Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Dr Yahia FARES de MEDEA
Laboratoire de Recherche en Electrotechnique et en Automatique

Thèse de Doctorat LMD
en Génie Electrique

Présentée par

Badr MAKHLOUF

Ingénieur d'état, Master en Electrotechnique de l'Université de Jijel

Thème

Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone avec Optimisation de l'Alimentation

Soutenue publiquement le 15 / 06 / 2015 devant le jury composé de :

Président	A. Ferdjouni	Maître de Conférences A, Université de Blida
Rapporteur	O. Bouchhida	Maître de Conférences A, Université de Médéa
Examinateurs	K. Benmansour	Professeur, Université de Médéa
	D. Lalili	Maître de Conférences A, Université de Jijel
	D. Boudana	Maître de Conférences A, Université de Médéa
Invité	M. Nibouche	Professeur, University of the West of England, Bristol, UK.

Dédicaces

A ma mère …

A ma mère …

A ma mère …

A mon père

A mes frères et sœurs

Je dédie ce modeste travail

Remerciements

Les travaux de recherche présentés dans cette thèse ont été réalisés au sein du Laboratoire de Recherche en Electrotechnique et en Automatique (LREA) de Université Dr Yahia FARES de MEDEA

Tout d'abord, je ne saurai débuter mes remerciements, sans m'adresser à mon directeur de thèse, en l'occurrence Monsieur O. BOUCHHIDA, Maître de Conférences A à l'Université de MEDEA, qui a bien voulu prendre en charge la direction scientifique de mon travail. Ses conseils judicieux, sa disponibilité et ses encouragements m'ont beaucoup aidé pour l'aboutissement de ces travaux. Qu'il trouve ici, l'expression de ma profonde gratitude.

Monsieur A. Ferdjouni, Maître de Conférences A à l'Université de Blida me fait le grand honneur de présider le jury d'examen de ma thèse. Je l'en remercie profondément.

Je tiens à exprimer mes chaleureux remerciements et toute ma gratitude à Monsieur K. Benmansour, Professeur à l'Université de Médéa, pour l'honneur qu'il ma fait, en acceptant de faire partie du jury d'examen.

J'adresse l'expression sincère de mes vifs remerciements à Monsieur D. Lalili, Maître de conférences A à l'Université de Jijel, pour son intérêt et pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant d'examiner ces travaux.

Je suis très reconnaissant à Monsieur D. Boudana, Maître de conférences A à l'Université de Médéa, pour l'intérêt qu'il a apporté à ce travail en acceptant de faire partie de l'honorable jury d'examen.

Tous mes remerciements s'adressent aussi à Monsieur M. Nibouche, Professeur à University of the West of England, Bristol, UK qui a bien voulu participer au jury d'examen.

Je souhaite remercier également mes collègues de travail aux laboratoires de génie électrique (LGE) à l'université de Jijel : H. Fouzia, A. Khaled, R. Noureldine……, mes remerciements s'étendent aussi à l'ensemble des enseignants en particulier le doyen de la faculté des sciences et de la technologie de l'Université de Jijel, L. Nabil, B. Habiba, B. Hamid, B. Toufik , B. Hachemi pour leurs aides et encouragements incessants pour l'élaboration de ce travail.

Un remerciement particulier à M. Sofiane Ingénieur principal chargé de la qualité du matériel pédagogique chez Université de Médéa.

Que ceux qui se sentent oubliés, trouvent dans cette phrase ma profonde gratitude et mes remerciements pour l'aide et le soutien apporté durant ces années.

Sommaire

Résumé
Liste des figures
Liste des tableaux
Notations

Introduction générale…….. 1

Chapitre I
État d'art de la stratégie MLI par élimination sélective d'harmoniques

Introduction……... 4
I.1- Principe de la stratégie …….. 5
I.2- Série de Fourier ……. 7
I.3- Mise en équations …….. 7
I.3.1- La modulation de largeurs d'impulsions par élimination sélective d'harmoniques bipolaire (MLI-ESH-B)…… 8
I.3.1.1- La symétrie par rapport au quart et à la demi-période …… 8
I.3.1.2- La symétrie par rapport à la demi-période …….. 9
I.3.2- La modulation de largeurs d'impulsions par élimination sélective d'harmoniques unipolaire (MLI-ESH-U)…….. 11
I.3.2.1- La symétrie par rapport au quart et à la demi-période …… 11
I.3.2.2- La symétrie par rapport à la demi-période …… 12
I.4- Résolution d'un système d'équations non linéaires……... 13
I.5- Résultats de simulation……... 16
Conclusion ……... 25

Chapitre II
MLI par élimination sélective d'harmoniques en temps réel

Introduction …….. 26
II.1- Principe de la stratégie MLI Sinus-Sinus ……. 27
II.2- Mise en équations…… 28
II.3- Résultats de simulation……. 30
II.3.1- Résultats de simulation pour un onduleur monophasé…….. 36
II.3.2- Résultats de simulation pour un onduleur triphasé…… 38
II.4- Résultats expérimentaux……... 41
II.5- Extension de la stratégie proposée aux résultats de la stratégie MLI-ESH…….. 44
Conclusion…… 48

Chapitre III
Simplification et implémentation de la MLI par élimination sélective d'harmoniques

Introduction …….. 49
III.1- La stratégie MLI-ESH avec la méthode des tableaux (MLI-ESH-LUT)…… 50
III.2- La stratégie MLI-ESH à échantillonnage régulier (MLI-ESH-ER)…… 52
III.3- La stratégie MLI-ESH linéarisante (MLI-ESH-L)…….. 61
III.4- La stratégie MLI-ESH simplifiée (MLI-ESH-S)……. 69
III.5- La stratégie MLI-ESH temps réel (MLI-ESH-TR)……. 74
III.6- Résultats expérimentaux…….. 79
III.6.1- Résultats expérimentaux de la MLI-ESH-LUT…… 80
III.6.2- Résultats expérimentaux de la MLI-ESH-ER…….. 83
III.6.3- Résultats expérimentaux de la MLI-ESH-L……. 86
III.6.4- Résultats expérimentaux de la MLI-ESH-S……. 88
III.6.5- Résultats expérimentaux de la MLI-ESH-TR…….. 90
Conclusion…… 93

Chapitre IV
Commande vectorielle de la MAS alimentée par un onduleur piloté par la MLI à élimination sélective d'harmoniques en temps réel

Introduction …….. 95
IV.1- Modélisation de la MAS…….. 96
IV.2- Modèle biphasé de la machine asynchrone……. 98
IV.3- Principe de la commande à flux rotorique orienté ou la commande vectorielle……. 99
IV.4- Application d'un contrôleur flou dans une commande……..….... 102
IV.4.1- Principe et définition de la logique floue……. 102
IV.4.1.1- Ensembles floues……. 102
IV.4.1.2- Variable linguistique……. 103
IV.4.1.3- Fonctions d'appartenance…….. 103
IV.4.1.4- Implication floue……... 105
IV.4.1.5- Raisonnement flou……. 105
IV.4.2- Conception d'un contrôleur flou…….. 106
IV.5- Commande vectorielle avec la MLI-ESH-TR……. 110
IV.6- Résultats de simulation…… 111
Conclusion ……... 119

Conclusion générale…… 121

Bibliographie …….. 123
Annexe A ……..... 129
Annexe B ……..... 133
Annexe C ……..... 136

ملخص : هذا العمل يخص دراسة التحكم في آلة لا متزامنة يتم تغذيتها بواسطة مموّج ذو ثلاثة أطوار يتحكم فيه بطريقة تنحي التوفيقات في الوقت الحالي، هذه الطريقة تسمح بتنحي التوفيقات المستهدفة والمتغيرات هي زوايا التشويش. قمنا بحساب هذه الأخيرة باستعمال خوارزميات أسراب الجزيئات. الطريقة الأكثر شيوعا في حالة التحكم في تنحي التوفيقات في الوقت الحالي هي باستعمال ذاكرات إلكترونية، الطريقة الجديدة مثالية لتنحي التوفيقات في الوقت الحالي تعتمد على نقاط تقاطع إشارتين : الأولى جيبية مرجعية والثانية جيبية معدلة، قمنا باستغلال طريقة استكمال كثيرات الحدود للغرانج من أجل توليد الإشارة الجيبية معدلة. التحكم الشعاعي في آلة لا متزامنة مع ضابطات تعمل بالنمط الغامض والتي أثبتت أنها أحسن تطبيق مع طريقة تنحي التوفيقات في الوقت الحالي. تم إثبات تجريبيا مختلف النتائج المتحصل عليها بالمحاكاة على أرضية تجارب مرتكزة على بطاقة التحكم dSPACE .

كلمات مفتاحية : تنحي التوفيقات في الوقت الحالي، زوايا التشويش، خوارزميات أسراب الجزيئات، الإشارة الجيبية المعدلة، استكمال كثيرات حدود للغرانج، آلة لا متزامنة، التحكم الشعاعي، المنطق الغامض.

Résumé: Ce travail est consacré à l'étude de la commande d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur triphasé commandé par la MLI à élimination sélective d'harmoniques en temps réel. Cette MLI à pour but d'éliminer les harmoniques ciblées et les inconnus sont les angles de perturbation. Pour calculer ces angles en utilisant l'algorithme d'optimisation par les essaims particulaires. La méthode des tableaux l'une des plus connue pour une implémentation temps réel de la MLI à élimination sélective d'harmoniques. La nouvelle MLI à élimination sélective d'harmoniques temps réel optimisée, c'est-à-dire la génération des instants de commutation est basée sur l'intersection d'un signal sinusoïdal de référence et un signal dit porteuse sinusoïdal modifiée. Ce principe est similaire au principe de la MLI triangulo-sinusoïdale. Pour assurer une génération temps réel du signal de la porteuse modifiée avec une variation continu de l'indice de modulation on propose l'exploitation de l'interpolation polynomiale de Lagrange. La commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la machine asynchrone avec des régulateurs PI flous présente une meilleure application pour notre nouvelle MLI. La validation expérimentale des différents résultats obtenus en simulation a été effectuée sur un banc d'essai à base de dSPACE 1103.

Mots clés : MLI à élimination sélective d'harmoniques temps réel, angles de perturbation, algorithme des essaims particulaires, porteuse sinusoïdal modifiée, interpolation polynomiale de Lagrange, machine asynchrone, commande vectorielle, régulateurs PI flous.

Summary: The present research work is dedicated to the control of an induction AC machine fed by a three phase inverter, which is controlled using a selective harmonic elimination PWM real time. This PWM signal aims to eliminate targeted harmonics, the unknown parameters consist of the perturbation angles. While the particle swarm optimisation (PSO) algorithm is adopted for determining the numerical values of these angles, the well-established look up table method is used for a real time implementation of the selective harmonic elimination PWM. For this novel optimisation real time selective harmonic elimination PWM, the switching instants are generated by comparing a sinusoidal reference signal with a modified sinusoidal carrier signal. This approach is similar in principle to the sine-triangle PWM. To address real time requirements and such to ensure a real time generation of the modified sinusoidal carrier signal with a varying modulation index, a Lagrange polynomial interpolation has been successfully used. The indirect field oriented control technique using fuzzy controllers for controlling the AC induction machine revealed to be a better choice for our new PWM. Different simulation results have been validated using a dSPACE 1103 platform.

Keywords: Selective harmonic elimination PWM real time, perturbation angles, particle swarm optimisation algorithm, modified sinusoidal carrier signal, Lagrange polynomial interpolation, AC induction machine, field oriented control, PI fuzzy controllers.

LISTE DES FIGURES

N°: Figure	Intitulé	Page
Figure I.1	Structure des onduleurs utilisés	5
Figure I.2	Forme des tensions de sortie	5
Figure I.3	Différentes symétries de la stratégie MLI-ESH bipolaire	6
Figure I.4	Différentes symétries de la stratégie MLI-ESH unipolaire	6
Figure I.5	Représentation vectoriel de l'algorithme PSO	15
Figure I.6	Trajectoire des angles de commutation en fonction de m_i pour une symétrie par rapport au quart et à la demi-période (Bipolaire)	17
Figure I.7	Trajectoire des angles de commutation en fonction de m_i pour une symétrie par rapport à la demi-période (Bipolaire)	17
Figure I.8	Trajectoire des angles de commutation en fonction de m_i pour une symétrie par rapport au quart et à la demi-période (Unipolaire)	18
Figure I.9	Trajectoire des angles de commutation en fonction de m_i pour une symétrie par rapport à la demi-période (Unipolaire)	18
Figure I.10	Différentes tensions de sortie et leurs spectres d'harmoniques pour une symétrie par rapport au quart et à la demi-période (Bipolaire)	19
Figure I.11	Différentes tensions de sortie et leurs spectres d'harmoniques pour une symétrie par rapport à la demi-période (Bipolaire)	20
Figure I.12	Différentes tensions de sortie et leurs spectres d'harmoniques pour une symétrie par rapport au quart et à la demi-période (Unipolaire)	21
Figure I.13	Différentes tensions de sortie et leurs spectres d'harmoniques pour une symétrie par rapport à la demi-période (Unipolaire)	22
Figure I.14	Evolution du fondamental en fonction de m_i (Bipolaire)	23
Figure I.15	Evolution du fondamental en fonction de m_i (Unipolaire)	23
Figure II.1	Principe de la stratégie MLI Sinus-Sinus	27
Figure II.2	Signal de la porteuse modifiée et le signal de référence pour un onduleur monophasé	36
Figure II.3	Différentes tensions de sortie et leurs spectres d'harmoniques pour un onduleur monophasé	37
Figure II.4	Signal de la porteuse modifiée et le signal de référence pour un onduleur monophasé	38
Figure II.5	Différentes tensions de sortie et leurs spectres d'harmoniques pour un onduleur triphasé	39
Figure II.6	Différentes tensions de sortie et leurs spectres d'harmoniques pour un onduleur triphasé	40
Figure II.7	Description générale de la plate-forme expérimentale	41
Figure II.8	Résultats expérimentaux pour un onduleur monophasé (k = 17)	42
Figure II.9	Résultats expérimentaux pour un onduleur monophasé (k = 21)	42

Figure II.10	Résultats expérimentaux pour un onduleur triphasé (k = 17)	43
Figure II.11	Résultats expérimentaux pour un onduleur triphasé (k = 21)	43
Figure II.12	Résultats obtenus par la MLI-ESH-TR avec des angles de la MLI-ESH-B pour une symétrie par rapport au quart et à la demi-période	46
Figure II.13	Résultats obtenus par la MLI-ESH-TR avec des angles de la MLI-ESH-U pour une symétrie par rapport au quart et à la demi-période	46
Figure II.14	Résultats obtenus par la MLI-ESH-TR avec des angles de la MLI-ESH-B pour une symétrie par rapport à la demi-période	47
Figure II.15	Résultats obtenus par la MLI-ESH-TR avec des angles de la MLI-ESH-U pour une symétrie par rapport à la demi-période	47
Figure III.1	Spectres d'harmoniques de la tension pour un onduleur monophasé	51
Figure III.2	Spectres d'harmoniques de la tension pour un onduleur triphasé	52
Figure III.3	Schéma simplifié de l'implémentation de la MLI-ESH-LUT	52
Figure III.4	Trajectoire des angles de commutation en fonction de m_i pour un onduleur monophasé	53
Figure III.5	Trajectoire des angles de commutation en fonction de m_i pour un onduleur triphasé	53
Figure III.6	Trajectoire des angles de commutation en fonction de m_i pour un onduleur monophasé	55
Figure III.7	Trajectoire des angles de commutation en fonction de m_i pour un onduleur triphasé	56
Figure III.8	Evolution de l'erreur des angles de commutation en fonction de m_i pour un onduleur monophasé	56
Figure III.9	Evolution de l'erreur des angles de commutation en fonction de m_i pour un onduleur triphasé	57
Figure III.10	Performance de la stratégie MLI-ESH-ER pour un onduleur monophasé (N = 9)	58
Figure III.11	Performance de la stratégie MLI-ESH-ER pour un onduleur triphasé (N = 7)	59
Figure III.12	Schéma simplifié de l'implémentation de la MLI-ESH-ER	60
Figure III.13	Trajectoire des angles de commutation en fonction de m_i	61
Figure III.14	Spectres d'harmoniques de la tension (N = 10)	67
Figure III.15	Spectres d'harmoniques de la tension (N = 10, N = 12 N = 14, N = 16)	68
Figure III.16	Schéma simplifié de l'implémentation de la MLI-ESH-L	69
Figure III.17	Positionnement des différents angles	70
Figure III.18	Spectres d'harmoniques de la tension	71
Figure III.19	Spectres d'harmoniques de la tension	73
Figure III.20	Schéma simplifié de l'implémentation de la MLI-ESH-S	74
Figure III.21	Spectres d'harmoniques de la tension pour un onduleur monophasé	78
Figure III.22	Spectres d'harmoniques de la tension pour un onduleur triphasé	79
Figure III.23	Schéma simplifié de la stratégie	79
Figure III.24	Photographie du banc d'essai	80
Figure III.25	Résultats expérimentaux de la MLI-ESH-LUT monophasé	81

Figure III.26	Résultats expérimentaux de la MLI-ESH-LUT triphasé	83
Figure III.27	Résultats expérimentaux de la MLI-ESH-ER monophasé	84
Figure III.28	Résultats expérimentaux de la MLI-ESH-ER triphasé	86
Figure III.29	Résultats expérimentaux de la MLI-ESH-L	88
Figure III.30	Résultats expérimentaux de la MLI-ESH-S	90
Figure III.31	Résultats expérimentaux de la MLI-ESH-TR monophasé	91
Figure III.32	Résultats expérimentaux de la MLI-ESH-TR triphasé	93
Figure IV.1	Représentation des enroulements de la MAS	96
Figure IV.2	Représentation de la MAS dans le repère de Park	98
Figure IV.3	Analogie entre la MCC et la MAS commandée par flux orienté	100
Figure IV.4	Découplage par compensation	101
Figure IV.5	Schéma de régulation de la commande vectorielle la MAS	101
Figure IV.6	Comparaison entre la logique classique et la logique floue	102
Figure IV.7	Représentation de la variable linguistique	103
Figure IV.8	Différent fonctions d'appartenance	105
Figure IV.9	Schéma général d'un contrôleur flou	106
Figure IV.10	Structure d'un contrôleur PI flou	107
Figure IV.11	Fonctions d'appartenance	108
Figure IV.12	Tension de référence v_{ds} et v_{qs}	110
Figure IV.13	Schéma proposé de la commande vectorielle de la MAS	111
Figure IV.14	Evolution des différentes grandeurs mécaniques et électriques de la MAS	112
Figure IV.15	Signal de la porteuse modifiée	113
Figure IV.16	Signal de commande du transistor T_{11}	113
Figure IV.17	Signal de la porteuse modifiée pour chaque vitesse de référence	113
Figure IV.18	Signal de commande du transistor T_{11} pour chaque vitesse de référence	114
Figure IV.19	Tension de sortie de l'onduleur et leurs spectres d'harmoniques	115
Figure IV.20	Evolution des différentes grandeurs mécaniques et électriques de la MAS	116
Figure IV.21	Signal de la porteuse modifiée	116
Figure IV.22	Tension de sortie de l'onduleur et son spectre d'harmoniques	116
Figure IV.23	Evolution des différentes grandeurs mécaniques et électriques de la MAS	117
Figure IV.24	Tension de sortie de l'onduleur et leurs spectres d'harmoniques	118
Figure IV.25	Signal de commande du transistor T_{11} pour chaque vitesse de référence pour une commande vectorielle avec la MLI triangulo-sinusoïdale	119

