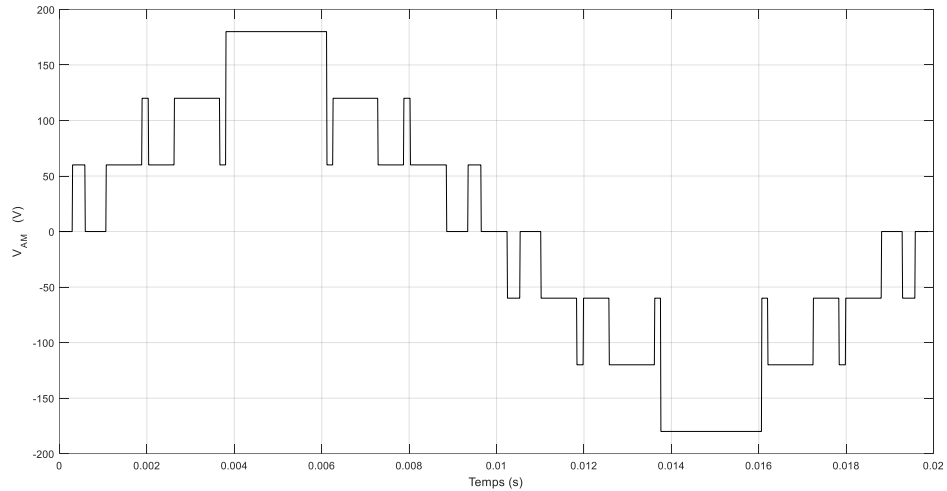
4.2.2.1.2 L'optimisation par essaim particulaire

Tableau 4.2 : Angles de commutation calculés par l'OEP pour $r = 0.775$

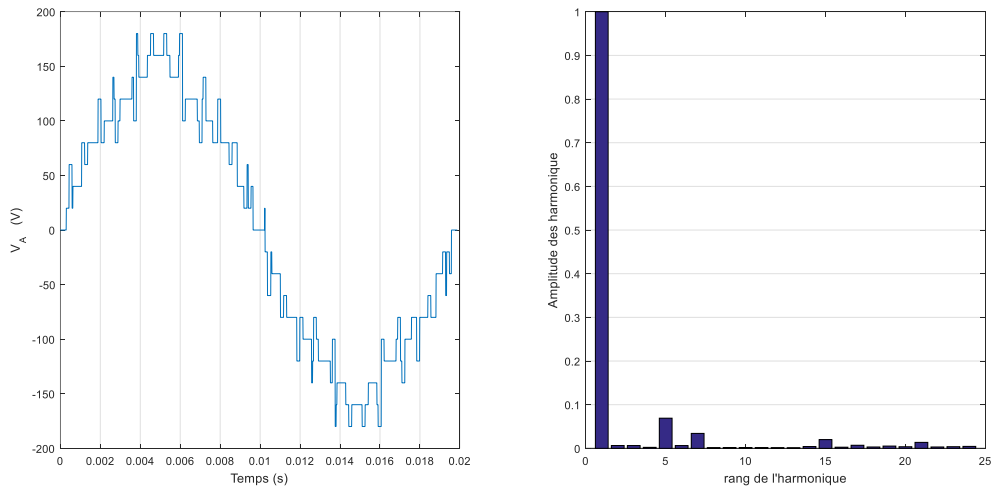
Angles de commutation (rad)								THD	Erreur relative à \hat{V}_{1ref} (%)
α_1	α_2	α_3	α_4	α_5	α_6	α_7	α_8		
0.0972	0.1887	0.3406	0.6000	0.6488	0.8360	1.1627	1.2095	0.082	7.30



(a) Evolution des angles de commutation $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5, \alpha_6, \alpha_7$ et α_8 en fonction du nombre d'itérations.



(b) Forme d'onde de la tension du bras a V_{AM}



(c) Forme d'onde et spectre d'harmoniques associés à la tension simple V_a

Figure 4.3 : onduleur NPC à sept niveaux commandé par la MLI à EH avec OEP et FC à paramètres β_i imposés pour le cas $r = 0.775$.

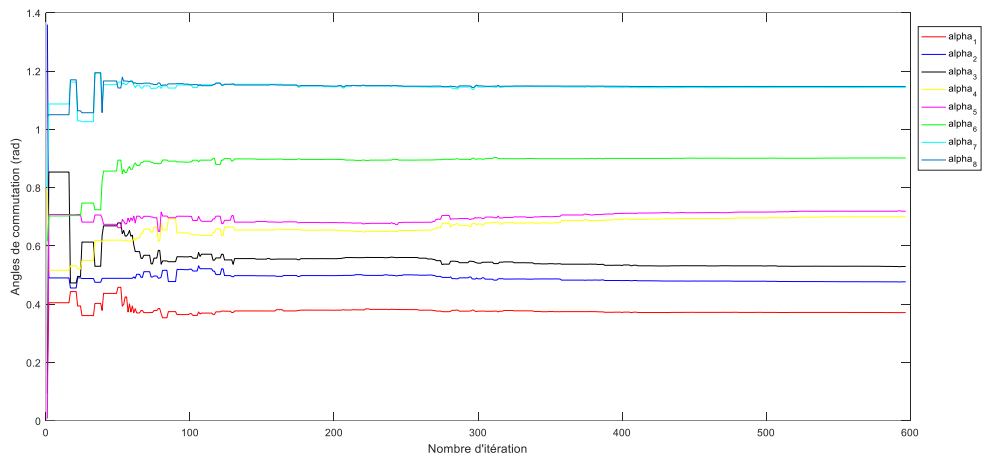
4.2.2.2 Cas de trois trous par $\frac{1}{4}$ de période pour un onduleur clampé par le neutre triphasé à sept niveaux avec estimation des paramètres de conception

Le vecteur solution est augmenté à 17 paramètres $X(\alpha_1, \dots, \alpha_8, \beta_1, \dots, \beta_9)$, où les paramètres de conception β_i sont estimés dans l'intervalle [5 10].

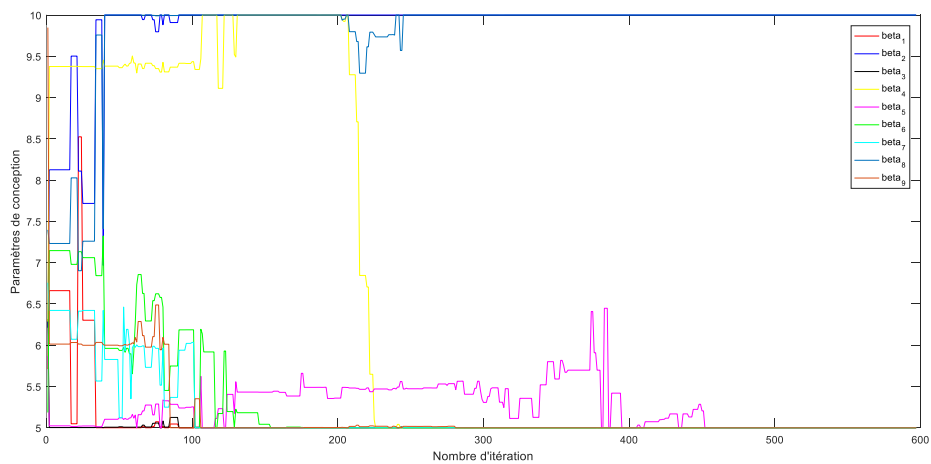
4.2.2.2.1 Optimisation avec l'algorithme génétique

Tableau 4.3 : Angles de commutation et paramètres de conception calculés par l'AG pour $r = 0.775$

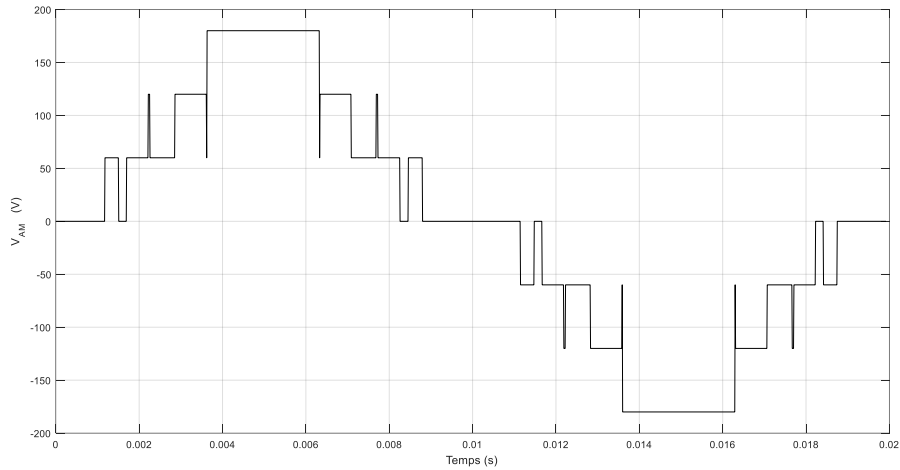
Angles de commutation (rad) $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5, \alpha_6, \alpha_7, \alpha_8$ $M = 0.775$								THD (%) V_a	Erreur relative à \hat{V}_{1ref} (%)	
0.3711	0.4766	0.5373	0.7006	0.7139	0.9025	1.1438	1.1484	3.01	5.65	
Paramètres de conception										
β_1	β_2	β_3	β_4	β_5	β_6	β_7	β_8	β_9		
5	10	5	5	5	5	5	5	5		



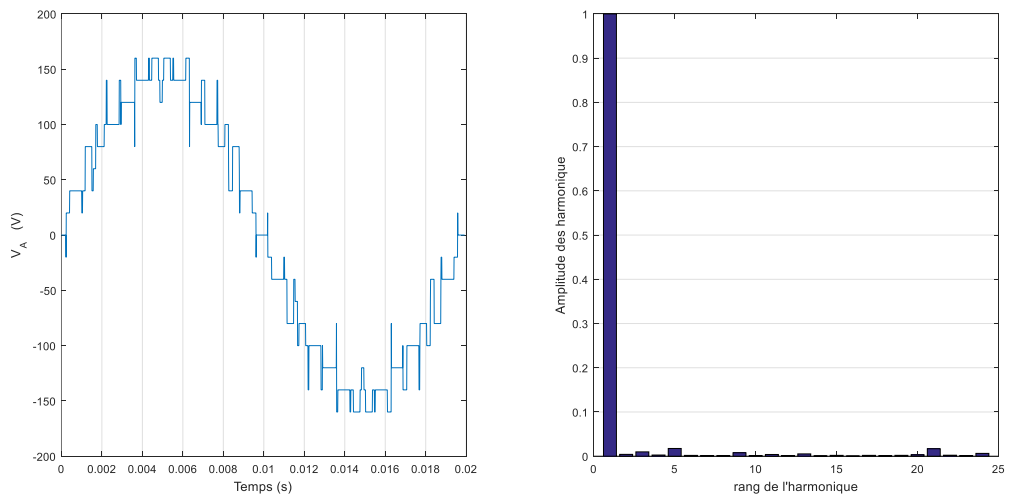
(a) Evolution des angles de commutation $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5, \alpha_6, \alpha_7$ et α_8 en fonction du nombre d'itérations.



(b) Evolution des paramètres de conception $\beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4, \beta_5, \beta_6, \beta_7, \beta_8$ et β_9 en fonction du nombre d'itérations.



(c) Forme d'onde de la tension du bras a V_{aM}



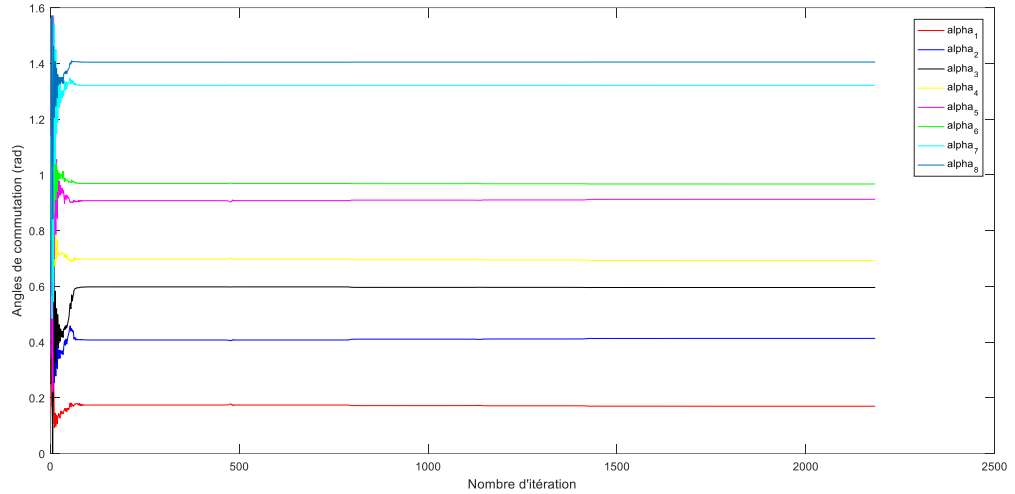
(d) Forme d'onde et spectre d'harmoniques associés à la tension simple V_a
 Figure 4.4 : onduleur NPC à sept niveaux commandé par la MLI à EH avec optimisation par AG et FC à paramètres β_i estimés pour le cas $r = 0.775$.

4.2.2.2.2 L'optimisation par essaim particulaire

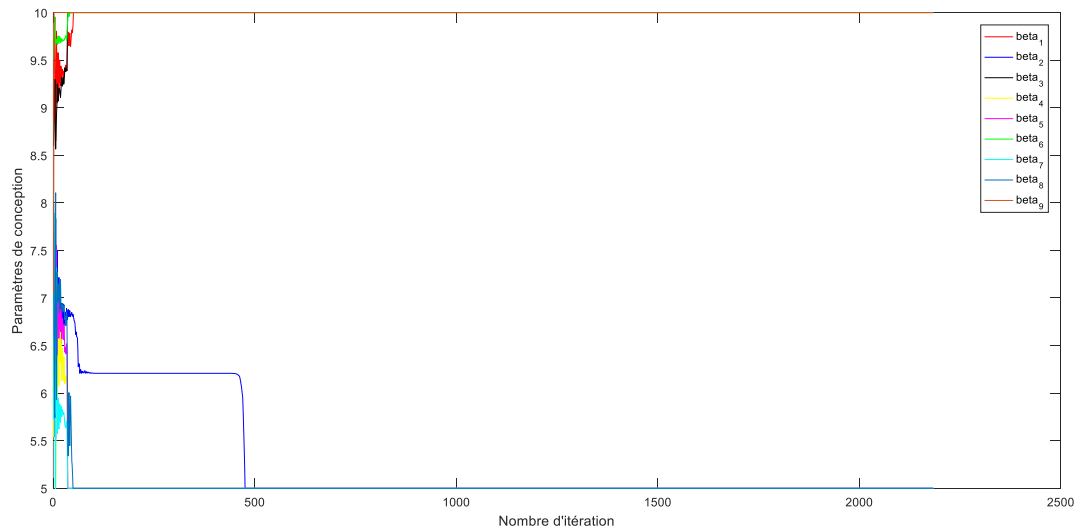
Tableau 4.4 : Angles de commutation et paramètres de conception calculés par l'OEP pour $r = 0.775$

Angles de commutation (rad) $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5, \alpha_6, \alpha_7, \alpha_8$ $M = 0.775$								THD (%) V_a	Erreur relative à \hat{V}_{1ref} (%)
0.1697	0.4131	0.5958	0.6922	0.9123	0.9674	1.3215	1.4051	3.97	6.97

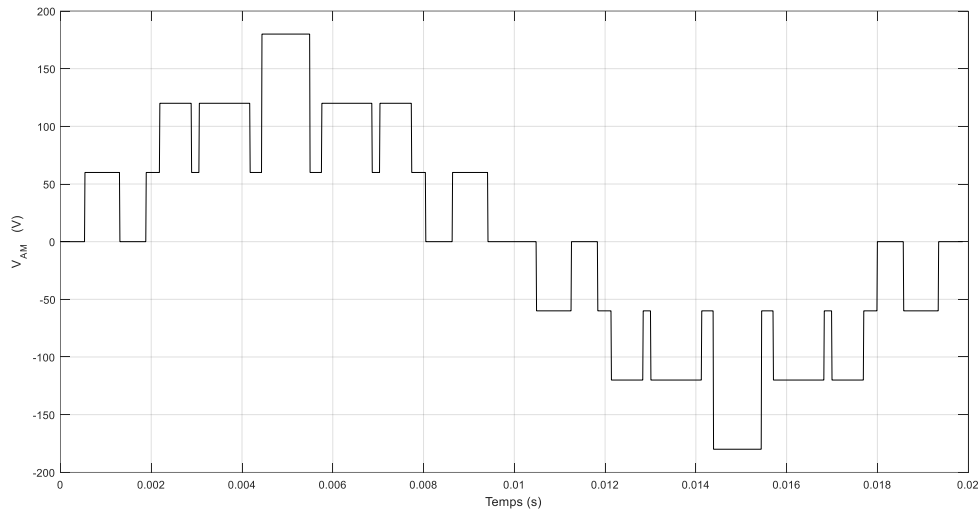
Paramètres de conception								
β_1	β_2	β_3	β_4	β_5	β_6	β_7	β_8	β_9
10	5	10	5	5	10	5	5	10



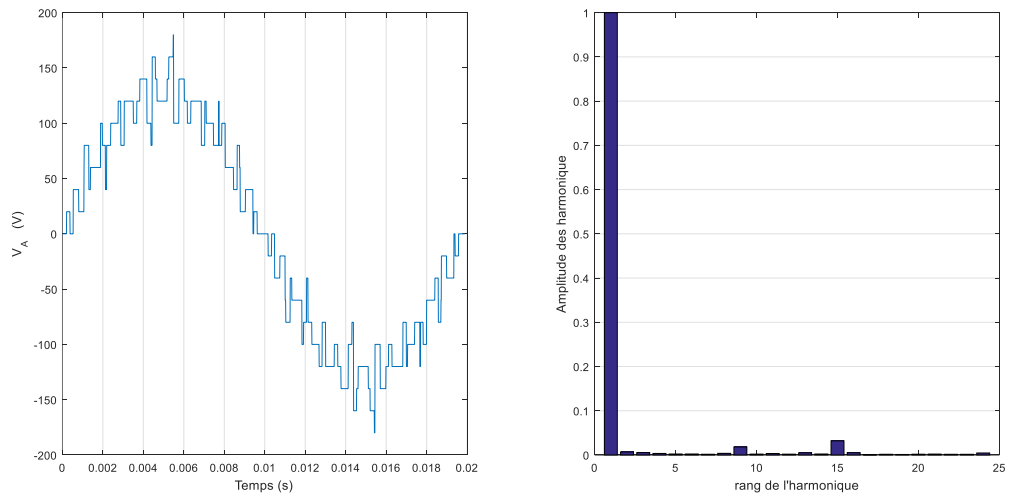
(a) Evolution des angles de commutation α_1 , α_2 , α_3 , α_4 , α_5 , α_6 , α_7 et α_8 en fonction du nombre d'itérations.



(b) Evolution des paramètres de conception β_1 , β_2 , β_3 , β_4 , β_5 , β_6 , β_7 , β_8 et β_9 en fonction du nombre d'itérations.



(c) Forme d'onde de la tension du bras a V_{aM}



(d) Forme d'onde et spectre d'harmoniques associés à la tension simple V_a

Figure 4.5 : Onduleur NPC à sept niveaux commandé par la MLI à EH avec OEP et FC à paramètres β_i estimés pour le cas $r = 0.775$.

4.2.3 Interprétation des résultats

- La convergence des algorithmes AG et OEP appliqués est illustrée aux figures 4.2(a), 4.3(a), 4.4(a) et 4.5(a) où le déplacement des gènes et de l'essaim respectivement vers la solution optimale $X = [\alpha_1 \alpha_2 \alpha_3 \alpha_4 \alpha_5 \alpha_6 \alpha_7 \alpha_8]$ est représenté.
- Les angles retrouvés dans le cas d'optimisation sans estimation des paramètres de conceptions que ce soit pour AG et OEP sont similaire à 10^{-2} près ; ceci est dû au fait que la population aléatoire prise au départ de

l'optimisation est la même, et que donc pour la même fonction objectif, le vecteur solution X reste le même pour ces deux algorithmes de recherche.

- Rappelons qu'il s'agit d'un algorithme d'optimisation et non d'un résolveur d'équations. (Cas de la fonction coût simulé THD)
- Dans le cas de l'optimisation sans estimation des paramètres de conception, le choix judicieux des β_i a permis d'avoir des angles tous compris entre $\left[0 \frac{5\pi}{12}\right]$.
- L'élimination des harmoniques indésirables est atteinte pour l'AG (figure 4.2(c) et 4.4(d)), puisqu'il y a suppression du 7^{ème}, 11^{ème}, 13^{ème}, 17^{ème}, 19^{ème} et 23^{ème} harmoniques, par contre un résidu d'harmonique 5 est toujours visible. La prochaine harmonique indésirable significative est la 25^{ème}.
- L'élimination des harmoniques indésirables est atteinte pour l'OEP (figure 4.3(c) et 4.5(d)), puisqu'il y a suppression de toutes les harmoniques indésirables. La prochaine harmonique indésirable significative est la 29^{ème}.
- Dans le cas de l'optimisation avec estimation des paramètres de conception, ces derniers calculés sont différents de ceux imposés dans le cas l'optimisation où leur estimation est exclue, par contre leurs valeurs estimées ne permettent pas toujours d'avoir des angles compris entre $\left[0 \frac{5\pi}{12}\right]$ le tableau 4.4 en illustre l'exemple. A noter que l'annulation de l'harmonique indésirable est assurée au détriment de la forme d'onde.

4.3 Comparaison avec l'onduleur Clampé par le neutre à dix-sept niveaux conventionnel

D'une manière conventionnelle, éliminer sept harmoniques avec control du fondamental, nécessite l'insertion de huit angles de commutations ce qui implique l'utilisation d'un onduleur à dix-sept niveaux dont la forme d'onde associée est représentés à la figure 4.6.

Le système d'équations non linéaires est exprimé comme suit

$$\left\{ \begin{array}{l} \cos \alpha_1 + \cos \alpha_2 + \cos \alpha_3 + \cos \alpha_4 + \cos \alpha_5 + \cos \alpha_6 + \cos \alpha_7 + \cos \alpha_8 - \frac{3\pi}{4}r = 0 \\ \cos 5\alpha_1 + \cos 5\alpha_2 + \cos 5\alpha_3 + \cos 5\alpha_4 + \cos 5\alpha_5 + \cos 5\alpha_6 + \cos 5\alpha_7 + \cos 5\alpha_8 = 0 \\ \cos 7\alpha_1 + \cos 7\alpha_2 + \cos 7\alpha_3 + \cos 7\alpha_4 + \cos 7\alpha_5 + \cos 7\alpha_6 + \cos 7\alpha_7 + \cos 7\alpha_8 = 0 \\ \cos 11\alpha_1 + \cos 11\alpha_2 + \cos 11\alpha_3 + \cos 11\alpha_4 + \cos 11\alpha_5 + \cos 11\alpha_6 + \cos 11\alpha_7 + \cos 11\alpha_8 = 0 \\ \cos 13\alpha_1 + \cos 13\alpha_2 + \cos 13\alpha_3 + \cos 13\alpha_4 + \cos 13\alpha_5 + \cos 13\alpha_6 + \cos 13\alpha_7 + \cos 13\alpha_8 = 0 \\ \cos 19\alpha_1 + \cos 19\alpha_2 + \cos 19\alpha_3 + \cos 19\alpha_4 + \cos 19\alpha_5 + \cos 19\alpha_6 + \cos 19\alpha_7 + \cos 19\alpha_8 = 0 \\ \cos 23\alpha_1 + \cos 23\alpha_2 + \cos 23\alpha_3 + \cos 23\alpha_4 + \cos 23\alpha_5 + \cos 23\alpha_6 + \cos 23\alpha_7 + \cos 23\alpha_8 = 0 \end{array} \right. (4.5)$$

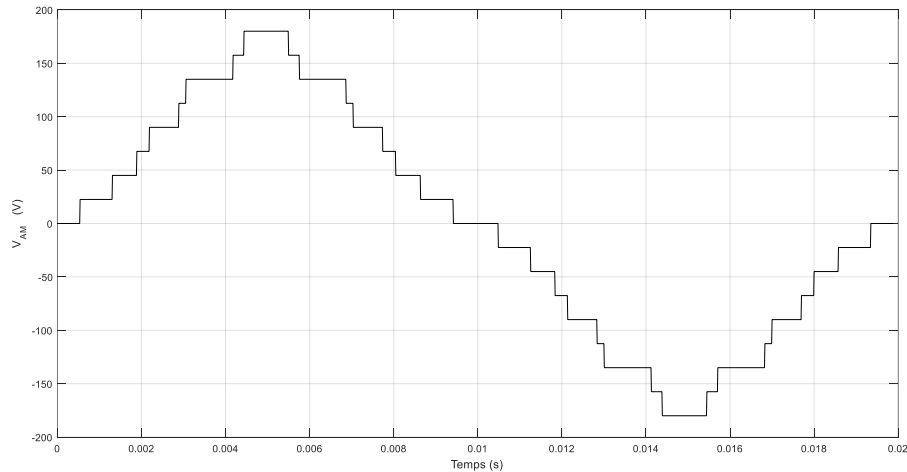


Figure 4.6 : Forme d'onde conventionnelle d'un onduleur à dix-sept niveaux incluant huit angles de commutation.

De plus, l'onde de tension de sortie impose aux angles de commutation la contrainte suivante :

$$0 \leq \alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 < \alpha_4 < \alpha_5 < \alpha_6 < \alpha_7 < \alpha_8 \leq \frac{\pi}{2} \quad (4.6)$$

4.3.1 Fonction objectif

La fonction objectif globale F est prise comme dans (3.7).

La fonction à minimiser F_2 est exprimée comme suit :

$$F_2 = \frac{\sqrt{V_5^2 + V_7^2 + V_{11}^2 + V_{13}^2 + V_{17}^2 + V_{19}^2 + V_{23}^2}}{V_1} \quad (4.7)$$

La fonction F_3 (.) est comme suit :

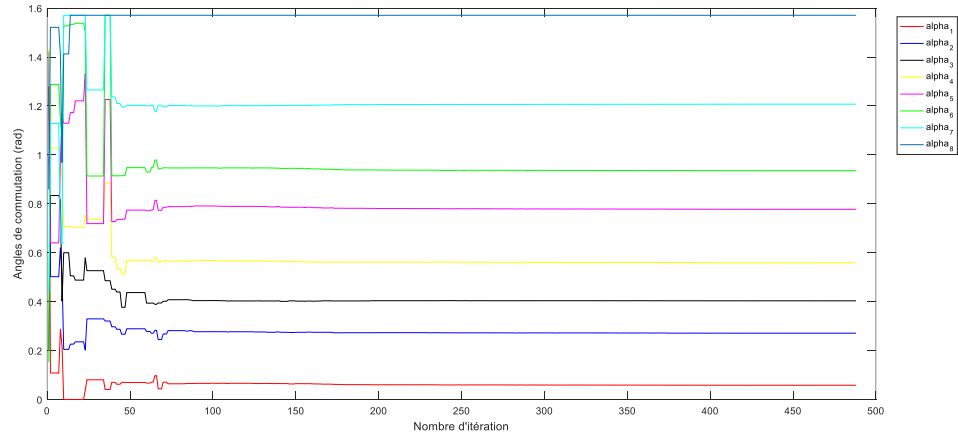
$$F_3 = \alpha_1^2 + (\alpha_2 - \alpha_1)^2 + (\alpha_3 - \alpha_2)^2 + (\alpha_4 - \alpha_3)^2 + (\alpha_5 - \alpha_4)^2 + (\alpha_6 - \alpha_5)^2 + (\alpha_7 - \alpha_6)^2 + (\alpha_8 - \alpha_7)^2 + (\pi/2 - \alpha_8)^2 \quad (4.8)$$

4.3.2 Simulation sous Matlab/Simulink

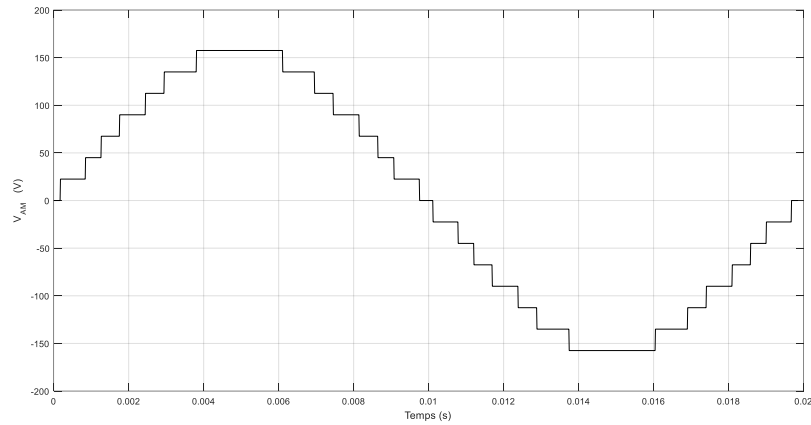
4.3.2.1 Optimisation avec l'algorithme génétique

Tableau 4.5 : Angles de commutation calculés par l'AG pour le cas $r = 0.775$

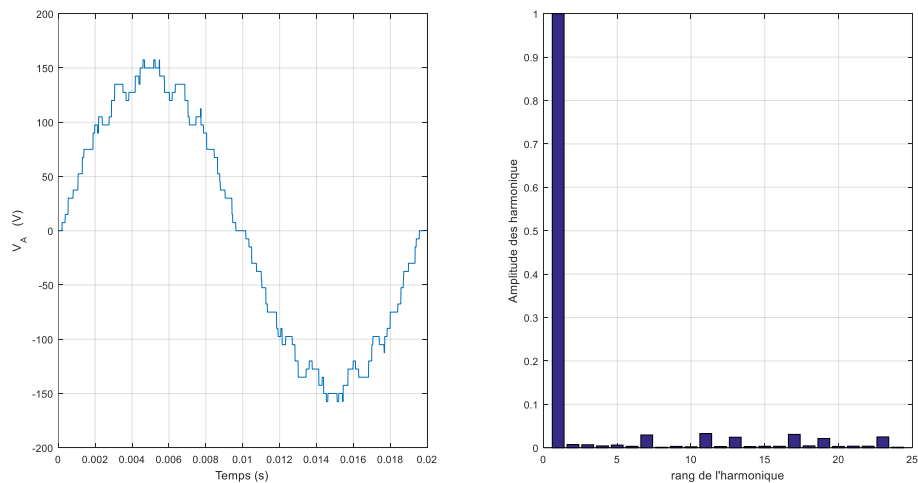
Angles de commutation (rad)								THD	Erreur relative à \hat{V}_{1ref} (%)
α_1	α_2	α_3	α_4	α_5	α_6	α_7	α_8		
0.0582	0.2711	0.4034	0.5593	0.7774	0.9355	1.2073	1.5708	0.069	3.86



(a) Evolution des angles de commutation $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5, \alpha_6, \alpha_7$ et α_8 en fonction du nombre d'itérations.



(b) Forme d'onde de la tension du bras a V_{aM}



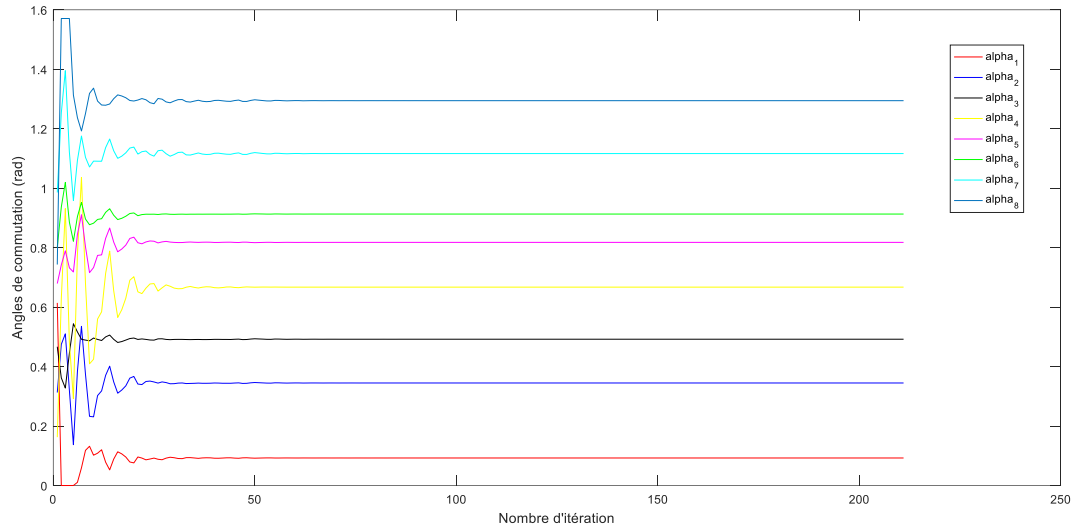
(c) Forme d'onde et spectre d'harmoniques associés à la tension simple V_a

Figure 4.7 : onduleur NPC à dix-sept niveaux commandé par la MLI à EH avec optimisation par AG et FC à paramètres β_i unitaires pour le cas $r = 0.775$.

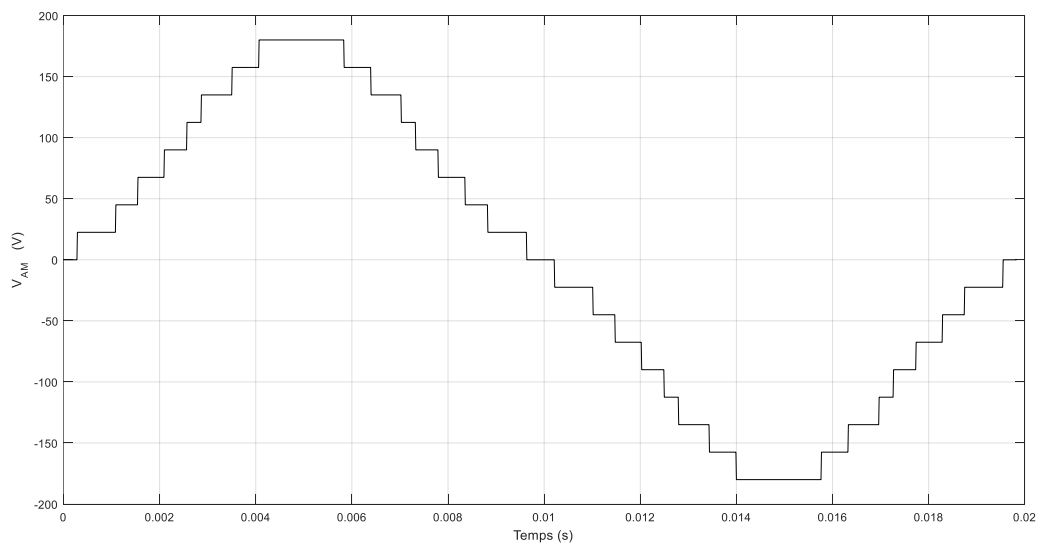
4.3.2.2 L'optimisation par essaim particulaire

Tableau 4.6 : Angles de commutation calculés par l'OEP pour le cas $r = 0.775$.