LISTE DES TABLEAUX

N°: Tableau	Intitulé	Page
Tableau I.1	Valeurs du TDH	24
Tableau II.1	Valeurs des points d'intersection	27
Tableau II.2	Valeurs numériques des angles de perturbation pour $k = 9$	31
Tableau II.3	Valeurs numériques des angles de perturbation pour $k = 13$	31
Tableau II.4	Valeurs numériques des angles de perturbation pour $k = 17$	32
Tableau II.5	Valeurs numériques des angles de perturbation pour $k = 21$	32
Tableau II.6	Valeurs numériques des angles de perturbation pour $k = 9$	32
Tableau II.7	Valeur numérique des angles de perturbation pour $k = 13$	33
Tableau II.8	Valeur numérique des angles de perturbation pour $k = 17$	33
Tableau II.9	Valeur numérique des angles de perturbation pour $k = 21$	33
Tableau II.10	Nouvelles coordonnées des points d'intersection (Onduleur monophasé)	34
Tableau II.11	Nouvelles coordonnées des points d'intersection (Onduleur triphasé)	34
Tableau II.12	Valeurs numérique de A_i	35
Tableau II.13	Valeurs numériques des angles de commutation	44
Tableau II.14	Valeurs numériques de A_i	45
Tableau III.1	Valeurs numériques des angles de commutation	50
Tableau III.2	Valeurs numériques des constantes T, φ_1, φ_2	55
Tableau III.3	Valeurs numériques des coefficients a et b pour $N = 10$	62
Tableau III.4	Valeurs numériques des coefficients a et b pour $N = 12$	63
Tableau III.5	Valeurs numériques des coefficients a et b pour $N = 14$	63
Tableau III.6	Valeurs numériques des coefficients a et b pour $N = 16$	64
Tableau III.7	Valeurs numériques des coefficients des équations III.13 et III.14 ($m_i <= 0.85$)	65
Tableau III.8	Valeurs numériques des coefficients des équations III.13 et III.14 ($m_i >= 0.85$)	65
Tableau III.9	Exemple des angles de commutation pour différent valeur de m_i	71
Tableau III.10	exemple des angles de commutation pour différent valeur de m_i	72
Tableau III.11	Valeurs numériques du paramètre A_i pour un onduleur monophasé ($k = 17$)	75
Tableau III.12	Valeur numérique du paramètre A_i pour un onduleur triphasé ($k = 17$)	75
Tableau III.13	Coefficients des polynômes pour un onduleur monophasé	76
Tableau III.14	Coefficients des polynômes pour un onduleur triphasé	77
Tableau IV.1	Tables des règles floues	108
Tableau IV.2	Valeurs numériques des conclusions des règles floues	109

NOTATIONS

R_s, l_s	Résistance et inductance propre d'une phase statorique
R_r, l_r	Résistance et inductance propre d'une phase rotorique
M_s	Coefficient de mutuelle inductance entre deux phases du stator
M_r	Coefficient de mutuelle inductance entre deux phases du rotor
M_{sr}	Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor
v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}	Tensions d'alimentation des phases statoriques
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	Courants des phases statoriques
i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}	Courants des phases rotoriques
Ω	Vitesse angulaire de rotation
T_{em}	Couple électromagnétique
C_r	Couple électromagnétique
J	Moment d'inertie
K_f	Coefficient de frottement
p	Nombre de paires de pôles
i_{ds}, i_{qs}	Courant statorique sur l'axe d et q respectivement
i_{dr}, i_{qr}	Courant rotorique sur l'axe d et q respectivement
ϕ_{ds}, ϕ_{qs}	Flux statorique sur l'axe d et q respectivement
ϕ_{dr}, ϕ_{qr}	Flux rotorique sur l'axe d et q respectivement
ϕ_r	Flux rotorique résultant
Le symbole *	Indique que la grandeur est de référence
σ	Coefficient de dispersion
τ_r	Constante de temps rotorique

Introduction Générale

Aujourd'hui, tous les secteurs industriels, font de plus en plus l'appel à des sources d'énergie statiques, plus fiables, moins complexes et moins polluantes, pour assurer le fonctionnement des différents équipements. Le développement des nouvelles structures des convertisseurs statiques grâce au perfectionnement des composants de puissance commandables à l'ouverture et à la fermeture tels que GTO et IGBT, comme les onduleurs multi-niveau, les convertisseurs matriciels et les onduleurs en Z (Z-source Inverter) **[Bag-99]**, **[Cas-05]**, **[Bou-08]**, **[Lal-09]**, **[Lou-10]**, **[Ish-12]**. Tous les progrès dans le domaine de la microinformatique se traduisent par la création d'une génération des calculateurs numériques plus puissant et rapide, ce qui permet la facilité de l'implémentation des différents algorithmes de commande, il s'agit de la carte dSPACE (digital Signal Processing and Control Engineering) et la carte FPGA (Field Programmble Gate Array).Tous ces progrès ont permis d'envisager des applications à vitesse variable de manière efficace où les associations de machines électriques et de convertisseurs statiques trouvent de plus en plus d'applications en moyenne et forte puissance **[Sun-94]**, **[Ali-08]**, **[Woe-08]**, **[Rus-10]**.

L'amélioration de la forme de la tension de sortie des convertisseurs est un axe de recherche très riche. L'objectif d'améliorer la tension de sortie de l'onduleur peut être atteint soit par la modification de la structure de l'onduleur, soit par le choix de la stratégie de sa commande. Il existe plusieurs stratégies de commande par la modulation de largeurs d'impulsions (MLI), les plus connues sont la modulation triangulo-sinusoïdale, la modulation par hystérésis et la modulation vectorielle qui sont caractérisées par une fréquence de commutation très élevée **[Roc-96]**, **[Bow-06]**. Pour les applications de moyenne tension avec un onduleur à deux niveaux, les composants de puissance sont limités en fréquence et en tension inverse. Pour remédier cet inconvénient, la technique de MLI par élimination sélective d'harmoniques (MLI-ESH) est la plus adaptée par l'avantage de faible fréquence de commutation donc de faible pertes par commutation, ce qui permet d'augmenter la durée de fonctionnement des composants de puissance **[Jas-05]**, **[Hui-06]**, **[Fan-09]**, **[Şte-12]**.

Le concept de MLI-ESH a été proposé dans les années 1960 par Trumbull, et puis développé par Patel et Hoft en 1973 **[Pat-73]**, **[Pat-74]**. Son principe est de choisir un profil de la tension de sortie dans le but d'éliminer un certain nombre d'harmoniques et d'imposer la valeur désirée du fondamental **[Moh-95]**. La MLI-ESH possède deux degrés de liberté pour la forme soit bipolaire ou unipolaire, de plus on à trois degrés de liberté pour la symétrie c'est-à-dire la symétrie par rapport au quart et à la demi- période, par rapport à la demi-période et pas de symétrie donc on a six degrés de liberté. La formulation mathématique de cette technique consiste à établir un système d'équations, dont ses termes sont obtenus à partir de la décomposition en sérié de Fourier du profil de la tension

souhaitée où les inconnus sont les angles de commutation ou bien les instants de commutation, la nature de ce système d'équations est non linéaire à fonctions trigonométriques **[Joh-04]**, **[Dah-07]**, **[Fei-10]**. De nombreuses méthodes mathématiques sont proposées dans la littérature pour la résolution de ce système d'équations, par exemple Newton-Raphson, Simplex, la théorie résultante et les polynômes symétriques, les algorithmes génétiques (GA), colonies de fourmis (CF) et les essaims particulaires (PSO : Particle Swarm Optimisation) **[Sun-92]**, **[Joh-05]**, **[Kin-07]**, **[Bar-08]**, **[Dah-10]**, **[Sar-10]**.

La méthode classique ou standard pour l'implémentation de la MLI-ESH c'est la méthode des tableaux (Look up table), dans la pratique les tableaux sont des mémoires électroniques, sa capacité dépend du nombre d'harmoniques à éliminer et le pas d'échantillonnage de l'intervalle de l'indice de modulation. Récemment, plusieurs travaux essaient de proposer des versions de la MLI-ESH sans passer par l'étape de stockage des angles de commutation dans des mémoires **[Phi-04]**, **[Jas-07]**, **[Hir-11]**. Le principe de la méthode proposée dans **[Hir-12.1]**, **[Hir-12.2]** est inspiré de la MLI triangulo-sinusoïdale, au lieu d'utiliser une porteuse triangulaire, on utilise une porteuse à forme sinusoïdale modifiée, cette dernière est comparée avec un signal de référence, par conséquence la génération des signaux de commande. Les résultats présentés dans ces travaux sont limités du point de vue contrôle de la valeur du fondamental et du nombre d'harmoniques à éliminer. D'autre méthodes de génération des tensions désirées par la MLI-ESH en temps réel ; exigent le passage par l'étape soit de simplification ou d'approximation des trajectoires des angles de commutation calculées par la MLI-ESH. La stratégie MLI-ESH à échantillonnage régulier (MLI-ESH-ER) **[Bow-99]**, **[Bow-01]**, la MLI-ESH linéarisante (MLI-ESH-L) **[Azl-06]**, la MLI-ESH simplifiée (MLI-ESH-S) basée sur l'algorithme du centre de gravité (Centroid PWM : CPWM) **[Vil-0.5]** qui est l'amélioration de la MLI-ESH avec l'algorithme des surfaces égales (Equal Area Algorithm) **[Che-97]**. Ces techniques assurent un fonctionnement sur toute la plage de variation de l'indice de modulation.

Dans cette optique, nous nous intéressons, au cours de cette thèse, à l'étude de la commande des entraînements électriques à base de la machine asynchrone triphasée (MAS). Les systèmes d'entraînements électriques sont beaucoup plus occupés par les MAS qui présentent l'avantage d'être robustes, de construction simple et peu couteuses, mais leurs commandes sont plus complexes que celle d'une machine à courant continu. Pour la MAS, il est difficile d'obtenir le découplage effectif entre les deux grandeurs de commande qui sont le flux magnétique et le couple électromagnétique. L'idée étant d'utiliser la stratégie de la commande vectorielle qui permet de rendre son comportement identique à celui de la machine à courant continu **[Gab-01]**, **[Bou-08]**, **[Lar-13]**, **[Lui-13]**.

Le régulateur classique le plus utilisé c'est le proportionnel intégral (PI) caractérisé par sa rapidité et sa simplicité de mise en œuvre. L'inconvénient de ce type de régulateur est lié au calcul de ses paramètres qui dépendent aux valeurs des paramètres de la MAS. L'intelligence artificielle est employée soit pour optimiser les valeurs de régulateur PI **[Tis-10]**, **[Far-11]** soit pour remplacer ce dernier, parmi les méthodes avancées on cite la logique floue qui est la plus appliquée **[Moa-01]**, **[Rad-04]**, **[Nor-04]**, **[Dum-08]**, **[Ara-12]**.

Le contenu de cette thèse est structuré en quatre chapitres présentés comme suit :

Dans le premier chapitre, nous présentons un état de l'art sur les différentes formes et symétries de la MLI-ESH. La résolution des systèmes d'équations non linéaires pour le calcul des angles de commutation de cette technique est obtenue par l'application d'un algorithme d'optimisation dit les essaims particulaires.

Le deuxième chapitre sera consacré au développement d'une nouvelle technique de MLI-ESH en temps réel (MLI-ESH-TR) pour les onduleurs monophasés et triphasés. Cette technique présente notre première contribution originale dans cette thèse, on propose une généralisation avec une optimisation d'un signal dit la porteuse modifiée. Les résultats de simulation sont confrontés aux résultats expérimentaux.

Le troisième chapitre traite principalement l'implémentation en temps réel de différentes variantes de la MLI-ESH présentées dans la littérature. Nous détaillons les algorithmes d'implémentation des cinq techniques qui sera la deuxième contribution originale dans cette thèse car si on revient aux résultats présentés dans ces travaux on ne trouve pas des résultats qui démontrent vraiment un changement continu de la tension de sortie de l'onduleur. De même, les résultats de l'expérimentation sont similaires aux résultats de simulation.

La commande vectorielle à flux rotorique orienté d'une MAS associée à un onduleur piloté par la MLI-ESH-TR, fait l'objet du quatrième chapitre. La focalisation à cette application a pour but de montrer la robustesse de notre schéma proposé de la commande vectorielle avec le bloc de génération des impulsions de commande. Ce bloc reçoit comme entrée deux variables indépendantes qui sont la pulsation et la valeur de la tension désirée (indice de modulation).

Nous terminons par une conclusion générale qui évaluera l'ensemble des résultats obtenus et nous proposons des perspectives à ce travail.

Chapitre I

État d'art de la stratégie MLI par élimination sélective d'harmoniques

Introduction

On rencontre plusieurs stratégies de commande des onduleurs, telles que la MLI triangulo-sinusoïdale, la MLI par hystérésis, la MLI vectorielle et la MLI par élimination sélective d'harmoniques. La MLI-ESH (en anglais : selective harmonic elimination pulse with modulation SHE-PWM) est reconnue comme étant la plus performante et la plus utilisée pour les applications à faible fréquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur ce qui permet de surmonter le problème des pertes par commutation, ainsi que le problème d'interférence électromagnétique ce qui a comme conséquence de l'amélioration du rendement du point de vue la durée de vie de convertisseur **[Had-07]**, **[Bar-08]**,**[Bou-08]**.

La stratégie MLI-ESH a été proposée pour la première fois pendant les années 1960 par Trumbull, et puis développée par Patel et Hoft en 1973 **[Pat-73]**, **[Pat-74]**, elle présente une alternative à la stratégie traditionnelle la triangulo-sinusoïdale. Si on revient à la stratégie de pleine onde, chaque semi-conducteur du même bras est en état de conduction pendant une demi-période. Le principe de la MLI-ESH est basée sur l'introduction des encoches (coupures) dans la forme rectangulaire de la tension V_{am} (figure I.1 et I.2), les instants de ces encoches dites les angles de commutation. Le nombre et la position de ces angles dépend du nombre d'harmoniques à éliminer et l'amplitude du fondamental de la tension de sortie respectivement **[Moh-95]**.

Pour calculer les angles de commutation il faut d'abord formuler un modèle mathématique général de l'amplitude des harmoniques, basé sur la décomposition en série de Fourier du profil de la tension souhaitée. On obtient un système d'équations non linéaires à des termes trigonométrique. Durant plusieurs années la symétrie par rapport au quart et à la demi-période présente la forme la plus appliquée pour déterminer ces angles dans l'ordre de réduire la complexité des calculs. Récemment l'exigence à cette symétrie ne devient pas strictement nécessaire du point de vue de la recherche des solutions multiples au même problème, en raison d'obtenir un faible taux de distorsion harmonique (TDH) **[Vas-04]**, **[Joh-04]**, **[Jas-05]**, **[Hui-06]**, **[Vas-06]**, **[Dah-10]**, **[Fei-10]**.

La stratégie MLI-ESH est organisée en deux étapes, premièrement la détermination des angles de commutation par la résolution du système d'équations non linéaires. Pas mal de méthodes mathématiques sont proposées dans la littérature, en commençant par les méthodes itératives (Newton-Raphson, Simplex), d'autres méthodes sont basées sur le principe de la théorie résultante et les polynômes symétriques **[Joh-05]**, **[Jas-07]**, **[Dah-10]**. Autrement les méthodes basées sur des algorithmes métaheuristiques sont de plus en plus appliquées aux problèmes fortement non-linéaires. Il s'agit des algorithmes génétiques (GA), colonies de fourmis (CF) et les essaims particulaires (PSO : Particle Swarm

Optimisation) **[Kin-07]**, **[Sar-10]**. Deuxièmement ces angles sont stockés dans des mémoires pour générer en temps réel **[Jas-07]**.

Dans ce chapitre, on étudie les différentes variantes de la stratégie MLI-ESH. Ainsi, on commencera par élaborer son modèle mathématique, sans à priori sur la méthode de résolution, en utilisant l'algorithme PSO. Ensuite, on fait une étude comparative.

I.1- Principe de la stratégie

L'onduleur triphasé à deux niveaux (Figure I.1) est constitué de trois bras, chaque bras comporte deux interrupteurs en série. Chaque interrupteur est composé d'un transistor et d'une diode montés en tête bêche. Pour l'onduleur monophasé on utilise seulement deux bras.

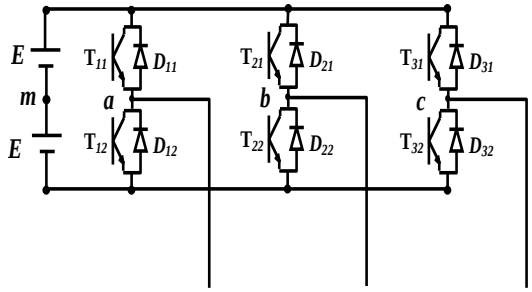


Figure I.1a Structure d'un onduleur triphasé

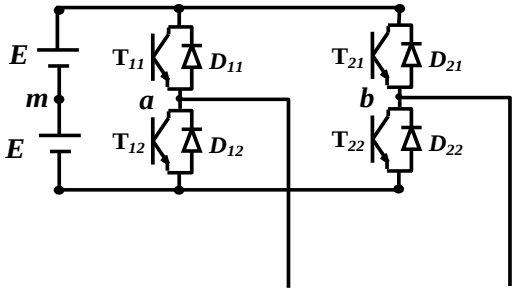


Figure I.1b Structure d'un onduleur monophasé

Figure I.1 Structure des onduleurs utilisés

Comme dite dans l'introduction, pour une commande en pleine onde et pour une commande en modulation de largeurs d'impulsions par élimination sélective d'harmoniques, la forme de la tension V_{am} de la phase a par rapport au point milieu *m* de la source est présentée à la figure I.2a et la figure I.2b respectivement.