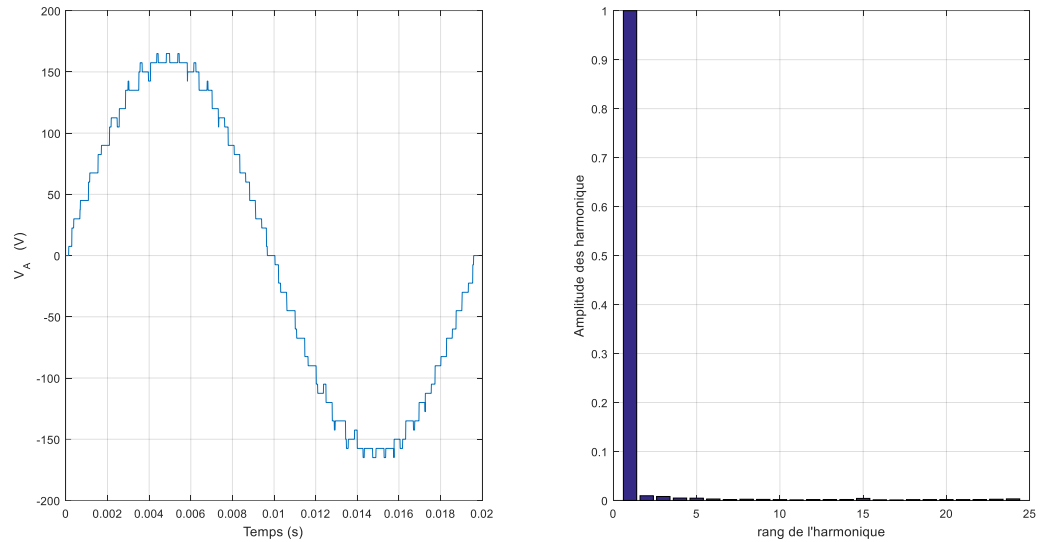
Angles de commutation (rad)								THD	Erreur relative à \hat{V}_{1ref} (%)
α_1	α_2	α_3	α_4	α_5	α_6	α_7	α_8		
0.0927	0.3450	0.4921	0.6673	0.8179	0.9131	1.1166	1.2944	0.017	14.50



(a) Evolution des angles de commutation α_1 , α_2 , α_3 , α_4 , α_5 , α_6 , α_7 et α_8 en fonction du nombre d'itérations.



(b) Forme d'onde de la tension du bras a V_{AM}



(c) Forme d'onde et spectre d'harmoniques associés à la tension simple V_a

Figure 4.8 : onduleur NPC à dix-sept niveaux commandé par la MLI à EH avec optimisation par AG et FC à paramètres β_i unitaires pour le cas $r = 0.775$.

4.4 Interprétation des résultats

- Les résultats obtenus avec l'onduleur à dix-sept niveaux ont permis la suppression des harmoniques indésirables et sont similaires à ceux retrouvés avec la commande modifiée incluant huit angles sur la structure d'onduleur à sept niveaux pour l'AG et l'OEP.
- Pour garder l'authenticité de la commande conventionnelle, les paramètres de conceptions β_i sont pris unitaires.
- Le point faible reste -comme pour l'onduleur à treize niveaux conventionnel- le changement de structure et donc le coût des composants additionnels pour des résultats qui restent similaires.

4.5 Comparaisons récapitulatives

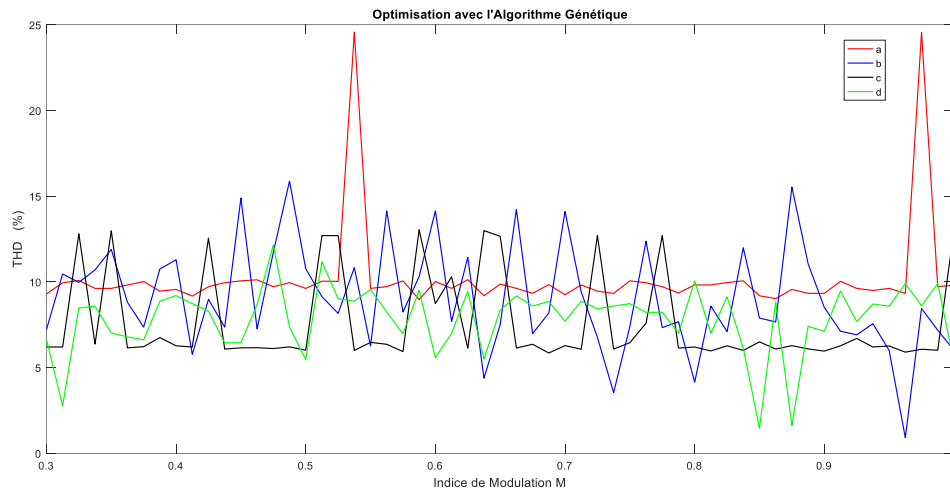


Figure 4.9 : Courbes de variation du THD en fonction de r dans le cas de l'optimisation avec l'algorithme génétique pour un :

- Onduleur à sept niveaux conventionnel avec trois angles de commutation.
- Onduleur à treize niveaux conventionnel avec six angles de commutation.
- Onduleur à sept niveaux avec élimination d'harmonique modifiée à six angles de commutation et paramètres de conception imposés.
- Onduleur à sept niveaux avec élimination d'harmonique modifiée à six angles de commutation et paramètres de conception estimés.

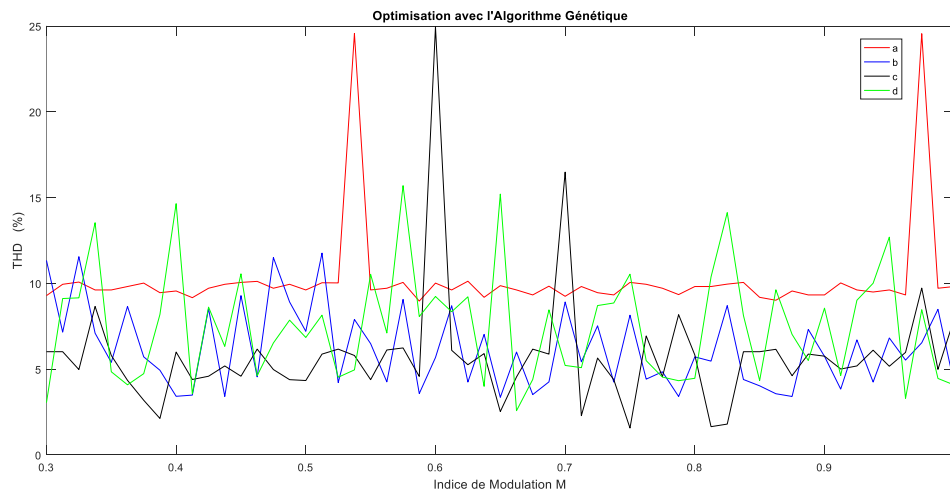


Figure 4.10 : Courbes de variation du THD en fonction de r dans le cas de l'optimisation avec l'algorithme génétique pour un :

- Onduleur à sept niveaux conventionnel avec trois angles de commutation.
- Onduleur à dix-sept niveaux conventionnel avec huit angles de commutation.

- c. Onduleur à sept niveaux avec élimination d'harmonique modifiée à huit angles de commutation et paramètres de conception imposés.
- d. Onduleur à sept niveaux avec élimination d'harmonique modifiée à huit angles de commutation et paramètres de conception estimés.

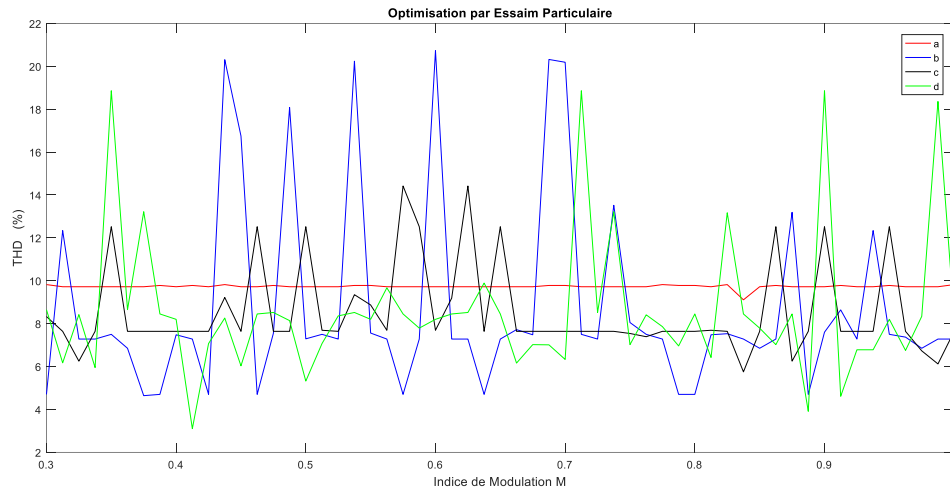


Figure 4.11 : Courbes de variation du THD en fonction de r dans le cas de l'optimisation par essaim particulaire pour un :

- a. Onduleur à sept niveaux conventionnel avec trois angles de commutation.
- b. Onduleur à treize niveaux conventionnel avec six angles de commutation.
- c. Onduleur à sept niveaux avec élimination d'harmonique modifiée à six angles de commutation et paramètres de conception imposés.
- d. Onduleur à sept niveaux avec élimination d'harmonique modifiée à six angles de commutation et paramètres de conception estimés.

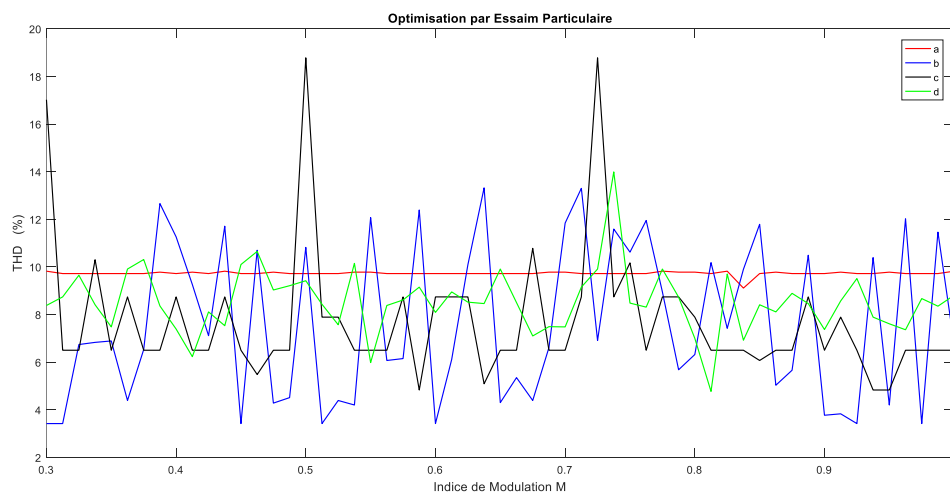


Figure 4.12 : Courbes de variation du THD en fonction de r dans le cas de l'optimisation par essaim particulaire pour un :

- a. Onduleur à sept niveaux conventionnel avec trois angles de commutation.
- b. Onduleur à dix-sept niveaux conventionnel avec huit angles de commutation.
- c. Onduleur à sept niveaux avec élimination d'harmonique modifiée à huit angles de commutation et paramètres de conception imposés.
- d. Onduleur à sept niveaux avec élimination d'harmonique modifiée à huit angles de commutation et paramètres de conception estimés.

Tableau 4.7 : Tableau récapitulatif de comparaison

THD (moyen) pour $r = [0.3 \ 1]$							
Onduleur	Sept niveaux conventionnel	Treize niveaux conventionnel	Dix-sept niveaux conventionnel	Sept niveaux avec six angles de commutation		Sept niveaux avec huit angles de commutation	
Algorithme				Paramètres de conception imposés	Paramètres de conception estimés	Paramètres de conception imposés	Paramètres de conception estimés
AG	0.10	0.09	0.062	0.076	0.078	0.057	0.075
OEP	0.097	0.087	0.075	0.085	0.086	0.077	0.085

4.5.1 Interprétation des résultats

La moyenne arithmétique de chaque courbe de THD des figures 4.9, 4.10, 4.11 et 4.12 est calculée dans le tableau récapitulatif 4.7. Cela nous permet d'en tirer les remarques suivantes :

- Les résultats confirment que le taux du THD est inversement proportionnel au nombre de niveaux de l'onduleur ; c.-à-d. que l'augmentation du nombre de niveaux nous permet de bénéficier d'un taux de THD plus bas.
- Le taux de THD est inversement proportionnel au nombre de trous insérés dans la forme d'onde. En effet, le nombre de trous est proportionnel au nombre d'angles possibles qui lui, imposent le nombre d'harmonique indésirables permmissibles à supprimer.
- Les algorithmes : AG et OEP se montrent efficaces d'une manière équivalente du point de vu de l'élimination des harmoniques indésirables.

- Les résultats obtenus en imposant les paramètres de conception sont meilleur comparés aux cas où ces derniers sont estimés. Ceci prouve la validité de la fonction objectif proposée.

4.6 Conclusion

Les applications de forte puissance électrique utilisant des onduleurs sont limitées par la fréquence de commutation des composants électroniques de puissance. Ce qui met en désavantage les commandes courantes comme la modulation triangulo-sinusoïdale. La commande par élimination d'harmoniques adaptée au cas des onduleurs multiniveaux permet de supprimer les harmoniques les plus gênantes et de contrôler l'harmonique fondamentale avec l'avantage majeur d'une faible fréquence de commutation.

Les résultats obtenus par simulation dans le cas d'une topologie d'onduleur à sept niveaux avec huit angles de commutation, sont comparés à la méthode conventionnelle d'élimination d'harmoniques pour une forme d'onde en escalier à dix-sept niveaux où le nombre souhaité d'harmonique à supprimer dépend directement du nombre de niveaux de l'onduleur. Les résultats de simulation démontrent la validité de la commande par élimination d'harmoniques modifiée dans le cas d'insertion de trois trous dans l'onde de tension du bras.

Les résultats obtenus dans ce chapitre mettent en évidence la validité de l'approche, une meilleure qualité de la tension de sortie et l'amélioration du taux global de THD pour la plage utilisée de r . Ainsi, les performances du convertisseur sont considérablement améliorées. Dans le chapitre suivant, une génération des signaux de commandes des interrupteurs de l'onduleur est réalisée sur carte FPGA pour les différentes commandes développées auparavant.

CHAPITRE 5

SYNTHESE ET IMPLEMENTATION DES COMMANDES SUR LES ONDULEURS MULTINIVEAUX

5.1 Introduction

Dans ce chapitre, les circuits FPGA sont présentées à savoir l'architecture, la configuration et les types. Ensuite, le langage de programmation VHDL et les outils de simulation et de synthèse sont décrits. Puis, la commande MLI sinusoïdale et la commande par élimination d'harmoniques seront programmées sur Simulink, et leur code sera généré à travers le *HDL Coder*, puis, testé et simulé sous environnement ISE 14.2 pour vérifier la conformité du code VHDL. Enfin, la commande MLI sinus est synthétisée et implémentée à l'aide d'un FPGA de type Virtex 5 pour un onduleur à deux niveaux triphasé en pont complet, un onduleur à trois niveaux et un onduleur à sept niveaux à structure NPC. Le modèle proposé pour les différentes commandes sera vérifié par une cosimulation entre deux logiciels (ISE et Matlab).

5.2 Réalisation du banc d'essai et résultats expérimentaux

5.2.1 Description générale

Pour vérifier expérimentalement les résultats obtenus par simulation on s'est donné comme but de réaliser un banc d'essai complet. Ce dernier est constitué de trois parties essentielles : la partie puissance, la partie isolation et la partie commande. Le schéma synoptique du banc expérimental est donné par la figure 5.1.

La figure 5.1 montre un synoptique du banc d'essais à réaliser. Ce schéma met en évidence quatre différentes parties :

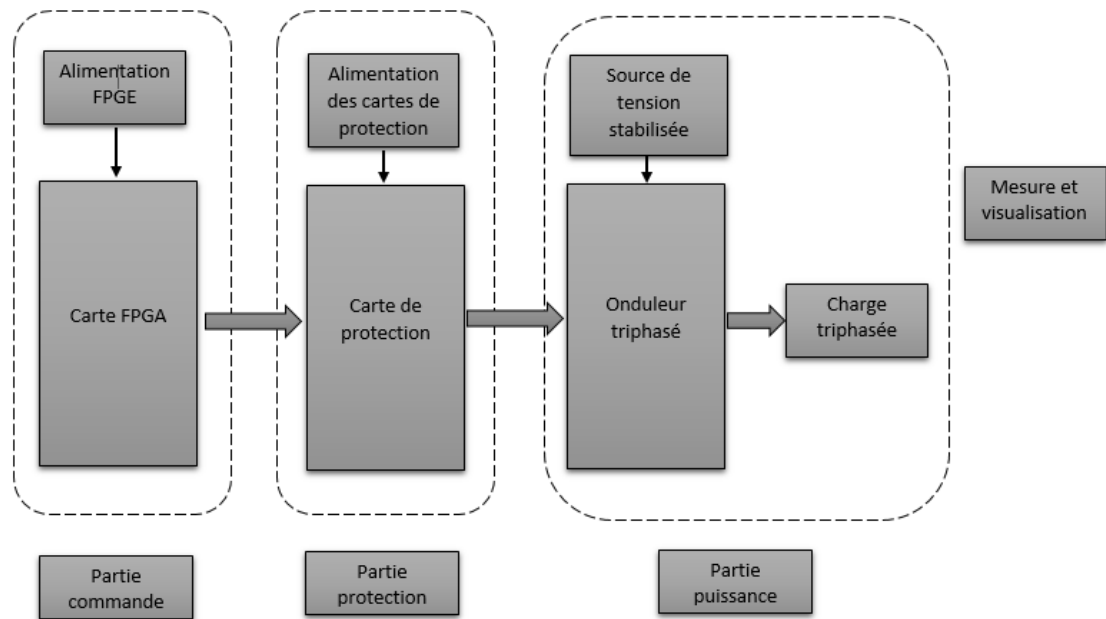


Figure 5.1 : Synoptique du banc d'essai

- Partie puissance qui regroupe :
 - o Un onduleur triphasé à structure NPC trois niveaux triphasé (trois bras) et,
 - o Une charge triphasée équilibrée.
- Partie protection : cette partie comporte une carte pour chaque bras qui contient :
 - o Des alimentations stabilisées (0 +15V) ;
 - o Des amplificateurs opérationnels ;
 - o Des drivers ;
 - o Des optocoupleurs.
- Partie commande :
 - o Assurée par une carte FPGA Virtex 5.
- Partie mesure et visualisation qui regroupe :
 - o Oscilloscope connecté à un PC pour l'acquisition des données.

5.3 Présentation du circuit FPGA

5.3.1 FPGA : Field Programmable Gate Array

Ce sigle en anglais signifie « réseau de portes programmables à la commande » désigne des composants à technologie RAM, largement utilisée à l'heure actuelle en électronique numérique. Cette technologie utilise des circuits comportant des réseaux de portes logiques non reliées entre elles. Les liaisons

(interconnexions) choisies par l'utilisateur se font par programmation et peuvent être reconfigurées. Un langage de description ou une saisie de schéma électrique est nécessaire, ce qui permet d'obtenir un fichier de configuration pour le FPGA. Récemment, ils intègrent également des mémoires entières, des multiplieurs et même des noyaux de processeur.

Les fabricants des circuits FPGA comme Altera, Xilinx, Actel ou Lattice ont investi petit à petit dans la conception des circuits reprogrammables de plus en plus complexes et performants dotés de plusieurs millions de portes et intégrant un ou plusieurs cœurs de processeurs. Dans cette étude, on s'intéresse à la famille Virtex de Xilinx.

5.3.1.1 Présentation de la carte Xilinx Virtex 5

Xilinx a mis à la disposition des utilisateurs des logiciels de développement performants qui servent à programmer et à simuler le circuit FPGA à partir de la description détaillée de la fonction à réaliser. Parmi les langages de description matérielle développée (Hardware Description Language) nous citons le VHDL et le Verilog.

D'un point de vue industriel, ces langages permettent de simuler et de synthétiser les circuits à réaliser avant leur mise au point finale. La simulation sert à déterminer la description comportementale du circuit et de vérifier qu'il est correct. Ceci est possible par visualisation des chronogrammes interprétant les entrées et les sorties du circuit à réaliser.

La synthèse sert à transformer la description HDL en une description de primitives (NAND, NOR, Cellules complexe....) de manière à être interprétée automatiquement par des outils de placement et de routage pour la création de dessin de masques.

Le langage VHDL résulte d'un effort conjoint des compagnies Intermetrics, IBM et Texas dans les années 80 sous l'égide du DoD (Ministère de la Défense des USA). Le résultat de cet effort a été normalisé en 1987 (norme IEEE 1076) [106].

Les circuits programmables type FPGA de la famille Virtex de Xilinx sont composés d'un réseau de blocs logiques CLB (*Configurable Logic Blocks*), de cellules d'entrée-sortie IOB (*Input Output Blocks*) et de ressources d'interconnexion totalement flexibles.

Le circuit programmable (CLB) permet l'implantation de fonctions combinatoires ou séquentielles à 4 ou 5 entrées avec quelques éléments de stockage (bascule par

exemple). Les FPGA de Xilinx (par exemple les différentes séries de Virtex) sont ainsi parmi les mieux adaptés à l'implantation d'opérateurs séries, en raison du nombre d'éléments de stockage relativement élevé par rapport à d'autre FPGA.

Chaque cellule CLB est programmée à l'aide d'une look-up table (LUT). Comme le montre la figure 5.2, tout autour de ces blocs logiques configurables, nous trouvons des IOB dont le rôle est de gérer les tampons d'entrée-sortie réalisant l'interface avec les modules extérieurs.

L'interconnexion des éléments des CLB et des IOB est effectuée à chaque mise sous tension adéquate de la carte. Ceci permettra de réaliser les fonctions souhaitées et d'assurer la propagation des signaux. Cette étape est dite LCA (*Logic Cells Arrays*) ou la programmation du circuit FPGA. La configuration d'un circuit CLB est mémorisée sur une SRAM et stockée dans une ROM.

De ce fait, un même circuit peut être exploité successivement avec des ROM différentes puisque sa programmation n'est jamais définitive. La mise au point d'une configuration s'effectue en deux temps :

- La première étape purement logicielle consiste à implanter, par un langage de programmation donnée, les fonctions à réaliser. Ensuite, après vérification de la syntaxe, la simulation du programme élaboré est nécessaire.
- La seconde étape consiste à effectuer une simulation matérielle en configurant le circuit matériel afin de vérifier la fonctionnalité réelle et récupérer les signaux attendus.

En cas d'erreurs, liées généralement à des temps de transit réels légèrement différent de ceux supposés lors de la simulation logicielle, des modifications du programme établi dans la phase logicielle est possible.

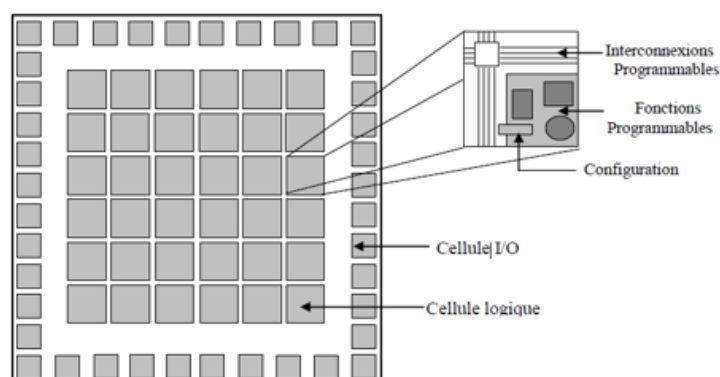


Figure 5.2 : Architecture interne d'un circuit FPGA

Une fois le programme chargé sur le circuit, la visualisation des signaux est possible directement sur la carte de développement. Dans notre cas, nous avons utilisé la carte Virtex-5. Elle offre plusieurs solutions pour visualiser les sorties désirées : soit à travers les deux afficheurs 7 segments, l'interface RS232 ou bien à travers l'interface LVDS 16 bits ou le JTAG.

5.3.1.2 Avantage des FPGA

- La puissance de ces circuits est telle qu'ils peuvent être composés de plusieurs milliers voire millions de portes logiques et de bascules. Les dernières générations de FPGA intègrent même de la mémoire vive (RAM).
- Ils sont composés de blocs logiques élémentaires (plusieurs milliers de portes) qui peuvent être interconnectés.
- les FPGA sont assimilables à des ASIC programmables par l'utilisateur.
- Ils sont aussi : Reprogrammables, Idéal pour le prototypage, jouissent de parallélisme de traitement ; offrent une flexibilité et la possibilité de réduire fortement les délais de développement et de commercialisation.
- Enfin, la reconfiguration, peut se faire parfois en temps réel.

5.3.1.3 Inconvénient des FPGA

- Performances non optimisées ;
- Temps de réponse long par rapport aux ASIC ;
- Prix unitaire trop élevé pour les très grandes séries ;
- Performance électriques inférieures aux puces
- Spécialisées (notamment en fréquence) ;
- Faible taux d'utilisation du circuit.

5.4 Langage de description matériel HDL (Hardware Description Language)

L'implémentation des FPGA se fait au moyen de langages de description matérielle, ou en anglais, Hardware Description Languages (HDL). Il y a deux principaux langages HDL : le Verilog et le Very High Speed Integrated Circuits (VHSIC) HDL, communément appelé VHDL. En outre, ces langages, comme leur nom l'indique, décrivent le fonctionnement au niveau électronique. Dès lors, ces langages apparaissent comme l'antonymie complémentaire à la réalisation de fonctions complexes, qui nécessitent, de fait, un certain niveau d'abstraction. On voit alors clairement apparaître un besoin croissant d'outils d'intégration efficaces gommant les différences entre niveaux de modélisation fonctionnelle et description matérielle. Ces outils permettant la description de haut niveau ont subi

d'importantes recherches à partir de la fin des années 1990. Les deux parties essentielles dans une description VHDL sont :

- La description de l'interface du circuit (appelée *Entity*) : dans cette parties sont définies les entrées et les sorties ainsi que leur nature (Binaire, Entier, etc.). Elle représente une vue externe de la description.
- La description de la réalisation d'un circuit (appelée *Architecture*) : dans cette partie les instructions ainsi que les fonctions reliant les entrées aux sorties sont définies. Elle représente la structure interne de la description modèle.

L'ensemble Entity-Architecture donne une description complète appelée Modèle.

5.5 Les logiciels et les outils utilisés

5.5.1 Environnement de développement ISE 14.2 (Integrated Software Environnement)

L'environnement ISE 14.2 est un logiciel de description, de simulation et de programmation des produits de XILINX tel que les CPLD (Complex Programmable Logic Device) et les FPGA (Spartan, Virtex). Il intègre différents outils permettant d'exploiter les étapes nécessaires à la conception d'un circuit numérique. C'est un outil de développement complet pour toutes les gammes de produits XILINX.

L'édition du texte VHDL se fait via le logiciel « *ISE Xilinx Project Navigator* ». La vérification des erreurs de syntaxe, la synthèse, l'optimisation, le placement et routage sont des fonctions qui suivent l'étape de la description du programme en VHDL. Elles sont disponibles sur le logiciel *ISE*. Leur invocation est effectuée par un simple clic sur la fonction souhaitée. La dernière étape consiste à récupérer un fichier binaire d'extension « .bit » et de le charger sur le circuit FPGA à travers l'interface JTAG.

5.5.2 Xilinx Vivado Design Suite

Le logiciel Xilinx Vivado est un outil de conception de circuit pour FPGA de Xilinx. Ce logiciel permet essentiellement d'effectuer les différentes étapes propres à la synthèse de circuits numériques sur FPGA. Il est alors possible de faire l'implémentation sur les différentes familles de puces fournie par Xilinx. Le logiciel Vivado support les langages de description matériel (HDL) Verilog et VHDL. Vivado a été introduit en avril 2012, et est un outil de CAO avec toutes les derniers nouveautés en termes de modèle de données, d'intégration, d'algorithme et de performance, il contient des fonctionnalités supplémentaires par rapport au XILINX ISE pour le développement de puce et la synthèse de haute niveaux. Ce logiciel

permet la visualisation des signaux analogiques, contrairement au XILINX ISE qui simule seulement les signaux numériques.

Ceci nous a permis la visualisation des signaux sinusoïdaux analogiques, relatifs à la commande MLI sinusoïdale.

5.5.3 Simulink HDL Coder

Simulink est un outil MBD (Model Based Design) qui permet la modélisation, l'analyse et la simulation des systèmes, il fournit un environnement graphique bien structuré pour le concepteur qui lui permet de créer des designs de haut niveau des systèmes complexes en utilisant des blocs. En outre, cet outil permet à l'utilisateur de créer des blocs personnalisés flexibles à partir des fonctions MATLAB.

Depuis 2007, via son logiciel Matlab/Simulink la compagnie Mathworks a proposé une solution plus intégrée permettant la démarche de conception, simulation, validation et implémentation au sein d'un même environnement. En effet, la boîte à outils HDL Coder permet de générer du code HDL, Verilog ou VHDL, à partir de modèles Simulink. Avec la mise en place de la génération de code HDL via Matlab/Simulink, une étape a été franchie. En effet, HDL Coder permet de disposer de modèles vrais au bit et cycle près. On parle, en anglais, de Bit-True Cycle-Accurate Models (BTCAM) (Mathworks, 2007). Une telle génération permet de disposer de modèles de simulation reflétant le comportement du code VHDL, ce qui rend possible la création de bancs de test (ou en anglais Testbenchs) plus efficaces toujours dans le même environnement.

Simulink HDL Coder est une fonctionnalité de Simulink qui permet au concepteur de créer un code HDL précis et synthétisable à partir du modèle développé en utilisant les blocs Simulink. Le code HDL obtenu peut être synthétisé et mappé sur la carte FPGA cible en utilisant des outils tels que Xilinx ISE, Vivado design suite, Altera Quartus etc.

Simulink HDL Coder a de nombreuses bibliothèques construites pour assurer la génération du code HDL. Certaines de ces bibliothèques prédéfinies comprennent des additionneurs, des multiplicateurs, des accumulateurs, des intégrateurs, des commutateurs multi-portes...

5.5.3.1 La conversion virgule flottante-virgule fixe

Les algorithmes à virgule fixe sont implémentés dans les FPGAs pour des raisons de puissance, de performance et de cout. Cependant, la conversion de la virgule flottante en virgule fixe est très délicate et consomme beaucoup de temps, typiquement, elle nécessite de 25 à 50% du temps total de la conception et de l'implémentation.

Dans le domaine à virgule fixe, la paire (W, F) est prise en considération pour chaque paramètre de l'algorithme, où W est la longueur du paramètre (Word length) et F est la longueur de sa partie fractionnaire (Fraction length). En d'autres termes, ces deux paramètres définissent la largeur et la position de la virgule. Pour de larges W et F résultent une meilleure performance et un petit taux d'erreur sur les bits (Bit Error Rate (BER)), donc une meilleure précision, mais la conception consomme plus de ressources dans l'FPGA, par conséquent, l'implémentation exige un FPGA plus performant et plus puissant, donc un FPGA plus cher. En contrepartie, de petits W et F résultent en un grand taux d'erreur sur les bits et une conception moins performance, où la précision du modèle se voit considérablement dégradée.

Par conséquent, l'objectif du processus de conversion en virgule fixe est de déterminer, pour chaque donnée, la largeur et la position adéquate de la virgule. L'implantation efficace d'un algorithme au sein d'une plate-forme matérielle (ASIC, FPGA) nécessite de faire un compromis qui assure la minimisation de la surface et de la consommation d'énergie.

5.6.3.2 Le bloc NCO (Numerically Controlled Oscillator)

Un oscillateur à commande numérique (NCO) est simplement un oscillateur créé à partir d'une logique numérique. En théorie, un tel oscillateur recevra en entrée la fréquence et la phase que nous souhaitons produire et il produira à la sortie une onde sinusoïdale échantillonnée numériquement selon notre configuration indiquée précédemment en entrée.

Les NCO sont souvent utilisés en conjonction avec un convertisseur numérique analogique (DAC) à la sortie pour créer un synthétiseur numérique direct (DDS). La technique la plus courante pour implémenter un NCO est basée sur les LUT (look up table). La LUT est utilisée pour stocker les valeurs d'échantillonnage d'un signal sinusoïdal, qui sont lues à des intervalles de temps appropriés pour produire le signal sinusoïdal.

Les oscillateurs à commande numérique offrent plusieurs avantages par rapport à d'autres types d'oscillateurs en termes de précision, de stabilité et de fiabilité. Les NCO sont utilisés dans de nombreux systèmes de communications, les systèmes radio sans fils et logiciels 3G, les systèmes radar, les pilotes pour les transmissions optiques et acoustiques.

5.7 Partie commande

5.7.1 Génération des signaux par FPGA de la commande MLI sinusoïdale pour un onduleur à deux niveaux de tension triphasé

L'implémentation FPGA de la commande MLI sinusoïdale pour un onduleur à deux niveaux de tension triphasé consiste à générer trois signaux sinusoïdaux de fréquence 50 Hz, déphasé entre eux de 120 degrés, et de les comparer avec un signal triangulaire. Le résultat de la comparaison donne les six signaux PWM destiné à la commande des interrupteurs de l'onduleur à deux niveaux de tension triphasé.

Les étapes suivies pour générer ces six signaux PWM sont données comme suit :

- Le bloc NCO de la bibliothèque hdlld de Matlab/Simulink est configuré pour l'obtention des signaux sinusoïdaux déphasés entre eux de 120°. Après chaque configuration l'outil HDL Coder est utilisé pour générer le code VHDL de chaque signal sinusoïdale.
- La deuxième étape consiste à écrire un programme VHDL pour générer un signal triangulaire de fréquence 1KHz.
- Dans la troisième étape, la description structurelle est utilisée avec l'instruction «port map » pour faire les interconnexions entre les trois blocs de la sinusoïde et le bloc du signal triangulaire, et la description comportemental avec l'instruction «if...then » est incorporée pour faire la comparaison et ainsi obtenir les six signaux PWM.

5.7.1.1 Simulation des résultats

La simulation est faite par deux logiciels différents, mais de la même société XILINX, on a utilisé VIVADO design suite pour visualiser les signaux analogiques tel que le montre la figure 5.3 (à savoir les sinusoïdes du NCO), et le ISE 14.2 pour faire la simulation (figure 5.4) et par la suite l'implémentation sur le FPGA.

La figure 5.5 représente le schéma RTL et le schéma RTL interne du bloc des signaux PWM pour la commande d'un onduleur à deux niveaux où un diviseur de fréquence a été utilisé afin de synchroniser les programmes avec l'horloge du FPGA.

Après implémentation sur le FPGA, la visualisation des signaux se fait à l'aide d'un oscilloscope pour valider les résultats de la simulation.

La figure 5.6 montre le signal de commande d'un interrupteur d'un bras de l'onduleur. Le signal est de l'ordre de 2V, c'est la tension que fournit le FPGA. Ce signal sera utilisé à l'entrée de l'optocoupleur, élément qui constitue l'isolation et la protection de la partie commande par rapport à la partie puissance.