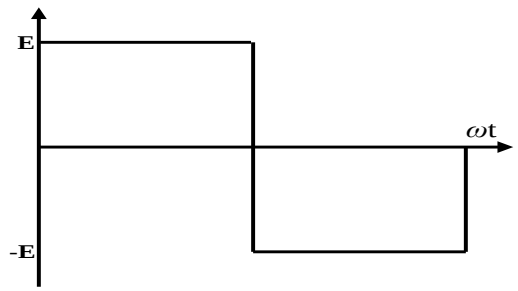


Figure I.2a Tension générée par la la stratégie pleine onde

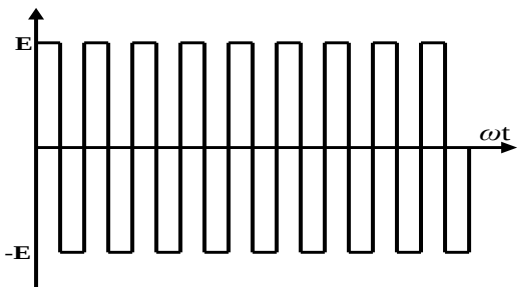


Figure I.2b Tension générée par la stratégie MLI-ESH

Figure I.2 Forme des tensions de sortie

La stratégie MLI-ESH présente trois types de symétrie : la symétrie par rapport au quart et à la demi-période, par rapport à la demi-période et enfin pas de symétrie (dissymétrie), en plus de la symétrie il est à noter qu'on peut distinguer deux formes : MLI-ESH bipolaire et MLI-ESH unipolaire **[Joh-04]**, **[Dah-07]** comme montre les figures I.3 et I.4 :

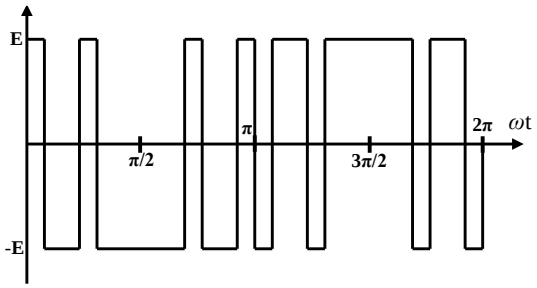


Figure I.3a La symétrie par rapport au quart et à la demi-période

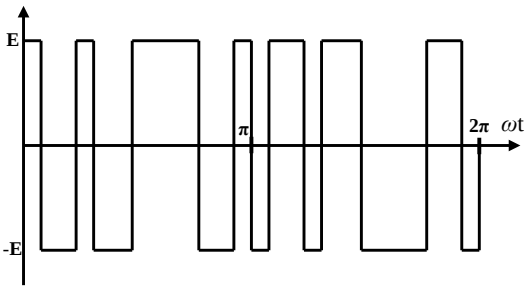


Figure I.3b La symétrie par rapport à la demi-période

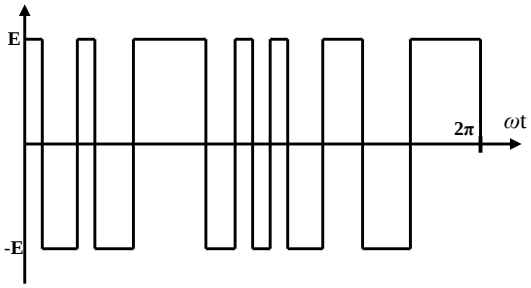


Figure I.3c Pas de symétrie

Figure I.3 Différentes symétries de la stratégie MLI-ESH bipolaire

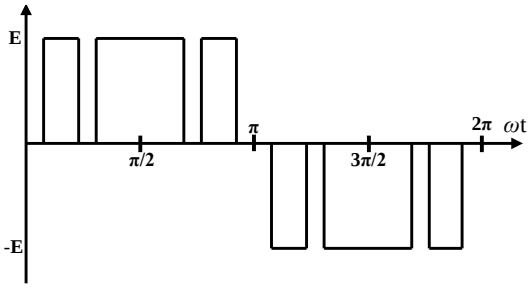


Figure I.4a La symétrie par rapport au quart et à la demi-période

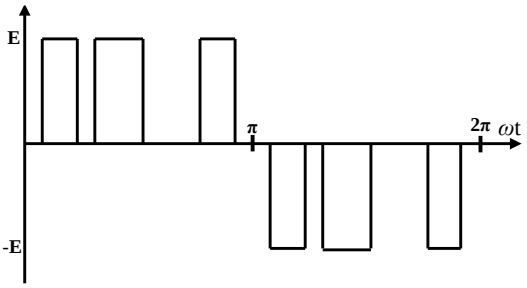


Figure I.4b La symétrie par rapport à la demi-période

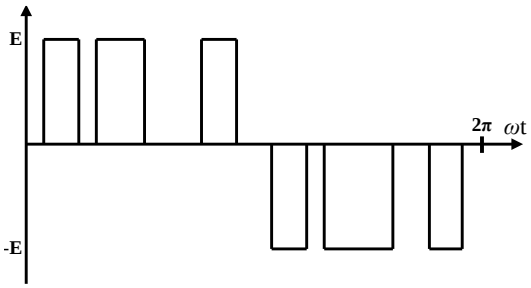


Figure I.4c Pas de symétrie

Figure I.4 Différentes symétries de la stratégie MLI-ESH unipolaire

I.2- Série de Fourier

Le développement en série de Fourier est un outil mathématique qui permet de présenter une fonction périodique par une somme infinie des fonctions trigonométriques (sinus ou cosinus), ces termes trigonométriques ont des fréquences multiples de la fréquence de la fonction. Le but d'utiliser la transformée de Fourier est de déterminer l'expression mathématique des harmoniques en fonction des angles de commutation selon le nombre d'harmoniques à éliminer et l'amplitude du fondamental désirée **[Mck-04]**. L'expression mathématique de la transformée de Fourier d'une fonction périodique quelconque $f(t)$ est la suivante:

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n.\cos(n.2.\pi.f_0.t) + b_n.\sin(n.2.\pi.f_0.t) \tag{I.1}$$

Avec :

n : nombre entier dans l'intervalle [1, 2, 3, 4,…, ∞ [

f_0 : la fréquence de la fonction $f(t)$

a_0, a_n *et* b_n : présentent les coefficients de Fourier

$$\begin{cases} a_0 = \dfrac{1}{T}\displaystyle\int_{t_0}^{t_0+T} f(t)dt \\ a_n = \dfrac{1}{T}\displaystyle\int_{t_0}^{t_0+T} f(t).\cos(n.2.\pi.f_0.t)dt \\ b_n = \dfrac{1}{T}\displaystyle\int_{t_0}^{t_0+T} f(t).\sin(n.2.\pi.f_0.t)dt \\ T = \dfrac{1}{f_0} \end{cases} \tag{I.2}$$

I.3- Mise en équations

La mise en œuvre de cette stratégie nécessite d'abord à imposer un profil de la tension désirée qui possède une certaine forme et symétrie, ensuite on cherche l'expression de l'amplitude du fondamental et des harmoniques en fonction des angles de commutation ceci est obtenu par le développement en série de Fourier de la tension désirée. Ceci conduit à étudier les huit cas suivants :

I.3.1- La modulation de largeurs d'impulsions par élimination sélective d'harmoniques bipolaire (MLI-ESH-B)

Pour cette stratégie, la tension de sortie entre le point milieu d'un bras de l'onduleur et le point milieu de la source bascule entre la valeur E et –E ou –E et E, donc la valeur crête-à-crête de cette tension est égale à 2.E. Un inconvénient lié à cette stratégie est le problème des interférences magnétiques engendrées par le passage brusque de la tension de l'onduleur de la valeur E (-E) à la valeur -E (E).

Les symétries étudiées par la suite sont les suivantes :

I.3.1.1- La symétrie par rapport au quart et à la demi-période

Pour annuler N harmoniques et contrôler le fondamental, on a besoin de (N+1) angles α_i, avec cette forme, la décomposition en série de Fourier de la tension ne contient que les harmoniques impairs en sinus. L'amplitude de l'harmonique de rang n est donnée par l'expression suivante :

$$h_n = \frac{4}{n.\pi}\left[1 + 2.\sum_{i=1}^{N+1}(-1)^i.\cos(n.\alpha_i)\right] \tag{I.3}$$

Avec la contrainte sur les angles :

$$0 \le \alpha_1 \le \alpha_2 \le \alpha_3 \le \cdots\cdots \le \alpha_{N+1} \le \pi/2 \tag{I.4}$$

Comme exemple, nous considérons que N = 4 il est possible d'éliminer quatre harmoniques d'ordre impaire. On distingue deux cas :

Cas 1 : pour un onduleur monophasé le rang d'harmonique n prend les valeurs suivantes : 3, 5, 7, 9. On aboutit au système d'équations non linéaires suivant :

$$\begin{cases} I_1 = 1 + 2.(-\cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) - \cos(\alpha_3) + \cos(\alpha_4) - \cos(\alpha_5)) - M = 0 \\ I_2 = 1 + 2.(-\cos(3.\alpha_1) + \cos(3.\alpha_2) - \cos(3.\alpha_3) + \cos(3.\alpha_4) - \cos(3.\alpha_5)) = 0 \\ I_3 = 1 + 2.(-\cos(5.\alpha_1) + \cos(5.\alpha_2) - \cos(5.\alpha_3) + \cos(5.\alpha_4) - \cos(5.\alpha_5)) = 0 \\ I_4 = 1 + 2.(-\cos(7.\alpha_1) + \cos(7.\alpha_2) - \cos(7.\alpha_3) + \cos(7.\alpha_4) - \cos(7.\alpha_5)) = 0 \\ I_5 = 1 + 2.(-\cos(9.\alpha_1) + \cos(9.\alpha_2) - \cos(9.\alpha_3) + \cos(9.\alpha_4) - \cos(9.\alpha_5)) = 0 \end{cases} \tag{I.5}$$

Cas 2 : pour un onduleur triphasé (avec un récepteur à neutre isolé) les tensions simples et composées ne contiennent pas les harmoniques multiples de trois, donc le rang d'harmonique *n* prend les valeurs suivantes : 5, 7, 11, 13. On aboutit à un système d'équations non linéaires suivant :

$$\begin{cases} I_1 = 1 + 2.(-\cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) - \cos(\alpha_3) + \cos(\alpha_4) - \cos(\alpha_5)) - M = 0 \\ I_2 = 1 + 2.(-\cos(5.\alpha_1) + \cos(5.\alpha_2) - \cos(5.\alpha_3) + \cos(5.\alpha_4) - \cos(5.\alpha_5)) = 0 \\ I_3 = 1 + 2.(-\cos(7.\alpha_1) + \cos(7.\alpha_2) - \cos(7.\alpha_3) + \cos(7.\alpha_4) - \cos(7.\alpha_5)) = 0 \\ I_4 = 1 + 2.(-\cos(11.\alpha_1) + \cos(11.\alpha_2) - \cos(11.\alpha_3) + \cos(11.\alpha_4) - \cos(11.\alpha_5)) = 0 \\ I_5 = 1 + 2.(-\cos(13.\alpha_1) + \cos(13.\alpha_2) - \cos(13.\alpha_3) + \cos(13.\alpha_4) - \cos(13.\alpha_5)) = 0 \end{cases} \quad \text{(I.6)}$$

Avec :

$$M = \pi.m_i/4\,,\ E = 1 \quad \text{(I.7)}$$

m_i : l'indice de modulation $(0 \leq m_i \leq 1)$

I.3.1.2- La symétrie par rapport à la demi-période

Avec cette symétrie, la décomposition en série de Fourier de la tension ne contient que les harmoniques impairs en sinus et en cosinus.
Il faut noter que chaque harmonique requiert deux angles, c'est-à-dire pour éliminer la partie réelle et la partie imaginaire. Pour annuler *N* harmoniques et contrôler le fondamental on a besoin 2(*N*+1) angles.
L'amplitude de l'harmonique de rang *n* est donnée par l'expression suivante :

$$\begin{cases} a_n = \dfrac{4}{n.\pi}\left[\displaystyle\sum_{i=1}^{2.(N+1)} (-1)^{i+1}.\sin(n.\alpha_i)\right] \\ b_n = \dfrac{4}{n.\pi}\left[1 + \displaystyle\sum_{i=1}^{2.(N+1)} (-1)^{i}.\cos(n.\alpha_i)\right] \\ h_i = \sqrt{a_i^2 + b_i^2} \end{cases} \quad \text{(I.8)}$$

Avec la contrainte sur les angles :

$$0 \leq \alpha_1 \leq \alpha_2 \leq \alpha_3 \leq \cdots\cdots \leq \alpha_{N+1} \leq \pi \quad \text{(I.9)}$$

Pour le fondamental (n = 1) il faut noter aussi qu'il y aura un nombre infini des paires (a_1,b_1) et que l'amplitude (h_1) et la phase (ϕ_1) du fondamental sont calculées comme suit :

$$\begin{cases} h_1 = \sqrt{a_1^2 + b_1^2} \\ \phi_1 = atag(b_1/a_1) \end{cases} \tag{I.10}$$

Lorsque la phase (déphasage) ne change pas la forme du spectre d'harmoniques ; on peut imposer $b_1 = 0$ par conséquence l'amplitude du fondamental dépend uniquement de a_1 **[Fei-10]**. Nous considérons le cas pour $N = 4$, on a besoin de dix angles.

Cas 1 : pour un onduleur monophasé le rang d'harmonique n prend les valeurs suivantes : 3, 5, 7, 9. On aboutit au système d'équations non linéaires suivant :

$$\begin{cases} I_{1_1} = 1 - \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) - \cos(\alpha_3) + \cos(\alpha_4) - \cdots\cdots - \cos(\alpha_9) + \cos(\alpha_{10}) - M = 0 \\ I_{1_2} = \sin(\alpha_1) - \sin(\alpha_2) + \sin(\alpha_3) - \sin(\alpha_4) + \cdots\cdots + \sin(\alpha_9) - \sin(\alpha_{10}) = 0 \\ I_{2_1} = 1 - \cos(3.\alpha_1) + \cos(3.\alpha_2) - \cos(3.\alpha_3) + \cos(3.\alpha_4) - \cdots\cdots - \cos(3.\alpha_9) + \cos(3.\alpha_{10}) = 0 \\ I_{2_2} = \sin(3.\alpha_1) - \sin(3.\alpha_2) + \sin(3.\alpha_3) - \sin(3.\alpha_4) + \cdots\cdots + \sin(3.\alpha_9) - \sin(3.\alpha_{10}) = 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ I_{5_1} = 1 - \cos(9.\alpha_1) + \cos(9.\alpha_2) - \cos(9.\alpha_3) + \cos(9.\alpha_4) - \cdots\cdots - \cos(9.\alpha_9) + \cos(9.\alpha_{10}) = 0 \\ I_{5_2} = \sin(9.\alpha_1) - \sin(9.\alpha_2) + \sin(9.\alpha_3) - \sin(9.\alpha_4) + \cdots\cdots + \sin(9.\alpha_9) - \sin(9.\alpha_{10}) = 0 \end{cases} \tag{I.11}$$

Cas 2 : pour un onduleur triphasé (avec un récepteur à neutre isolé) les tensions simples et composées ne contiennent pas les harmoniques multiples de trois, donc le rang d'harmonique n prend les valeurs suivantes : 5, 7, 11, 13. On aboutit au système d'équations non linéaires suivant :

$$\begin{cases} I_{1_1} = 1 - \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) - \cos(\alpha_3) + \cos(\alpha_4) - \cdots\cdots - \cos(\alpha_9) + \cos(\alpha_{10}) - M = 0 \\ I_{1_2} = \sin(\alpha_1) - \sin(\alpha_2) + \sin(\alpha_3) - \sin(\alpha_4) + \cdots\cdots + \sin(\alpha_9) - \sin(\alpha_{10}) = 0 \\ I_{2_1} = 1 - \cos(5.\alpha_1) + \cos(5.\alpha_2) - \cos(5.\alpha_3) + \cos(5.\alpha_4) - \cdots\cdots - \cos(5.\alpha_9) + \cos(5.\alpha_{10}) = 0 \\ I_{2_2} = \sin(5.\alpha_1) - \sin(5.\alpha_2) + \sin(5.\alpha_3) - \sin(5.\alpha_4) + \cdots\cdots + \sin(5.\alpha_9) - \sin(5.\alpha_{10}) = 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ I_{5_1} = 1 - \cos(13.\alpha_1) + \cos(13.\alpha_2) - \cos(13.\alpha_3) + \cos(13.\alpha_4) - \cdots\cdots - \cos(13.\alpha_9) + \cos(13.\alpha_{10}) = 0 \\ I_{5_2} = \sin(13.\alpha_1) - \sin(13.\alpha_2) + \sin(13.\alpha_3) - \sin(13.\alpha_4) + \cdots\cdots + \sin(13.\alpha_9) - \sin(13.\alpha_{10}) = 0 \end{cases} \tag{I.12}$$

I.3.2- La modulation de largeurs d'impulsions par élimination sélective d'harmoniques unipolaire (MLI-ESH-U)

Au contraire de la stratégie précédente, la tension de sortie entre le point milieu d'un bras de l'onduleur et le point milieu de la source bascule entre les valeurs (0 et E ou E et 0) et (0 et -E ou -E et 0), ce qui donne une valeur crête-à-crête de cette tension égale à E. Un avantage de cette stratégie par rapport à la MLI-ESH-B est qu'elle produit moins de perturbations électromagnétiques à cause du passage de la tension de sortie de la valeur E (0) à la valeur 0 (-E). Les symétries étudiées par la suite sont les suivantes :

I.3.2.1- La symétrie par rapport au quart et à la demi-période

Pour annuler N harmoniques et contrôler le fondamental on a besoin de (N+1) angles. La décomposition en série de Fourier de la tension ne contient que les harmoniques impairs en sinus. L'amplitude de l'harmonique de rang n est donnée par l'expression suivante :

$$h_n = \frac{4}{n.\pi}\left[\sum_{i=1}^{N+1}(-1)^{i+1}.\cos(n.\alpha_i)\right] \tag{I.13}$$

Avec la contrainte sur les angles :

$$0 \le \alpha_1 \le \alpha_2 \le \alpha_3 \le \cdots\cdots \le \alpha_{N+1} \le \pi/2 \tag{I.14}$$

On distingue deux cas :

Cas 1 : élimination des harmoniques du 3ème jusqu'au 9ème

$$\begin{cases} I_1 = \cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) - \cos(\alpha_4) + \cos(\alpha_5) - M = 0 \\ I_2 = \cos(3.\alpha_1) - \cos(3.\alpha_2) + \cos(3.\alpha_3) - \cos(3.\alpha_4) + \cos(3.\alpha_5) = 0 \\ I_3 = \cos(5.\alpha_1) - \cos(5.\alpha_2) + \cos(5.\alpha_3) - \cos(5.\alpha_4) + \cos(5.\alpha_5) = 0 \\ I_4 = \cos(7.\alpha_1) - \cos(7.\alpha_2) + \cos(7.\alpha_3) - \cos(7.\alpha_4) + \cos(7.\alpha_5) = 0 \\ I_5 = \cos(9.\alpha_1) - \cos(9.\alpha_2) + \cos(9.\alpha_3) - \cos(9.\alpha_4) + \cos(9.\alpha_5) = 0 \end{cases} \tag{I.15}$$

Cas 2 : élimination des harmoniques du 5ème jusqu'au 13ème

$$\begin{cases} I_1 = \cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) - \cos(\alpha_4) + \cos(\alpha_5) - M = 0 \\ I_2 = \cos(5.\alpha_1) - \cos(5.\alpha_2) + \cos(5.\alpha_3) - \cos(5.\alpha_4) + \cos(5) = 0 \\ I_3 = \cos(7.\alpha_1) - \cos(7.\alpha_2) + \cos(7.\alpha_3) - \cos(7.\alpha_4) + \cos(7.\alpha_5) = 0 \\ I_4 = \cos(11.\alpha_1) - \cos(11.\alpha_2) + \cos(11.\alpha_3) - \cos(11.\alpha_4) + \cos(11.\alpha_5) = 0 \\ I_5 = \cos(13.\alpha_1) - \cos(13.\alpha_2) + \cos(13.\alpha_3) - \cos(13.\alpha_4) + \cos(13.\alpha_5) = 0 \end{cases} \quad \text{(I.16)}$$

I.3.2.2- La symétrie par rapport à la demi-période

Avec cette symétrie la décomposition en série de Fourier de la tension ne contient que les harmoniques impaires en sinus et en cosinus.
Il faut noter que chaque harmonique requiert deux angles, c'est-à-dire pour éliminer la partie réelle et la partie imaginaire. Pour annuler *N* harmoniques et contrôler le fondamental on a besoin de 2(*N*+1) angles
L'amplitude de l'harmonique de rang *n* est donnée par l'expression suivante :

$$\begin{cases} a_n = \dfrac{2}{n.\pi}\left[\sum_{i=1}^{2.(N+1)} (-1)^i.\sin(n.\alpha_i)\right] \\ b_n = \dfrac{2}{n.\pi}\left[\sum_{i=1}^{2.(N+1)} (-1)^{i+1}.\cos(n.\alpha_i)\right] \\ h_i = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \end{cases} \quad \text{(I.17)}$$

Avec la contrainte sur les angles :

$$0 \le \alpha_1 \le \alpha_2 \le \alpha_3 \le \cdots\cdots \le \alpha_{N+1} \le \pi \quad \text{(I.18)}$$

Pour le fondamental (n = 1) il faut noter aussi qu'il y aura un nombre infini des paires (a_1,b_1) et que l'amplitude (h_1) et la phase (ϕ_1) du fondamental sont calculées comme suit :

$$\begin{cases} h_1 = \sqrt{a_1^2 + b_1^2} \\ \phi_1 = atag(b_1/a_1) \end{cases} \quad \text{(I.19)}$$

Lorsque la phase ne change pas la forme du spectre d'harmoniques on peut imposer $b_1 = 0$ par conséquence l'amplitude du fondamental dépend uniquement de a_1 **[Fei-10]**. Nous considérons le cas pour $N = 4$, on a besoin de dix angles.