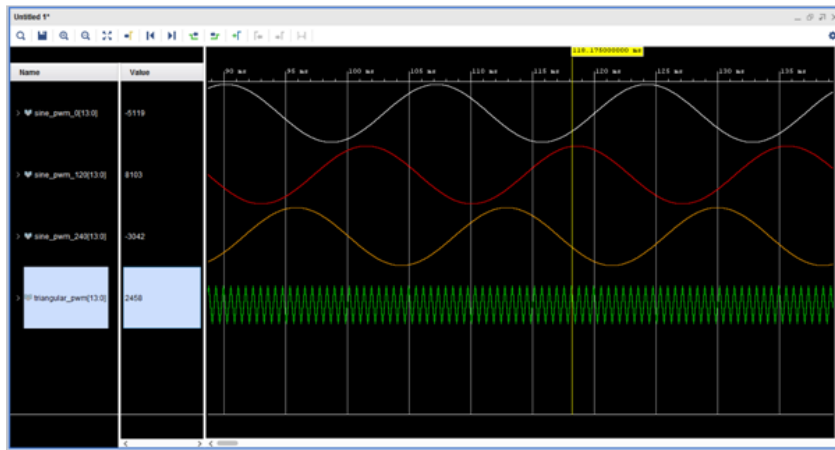


Figure 5.3 : Simulation des signaux sinusoïdales et triangulaire le la commande MLI sinusoïdale pour l'onduleur à deux niveaux sous VIVADO design suite.

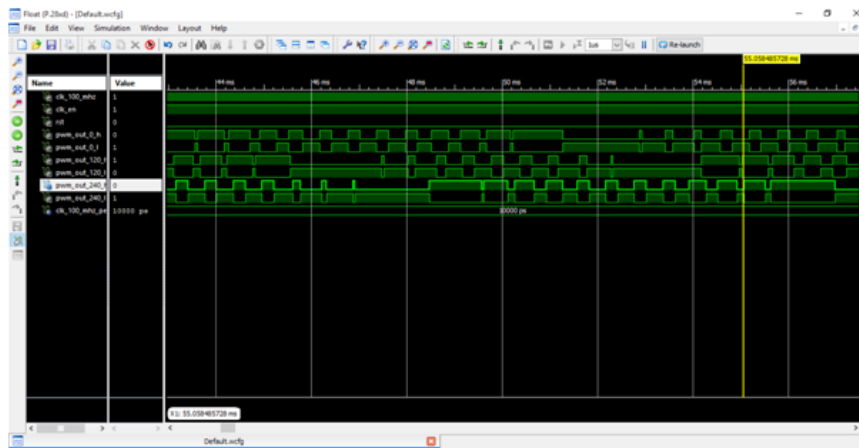


Figure 5.4 : Simulation des signaux PWM de l'onduleur à deux niveaux sous ISE

14.2

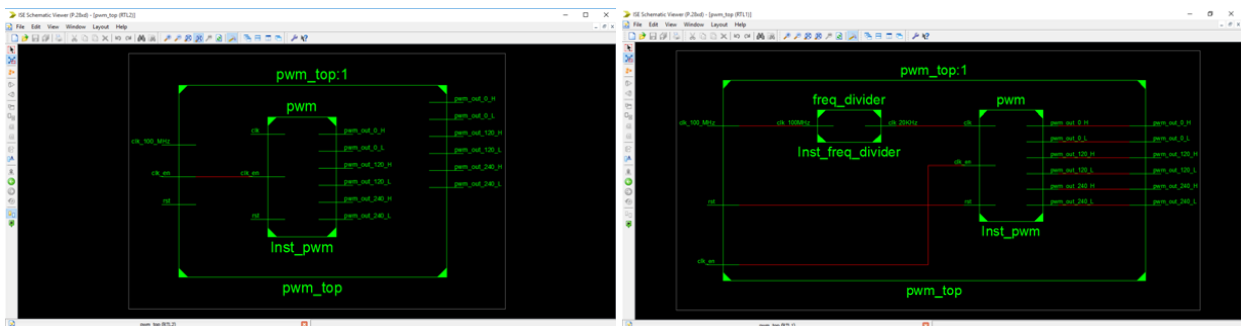


Figure 5.5 : Schéma RTL externe et le schéma RTL interne de la commande MLI sinusoïdale de l'onduleur à deux niveaux de tension



Figure 5.6 : Signal de commande d'un interrupteur généré à travers la carte FPGA.

5.7.2 Génération des signaux par FPGA de la commande MLI sinusoïdale pour un onduleur à trois niveaux de type NPC

La figure 5.7 représente le schéma bloc générale de la commande MLI sinus d'un onduleur triphasé à trois niveaux, comme illustré le schéma est constitué de trois blocs DSP pour produire les signaux sinusoïdaux déphasés de 120° entre eux et d'un bloc de porteuses nommé (PO_Sawtooths). Ce bloc permet la génération de deux signaux triangulaires en opposition de phase (figure 5.8).

Ce schéma bloc est constitué exclusivement à partir de la bibliothèque HDL Coder afin de pouvoir, par la suite, générer les codes VHDL permettant la simulation dans l'environnement ISE 14.2 et l'implémentation sur FPGA des signaux de commande de l'onduleur.

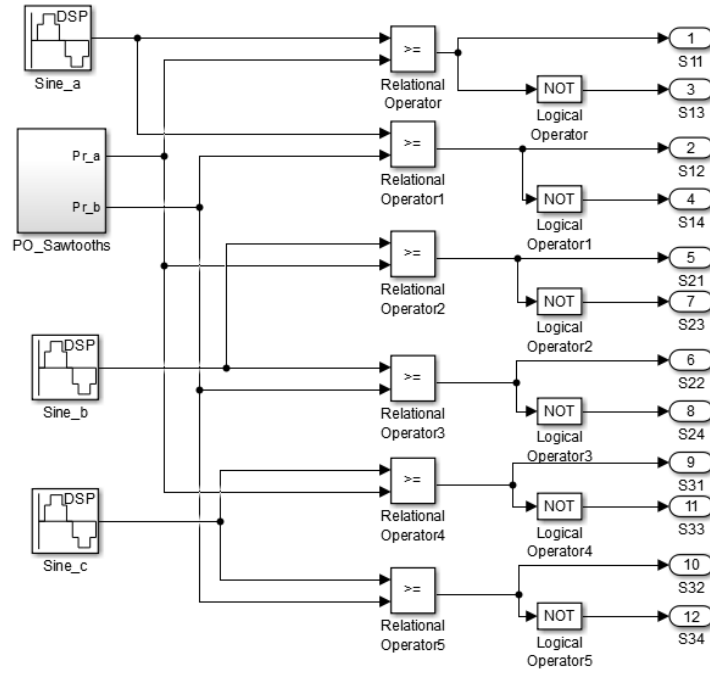


Figure 5.7 : Schéma bloc de la commande MLI sinus sous Simulink avec la bibliothèque hdlLib.

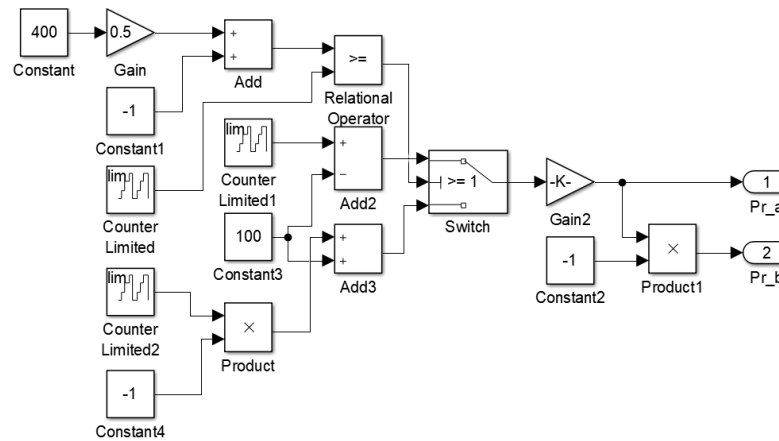


Figure 5.8 : Schéma bloc pour la génération des signaux triangulaire sous Simulink avec la bibliothèque hdlLib

5.7.2.1 Simulation des résultats

Les figures 5.9 et 5.10 représentent les résultats de simulation du schéma bloc général, à savoir, les signaux de référence sinusoïdaux, les signaux triangulaires en opposition de phase, et enfin les douze signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur considéré. Rappelons qu'au sein de chaque bras nous avons les deux signaux du demi bras du haut qui sont complémentaires aux signaux du demi bras du bas. Après confirmation de la conformité des résultats de simulation, l'outil HDL Coder est utilisé afin de synthétiser le code VHDL relatif au schéma bloc élaboré.

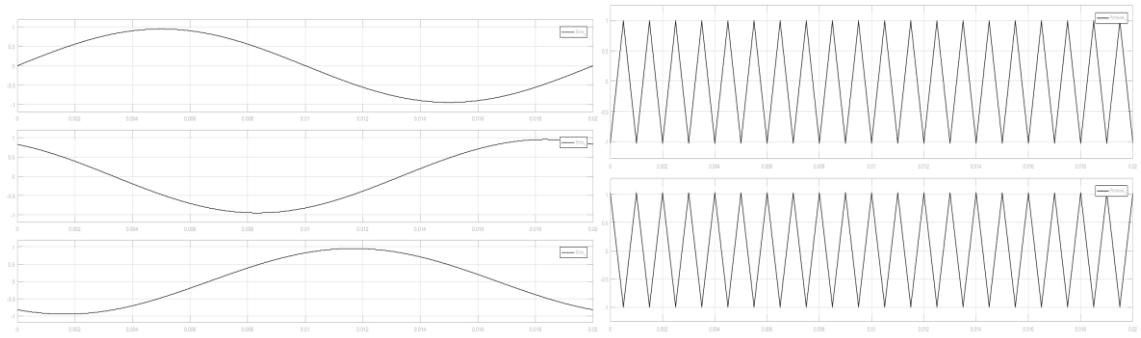


Figure 5.9 : Simulation des signaux sinusoïdaux et triangulaires en opposition de phase

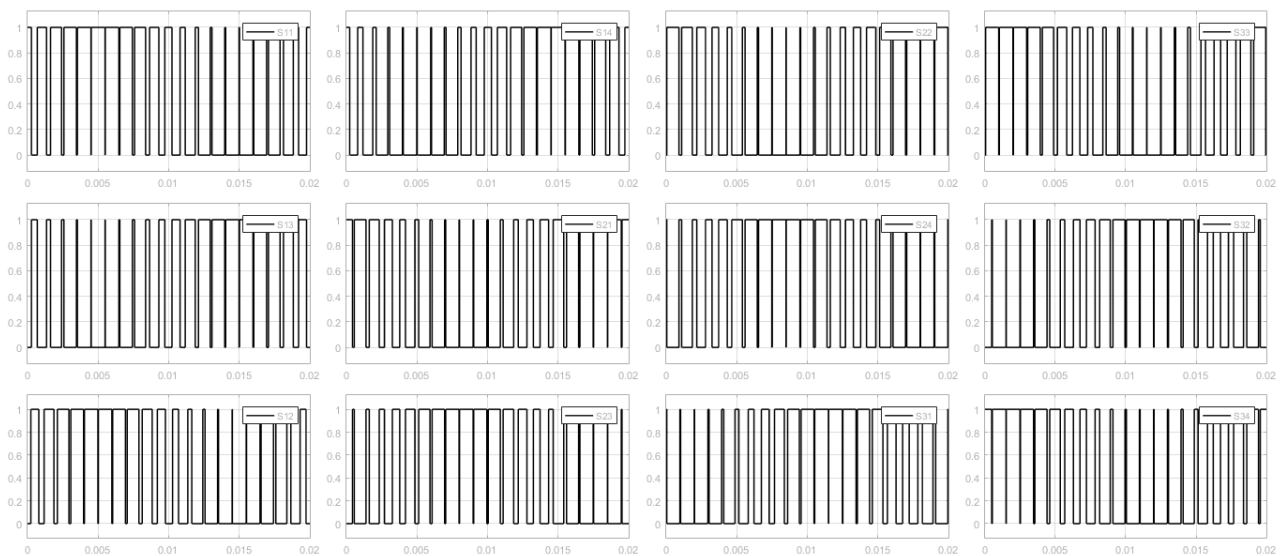


Figure 5.10 : Douze signaux de commande de l'onduleur à trois niveaux de type NPC

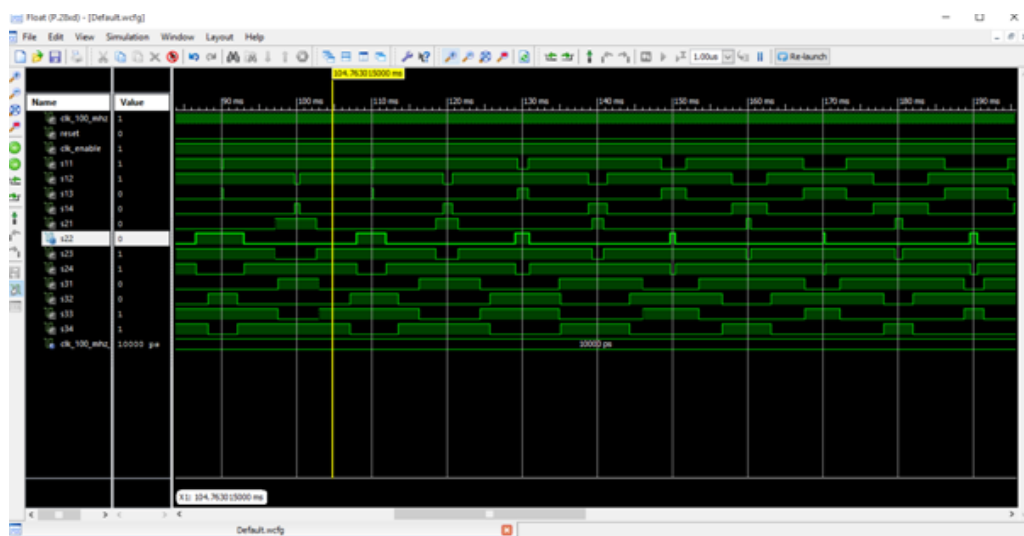


Figure 7.11 : Signaux de commande sous l'environnement ISE 14.2

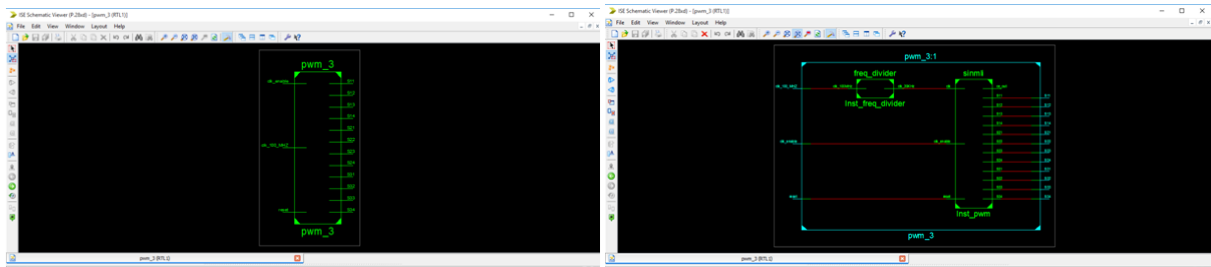


Figure 5.12 : Schéma RTL externe et le schéma RTL interne de la commande MLI sinusoïdale de l'onduleur à trois niveaux de tension.



Figure 5.13 : Signaux de commande générés par la carte FPGA

5.7.3 Génération des signaux par FPGA de la commande par élimination d'harmoniques pour un onduleur à sept niveaux triphasé de type NPC

Etapas à suivre :

- Utilisation de la bibliothèque HDL Coder de Matlab/Simulink pour confectionner le schéma bloc
- Conversion du schéma bloc en programmes VHDL
- Simulation des programmes VHDL sous l'environnement ISE
- Implémentation des programmes VHDL sur la carte FPGA
- Génération et visualisation des signaux de commande sur l'interface de l'oscilloscope pour confirmation de la conformité des résultats avec ceux retrouvés en simulation

5.7.3.1 Simulation des résultats

La figure 5.14 représente le schéma bloc de la commande par élimination d'harmoniques conventionnel d'un bras d'un onduleur à sept niveaux de type NPC.

Un bras contient douze interrupteurs dont six à commande complémentaire. L'algorithme de la commande est introduit dans le bloc fonction et l'instant de commutation calculés off line dans le chapitre 2 sont utilisés.