Cas 1 : élimination des harmoniques du 3ème jusqu'au 9ème

$$\begin{cases} I_{1_1} = \cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) - \cos(\alpha_4) + \cdots\cdots + \cos(\alpha_9) - \cos(\alpha_{10}) - 2.M = 0 \\ I_{1_2} = -\sin(\alpha_1) + \sin(\alpha_2) - \sin(\alpha_3) + \sin(\alpha_4) - \cdots\cdots - \sin(\alpha_9) + \sin(\alpha_{10}) = 0 \\ I_{2_1} = \cos(3.\alpha_1) - \cos(3.\alpha_2) + \cos(3.\alpha_3) - \cos(3.\alpha_4) + \cdots\cdots + \cos(3.\alpha_9) - \cos(3.\alpha_{10}) = 0 \\ I_{2_2} = -\sin(3.\alpha_1) + \sin(3.\alpha_2) - \sin(3.\alpha_3) + \sin(3.\alpha_4) - \cdots\cdots - \sin(3.\alpha_9) + \sin(3.\alpha_{10}) = 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ I_{5_1} = \cos(9.\alpha_1) - \cos(9.\alpha_2) + \cos(9.\alpha_3) - \cos(9.\alpha_4) + \cdots\cdots + \cos(9.\alpha_9) - \cos(9.\alpha_{10}) = 0 \\ I_{5_2} = -\sin(9.\alpha_1) + \sin(9.\alpha_2) - \sin(9.\alpha_3) + \sin(9.\alpha_4) - \cdots\cdots - \sin(9.\alpha_9) + \sin(9.\alpha_{10}) = 0 \end{cases} \quad (I.20)$$

Cas 2 : élimination des harmoniques du 5ème jusqu'au 13ème

$$\begin{cases} I_{1_1} = \cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) - \cos(\alpha_4) + \cdots\cdots + \cos(\alpha_9) - \cos(\alpha_{10}) - 2.M = 0 \\ I_{1_2} = -\sin(\alpha_1) + \sin(\alpha_2) - \sin(\alpha_3) + \sin(\alpha_4) - \cdots\cdots - \sin(\alpha_9) + \sin(\alpha_{10}) = 0 \\ I_{2_1} = \cos(5.\alpha_1) - \cos(5.\alpha_2) + \cos(5.\alpha_3) - \cos(5.\alpha_4) + \cdots\cdots + \cos(5.\alpha_9) - \cos(5.\alpha_{10}) = 0 \\ I_{2_2} = -\sin(5.\alpha_1) + \sin(5.\alpha_2) - \sin(5.\alpha_3) + \sin(5.\alpha_4) - \cdots\cdots - \sin(5.\alpha_9) + \sin(5.\alpha_{10}) = 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ I_{5_1} = \cos(13.\alpha_1) - \cos(13.\alpha_2) + \cos(13.\alpha_3) - \cos(13.\alpha_4) + \cdots\cdots + \cos(13.\alpha_9) - \cos(13.\alpha_{10}) = 0 \\ I_{5_2} = -\sin(13.\alpha_1) + \sin(13.\alpha_2) - \sin(13.\alpha_3) + \sin(13.\alpha_4) - \cdots\cdots - \sin(13.\alpha_9) + \sin(13.\alpha_{10}) = 0 \end{cases} \quad (I.21)$$

I.4- Résolution d'un système d'équations non linéaires

Après la formulation mathématique de la stratégie MLI-ESH, on cherche maintenant une méthode pour trouver la solution de ces systèmes d'équations non linéaires à fonctions trigonométriques. La difficulté principale de la stratégie MLI-ESH est dans le calcul des angles de commutation, dont la complexité augmente avec le nombre d'harmoniques à éliminer. Plusieurs méthodes de résolution des systèmes d'équations non linéaires ont été proposées dans la littérature, la méthode traditionnelle de Newton-Raphson c'est la plus

connue des méthodes itératives dont la convergence à la solution dépend fortement de la valeur initiale adoptée. Une autre approche est basée sur la transformation des équations à fonctions trigonométriques en polynômes. Cette dernière est basée sur la théorie des résultantes et les polynômes symétriques. Cette technique permet de déterminer des solutions multiples sans aucune valeur initiale. D'autres méthodes basées sur les méthodes d'optimisation intelligente classées comme la méthaheuristique, il s'agit des algorithmes génétiques, les colonies de fourmis et les essaims particulaires **[Mck-04]**, **[Bar-08]**.

L'algorithme des essaims particulaires est une méthode stochastique d'une analogie avec les comportements collectifs de déplacements d'animaux, introduite en 1995 par James Kennedy et Russel Eberhart, cet algorithme est inspiré des interactions sociales des animaux, dénommés particules vivant en essaim, comme les essaims d'abeilles, les vols d'oiseaux et les bancs de poissons **[Flo-08]**, **[Laz-09]**.

En effet, on peut observer chez ces animaux des dynamiques de déplacement relativement complexes, alors qu'individuellement chaque individu a une intelligence limitée et une connaissance seulement locale de sa situation dans l'essaim. Un individu de l'essaim n'a pour connaissance que la position et la vitesse de ses plus proches voisins. Chaque individu utilise donc, non seulement sa propre mémoire mais aussi l'information locale sur ses plus proches voisins pour décider de son propre déplacement. Des règles simples telles que ; aller à la même vitesse que les autres, se déplacer dans la même direction ou encore rester proche de ses voisins sont des exemples de comportements qui suffisent à maintenir la cohésion de l'essaim. L'intelligence globale de l'essaim est donc la conséquence directe des interactions locales entre les différentes particules de l'essaim **[Sli-09]**, **[Laz-09]**, **[Lef-12]**.

Alors, L'algorithme PSO consiste à suivre les étapes suivantes :

1/ Créer une population initiale avec une distribution aléatoire de particules et de leurs vitesses ;

2/ Calculer le vecteur de vitesse pour chaque particule, en utilisant l'expérience de chaque particule et l'acquisition de vitesse de la population ;

3/ Mise à jour de la position de chaque particule en utilisant le vecteur de vitesse et la position précédente ;

4/ Evaluer la convergence.

Les équations formalisant le mouvement des particules sont **[Boub-12]** :

$$v_i^{k+1} = wv_i^k + c_1 r_1 (p_i - x_i^k) + c_2 r_2 (g_i - x_i^k) \tag{I.22}$$

$$x_i^{k+1} = x_i^k + v_i^{k+1} \tag{I.23}$$

k : le numéro d'itération

x_i^k : la position de la particule i à l'itération k,

v_i^k : la vitesse de la particule i à l'itération k,

c_1 , c_2 : les coefficients d'accélération,

r_1 , r_2 : des nombres aléatoires dans l'intervalle [0,1],

w : le coefficient d'inertie.

Enfin p_i est la meilleure position trouvée par la particule et g_i est la meilleure position de la population.

La Figure I.5 présente un schéma vectoriel des équations I.22 et I.23 ci-dessus **[Ebb-12]**.

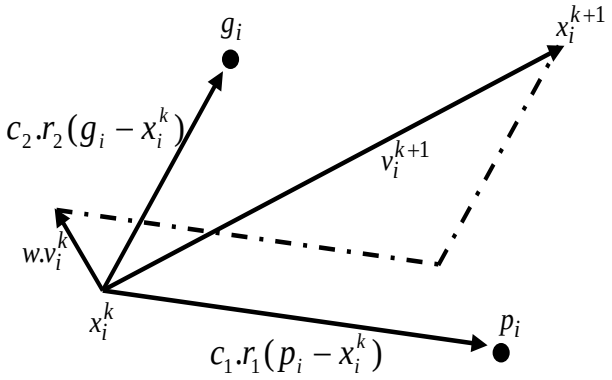


Figure I.5 Représentation vectoriel de l'algorithme PSO

L'application de l'algorithme PSO dans notre problème d'élimination d'harmoniques consiste à chercher le minimum de la fonction objective exprimée par l'équation I.24 et I.25 pour une symétrie par rapport au quart et à la demi-période et par rapport à la demi-période respectivement :

$$F(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5) = 0.5(I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + I_5^2) \tag{I.24}$$

$$F(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5, \alpha_5, \alpha_7, \alpha_8, \alpha_9, \alpha_{10}) = 0.5(I_{1_1}^2 + I_{1_2}^2 + I_{2_1}^2 + I_{2_2}^2 + I_{3_1}^2 + I_{3_2}^2 + I_{4_1}^2 + I_{4_2}^2 + I_{5_1}^2 + I_{5_2}^2) \tag{I.25}$$

Etape 1

Introduire toutes les données de l'algorithme telles que : la taille de l'essaim, le nombre maximal d'itération et les coefficients c_1, c_2, r_1, r_2 et w.

Etape 2

- Initialisation de la position de chaque particule avec des angles aléatoires vérifiant l'équation I.4 (I.9) ;
- Initialisation de la vitesse de chaque particule par un zéro ;
- Initialisation de la meilleure position p_i de la particule à sa position initiale ;
- Evaluation de la meilleure position de l'essaim g_i, par la recherche du minimum de la fonction objective en utilisant l'équation I.24 (I.25). Ce minimum en réalité présente la meilleure position p_i de la particule.

Etape 3

Refaire jusqu'à le nombre maximal d'itération

- Mise à jour de la vitesse de la particule par l'équation (I.22) ;
- Mise à jour de la position de la particule par l'équation (I.23) ;
- Evaluation de la meilleure position de l'essaim g_i, par la recherche du minimum de la meilleure position p_i de la particule.

Dans la dernière itération, g_i présente la meilleure solution trouvée c'est-à-dire les meilleurs angles de commutation trouvés qui respectent la condition de l'équation I.4 (I.9).

I.5- Résultats de simulation

Dans tous ces cas étudiés, on adopte les paramètres de l'algorithme PSO pour déterminer la solution des angles de commutation. La taille de l'essaim est fixée à 100 particules, le nombre maximal d'itérations est de 700, les coefficients $c_1 = c_2 = 2$ et $w = 0.9$.

Les angles de commutation sont déterminés de façon à annuler les harmoniques de rangs trois, cinq, sept et neuf dans le cas d'un onduleur monophasé et les harmoniques de rangs cinq, sept, onze et treize dans le cas d'un onduleur triphasé.

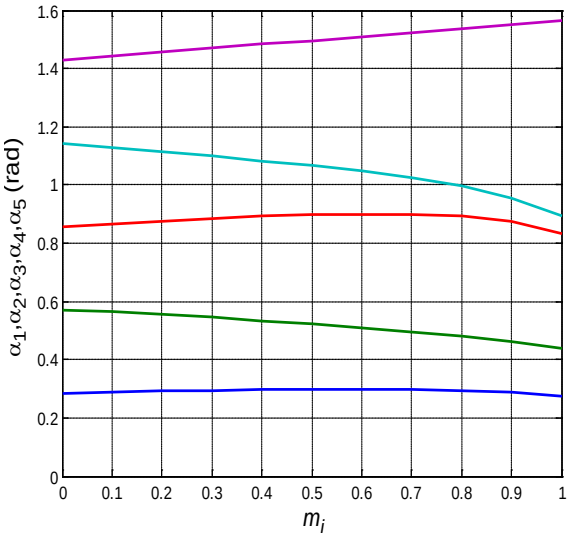


Figure I.6a Cas 1

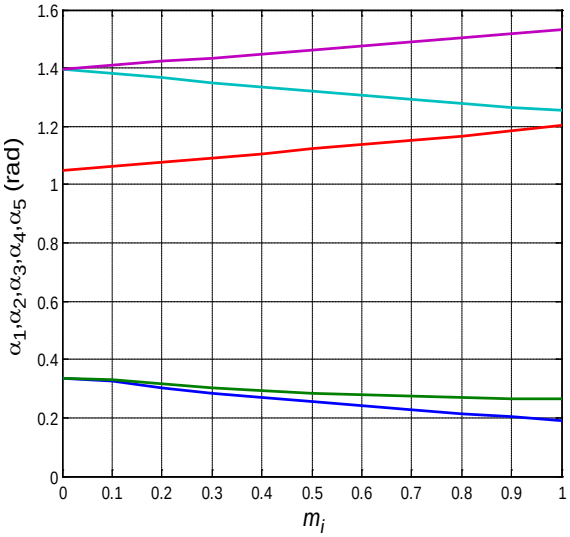


Figure I.6b Cas 2

Figure I.6 Trajectoire des angles de commutation en fonction de m_i pour une symétrie par rapport au quart et à la demi-période (Bipolaire)

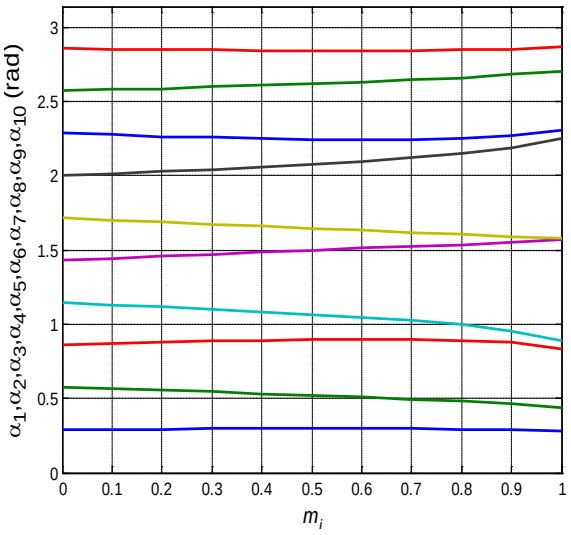


Figure I.7a Cas 1

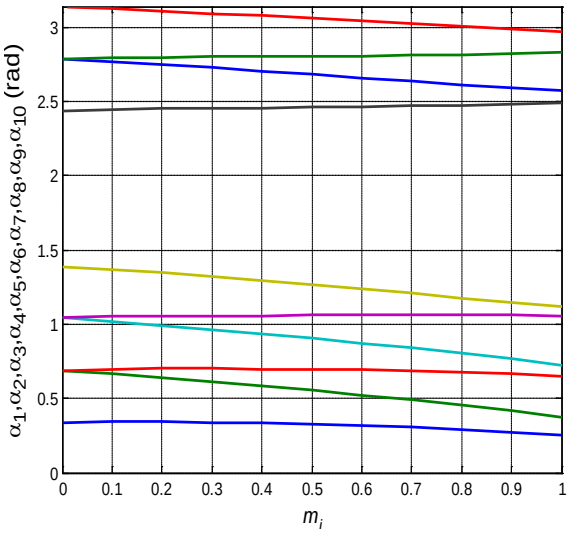


Figure I.7b Cas 2

Figure I.7 Trajectoire des angles de commutation en fonction de m_i pour une symétrie par rapport à la demi-période (Bipolaire)

Pour chacun des cas étudiés, les solutions donnant les angles de commutation sont présentées aux figures I.6, I.7, I.8 et I.9a. Elles montrent la variation de ces angles en fonction de m_i. L'analyse de ces figures montre qu'on a des solutions le long de l'intervalle de variation de m_i [0 , 1], on a aussi une variation quasi linéaire dans des intervalles bien déterminés. Il apparait dans la figure I.9b une discontinuité dans l'intervalle]0.6 , 0.7[ce qui signifie pas de solution possible.

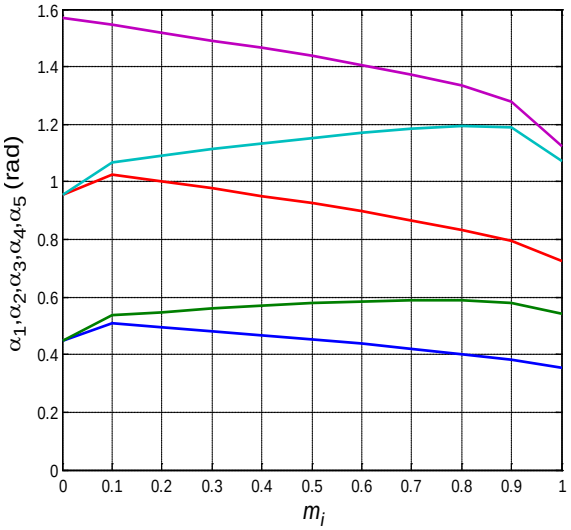


Figure I.8a Cas 1

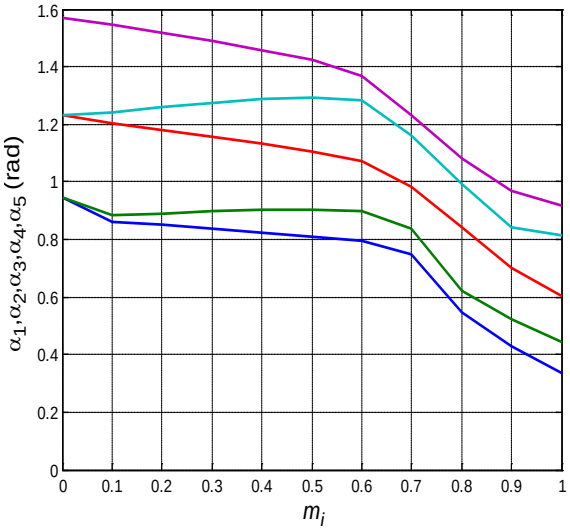


Figure I.8b Cas 2

Figure I.8 Trajectoire des angles de commutation en fonction de m_i pour une symétrie par rapport au quart et à la demi-période (Unipolaire)

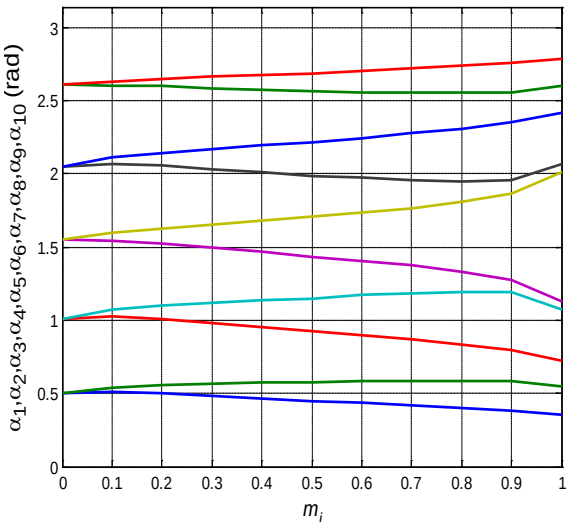


Figure I.9a Cas 1

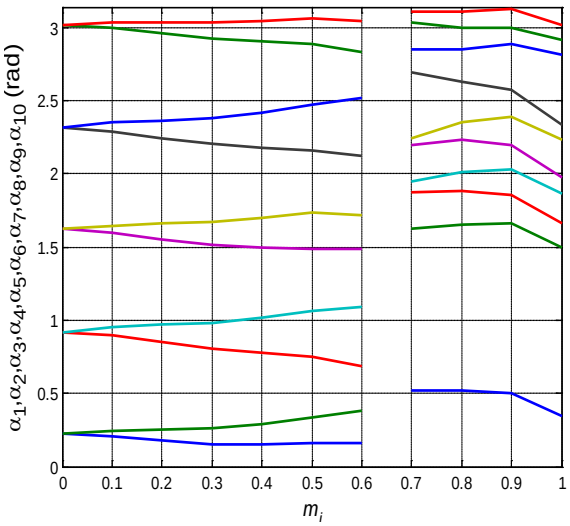


Figure I.9b Cas 2

Figure I.9 Trajectoire des angles de commutation en fonction de m_i pour une symétrie par rapport à la demi-période (Unipolaire)

Afin de confirmer la précision des solutions des angles de commutation obtenus par l'algorithme PSO, les allures des différentes tensions et leurs spectres d'harmoniques sont illustrées aux figures I.10 et I.11 pour le cas de la modulation bipolaire et aussi aux figures I.12 et I.13 pour le cas de la modulation unipolaire. Dans tous les cas les paramètres adoptés sont :

La tension continue à l'entrée de l'onduleur est égale à 100 V, la fréquence de la tension de sortie f = 50Hz et l'indice de modulation m_i = 0.70.

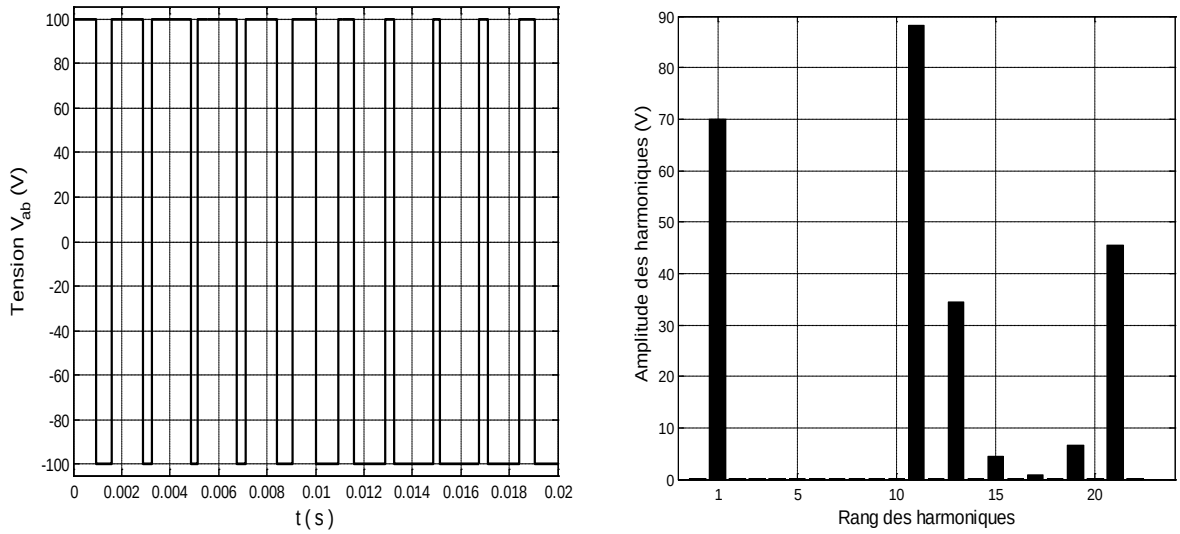


Figure I.10a Cas 1

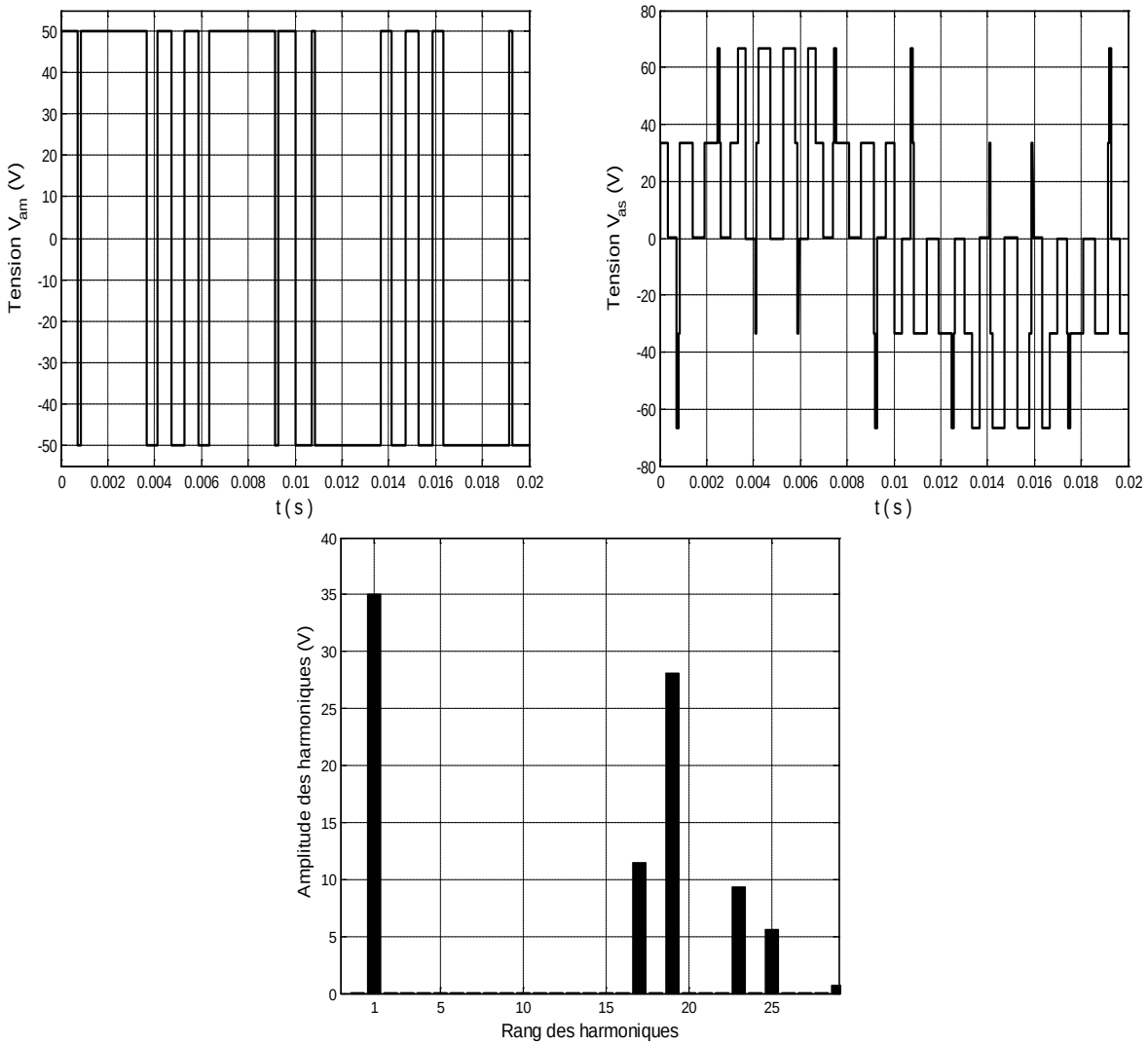


Figure I.10b Cas 2

Figure I.10 Différentes tensions de sortie et leurs spectres d'harmoniques pour une symétrie par rapport au quart et à la demi-période (Bipolaire)

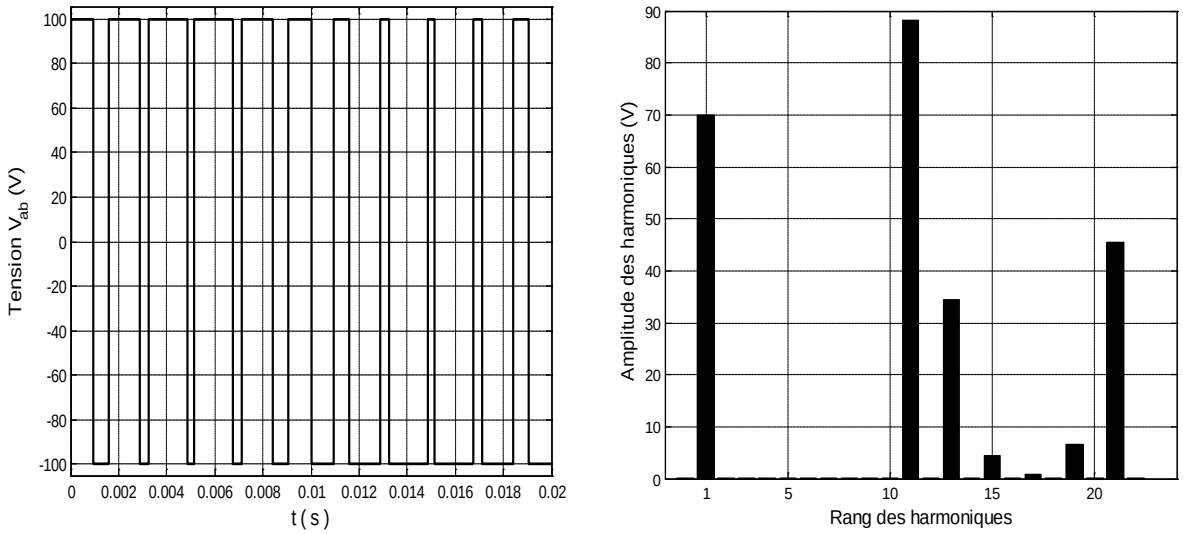


Figure I.11a Cas 1

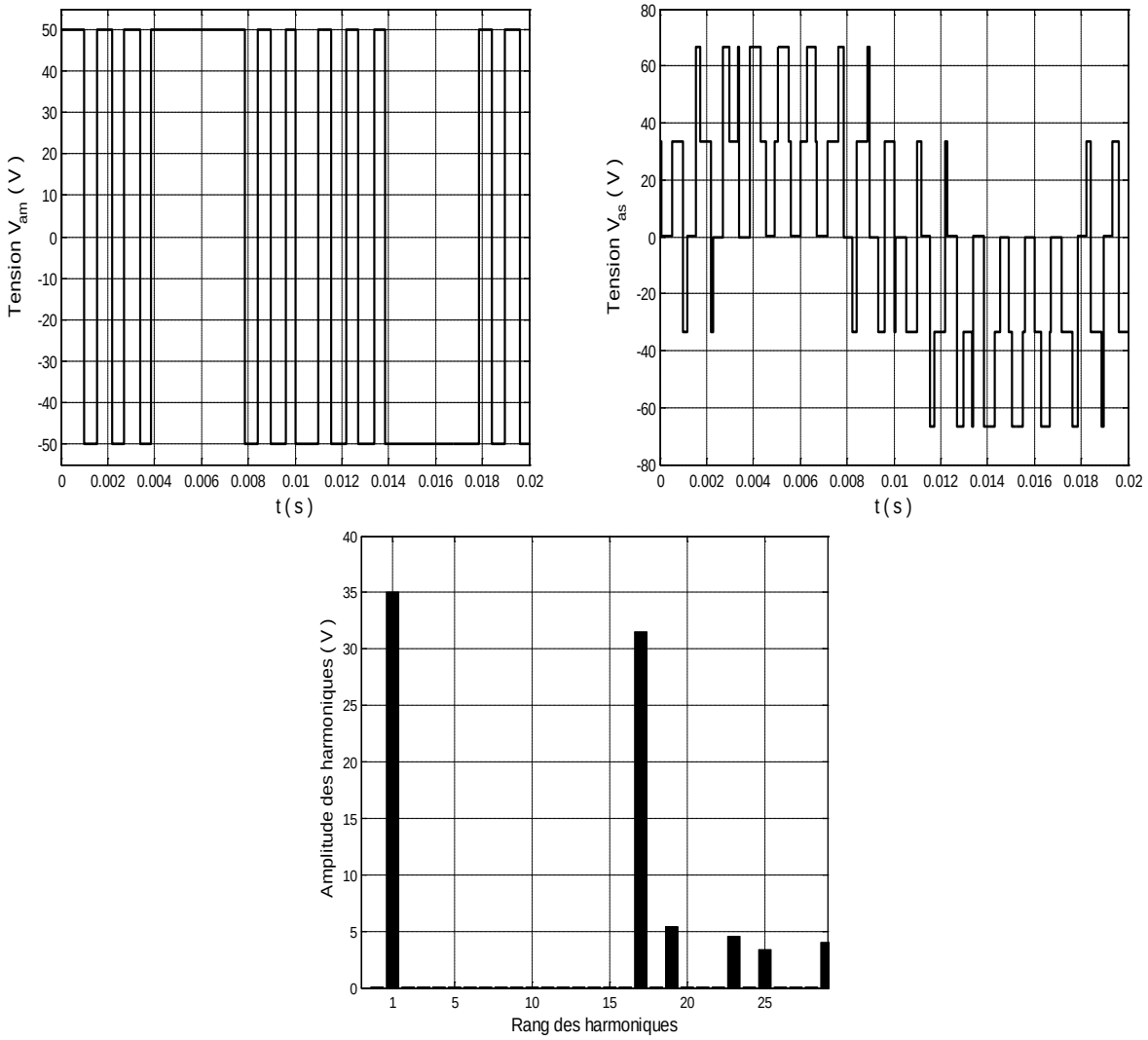


Figure I.11b Cas 2

Figure I.11 Différentes tensions de sortie et leurs spectres d'harmoniques pour une symétrie par rapport à la demi-période (Bipolaire)

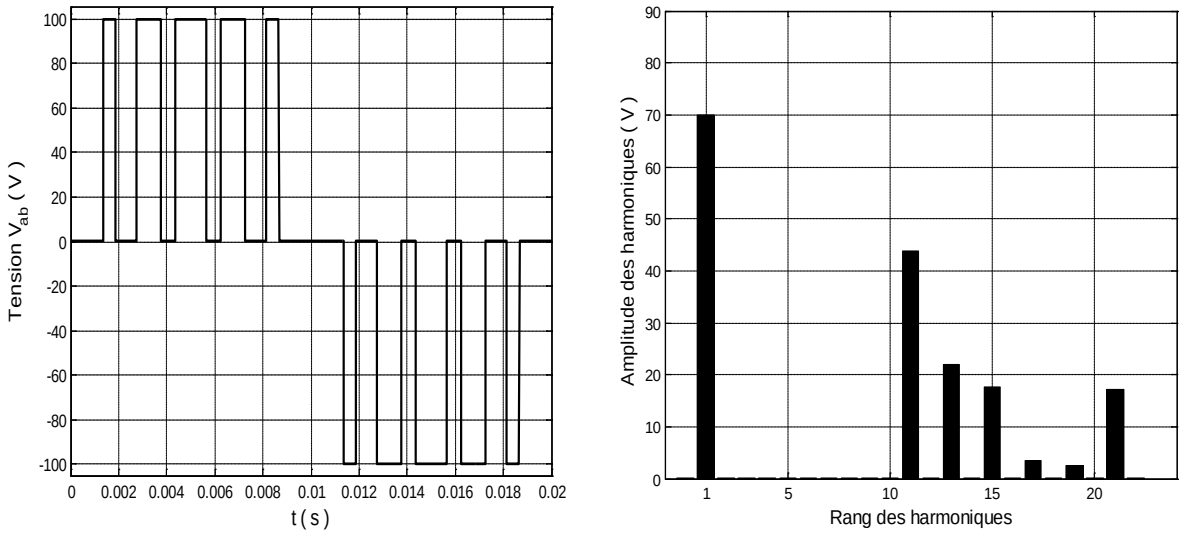


Figure I.12a Cas 1

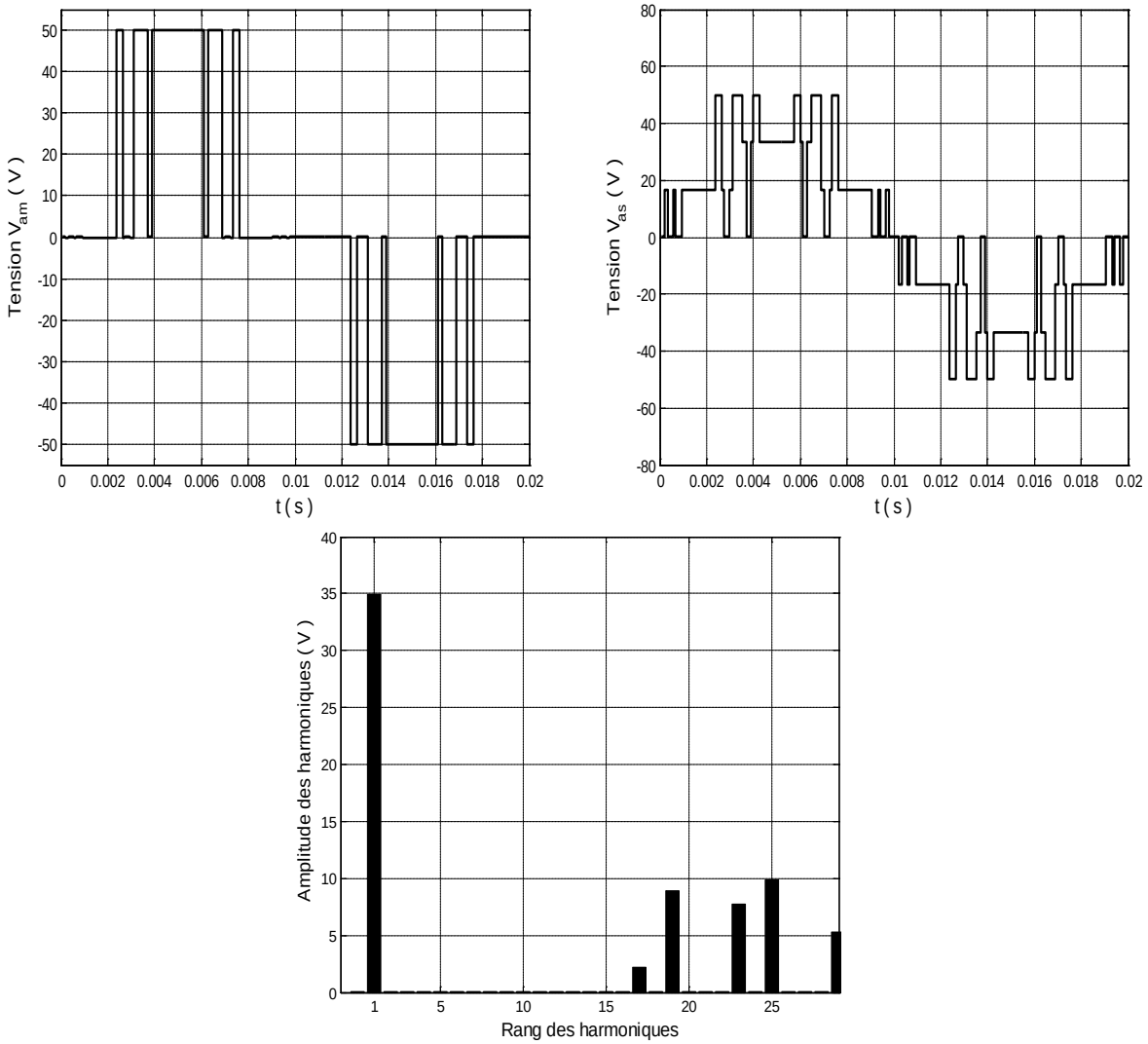


Figure I.12b Cas 2

Figure I.12 Différentes tensions de sortie et leurs spectres d'harmoniques pour une symétrie par rapport au quart et à la demi-période (Unipolaire)