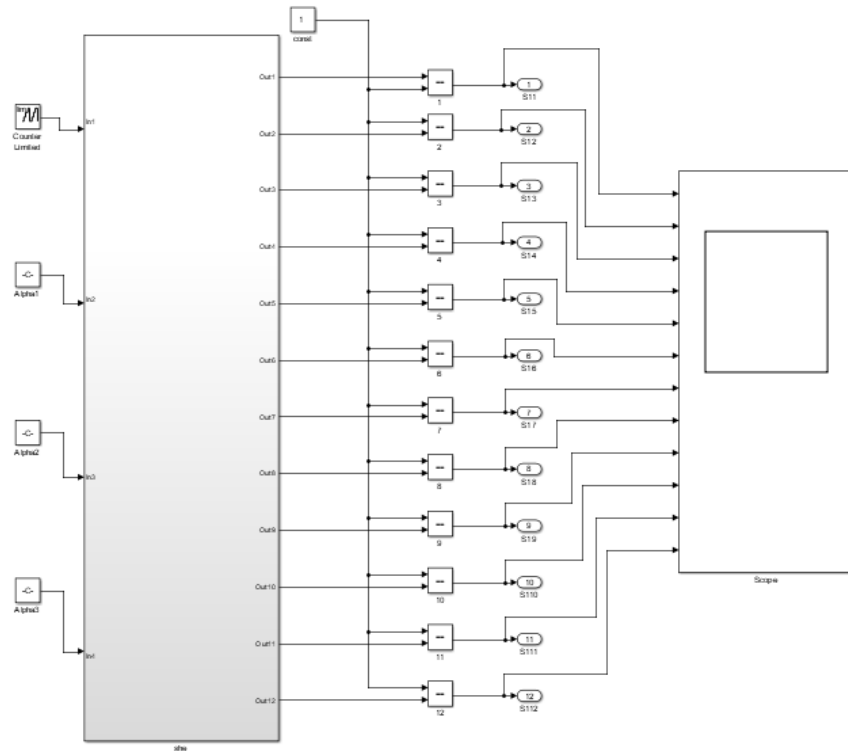


Figure 5.14 : Schéma bloc de la commande par élimination d'harmonique sous l'interface de Simulink

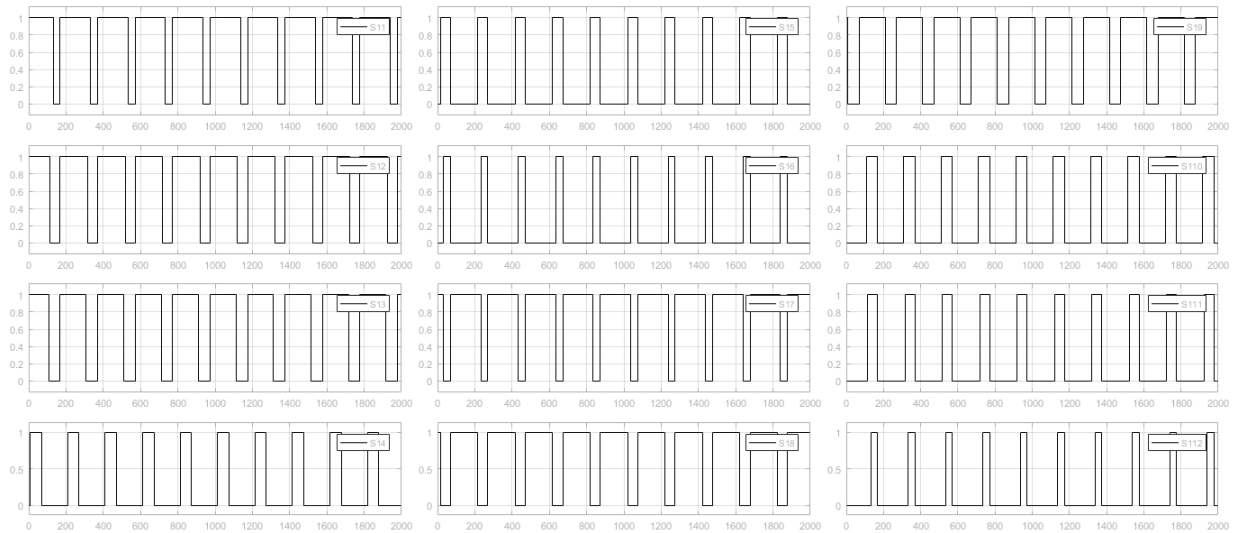


Figure 5.15 : Signaux de commande des interrupteurs de la phase a de l'onduleur à sept niveaux conventionnel.

Une fois le modèle construit et après la conversion en virgule fixe, la génération du code HDL est réalisée par l'outil *HDL Coder* de Matlab/Simulink. Enfin, après avoir généré le code HDL, une vérification de sa fidélité reste indispensable sous ISE 14.2.

La figure 5.16 montrent les résultats de simulation du code généré. Les résultats obtenus répondent aux exigences du modèle désiré.

La figure 5.17 représente la visualisation d'un signal de commande d'un interrupteur par carte FPGA destiné à la commande de ce dernier.

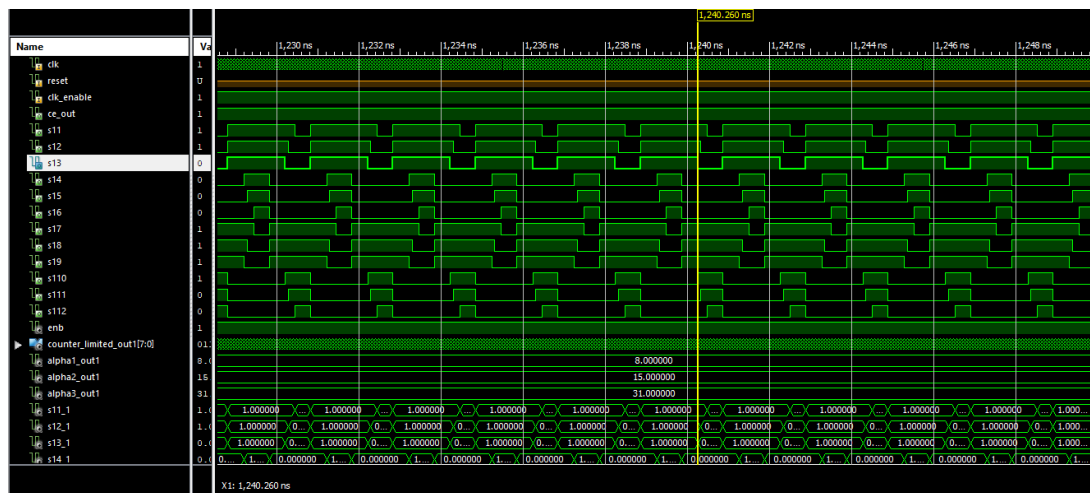


Figure 5.16 : Résultats de simulation du code VHDL sous ISE.



Figure 5.17 : Signaux de commande générés par la carte FPGA

5.8 Partie protection

Cette partie assure l'isolation entre la partie commande et la partie puissance.

5.8.1 Alimentations et masses flottantes

L'ensemble des circuits de commandes exige des alimentations stabilisées.

Dans tous les cas, la tension alimentant un circuit intégré doit présenter les caractéristiques suivantes :

- La valeur doit être stable dans le temps ;
- Elle doit être indépendante du courant délivré ;
- Elle doit être peu dépendante des variations de la température ambiante ;
- Les ondulations résiduelles (résidu du secteur 50 Hz) doivent être minimisées.

Dans le cas contraire les circuits fonctionnent avec des performances réduites ou même ne réalisent plus leur fonction.

Le secteur électrique est dans un premier temps abaissé par un transformateur puis redressé par un pont à diodes. La tension redressée est filtrée par des capacités. Après le filtrage la tension est régulée par un régulateur pour avoir à la sortie une tension stabilisée, comme est présenté à la figure 5.18.

5.8.2 L'optocoupleur pour la sécurité du montage

L'emploi des optocoupleurs pour activer les IGBTs contribue à la sécurité du montage car à travers ce composant, la partie commande devient totalement isolée du circuit de puissance. L'optocoupleur est monté tout près du composant afin d'éviter tout parasitage de câblage et aussi diminuer l'effet de l'inductance parasite. L'isolation entre la partie commande et le partie puissance est assurée par un optocoupleur de type 6N137 (figure5.19).

La protection de la grille de l'IGBT lorsqu'elle est attaquée par le signal de commande est nécessaire, donc, une résistance est placée à l'entrée de l'IGBT pour minimiser le courant de grille.

La réalisation d'un prototype de carte contenant quatre optocoupleurs destinés à la commande des IGBTs a été faite à l'aide du logiciel Eagle 7.2 et est représenté à la figure 5.20.

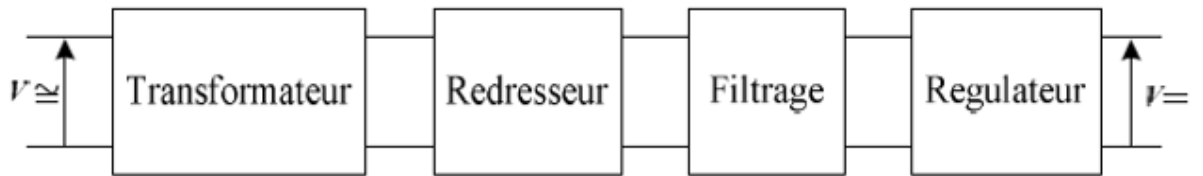


Figure 5.18 : Schéma de principe d'une alimentation stabilisée.

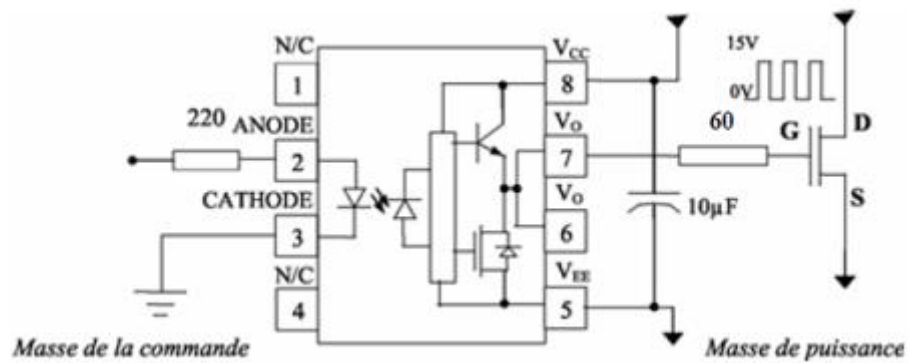
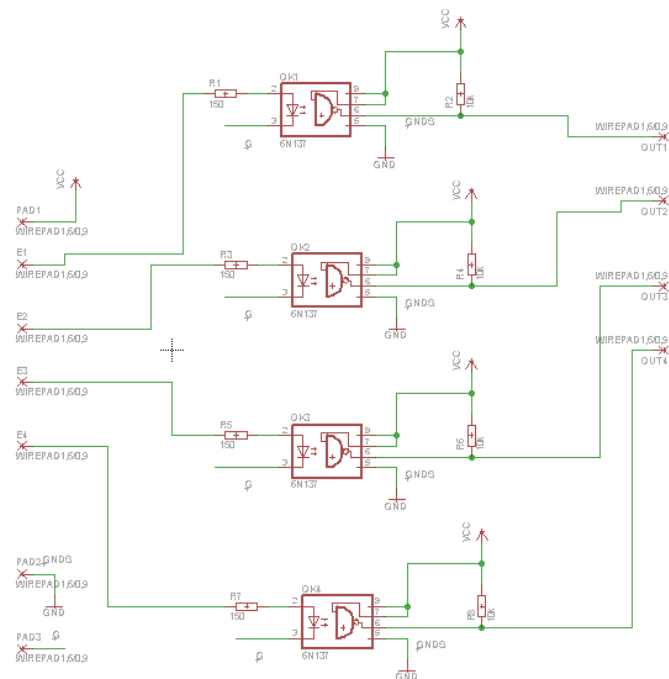
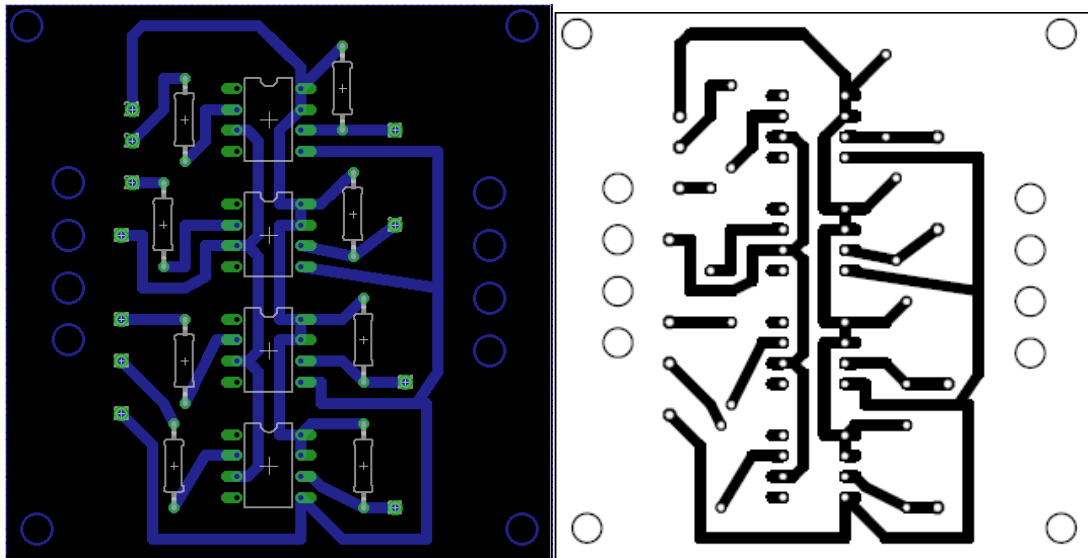


Figure 5.19 : Brochage du circuit de protection (l'optocoupleur) pour la commande de l'IGBT.



(a) Schéma sous EAGLE



(b) Circuit Imprimé

Figure 5.20 : (a) Schéma électrique et (b) schéma du circuit imprimé de la carte de protection

5.8.2.1 Alimentation pour optocoupleurs

Puisque chaque circuit d'optocoupleurs doit être alimenté séparément (pour l'isolation des masses des transistors), on a dix (10) circuits d'alimentations stabilisées (0 +15V) pour les 12 optocoupleurs, car les trois optocoupleurs liés aux transistors $T14$, $T24$ et $T34$ (ont la même masse) sont alimentés par la même alimentation.

5.9 Perspectives

Par conception, les IGBTs ont un temps de blocage supérieur à celui de la mise en conduction et comme les transistors de chaque bras sont commandés d'une façon complémentaire deux à deux, il est indispensable de protéger les alimentations de puissance et les composants contre les courts circuits. Un temps entre l'ouverture d'un IGBT et la fermeture du complémentaire est donc indispensable. Les signaux de commande des transistors doivent donc présenter un temps de retard tq appelé aussi temps mort.

Pour avoir ce temps mort nous avons opté pour une solution qui consiste à l'utilisation d'un driver de référence $IR2110$ de l'International Rectifier. L'avantage du choix d'un tel driver est sa possibilité de générer deux signaux en inverse avec un temps mort à partir d'un seul signal. Ce qui minimise le nombre de pins de sortie utilisés par l'FPGA. L'alimentation de ce circuit est comprise entre 10 et 20 V, et le temps mort généré varie moyennement entre 500 et 750 ns, il est principalement

fonction de la tension d'alimentation et de la température. Le circuit de brochage de ce driver est donné dans la figure 5.22.

5.9.1 Partie puissance

Cette partie du banc d'essai est constituée de trois cartes, chaque carte représente un bras, chaque bras comporte quatre (04) IGBTs et (06) diodes rapides.

Les interrupteurs de puissance utilisés dans l'onduleur réalisé sont des IGBTs montés en antiparallèle avec des diodes rapides. Les interrupteurs de puissance sont montés sur des circuits imprimés avec des dissipateurs thermiques eux même ventilés pour évacuer la chaleur.

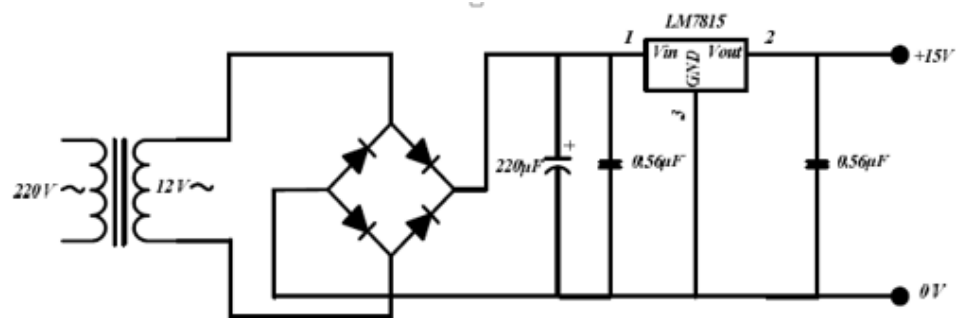


Figure 7.21 : Circuit de l'alimentation stabilisée pour l'optocoupleur

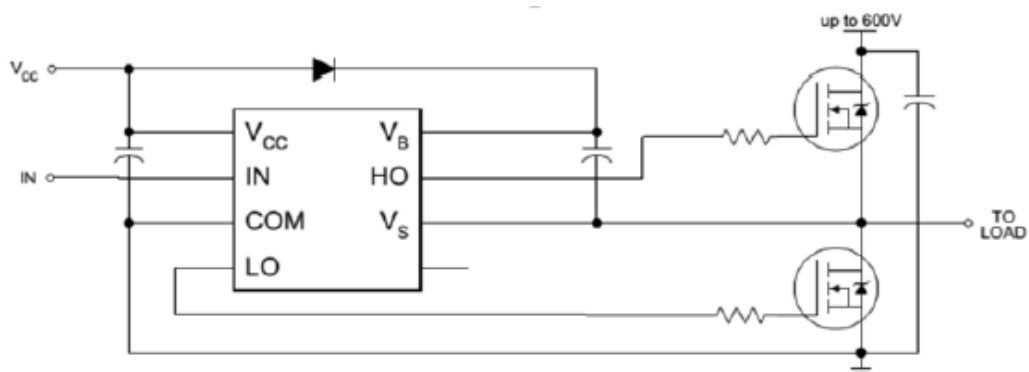


Figure 5.22 : Brochage du Driver IR2110.

Tout d'abord, il faudrait programmer entièrement (Online) la technique de modulation à élimination sélective des harmoniques dans le composant logique programmable (FPGA).

La deuxième perspective est d'ordre pratique. Il s'agit d'intégrer l'onduleur réalisé dans une installation connecté au réseau électrique où pour l'entraînement de charges actives (moteur...).

La troisième perspective consiste à programmer le contrôle en temps réel puisque les FPGAs ouvrent de grandes perspectives en matière de contrôle en temps réel pour optimiser les performances de l'installation.

Enfin, la quatrième piste de recherche porte sur le développement d'une stratégie de commander plus performante telle que la modulation vectorielle (SVPWM), et d'étendre le nombre de niveaux de l'onduleur à un nombre plus élevé.