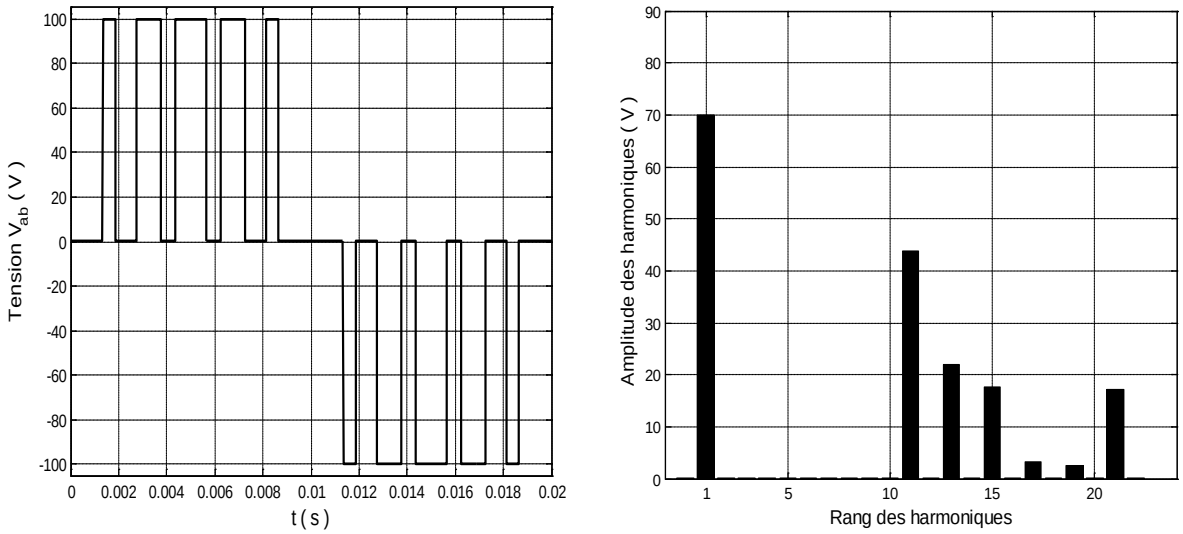


Figure I.13a Cas 1

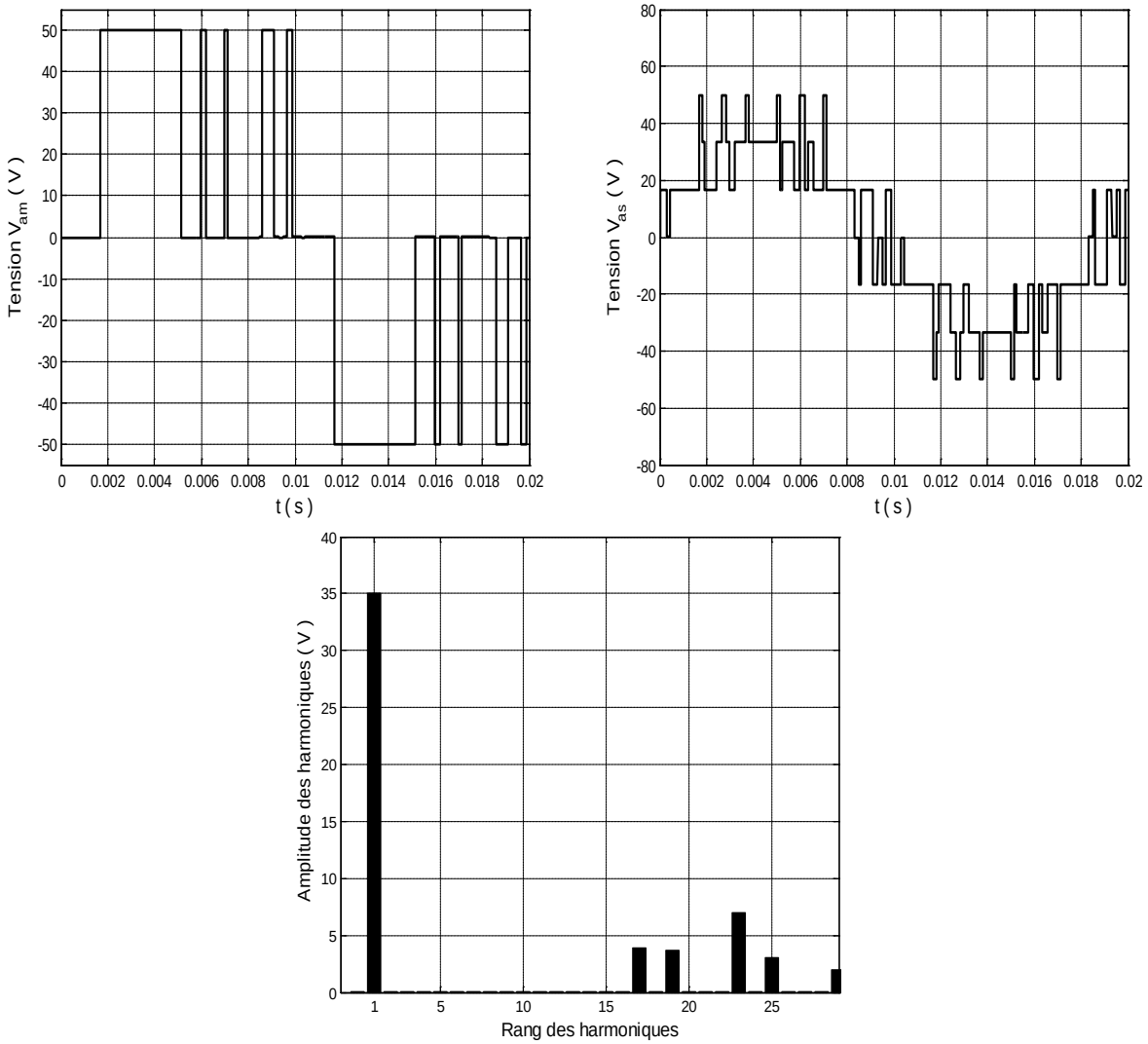


Figure I.13b Cas 2

Figure I.13 Différentes tensions de sortie et leurs spectres d'harmoniques pour une symétrie par rapport à la demi-période (Unipolaire)

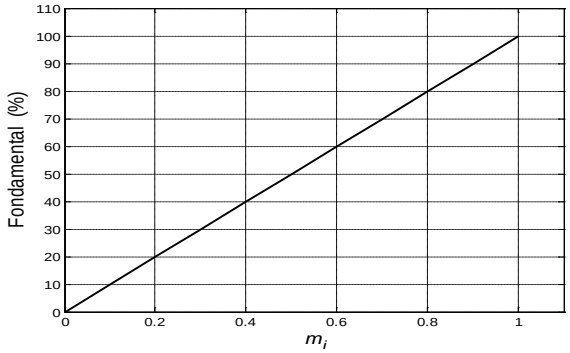


Figure I.14a Cas 1

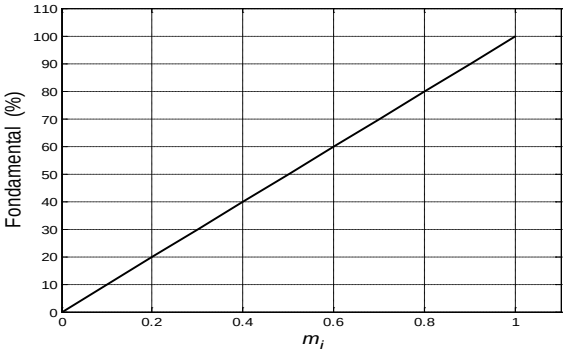


Figure I.14b Cas 2

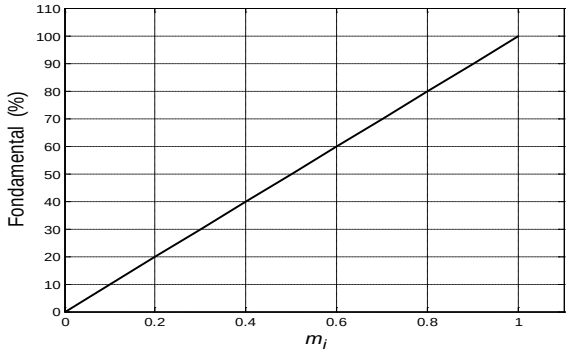


Figure I.14c Cas 3

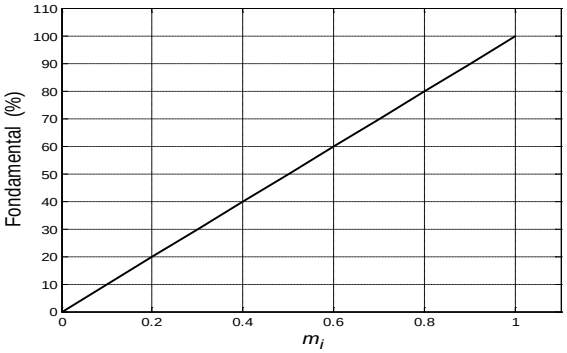


Figure I.14d Cas 4

Figure I.14 Evolutions du fondamental en fonction de m_i (Bipolaire)

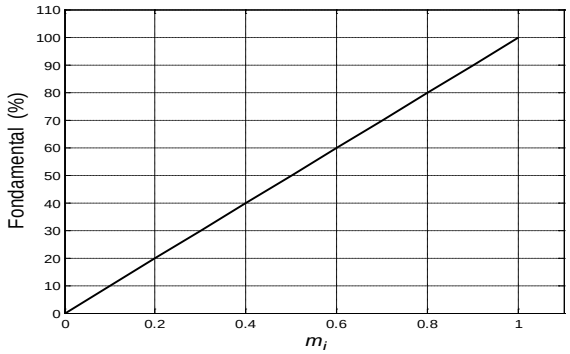


Figure I.15a Cas 1

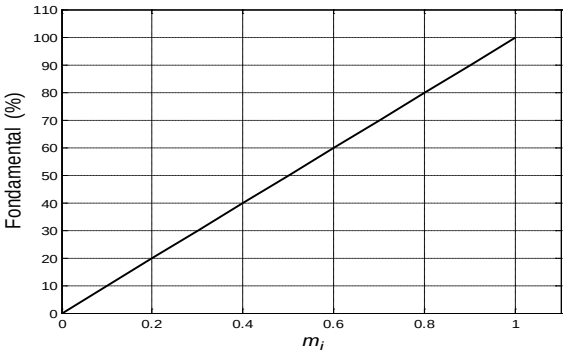


Figure I.15b Cas 2

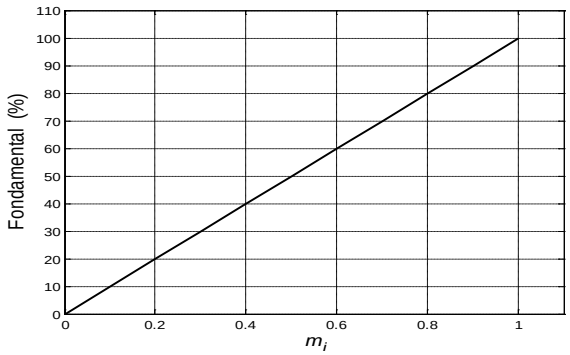


Figure I.15c Cas 3

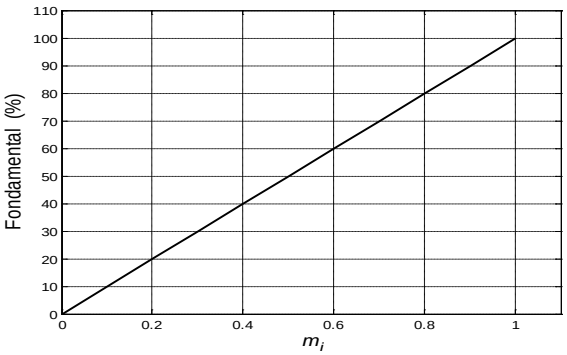


Figure I.15d Cas 4

Figure I.15 Evolutions du fondamental en fonction de m_i (Unipolaire)

Les figures I.14 et I.15 présentent la variation de l'amplitude du fondamental en fonction de l'indic de modulation pour les différents symétries de la MLI-ESH. On remarque que l'amplitude du fondamental est proportionnelle avec l'indice de modulation, donc la MLI-ESH permit un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de la tension de sortie de l'onduleur dans l'intervalle de variation de m_i [0 , 1].

L'analyse spectral des différentes tensions montre clairement que les harmoniques d'ordre ciblées (trois, cinq, sept et neuf) et (cinq, sept, onze et treize) sont effectivement disparues tout en assurant que le fondamental prend sa valeur désirée. Ces résultats confirment l'efficacité de l'algorithme PSO du point de vue précision du calcul des valeurs des angles de commutation.

Le Tableau I.1 présente les valeurs du taux de distorsion harmonique (TDH) basé sur la formule suivante :

$$\text{Cas monophasé : } TDH = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{22} V_{h_n}}}{V_{h_1}} \tag{I.26}$$

$$\text{Cas triphasé : } TDH = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{29} V_{h_n}}}{V_{h_1}} \tag{I.27}$$

Une comparaison des huit cas étudiés chacun un caractérisé par leur valeur de TDH pour un indice de modulation égale 0.70 est reportée au tableau I.1.

	Type de symétrie	TDH %	
		MLI-ESH Bipolaire	MLI-ESH Unipolaire
Monophasé	par rapport au quart et à la demi-période	150.57	78.51
	par rapport à la demi-période	150.40	78.46
Triphasé	par rapport au quart et à la demi-période	92.34	46.87
	par rapport à la demi-période	93.41	27.23

Tableau I.1 Valeurs du TDH

Les tensions qui ont une symétrie par rapport à la demi-période ont un TDH presque le même au cas d'une symétrie par rapport au quart de la période pour la MLI-ESH-B. De plus la méthode MLI-ESH-U nous a permis la diminution du TDH à environ la moitié de la méthode MLI-ESH-B. Un autre point concernant la résolution des systèmes d'équations non linéaires. Une symétrie par rapport à la demi-période nécessite un nombre

double d'inconnus ce qui provoque un temps de calcul plus que la symétrie par rapport au quart de la période, pour le même nombre d'harmoniques à éliminer. De plus on trouve que le changement de l'état fermé à l'état ouvert pour les interrupteurs du même bras soit le double pour la stratégie MLI-ESH-B par rapport à la stratégie MLI-ESH-U. L'implémentation de la MLI-ESH-U est plus compliquée car la commande des interrupteurs du même bras se fait d'une manière indépendante au contraire de la stratégie MLI-ESH-B, où les interrupteurs sont commandés d'une manière complémentaire.

Conclusion

Dans ce chapitre, la commande des onduleurs monophasés et triphasés basée sur la MLI par élimination sélective d'harmoniques est présentée. L'objectif est d'éliminer les harmoniques indésirables d'ordres spécifiques et d'imposer le fondamental à une valeur désirée.

La détermination des instants (angles) de commutation des interrupteurs nécessite la résolution des systèmes d'équations non linéaires à fonctions trigonométriques. La méthode de résolution utilisée rend le problème d'élimination sélective d'harmoniques à un problème d'optimisation, il s'agit de l'optimisation par les essaims particulaires. Cette dernière a permis d'obtenir toutes les solutions des cas étudiées sur tout l'intervalle de variation de l'indice de modulation sauf pour un seul cas. Cette stratégie permet aussi, non uniquement d'annuler les harmoniques non désirées mais d'assurer un bon contrôle de la valeur du fondamental. De plus, la tension produite à la sortie de l'onduleur (monophasé ou triphasé) par la MLI-ESH-U offre un taux de distorsion harmonique plus faible que celui de la MLI-ESH-B.

L'implémentation en temps réel de la stratégie d'élimination d'harmoniques exige le stockage des angles de commutations obtenus en utilisant la méthode des tableaux (en anglais luck-up table). Pratiquement cette méthode est basée sur l'usage des mémoires électroniques, la capacité de cette dernière dépend à la fois du nombre d'angles à utiliser (relative au nombre d'harmoniques à éliminer) et le pas d'échantillonnage de l'intervalle de l'indice de modulation, ce qui rend la réalisation de cette stratégie complexe et coûteuse.

Le chapitre suivant sera dédié au développement d'une nouvelle approche de la stratégie d'élimination sélective d'harmoniques similaire à la technique triangulo-sinusoïdale. Au lieu d'utiliser une porteuse triangulaire, on utilise une porteuse sinusoïdale modifiée.

Chapitre II

MLI par élimination sélective d'harmoniques en temps réel

Introduction

Depuis plusieurs années, de nombreuses stratégies de commande des onduleurs ont été développées. La MLI triangulo-sinusoïdale est l'une des techniques la plus connu. Son principe général consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence généralement sinusoïdale, avec une onde de modulation (porteuse) sous forme triangulaire. La fréquence de cette dernière est plus élevée que celle de la référence. La MLI-ESH détaillée dans le chapitre précédent présente une alternative de la MLI triangulo-sinusoïdale du point de vue diminution de la fréquence de commutation **[Jas-05]**. La différence entre ces deux stratégies est la manière de génération des impulsions de commande des interrupteurs. Dans la MLI triangulo-sinusoïdale les instants de commutation sont générés à chaque instant et en temps réel par une comparaison entre la référence et la porteuse. Par contre la MLI-ESH consiste à déterminer les angles de commutation par la résolution d'un système d'équations non linéaires, les valeurs numériques obtenues des angles sont stockées dans des mémoires. La lecture de ces angles se fait en temps réel **[Phi-04]**, **[Jas-07]**.

Récemment la MLI par élimination sélective d'harmoniques en temps réel MLI-ESH-TR (en anglais real time harmonic elimination : RTHE), a été proposée comme une alternative de la stratégie MLI-ESH. Le principe de la MLI-ESH-TR est d'utiliser une porteuse à une forme différente de la forme triangulaire **[Phi-04]**, **[Jas-07]**, **[Hir-11]**, le but essentiel de cette stratégie est d'éviter l'utilisation des mémoires. Ceci permet de faciliter la méthode de génération des d'impulsions de commande, sans aucune contrainte en terme de précision c'est-à-dire on garde le même spectre d'harmoniques et la valeur du fondamental désirée.

Dans ce contexte, les travaux de **[Hir-12.1]**, **[Hir-12.2]** proposent l'utilisation d'une porteuse à forme sinusoïdale modifiée. Les résultats présentés dans ces travaux sont limités car le nombre maximum d'harmoniques à éliminer est trois sans aucun contrôle du fondamental qui devient un inconvénient de ces travaux.
Par conséquent, dans la première partie de ce chapitre, l'inconvénient discuté précédemment est traité avec succès par la proposition d'un modèle général de la stratégie MLI-ESH-TR pour le cas d'un onduleur monophasé et triphasé. Pour évaluer l'efficacité de la méthode proposée, la seconde partie sera consacrée pour présenter les différents résultats de simulation et expérimentale de la méthode développée.

II.1- Principe de la stratégie MLI-ESH-TR

Afin de générer les signaux de commande des interrupteurs d'un onduleur par la technique MLI Sinus-Sinus, deux signaux sinusoïdaux sont utilisés **[Hir-12.1]**. Un signal de référence $v_{ref} = m_i.\sin(2.\pi.f.t + \pi)$ et une porteuse $v_{car} = m_i.\sin(k.2.\pi.f.t)$ comme illustré dans la figure II.1a. Le signal résultant par la comparaison entre la référence et la porteuse est montré sur la figure II.1b, pour m_i = 1, k = 9, la fréquence f = 50Hz et t représente le temps. L'expression générale pour calculer les points d'intersection φ_i en radians (rad) est donnée par :

$$\varphi_i = \frac{i.\pi}{(k+(-1)^i)}, i = [1:\frac{k-1}{2}], 0 < \varphi_i < \frac{\pi}{2}, k = 5, 9, 13, 17, 21, \ldots, n, n+4 \qquad \text{(II.1)}$$

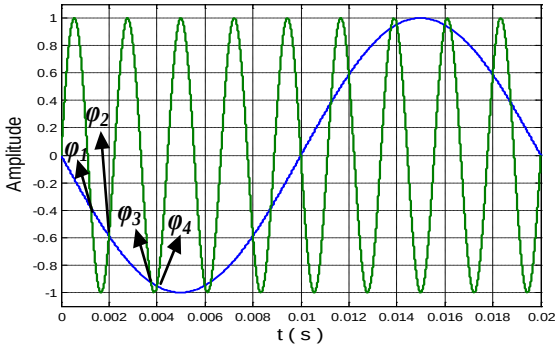


Figure II.1a Forme des signaux utilisés

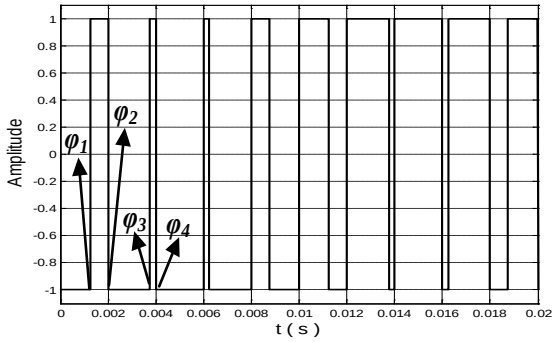


Figure II.1b Résultats de comparaison

Figure II.1 Principe de la stratégie MLI Sinus-Sinus

Le tableau II.1 montre un exemple pour k = 5, 9, 13, 17, 21.

	k = 5	k = 9	k = 13	k = 17	k = 21
φ_1	π/4	π/8	π/12	π/16	π/20
φ_2	π/3	π/5	π/7	π/9	π/11
φ_3	*	3π/8	π/4	3π/16	3π/20
φ_4	*	2π/5	2π/7	2π/9	2π/11
φ_5	*	*	5π/12	5π/16	π/4
φ_6	*	*	3π/7	π/3	3π/11
φ_7	*	*	*	7π/16	7π/20
φ_8	*	*	*	4π/9	4π/11
φ_9	*	*	*	*	9π/20
φ_{10}	*	*	*	*	5π/11

Tableau II.1 Valeurs des points d'intersection

II.2- Mise en équations

Le signal présenté dans la figure II.1b a une symétrie par rapport au quart et à la demi-période (les harmoniques pairs sont nuls). La décomposition en série de Fourier montre que l'amplitude de l'harmonique de rang *n* est donnée par l'expression suivante :

$$h_n = \frac{4}{n.\pi}\left[1 + 2.\sum_{i=1}^{N+1}(-1)^i.\cos(n.\varphi_i)\right] \tag{II.2}$$

k et *N* sont liées par les relations suivantes :

$$k = 2(N+1)+1 \tag{II.3}$$

Dans le but d'éliminer *N* harmoniques et de contrôler le fondamental, on a besoin de (*N*+1) angles de perturbation β_i par quart de période [**Mak-14.1**]. L'équation (II.2) devient :

$$h_n = \frac{4}{n.\pi}\left[1 + 2.\sum_{i=1}^{N+1}(-1)^i.\cos(n.(\varphi_i - \beta_i))\right] \tag{II.4}$$

Comme exemple, nous considérons que *k* = 9 donc *N* = 3, il est possible d'éliminer trois harmoniques d'ordre impair et de contrôler le fondamental. On distingue deux cas :

Cas 1 : pour un onduleur monophasé, le rang d'harmonique *n* prend les valeurs suivantes : 3, 5, 7. On aboutit au système d'équations non linéaires suivant :

$$\begin{cases} I_1 = 1 + 2.(-\cos(\varphi_1 - \beta_1) + \cos(\varphi_2 - \beta_2) - \cos(\varphi_3 - \beta_3) + \cos(\varphi_4 - \beta_4) - M = 0 \\ I_2 = 1 + 2.(-\cos(3.(\varphi_1 - \beta_1)) + \cos(3.(\varphi_2 - \beta_2)) - \cos(3.(\varphi_3 - \beta_3)) + \cos(3.(\varphi_4 - \beta_4)) = 0 \\ I_3 = 1 + 2.(-\cos(5.(\varphi_1 - \beta_1)) + \cos(5.(\varphi_2 - \beta_2)) - \cos(5.(\varphi_3 - \beta_3)) + \cos(5.(\varphi_4 - \beta_4)) = 0 \\ I_4 = 1 + 2.(-\cos(7.(\varphi_1 - \beta_1)) + \cos(7.(\varphi_2 - \beta_2)) - \cos(7.(\varphi_3 - \beta_3)) + \cos(7.(\varphi_4 - \beta_4)) = 0 \end{cases} \tag{II.5}$$

Cas 2 : pour un onduleur triphasé (avec un récepteur à neutre isolé), les tensions simples et composées ne contiennent pas les harmoniques multiples de trois, donc le rang d'harmonique *n* prend les valeurs suivantes : 5, 7, 11. On aboutit au système d'équations non linéaires suivant :

$$\begin{cases} I_1 = 1 + 2.(-\cos(\varphi_1 - \beta_1) + \cos(\varphi_2 - \beta_2) - \cos(\varphi_3 - \beta_3) + \cos(\varphi_4 - \beta_4) - M = 0 \\ I_2 = 1 + 2.(-\cos(5.(\varphi_1 - \beta_1)) + \cos(5.(\varphi_2 - \beta_2)) - \cos(5.(\varphi_3 - \beta_3)) + \cos(5.(\varphi_4 - \beta_4)) = 0 \\ I_3 = 1 + 2.(-\cos(7.(\varphi_1 - \beta_1)) + \cos(7.(\varphi_2 - \beta_2)) - \cos(7.(\varphi_3 - \beta_3)) + \cos(7.(\varphi_4 - \beta_4)) = 0 \\ I_4 = 1 + 2.(-\cos(11.(\varphi_1 - \beta_1)) + \cos(11.(\varphi_2 - \beta_2)) - \cos(11.(\varphi_3 - \beta_3)) + \cos(11.(\varphi_4 - \beta_4)) = 0 \end{cases} \quad \text{(II.6)}$$

Avec :

$$M = \pi.m_i/4 \quad \text{(II.7)}$$

m_i : l'indice de modulation $(0 \leq m_i \leq 1)$

Afin de déterminer les valeurs désirées des angles de perturbation β_i pour n'importe quelle valeur de m_i et k, le système non linéaire à fonctions trigonométriques décrit en (II.5) et (II.6) doit être résolu.

On va adopter pour résoudre ce problème l'algorithme d'optimisation par essaim particulaire, en minimisant la fonction objective suivante :

$$F(\beta_1, \beta_2, \beta_3, ..., \beta_{N+1}) = 0.5(I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + ... + I_{N+1}^2) \quad \text{(II.8)}$$

Avec une contrainte sur les angles :

$$0 \leq \varphi_1 - \beta_1 \leq \varphi_2 - \beta_2 \leq \varphi_3 - \beta_3 \leq \cdots\cdots \leq \varphi_{N+1} - \beta_{N+1} \leq \pi/2 \quad \text{(II.9)}$$

Pour générer le signal désiré de commande des interrupteurs obtenu à partir de l'intersection entre le signal de référence et de la porteuse, on doit déterminer l'expression du signal de la porteuse modifiée utilisant les angles de perturbation calculées par l'équation (II.8). Ce signal a une symétrie par rapport au quart et à la demi-période d'une part, et d'autre part on doit éliminer les harmoniques indésirables et contrôler le fondamental.

L'expression du signal de la porteuse modifiée proposée par **[Hir-12.1]**, **[Hir-12.2]** :

$$f(\theta) = A_1.\sin(k_1.\theta) + A_2.\sin(k_2.\theta) + ... \quad \text{(II.10)}$$

Avec A_i et k_i sont les inconnus.

La forme proposée de $f(\theta)$ par **[Mak-14.1]**, **[Mak-14.2]**, **[Mak-14.3]** :

$$f(\theta) = \sum_{i=1}^{N+1} C_i.A_i \quad , \qquad C_i = \sin(q_i.\theta) \quad \text{(II.11)}$$

Avec C_i c'est un constant, $\theta_i = \varphi_i - \beta_i$ et q_i prennent les valeurs impaires dans l'intervalle [3, k]. L'avantage de notre formule proposée de la porteuse modifiée est qu'elle a une forme linéaire ce qui facilite sa résolution par n'importe quelle méthode de résolution des systèmes d'équations linéaire **[Mak-14.1]**.

Pour plus de détails on va prendre le cas de k = 9, le système d'équations qui permet de déterminer l'inconnu A_i est décrit comme suit :

$$\begin{cases} f(\theta_1) = A_1 \sin(q_1\theta_1) + A_2 \sin(q_2\theta_1) + A_3 \sin(q_3\theta_1) + A_4 \sin(q_4\theta_1) \\ f(\theta_2) = A_1 \sin(q_1\theta_2) + A_2 \sin(q_2\theta_2) + A_3 \sin(q_3\theta_2) + A_4 \sin(q_4\theta_2) \\ f(\theta_3) = A_1 \sin(q_1\theta_3) + A_2 \sin(q_2\theta_3) + A_3 \sin(q_3\theta_3) + A_4 \sin(q_4\theta_3) \\ f(\theta_4) = A_1 \sin(q_1\theta_4) + A_2 \sin(q_2\theta_4) + A_3 \sin(q_3\theta_4) + A_4 \sin(q_4\theta_4) \end{cases} \quad \text{(II.12)}$$

Avec:

$f(\theta_i) = \sin(\theta_i + \pi)$, $\theta_i = \varphi_i - \beta_i$, i = 1, 2, 3, 4 et q_1=3, q_2=5, q_3=7, q_4=9.

La stratégie proposée peut se résumer dans les étapes suivantes :

Etape 1 : Choisir la valeur de l'indice de modulation et fixer le nombre d'harmoniques à éliminer en relation avec la valeur de k ;

Etape 2 : Déterminer les valeurs des angles de perturbation par la résolution du système d'équations (II.5) pour le cas 1 et (II.6) pour le cas 2 en utilisant l'algorithme PSO ;

Etape 3 : Construire un système d'équations utilisant l'équation (II.11) et les angles de perturbation déterminés à l'étape 2 pour calculer l'inconnu A_i ;

Etape 4 : Introduire les valeurs de A_i et q_i dans l'équation (II.11) ;

Etape 5 : Générer le signal de commande par la comparaison entre le signal de référence et le signal de la porteuse modifiée déterminée à l'étape 4.

II.3- Résultats de simulation

Afin de confirmer la validité de notre stratégie proposée, on va présenter des résultats dans le cas où tous les harmoniques sont éliminés jusqu'à l'harmonique 7, 11, 15 et 19 pour un onduleur monophasé, et jusqu'à l'harmonique 11, 17, 23 et 29 pour un onduleur triphasé. On adopte les paramètres de l'algorithme PSO pour déterminer les valeurs des angles de perturbation. La taille de l'essaim est fixée à 100 particules, le nombre maximal d'itérations

est de 700, les coefficients $c_1 = c_2 = 2$ et $w = 0.9$. Le pas de l'indice de modulation est fixé à 0.1.

La tension continue à l'entrée de l'onduleur est égale à 100 V, la fréquence de la tension de sortie $f = 50$Hz et l'indice de modulation $m_i = 0.70$

Les valeurs des angles de perturbation pour un onduleur monophasé et triphasé avec $k = 9, 13, 17, 21$ sont présentées dans les tableaux II.2, 3, 4, 5 et II.6, 7, 8, 9 respectivement. Dans les résultats obtenus, nous avons constaté qu'on a des solutions pour chaque pas de l'indice de modulation. Ces solutions prennent des signes négatifs ou positifs donc on aura un déplacement des points d'intersection originaux soit vers la gauche ou vers la droite.

m_i	β_1	β_2	β_3	β_4
0.1	0.0380	-0.0581	0.1162	-0.1222
0.2	0.0332	-0.0453	0.1025	-0.1043
0.3	0.0292	-0.0315	0.0898	-0.0857
0.4	0.0263	-0.0167	0.0784	-0.0662
0.5	0.0246	-0.0005	0.0687	-0.0451
0.6	0.0244	0.0170	0.0614	-0.0217
0.7	0.0261	0.0364	0.0582	0.0057
0.8	0.0306	0.0584	0.0634	0.0411
0.9	0.0398	0.0851	0.0897	0.0970
1.0	0.0681	0.1340	0.2144	0.2452

Tableau II.2 Valeurs numériques des angles de perturbation pour $k = 9$

m_i	β_1	β_2	β_3	β_4	β_5	β_6
0.1	0.0174	-0.0286	0.0528	-0.0587	0.0897	-0.0915
0.2	0.0151	-0.0220	0.0461	-0.0476	0.0791	-0.0791
0.3	0.0133	-0.0148	0.0403	-0.0356	0.0692	-0.0664
0.4	0.0120	-0.0070	0.0356	-0.0227	0.0599	-0.0531
0.5	0.0112	0.0016	0.0323	-0.0084	0.0514	-0.0391
0.6	0.0112	0.0110	0.0309	0.0075	0.0442	-0.0238
0.7	0.0121	0.0213	0.0321	0.0259	0.0392	-0.0063
0.8	0.0141	0.0330	0.0375	0.0480	0.0388	0.0157
0.9	0.0183	0.0470	0.0504	0.0770	0.0520	0.0513
1.0	0.0422	0.0884	0.1325	0.1743	0.2457	0.2624

Tableau II.3 Valeurs numériques des angles de perturbation pour $k = 13$

m_i	β_1	β_2	β_3	β_4	β_5	β_6	β_7	β_8
0.1	0.0100	-0.0170	0.0301	-0.0345	0.0507	-0.0531	0.0721	-0.0729
0.2	0.0086	-0.0130	0.0261	-0.0273	0.0443	-0.0440	0.0637	-0.0634
0.3	0.0076	-0.0086	0.0228	-0.0195	0.0386	-0.0343	0.0557	-0.0538
0.4	0.0068	-0.0038	0.0203	-0.0109	0.0337	-0.0238	0.0480	-0.0438
0.5	0.0064	0.0014	0.0187	-0.0014	0.0299	-0.0123	0.0409	-0.0334
0.6	0.0064	0.0072	0.0183	0.0091	0.0276	0.0005	0.0345	-0.0222
0.7	0.0069	0.0136	0.0194	0.0211	0.0276	0.0155	0.0294	-0.0097
0.8	0.0081	0.0209	0.0228	0.0352	0.0315	0.0342	0.0270	0.0057
0.9	0.0104	0.0294	0.0298	0.0524	0.0428	0.0595	0.0326	0.0285
1.0	0.0157	0.0419	0.0471	0.0793	0.0774	0.1063	0.0929	0.1044

Tableau II.4 Valeurs numériques des angles de perturbation pour k = 17

m_i	β_1	β_2	β_3	β_4	β_5	β_6	β_7	β_8	β_9	β_{10}
0.1	0.0064	-0.0112	0.0194	-0.0227	0.0326	-0.0347	0.0461	-0.0473	0.0601	-0.0605
0.2	0.0056	-0.0086	0.0168	-0.0178	0.0283	-0.0281	0.0403	-0.0397	0.0532	-0.0529
0.3	0.0049	-0.0057	0.0147	-0.0123	0.0247	-0.0208	0.0351	-0.0317	0.0465	-0.0451
0.4	0.0044	-0.0024	0.0131	-0.0063	0.0217	-0.0129	0.0305	-0.0232	0.0400	-0.0371
0.5	0.0041	0.0011	0.0122	0.0003	0.0197	-0.0042	0.0266	-0.0138	0.0339	-0.0289
0.6	0.0041	0.0050	0.0120	0.0077	0.0188	0.0056	0.0240	-0.0034	0.0282	-0.0201
0.7	0.0045	0.0094	0.0128	0.0160	0.0195	0.0169	0.0231	0.0087	0.0234	-0.0104
0.8	0.0052	0.0144	0.0151	0.0257	0.0227	0.0305	0.0255	0.0240	0.0205	0.0011
0.9	0.0068	0.0204	0.0198	0.0378	0.0307	0.0486	0.0353	0.0466	0.0233	0.0185
1.0	0.0093	0.0273	0.0279	0.0521	0.0457	0.0715	0.0597	0.0804	0.0513	0.0578

Tableau II.5 Valeurs numériques des angles de perturbation pour k = 21

m_i	β_1	β_2	β_3	β_4
0.1	0.3352	0.0730	0.5858	0.2298
0.2	0.3085	0.0940	0.5671	0.2502
0.3	0.2862	0.1093	0.5487	0.2707
0.4	0.2662	0.1277	0.5305	0.2913
0.5	0.2476	0.1465	0.5125	0.3124
0.6	0.2304	0.1655	0.4952	0.3337
0.7	0.2144	0.1850	0.4786	0.3559
0.8	0.1999	0.2051	0.4634	0.3791
0.9	0.1870	0.2266	0.4550	0.4051
1.0	0.1768	0.2503	0.4438	0.4369

Tableau II.6 Valeurs numériques des angles de perturbation pour k = 9

m_i	β_1	β_2	β_3	β_4	β_5	β_6
0.1	0.2249	0.0664	0.3801	0.1885	0.5731	0.3132
0.2	0.2075	0.0777	0.3685	0.2020	0.5599	0.3273
0.3	0.1929	0.0891	0.3571	0.2156	0.5467	0.3414
0.4	0.1797	0.1005	0.3460	0.2295	0.5338	0.3556
0.5	0.1673	0.1120	0.3353	0.2437	0.5210	0.3700
0.6	0.1558	0.1234	0.3253	0.2580	0.5087	0.3843
0.7	0.1445	0.1356	0.3155	0.2736	0.4963	0.3996
0.8	0.1341	0.1477	0.3071	0.2899	0.4847	0.4153
0.9	0.1245	0.1604	0.3005	0.3079	0.4744	0.4322
1.0	0.1160	0.1740	0.2976	0.3292	0.4673	0.4525

Tableau II.7 Valeurs numériques des angles de perturbation pour k = 13

m_i	β_1	β_2	β_3	β_4	β_5	β_6	β_7	β_8
0.1	0.1861	0.1406	0.1620	0.0800	0.1372	0.0092	0.1068	-0.0636
0.2	0.1758	0.1411	0.1540	0.0904	0.1304	0.0186	0.0955	-0.0579
0.3	0.1652	0.1411	0.1462	0.1010	0.1237	0.0283	0.0837	-0.0527
0.4	0.1545	0.1405	0.1387	0.1120	0.1172	0.0383	0.0714	-0.0483
0.5	0.1435	0.1394	0.1317	0.1236	0.1109	0.0487	0.0583	-0.0450
0.6	0.1323	0.1376	0.1253	0.1362	0.1049	0.0596	0.0438	-0.0434
0.7	0.1207	0.1353	0.1202	0.1507	0.0995	0.0714	0.0274	-0.0444
0.8	0.1087	0.1325	0.1182	0.1698	0.0948	0.0843	0.0077	-0.0497
0.9	0.0964	0.1300	0.1288	0.2028	0.0921	0.0989	-0.0170	-0.0615
1.0	0.0860	0.1321	0.1747	0.2604	0.0874	0.1150	-0.0417	-0.0709

Tableau II.8 Valeurs numériques des angles de perturbation pour k = 17

m_i	β_1	β_2	β_3	β_4	β_5	β_6	β_7	β_8	β_9	β_{10}
0.1	0.1485	0.1109	0.1147	0.0557	0.2570	0.1689	0.2217	0.1029	0.1821	0.0356
0.2	0.1398	0.1103	0.1074	0.0640	0.2530	0.1797	0.2165	0.1108	0.1720	0.0391
0.3	0.1309	0.1093	0.1001	0.0728	0.2500	0.1911	0.2113	0.1189	0.1613	0.0418
0.4	0.1218	0.1078	0.0930	0.0822	0.2485	0.2037	0.2062	0.1274	0.1501	0.0437
0.5	0.1126	0.1060	0.0866	0.0931	0.2496	0.2176	0.2012	0.1363	0.1379	0.0445
0.6	0.1032	0.1039	0.0820	0.1071	0.2548	0.2345	0.1963	0.1456	0.1247	0.0440
0.7	0.0936	0.1020	0.0831	0.1272	0.2648	0.2535	0.1912	0.1553	0.1107	0.0431
0.8	0.0844	0.1013	0.0953	0.1549	0.2755	0.2725	0.1856	0.1653	0.0968	0.0432
0.9	0.0758	0.1024	0.1176	0.1852	0.2815	0.2894	0.1794	0.1757	0.0831	0.0447
1.0	0.0683	0.1059	0.1439	0.2132	0.2842	0.3055	0.1739	0.1871	0.0680	0.0456

Tableau II.9 Valeurs numériques des angles de perturbation pour k = 21

Maintenant nous présentons en détail le calcul du paramètres A_i pour un taux de modulation égal à 0.70. Les tableaux ci-dessous regroupent les différentes valeurs numériques pour créer le signal de la porteuse modifiée.