5.10 Conclusion

Après une brève description de l'architecture des FPGA's en passant par une présentation générale des circuits logiques programmables. On a présenté l'architecture générale d'un modèle de la ferme Xilinx à savoir Virtex 5. Le but de ce travail est la réalisation d'un banc d'essai où un onduleur multiniveau commandé par carte FPGA, alimente une charge de type moteur. Cependant nos essais dans le cadre de cette thèse se sont arrêtés à la génération des signaux à l'aide de la carte FPGA, vers l'entrée des optocoupleurs. Par la suite une carte contenant quatre optocoupleurs destinée à la commande d'un bras d'un onduleur à trois niveaux triphasé a été réalisée et testée avec succès.

Cet outil présente une solution attrayante pour le prototypage rapide des circuits électroniques.

CONCLUSION

Dans cette thèse, les principales stratégies de commandes des onduleurs multi niveaux ont été explorées et une commande en particulier a été améliorée. Une analyse dans un premier temps de la stratégie de modulation de largeur d'impulsion (MLI) sinusoïdale a été faite. Il s'agit de déterminer, pour un onduleur triphasé à trois niveaux et à sept niveaux de type NPC, le signal de commande des interrupteurs. Pour ensuite étudier la commande en MLI vectorielle pour l'onduleur en pont H à deux niveaux et l'onduleur à trois niveaux à structure NPC.

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

La commande par élimination d'harmoniques a pris une grande partie de mémoire ; elle est tout d'abord abordée et expliquée pour un onduleur à sept niveaux à structure NPC dans le cas de l'optimisation par les méta-heuristiques en l'occurrence : les algorithmes génétique et l'optimisation par essaim particulaire, en les exploitant pour faire une comparaison générale entre deux fonctions objectifs populaires dans la littérature.

En effet, l'objectif principal de la commande par élimination d'harmonique est d'obtenir une tension alternative à la sortie de l'onduleur où le fondamental peut être régulé dans une certaine plage et certains harmoniques indésirables sont éliminés de l'onde de tension. Ceci peut être réalisé en déterminant les instants exacts de fermeture et d'ouverture des interrupteurs. La forme de la tension désirée présente une symétrie d'onde à la demi-période et au quart de période par conséquent les harmoniques paires sont nulles. Nous avons en l'occurrence proposé de comparer deux fonctions objectif appelées : fonction de coût lié au THD et fonction de coût quadratique dans le cadre de l'optimisation par l'algorithme génétique et par l'essaim particulaire. Les deux algorithmes confirment la concordance des résultats obtenus. Enfin, la NRM est détournée, puisqu'un algorithme évolutif utilisé avec le bon choix de fonction de coût pourrait permettre de minimiser ou de résoudre les équations liées au problème d'élimination d'harmoniques.

Le principal inconvénient de la commande par élimination d'harmonique réside dans le fait que la résolution du système d'équations, donnant les angles de commutation, ne peut pas se faire en ligne ou analytiquement. Pour la résolution de ces équations on utilise les méthodes itératives (NRM, les algorithmes génétiques, l'essaim de particules). Une proposition a été faite pour contourner la méthode numérique de Newton Raphson en combinant un choix de fonction objectif quadratique avec une métaheuristique.

Ensuite, une commande par élimination d'harmoniques optimisée est développée pour les onduleurs à plusieurs niveaux. Contrairement à la solution standard où la tension de sortie a une forme en escalier ; dans ce travail, des fronts montants et descendants sont ajoutés à ces paliers avec une distribution appropriée. Avec cette procédure et sans modifier la structure de l'onduleur, une grande quantité d'harmoniques a été annulée et la proposition n'est limitée que par la fréquence de commutation maximale du composant électrique.

Il convient de noter que cette procédure permet d'annuler une grande quantité d'harmoniques de bas ordre sans modifier la structure physique de l'onduleur, tant que la fréquence de commutation maximale des interrupteurs de puissance n'est pas atteinte. De plus, l'AG et l'OEP sont utilisés pour minimiser le système d'équations non linéaire. Rappelons que la formulation analytique proposée est impliqué avec des contraintes et une fonction de coût globale qui améliore la qualité de la forme d'onde de sortie. Cette optimisation sous contraintes utilise des paramètres de conception offrant une meilleure allure de la tension de sortie pour suivre la forme de la fonction Sin(.).

Les résultats obtenus mettent en évidence la validité de l'approche, une meilleure qualité de la tension de sortie et l'amélioration du taux global de THD pour la plage choisie du coefficient de réglage r . Ainsi, les performances du convertisseur sont considérablement améliorées.

Cependant que le but de ce travail soit la réalisation d'un banc d'essai où un onduleur multi niveaux commandé par carte FPGA, alimente une charge de type moteur. La commande MLI sinusoïdale et la commande par élimination d'harmoniques ont été programmées sur Simulink, et leurs code a été généré à travers le *HDL coder*, puis, synthétisé et implémenté dans une carte FPGA de type Virtex 5. Le modèle proposé pour les différentes commandes est vérifié par une co-simulation entre deux logiciels (ISE et Matlab).

APPENDICE A : CONFIGURATION DU BLOC NCO SOUS SIMULINK

- Génération d'un signal sinusoïdale

Pour configurer l'oscillateur à commande numérique en phase et en fréquence, il faut calculer en premier temps quelques paramètres essentiels de ce bloc, qui sont phase incrément et phase offset. Ces paramètres sont calculés comme suite :

$$\text{Phase-incrément} = \frac{F_{out} \times 2^N}{F_{clk}}$$

F_{out} : représente la fréquence de sortie du signal sinusoïdal.

On prend $F_{out} = 50\text{Hz}$.

N : est le nombre de bits nécessaires de l'accumulateur pour s'adapter à la valeur de la fréquence de résolution.

On prend : $N = 18$

F_{CLK} : est la fréquence de l'horloge.

On prend $F_{CLK} = 20\text{ KHz}$.

$$\text{Donc : phase-incrément} = \frac{50 \times 2^{18}}{20000} = 655$$

Ensuite, le deuxième paramètre d'entrée de ce bloc qui est phase offset, est calculé

$$\text{comme suit : Phase-offset} = \frac{2^N \times \text{la phase}}{2\pi}$$

On prend la phase égale à zéro degré, donc phase offset = 0

Calcul de la période du signal sinusoïdale :

La période = nombre d'échantillon sur une période \times la période d'échantillonnage.

$$= 400 \times 0.00005 = 0.02\text{s.}$$

- Technique de configuration de l'oscillateur à commande numérique pour obtenir trois signaux sinusoïdaux déphasés entre eux de 120 degrés :

La méthode de calcul de phase incrément et phase offset est la même chose qu'on a calculé précédemment pour l'onduleur monophasé, il suffit juste modifier les valeurs de la phase et de la fréquence dans les équations de phase-incrément et phase-offset.

- Configuration de l'oscillateur pour obtenir le premier signal sinusoïdal (sin a) :

$F = 50\text{ Hz}$; $F_{CLK} = 20\text{ KHz}$; $N = 18$;

$$\text{Phase-incrément} = \frac{F_{out} \times 2^N}{F_{clk}} = \frac{50 \times 2^{18}}{20000} = 655$$

$$\text{Phase-offset} = \frac{2^N \times \text{la phase}}{2\pi} = \frac{2^{18} \times 0}{2\pi} = 0$$

- Configuration de l'oscillateur pour obtenir le deuxième signal (sin b) :

$$F = 50 ; F_{CLK} = 20 \text{ KHz} ;$$

$$N = 18 ; \text{La phase} = \frac{2\pi}{3} ;$$

$$\text{Phase-increment} = \frac{F_{out} \times 2^N}{F_{clk}} = \frac{50 \times 2^{18}}{20000} = 655$$

$$\text{Phase-offset} = \frac{2^N \times \text{la phase}}{2\pi} = \frac{2^{18} \times \frac{2\pi}{3}}{2\pi} = 87381$$

- Configuration de l'oscillateur pour obtenir le troisième signal (sin c) :

$$F = 50 ; F_{CLK} = 20 \text{ KHz} ; N = 18 ; \text{la phase} = \frac{4\pi}{3} ;$$

$$\text{Phase-increment} = \frac{F_{out} \times 2^N}{F_{clk}} = \frac{50 \times 2^{18}}{20000} = 655$$

$$\text{Phase-offset} = \frac{2^N \times \text{la phase}}{2\pi} = \frac{2^{18} \times \frac{4\pi}{3}}{2\pi} = 174763$$

- La technique de configuration de l'oscillateur à commande numérique pour obtenir trois signaux sinusoïdaux déphasés entre eux de 120 degrés

La méthode de calcul de phase incrément et phase offset est la même chose qu'on a calculé précédemment pour l'onduleur monophasé, il suffit juste modifier les valeurs de la phase et de la fréquence dans les équations de phase-incrément et phase-offset.

- configuration de l'oscillateur pour obtenir le premier signal sinusoïdal (sin a) :

$$\text{Phase-increment} = 655$$

$$\text{Phase-offset} = 0$$

- configuration de l'oscillateur pour obtenir le deuxième signal sinusoïdal (sinus b) :

$$\text{Phase-increment} = 655$$

$$\text{Phase-offset} = 87381$$

- configuration de l'oscillateur pour obtenir le troisième signal sinusoïdal (sinus c) :

$$\text{Phase-increment} = 655$$

$$\text{Phase-offset} = 174763$$

BIBLIOGRAPHIE

1. <https://www.connaissancedesenergies.org/est-il-preferable-de-transporter-l-electricite-en-courant-alternatif-ou-continu-130830>.
2. A. M. Howlader, S. Sadoyama, L. R. Roose, et Y. Chen, " Active power control to mitigate voltage and frequency deviations for the smart grid using smart PV inverters" , Applied Energy, vol. 258, p. 114000, janv. 2020, doi: 10.1016/j.apenergy.2019.114000.
3. J. Doucet, D. Eggleston, et J. Shaw, " DC/AC Pure Sine Wave Inverter", PFC Worcester Polytecnic Institute, 2007.
4. Z. Yilmaz, M. Oksar, and F. Basciftci, " Multi-Objective Artificial Bee Colony Algorithm to Estimate Transformer Equivalent Circuit Parameters", Periodicals of Engineering and Natural Sciences (PEN), vol. 5, no 3, oct. 2017.
5. D. Ahmadi et J. Wang, " Selective harmonic elimination for multilevel inverters with unbalanced DC inputs", in 2009 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, 2009, p. 773–778.
6. Z. Akhmetov, M. Hammami, G. Grandi, et A. Ruderman, " On PWM Strategies and Current THD for Single- and Three-Phase Cascade H-Bridge Inverters with Non-Equal DC Sources", Energies, vol. 12, no 3, p. 441, janv. 2019, doi: 10.3390/en12030441.
7. X.-J. Cai, Z.-X. Wu, Q.-F. Li, et S.-X. Wang, " Phase-Shifted Carrier Pulse Width Modulation Based on Particle Swarm Optimization for Cascaded H-bridge Multilevel Inverters with Unequal DC Voltages", Energies, vol. 8, no 9, p. 9670-9687, sept. 2015, doi: 10.3390/en8099670.
8. Lei Wang, Qinghua Wu, et Wenhua Tang, " Energy Balance Control of a Cascaded Multilevel Inverter for Standalone Solar Photovoltaic Applications", Energies, vol. 10, no 11, p. 1805, nov. 2017, doi: 10.3390/en10111805.
9. European Conference on Power Electronics and Applications et Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe). 2019.
10. Z. Zheng and K. Wang, " A Hybrid Cascaded Multilevel Converter for Battery

- Energy Management Applied in Electric Vehicles, " IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 29, NO. 7, JULY 2014.
11. T. Halder, " A smart solar power cultivation using the flyback converter & multi-level inverter", in Power Electronics (IICPE), 2016 7th India International Conference on, 2016, p. 1–6.
 12. J. John and J. Jose, " A three phase step up multilevel inverter for aircraft applications" , in Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT), International Conference on, 2016, p. 405–408.
 13. A. Varschavsky, J. Dixon, M. Rotella, and L. Morán, " Cascaded Nine-Level Inverter for Hybrid-Series Active Power Filter, Using Industrial Controller" , IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no 8, p. 2761–2767, août 2010.
 14. M. Veenstra and A. Rufer, " Control of a Hybrid Asymmetric Multilevel Inverter for Competitive Medium-Voltage Industrial Drives" , IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 41, no 2, p. 655–664, mars 2005.
 15. J. Wang et F. Z. Peng, " Unified Power Flow Controller Using the Cascade Multilevel Inverter" , IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 19, no 4, p. 1077–1084, juill. 2004, doi: 10.1109/TPEL.2004.830073.
 16. Howlader AM, Senjyu T, Saber AY. An integrated power smoothing control for a grid-interactive wind farm considering wake effects. IEEE Syst J 2014;50:3591–601.
 17. Luo L, Gu W, Zhang XP, Cao G, Wang W, Zhu G, et al. " Optimal siting and sizing of distributed generation in distribution systems with PV solar farm utilized as STATCOM (PV-STATCOM). " Appl Energy 2018;210:1092–1100.
 18. Moghbel M, Masoum MAS, Fereidouni A, Deilami S. Optimal sizing, siting and operation of custom power devices with STATCOM and APLC functions for real-time reactive power and network voltage quality control of smart grid. IEEE Trans Smart Grid 2018;9:5564–75.
 19. A. Nketsa, " Circuits Logiques Programmables : Mémoires, PLD, CPLD et FPGA" , Ellipses Marketing, 1998.
 20. M. Ownby et W. H. Mahmoud. " A Design Methodology for Implementing DSP with Xilinx System Generator for Matlab", Proceedings of the 35th Southeastern Symposium, pp. 404–408, 16–18 March 2003.
 21. E. Monmasson, and M. Cirstea, " FPGA Design Methodology for Industrial

- Control Systems – A Review, " IEEE Trans. Ind. Electron...., vol 54, no.4, pp. 1824-1842, August. 2007.
22. H.J. Lee, S.K. Kim, Y.A. Kwon and S.J. Kim, "ASIC design for DTC based speed control of induction motor," in Proc. IEEE ISIE'01 Conf., 2001, pp. 956-961.
 23. Y. Kebbati, Y.A. Chapuis and F. Braun "Reuse methodology in FPGA/ASIC Digital Integration Solutions for Vector Control Motor Drives", in Proceeding of IEEE International Symposium on Signals, Circuits and Systems (SCS'2001), PP. 333-33, Roumania, 2001.
 24. Y. P. Siwakoti, G. E. Town, " Design of FPGA-Controlled Power Electronics and Drives Using MATLAB Simulink", IEEE Conference, pp. 571-577, 2013.
 25. S. Noirot, " Commande par FPGA : De la Modélisation à L'implémentation", Thèse de Maîtrise en Génie Electrique, Ecole de Technologie Superieure Universite du Quebec, Canada, 2012.
 26. A. Nabae, I. Takahashi and H. Akagi, " A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter" , IEEE Trans. Ind. Appl., vol.IA.17, n°. 5, pp. 518-523 Sept.Oct/ 1981.
 27. L. Franquelo, J. Rodriguez, J. Leon, S. Kouro, R. Portillo, et M. Prats, " The age of multilevel converters arrives" , IEEE Industrial Electronics Magazine, vol. 2, no 2, p. 28-39, juin 2008, doi: 10.1109/MIE.2008.923519.
 28. J. Rodriguez, Jih-Sheng Lai, et Fang Zheng Peng, " Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications" , IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, no 4, p. 724-738, août 2002, doi: 10.1109/TIE.2002.801052.
 29. I. Colak, E. Kabalci, et R. Bayindir, " Review of multilevel voltage source inverter topologies and control schemes", Energy Conversion and Management, vol. 52, no 2, p. 1114-1128, févr. 2011, doi: 10.1016/j.enconman.2010.09.006.
 30. A. A. G. Gebreel, " Simulation and implementation of two-level and three-level inverters by Matlab and RT-LAB" , PhD Thesis, The Ohio State University, 2011.
 31. V. G. Agelidis, A. Balouktsis, et I. Balouktsis, " On Applying a Minimization Technique to the Harmonic Elimination PWM Control: The Bipolar Waveform" , IEEE Power Electronics Letters, vol. 2, no 2, p. 41-44, juin 2004,

doi: 10.1109/LPEL.2004.831157.

32. V. G. Agelidis, A. Balouktsis, I. Balouktsis, et C. Cossar, " Multiple sets of solutions for harmonic elimination PWM bipolar waveforms: analysis and experimental verification", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no 2, p. 415-421, mars 2006, doi: 10.1109/TPEL.2005.869752.
33. T. Sengolrajan et B. Shanthi, " Comparative Study of Unipolar Multicarrier PWM Strategies for Five Level Diode Clamped Inverter", in *Recent Advancements in System Modelling Applications*, vol. 188, R. Malathi et J. Krishnan, Éd. India: Springer India, 2013, p. 179-192.
34. W. Subsingha, " A Comparative Study of Sinusoidal PWM and Third Harmonic Injected PWM Reference Signal on Five Level Diode Clamp Inverter", *Energy Procedia*, vol. 89, p. 137-148, juin 2016, doi: 10.1016/j.egypro.2016.05.020.
35. I. Boussaid, " Perfectionnement de métaheuristiques pour l'optimisation continue" , PhD Thesis, Paris Est, 2013.
36. A. Tarfaya, D. Dib, S. Ghodelbourk, et M. Ouada, " Comparative study of two PWM control wind system based on DFIG and multilevel NPC inverter Etude comparative de deux systèmes éoliens de contrôle MLI basés sur GADA et un onduleur NPC à Multi niveaux " , 2019.
37. B. Tolunay, *Space Vector Pulse Width Modulation for Three-Level Converters: a LabVIEW Implementation*. 2012.
38. A. Kocalmis et S. Sunter, " Simulation of a space vector PWM controller for a three-level voltage-fed inverter motor drive" , in *IECON 2006-32nd Annual Conference On IEEE Industrial Electronics*, 2006, p. 1915–1920.
39. L. X. Abd Almula Gebreel, " Numerical Analysis and Simulation Implementation for SVPWM Based on a New Region Segment Configuration Method " , *International Journal of Scientific and Engineering Research* 6 (Issue 3) 2015.
40. H. Benbouhenni, " Utilisation du contrôleur à hystérésis à trois niveaux pour le flux statorique dans la commande DTC neuronale d'un moteur asynchrone de forte puissance " , *Revue des Energies Renouvelables*, vol. 22, no 2, p. 179–188, 2019.
41. L. Malesani, P. Mattavelli, et P. Tomasin, " High-performance hysteresis modulation technique for active filters " , *IEEE Transactions on power*

- electronics, vol. 12, no 5, p. 876–884, 1997.
42. Y. Gao, J. Ma, Q. Wu, C. Yang, et M. Xie, " The Research on Energy Transfer Efficiency of PMSM with Stochastic PWM " , IOP Conference Series: Earth and Environmental Science, vol. 252, p. 032195, juill. 2019, doi: 10.1088/1755-1315/252/3/032195.
 43. J. M. Vesapogu, S. Peddakotla, et S. R. A. Kuppa, " Harmonic analysis and FPGA implementation of SHE controlled three phase CHB 11-level inverter in MV drives using deterministic and stochastic optimization techniques " , SpringerPlus, vol. 2, no 1, p. 370, 2013.
 44. M. Srndovic, A. Zhetessov, T. Alizadeh, Y. L. Familiant, G. Grandi, et A. Ruderman, " Simultaneous Selective Harmonic Elimination and THD Minimization for a Single-Phase Multilevel Inverter With Staircase Modulation " , IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 54, no 2, p. 1532-1541, mars 2018, doi: 10.1109/TIA.2017.2775178.
 45. M. Ahmed, A. Sheir, et M. Orabi, " Real-Time Solution and Implementation of Selective Harmonic Elimination of Seven-Level Multilevel Inverter " , IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 5, no 4, p. 1700-1709, déc. 2017, doi: 10.1109/JESTPE.2017.2746760.
 46. S. Kundu, A. D. Burman, S. K. Giri, S. Mukherjee, et S. Banerjee, " Comparative study between different optimisation techniques for finding precise switching angle for SHE-PWM of three-phase seven-level cascaded H-bridge inverter " , IET Power Electronics, vol. 11, no 3, p. 600-609, mars 2018, doi: 10.1049/iet-pel.2017.0530.
 47. D. Ahmadi, K. Zou, C. Li, Y. Huang, et J. Wang, " A Universal Selective Harmonic Elimination Method for High-Power Inverters " , IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 26, no 10, p. 2743-2752, oct. 2011, doi: 10.1109/TPEL.2011.2116042.
 48. N. Chellammal, R. Abirami, T. Mohana, et S. S. Dash, " Switching Frequency Optimal PWM Based Three Phase Hybrid Multilevel Inverter " , Procedia Engineering, vol. 64, p. 302-311, 2013, doi: 10.1016/j.proeng.2013.09.102.
 49. X. Tang, J. Zhang, Z. Liu, et M. Zhang, " A Switching Frequency Optimized Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) Scheme for Cascaded Multilevel Inverters " , Energies, vol. 10, no 5, p. 725, mai 2017, doi: 10.3390/en10050725.

50. R. K. Sharma, "Performance Analysis of Multilevel inverter based on SVPWM for Renewable Energy Sources " , in 2019 6th International Conference on Signal Processing and Integrated Networks (SPIN), 2019, p. 632–636.
51. L. Ning, W. Yue, J. Yingwei, et W. Zhaoan, " A fast algorithm for three-level SVPWM in NPC inverters based on traditional three-level SPWM " , in The 2nd International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems, 2010, p. 53–57.
52. J. N. Chiasson, L. M. Tolbert, K. J. McKenzie, et Z. Du, "A Complete Solution to the Harmonic Elimination Problem" , IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 19, no 2, p. 491-499, mars 2004, doi: 10.1109/TPEL.2003.823207.
53. R. A. Jabr, " Solution trajectories of the harmonic-elimination problem" , IEE Proceedings - Electric Power Applications, vol. 153, no 1, p. 97, 2006, doi: 10.1049/ip-epa:20050112.
54. M. S. A. Dahidah et V. G. Agelidis, " Selective Harmonic Elimination PWM Control for Cascaded Multilevel Voltage Source Converters: A Generalized Formula" , IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23, no 4, p. 1620-1630, juill. 2008, doi: 10.1109/TPEL.2008.925179.
55. J. R. Wells, B. M. Nee, P. L. Chapman, et P. T. Krein, " Selective Harmonic Control: A General Problem Formulation and Selected Solutions " , IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 20, no 6, p. 1337-1345, nov. 2005, doi: 10.1109/TPEL.2005.857541.
56. J. Sun et I. Grotstollen, "Pulsewidth modulation based on real-time solution of algebraic harmonic elimination equations " , in Proceedings of IECON'94-20th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 1994, vol. 1, p. 79–84.
57. J. N. Chiasson, L. M. Tolbert, K. J. McKenzie, et Z. Du, " A Unified Approach to Solving the Harmonic Elimination Equations in Multilevel Converters" , IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 19, no 2, p. 478-490, mars 2004, doi: 10.1109/TPEL.2003.823198.
58. M. S. A. Dahidah, G. Konstantinou, et V. G. Agelidis, " A Review of Multilevel Selective Harmonic Elimination PWM: Formulations, Solving Algorithms, Implementation and Applications " , IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no 8, p. 4091-4106, août 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2355226.

59. D. Kumar, S. Pattnaik, and V. Singh, " Genetic algorithm based approach for optimization of conducting angles in cascaded multilevel inverter " , IJERA, vol. 2, no 3, p. 2389–2395, 2012.
60. Wanmin Fei, Xiaoli Du, et Bin Wu, " A Generalized Half-Wave Symmetry SHE-PWM Formulation for Multilevel Voltage Inverters " , IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no 9, p. 3030-3038, sept. 2010, doi: 10.1109/TIE.2009.2037647.
61. W. Fei, X. Ruan, et B. Wu, " A Generalized Formulation of Quarter-Wave Symmetry SHE-PWM Problems for Multilevel Inverters " , IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, no 7, p. 1758-1766, juill. 2009, doi: 10.1109/TPEL.2009.2018094.
62. M. S. A. Dahidah, V. G. Agelidis, et M. V. Rao, " On Abolishing Symmetry Requirements in the Formulation of a Five-Level Selective Harmonic Elimination Pulse-Width Modulation Technique" , IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 21, no 6, p. 1833-1837, nov. 2006, doi: 10.1109/TPEL.2006.883547.
63. S. Ekiz, " Solving Constrained Optimization Problems with Sine-Cosine Algorithm " , Periodicals of Engineering and Natural Sciences (PEN), vol. 5, no 3, oct. 2017.
64. J. N. Chiasson, L. M. Tolbert, K. J. McKenzie, et Zhong Du, " Control of a multilevel converter using resultant theory " , IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol. 11, no 3, p. 345-354, mai 2003, doi: 10.1109/TCST.2003.810382.
65. H. R. Mohammadi et A. Akhavan, " A new adaptive selective harmonic elimination method for cascaded multilevel inverters using evolutionary methods " , in 2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 2014, p. 1484–1489.
66. S. Barkati, L. Baghli, E. M. Berkouk, and M.-S. Boucherit, " Harmonic elimination in diode-clamped multilevel inverter using evolutionary algorithms " ; Electric Power Systems Research, vol. 78, no 10, p. 1736-1746, oct. 2008.
67. M. H. Etesami, N. Farokhnia, et S. H. Fathi, " Colonial Competitive Algorithm Development toward Harmonic Minimization in Multilevel Inverters " , IEEE Transactions on Industrial Informatics, p. 1-1, 2015, doi: 10.1109/TII.2015.2402615.

68. P. Gaur et P. Singh, " Optimization Techniques For Harmonics Minimization In Cascaded Hybrid Multilevel Converters: A Review" , International Journal of Research in Engineering and Technology, vol. 4, no 3, p. 188–193, 2015.
69. W. K. Wong et C. I. Ming, " A Review on Metaheuristic Algorithms: Recent Trends, Benchmarking and Applications" , in 2019 7th International Conference on Smart Computing & Communications (ICSCC), 2019, p. 1–5.
70. T. Dokeroglu, E. Sevinc, T. Kucukyilmaz, et A. Cosar, " A survey on new generation metaheuristic algorithms " , Computers & Industrial Engineering, vol. 137, p. 106040, nov. 2019, doi: 10.1016/j.cie.2019.106040.
71. M. Kumar et A. J. Kulkarni, " Socio-inspired Optimization Metaheuristics: A Review " , in Socio-cultural Inspired Metaheuristics, vol. 828, A. J. Kulkarni, P. K. Singh, S. C. Satapathy, A. Husseinzadeh Kashan, et K. Tai, Éd. Singapore: Springer Singapore, 2019, p. 241-265.
72. I. Boussaïd, J. Lepagnot, et P. Siarry, " A survey on optimization metaheuristics " , Information Sciences, vol. 237, p. 82-117, juill. 2013, doi: 10.1016/j.ins.2013.02.041.
73. S. Kirkpatrick, C. Gelatt, M. Vecchi, Optimization by simulated annealing, Science 220 (1983) 671–680.
74. F. Glover, Future paths for integer programming and links to artificial intelligence, Computers and Operations Research 13 (1986) 533–549.
75. J.D. Farmer, N.H. Packard, A.S. Perelson, The immune system, adaptation, and machine learning, Phys. D 2 (1986) 187–204.
76. J.R. Koza, Genetic Programming: On the Programming of Computers by Means of Natural Selection (Complex Adaptive Systems), The MIT Press, 1 edition, 1992.
77. A. D.E. Goldberg, " Genetic Algorithms in search, optimization and machine learning " , Reading, MA: Addison-Wesley, 1989.
78. M. Dorigo, Optimization, Learning and Natural Algorithms, Ph.D. thesis, Politecnico di Milano, Italy, 1992.
79. A. Walker, J. Hallam, D. Willshaw, Bee-havior in a Mobile Robot: The Construction of a Self-Organized Cognitive Map and its Use in Robot Navigation within a Complex, Natural Environment, in: Proc. ICNN'93, Int. Conf. on Neural Networks, volume III, IEEE Service Center, Piscataway, NJ, 1993, pp. 1451–1456.

80. J. Kennedy, R. Eberhart, Particle swarm optimization, IEEE International Conference on Neural Networks 4 (1995) 1942–1948.
81. K.M. Passino, Biomimicry of Bacterial Foraging for distributed optimization and control, IEEE Control Systems Magazine 22 (2002) 52–67.
82. D. Simon, Biogeography-based optimization, IEEE Transactions on Evolutionary Computation 12 (2008) 702–713.
83. M. A. Memon, S. Mekhilef, et M. Mubin, " Selective harmonic elimination in multilevel inverter using hybrid APSO algorithm " , IET Power Electronics, vol. 11, no 10, p. 1673-1680, août 2018, doi: 10.1049/iet-pel.2017.0486.
84. M. A. Memon, S. Mekhilef, M. Mubin, et M. Aamir, " Selective harmonic elimination in inverters using bio-inspired intelligent algorithms for renewable energy conversion applications: A review " , Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 82, p. 2235-2253, févr. 2018, doi: 10.1016/j.rser.2017.08.068.
85. R. L. Haupt et S. E. Haupt, Practical genetic algorithms, 2nd ed. Hoboken, N.J: John Wiley, 2004.
86. S. Jeevananthan, " Influence of crossover methods used by genetic algorithm-based heuristic to solve the selective harmonic equations (SHE) in multi-level voltage source inverter " , Sadhana, vol. 40, no 8, p. 2389–2410, 2015.
87. H. O. Ozer, Y. Hacioglu, and N. Yagiz, " Controlling the Building Model Using High Order Sliding Mode Control Optimized by Multi Objective Genetic Algorithm " , Periodicals of Engineering and Natural Sciences (PEN), vol. 5, no 3, oct. 2017.
88. A. K. Kaviani, S. H. Fathi, N. Farokhnia, et A. J. Ardakani, " PSO, an effective tool for harmonics elimination and optimization in multi-level inverters " , in 2009 4th IEEE conference on industrial electronics and applications, 2009, p. 2902–2907.
89. S. Barkat, E. M. Berkouk, et M. S. Boucherit, " Particle swarm optimization for harmonic elimination in multilevel inverters " , Electrical Engineering, vol. 91, no 4-5, p. 221-228, déc. 2009, doi: 10.1007/s00202-009-0135-9.
90. W. Razia Sultana, S. K. Sahoo, S. Prabhakar Karthikeyan, I. Jacob Raglend, P. Harsha Vardhan Reddy, et G. T. Rajasekhar Reddy, " Elimination of Harmonics in Seven-Level Cascaded Multilevel Inverter Using Particle

- Swarm Optimization Technique " , in *Artificial Intelligence and Evolutionary Algorithms in Engineering Systems*, vol. 324, L. P. Suresh, S. S. Dash, et B. K. Panigrahi, Éd. New Delhi: Springer India, 2015, p. 265-274.
91. M. Ammal Dhanalakshmi, M. Parani Ganesh, et K. Paul, " Analysis of Optimum THD in Asymmetrical H-Bridge Multilevel Inverter Using HPSO Algorithm " , in *Proceedings of 2nd International Conference on Intelligent Computing and Applications*, vol. 467, P. Deiva Sundari, S. S. Dash, S. Das, et B. K. Panigrahi, Éd. Singapore: Springer Singapore, 2017, p. 561-569.
 92. S. Lalwani, H. Sharma, S. C. Satapathy, K. Deep, et J. C. Bansal, " A Survey on Parallel Particle Swarm Optimization Algorithms " , *Arabian Journal for Science and Engineering*, vol. 44, no 4, p. 2899-2923, avr. 2019, doi: 10.1007/s13369-018-03713-6.
 93. T. TUNCER, " SCSO: A novel sine-cosine based swarm optimization algorithm for numerical function optimization " , *Periodicals of Engineering and Natural Sciences (PEN)*, vol. 6, no 2, p.1–9, 2018.
 94. N. Karthik et R. Arul, « Harmonic elimination in cascade multilevel inverters using Firefly algorithm », in *2014 International Conference on Circuits, Power and Computing Technologies [ICCPCT-2014]*, 2014, p. 838–843.
 95. A. Kavousi, B. Vahidi, R. Salehi, M. K. Bakhshizadeh, N. Farokhnia, et S. H. Fathi, " Application of the Bee Algorithm for Selective Harmonic Elimination Strategy in Multilevel Inverters " , *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no 4, p. 1689-1696, avr. 2012, doi: 10.1109/TPEL.2011.2166124.
 96. A. Mohammad Hassani et E. Babaei, " Exchange Market Algorithm for Selective Harmonic Elimination in Cascaded Multilevel Inverters " , in *13th International Conference on Theory and Application of Fuzzy Systems and Soft Computing — ICAFS-2018*, vol. 896, R. A. Aliev, J. Kacprzyk, W. Pedrycz, M. Jamshidi, et F. M. Sadikoglu, Éd. Cham: Springer International Publishing, 2019, p. 594-601.
 97. C. S. Raju, " Selective Harmonic Elimination of The Multilevel Inverter Using Artificial Neural Network " , PhD Thesis, 2015.
 98. X. Fu, S. Li, A. Hadi, et R. Chaloo, " Novel Neural Control of Single-Phase Grid-Tied Multilevel Inverters for Better Harmonics Reduction " , *Electronics*, vol. 7, no 7, p. 111, juill. 2018, doi: 10.3390/electronics7070111.
 99. M. Etesami, N. Ghasemi, D. M. Vilathgamuwa, et W. L. Malan, « Particle

- swarm optimisation-based modified SHE method for cascaded H-bridge multilevel inverters », IET Power Electronics, vol. 10, no 1, p. 18–28, 2017.
100. M. Babaei et H. Rastegar, " Selective harmonic elimination PWM using ant colony optimization " ; in 2017 Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE), 2017, p. 1054–1059.
 101. A. Q. Huang, " Power semiconductor devices for smart grid and renewable energy systems" ; Power Electronics in Renewable Energy Systems and Smart Grid: Technology and Applications, p. 85–152, 2019.
 102. T. A. Meynard et H. Foch, " Multi-Level Choppers for High Voltage Applications " ; EPE Journal, vol. 2, no 1, p. 45-50, janv. 1992, doi: 10.1080/09398368.1992.11463285.
 103. N. E. H. Gabour, E. G. Boudissa, et M. Bounekhla, " Real-coded Genetic Algorithm Optimization for Harmonic Elimination in Neutral-Point Clamped" The international conference on Electronics, Energy and Measurement, 2018 (IC2EM): proceeding p. 169-175 : 27-28 November 2018, NLA, Algiers, Algeria. 2018.
 104. N. E. H. Gabour, E. G. Boudissa, et M. Bounekhla, " Optimal Harmonic Elimination Using Particle Swarm Optimization for Diode-Clamped Multilevel Inverters" A. and D. International Conference on Control et al., 2019 International Conference on Control, Automation and Diagnosis (ICCAD): proceedings p. 472-476 : 2-4 July 2019, Grenoble, France. 2019.
 105. N. E. H. Gabour, E. G. Boudissa, et M. Bounekhla, " Optimal HSE-PWM based on genetic algorithm for seven levels diode clamped multilevel inverter " ; Periodicals of Engineering and Natural Sciences, vol. 8, no 2, p. 859–869, 2020.
 106. D. G. Photovoltaics et E. Storage, " IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems Amendment " .