$k = 9$		$k = 13$		$k = 17$		$k = 21$	
$\theta_i\,(rad)$	$f(\theta_i)$	$\theta_i\,(rad)$	$f(\theta_i)$	$\theta_i\,(rad)$	$f(\theta_i)$	$\theta_i\,(rad)$	$f(\theta_i)$
0.3666	-0.3584	0.2497	-0.2471	0.1894	-0.1883	0.1526	-0.1520
0.5919	-0.5579	0.4275	-0.4146	0.3355	-0.3292	0.2762	-0.2727
1.1199	-0.9000	0.7533	-0.6840	0.5696	-0.5393	0.4584	-0.4425
1.2509	-0.9493	0.8717	-0.7654	0.6770	-0.6264	0.5552	-0.5271
*	*	1.2698	-0.9550	0.9541	-0.8158	0.7659	-0.6932
*	*	1.3527	-0.9763	1.0317	-0.8582	0.8399	-0.7445
*	*	*	*	1.3450	-0.9746	1.0765	-0.8803
*	*	*	*	1.4057	-0.9864	1.1337	-0.9060
*	*	*	*	*	*	1.3903	-0.9837
*	*	*	*	*	*	1.4384	-0.9912

Tableau II.10 Nouvelles coordonnées des points d'intersection (Onduleur monophasé)

$k = 9$		$k = 13$		$k = 17$		$k = 21$	
$\theta_i\,(rad)$	$f(\theta_i)$	$\theta_i\,(rad)$	$f(\theta_i)$	$\theta_i\,(rad)$	$f(\theta_i)$	$\theta_i\,(rad)$	$f(\theta_i)$
0.1782	-0.1772	0.1171	-0.1168	0.0757	-0.0756	0.0634	-0.0633
0.4434	-0.4290	0.3134	-0.3083	0.2137	-0.2120	0.1836	-0.1825
0.6995	-0.6438	0.4698	-0.4527	0.4688	-0.4518	0.3881	-0.3784
0.9008	-0.7838	0.6242	-0.5844	0.5474	-0.5204	0.4440	-0.4295
*	*	0.8126	-0.7260	0.8823	-0.7722	0.5206	-0.4974
*	*	0.9470	-0.8116	0.9758	-0.8281	0.6033	-0.5673
*	*	*	*	1.3470	-0.9750	0.9083	-0.7884
*	*	*	*	1.4406	-0.9915	0.9871	-0.8334
*	*	*	*	*	*	1.3030	-0.9643
*	*	*	*	*	*	1.3849	-0.9827

Tableau II.11 Nouvelles coordonnées des points d'intersection (Onduleur triphasé)

On remplace chaque valeur de la paire (θ_i, $f(\theta_i)$) dans l'équation (II.11), par conséquence on abouti a des systèmes d'équations linéaires de la variable A_i, la taille de ces systèmes varie selon la valeur de k.

Les valeurs numériques de q_i pour k = 9, 13, …, n, n+4 sont définies comme suit :

$k = 9$: q_1=3, q_2=5, q_3=7, q_4=9 ;
$k = 13$: q_1=3, q_2=5, q_3=7, q_4=9, q_5=11, q_6=13 ;
k = n: $q_1 = 3$, $q_2 = 5$, $q_3 = 7$, ……., $q_{(n-1)/2} = n$ (n est un nombre entier).

	Onduleur monophasé				Onduleur triphasé			
	$k = 9$	$k = 13$	$k = 17$	$k = 21$	$k = 9$	$k = 13$	$k = 17$	$k = 21$
A_1	-0.16609	-0.14734	-0.14663	-0.14645	-0.80268	-0.85243	-0.14554	-0.71558
A_2	0.11394	0.02864	0.02421	0.02408	0.50319	0.61334	-0.29449	0.41612
A_3	-0.34049	-0.02499	-0.00535	-0.00402	-0.22814	-0.36382	0.33996	-0.27987
A_4	0.86026	0.09098	0.00540	0.00112	0.05671	0.16943	-0.38037	0.29008
A_5	0	-0.33841	-0.02101	-0.00136	0	-0.05593	0.20722	-0.39762
A_6	0	0.86367	0.09061	0.00427	0	0.00992	0.34049	0.55270
A_7	0	0	-0.33864	-0.02066	0	0	-0.69763	-0.61356
A_8	0	0	0.86456	0.09039	0	0	0.34314	0.46994
A_9	0	0	0	-0.33830	0	0	0	-0.22315
A_{10}	0	0	0	0.86412	0	0	0	0.05063

Tableau II.12 Valeurs numériques de A_i

Il ne reste que de noter, que pour un système triphasé on a un déphasage de $2.\pi/3$ entre les trois phases, donc les trois phases ont un déphasage de 0, $-2.\pi/3$, $2.\pi/3$ respectivement. Ainsi, à chaque terme de la porteuse modifiée liée à la première phase, la deuxième phase et la troisième phase on ajoute des termes de correction qui sont : π, $\pi - q_i.2.\pi/3$, $\pi + q_i.2.\pi/3$.

Un exemple de l'expression du signal de la porteuse modifiée pour le cas d'un onduleur monophasé et triphasé respectivement avec $k = 9$ et $m_i = 0.7$:

$$f(\theta) = -0.16609.\sin(3.\theta + \pi) + 0.11394.\sin(5.\theta + \pi) - 0.34049.\sin(7.\theta + \pi) + 0.86026.\sin(9.\theta + \pi) \tag{II.13}$$

$$\begin{cases} f(\theta) = -0.80268.\sin(3.\theta + \pi) + 0.50319.\sin(5.\theta + \pi) - 0.22814.\sin(7.\theta + \pi) + 0.05671.\sin(9.\theta + \pi) \\ f(\theta) = -0.80268.\sin(3.(\theta - \frac{2.\pi}{3}) + \pi) + 0.50319.\sin(5.(\theta - \frac{2.\pi}{3}) + \pi) \\ -0.22814.\sin(7.(\theta - \frac{2.\pi}{3}) + \pi) + 0.05671.\sin(9.(\theta - \frac{2.\pi}{3}) + \pi) \\ f(\theta) = -0.80268.\sin(3.(\theta + \frac{2.\pi}{3}) + \pi) + 0.50319.\sin(5.(\theta + \frac{2.\pi}{3}) + \pi) \\ -0.22814.\sin(7.(\theta + \frac{2.\pi}{3}) + \pi) + 0.05671.\sin(9.(\theta + \frac{2.\pi}{3}) + \pi) \end{cases} \tag{II.14}$$

Avec : $\theta = 2.\pi.f.t$

II.3.1- Résultats de simulation pour un onduleur monophasé

Pour démontrer les performances de l'onduleur monophasé commandé par notre technique proposée pour différentes valeurs de k (k = 9, 13, 17, 21), le signal de la porteuse modifiée, la tension V_{ab} et son spectre d'harmoniques sont montrés dans les figures II.2 et II.3.

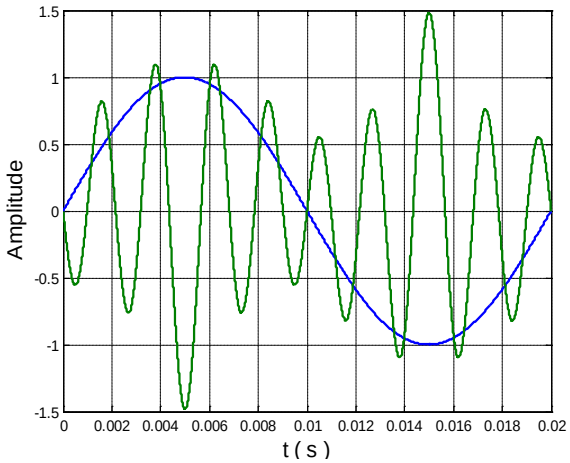


Figure II.2a k = 9

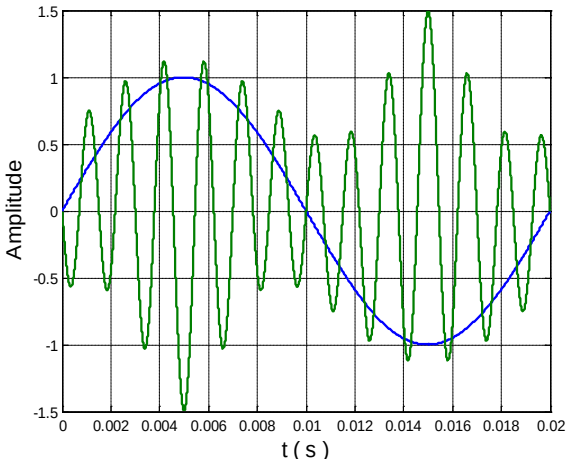


Figure II.2b k = 13

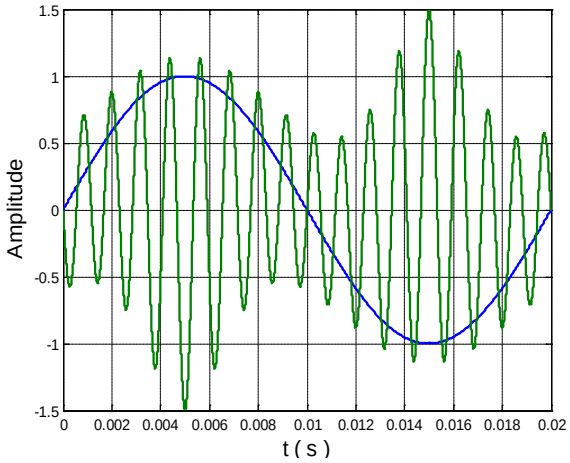


Figure II.2c k = 17

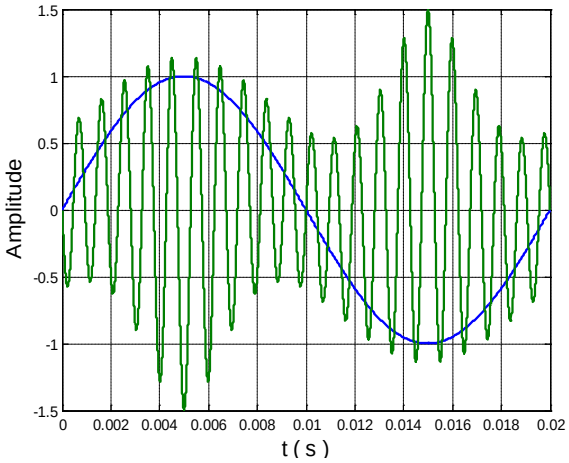


Figure II.2d k = 21

Figure II.2 Signal de la porteuse modifiée et le signal de référence pour un onduleur monophasé

Les résultats de simulation obtenus montrent, que la méthode proposée est très satisfaisante pour différentes valeurs de k. Les allures de la porteuse modifiée montrent clairement une forme oscillatoire, avec une fréquence de k fois la fréquence de la référence et ayant une symétrie par rapport au quart et à la demi-période, comme illustré dans la figure II.2. A partir des spectres d'harmoniques des tensions de sortie de l'onduleur dans la figure II.3, on constate que tous les harmoniques d'ordre non désiré sont nuls pour différentes valeurs de k. Ce qui confirme donc la faisabilité de notre méthode proposée. Les premiers rangs d'harmoniques non contrôlables sont le $9^{éme}$, $13^{éme}$, $17^{éme}$ et le $21^{éme}$.

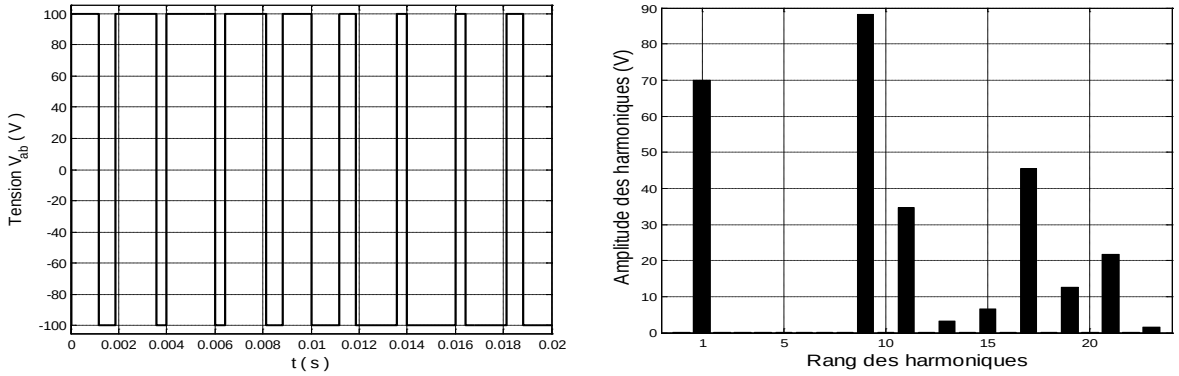


Figure II.3a $k = 9$

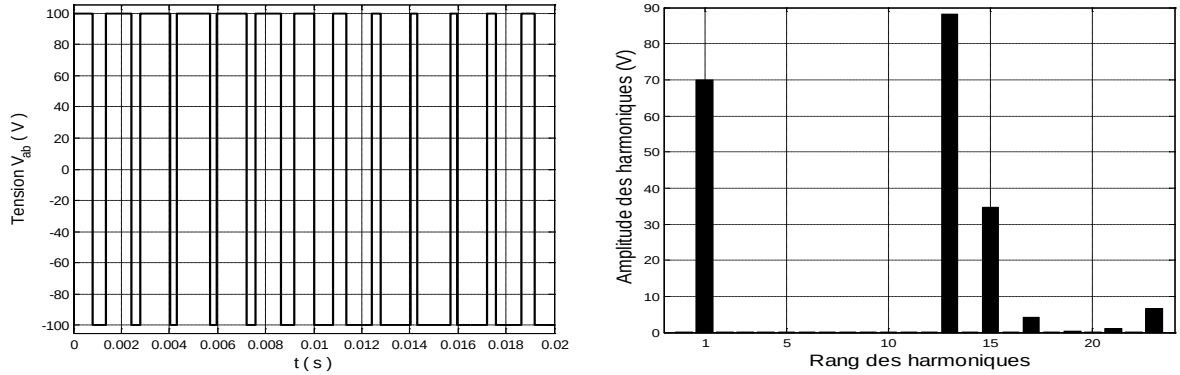


Figure II.3b $k = 13$

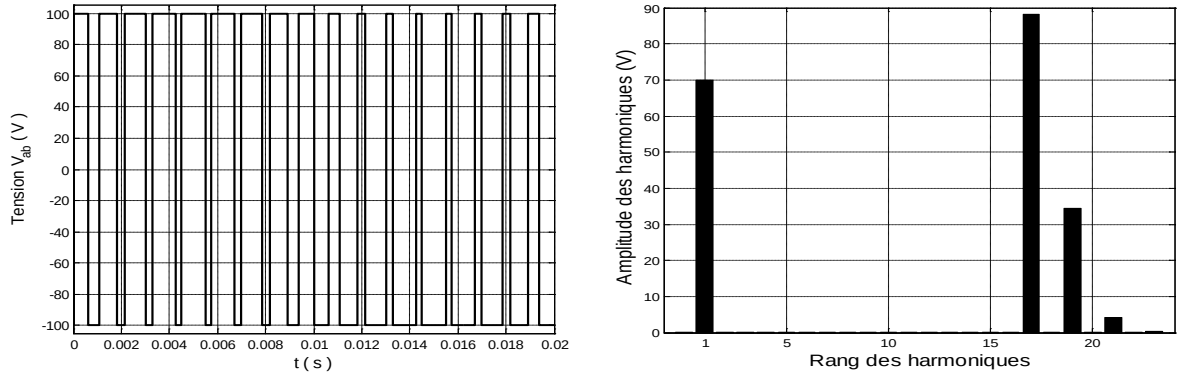


Figure II.3c $k = 17$

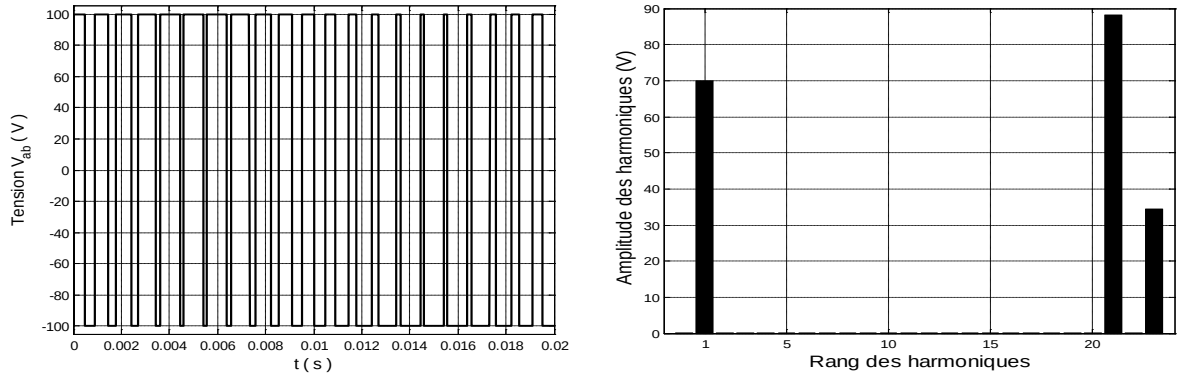


Figure II.3d $k = 21$

Figure II.3 Différentes tensions de sortie et leurs spectres d'harmoniques
pour un onduleur monophasé

II.3.2- Résultats de simulation pour un onduleur triphasé

Pour démontrer les performances de l'onduleur triphasé commandé par notre technique proposée pour différentes valeurs de k (k = 9, 13, 17, 21), le signal de la porteuse modifiée, la tension V_{am}, V_{as} et son spectre d'harmoniques sont montrés dans les figures II.4, II.5 et II.6.

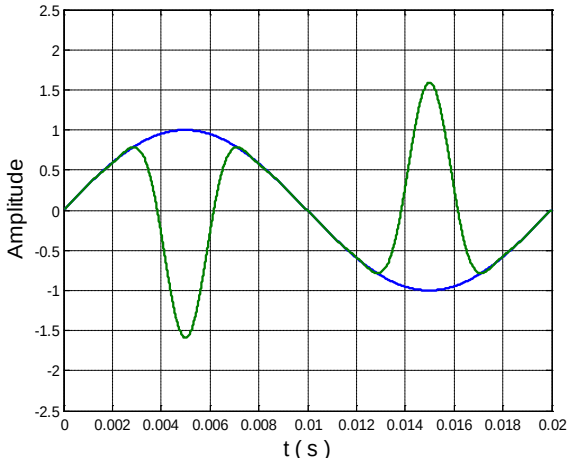


Figure II.4a k = 9

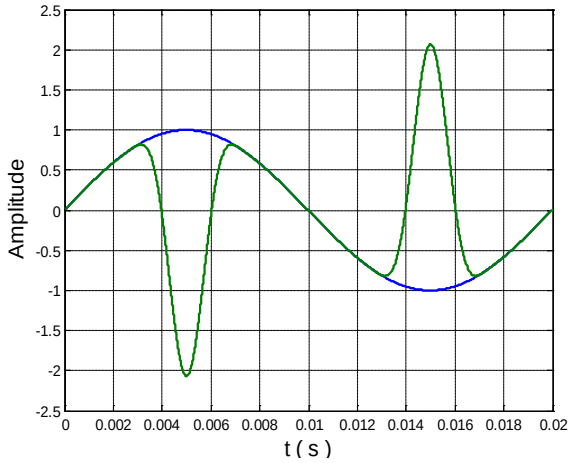


Figure II.4b k = 13

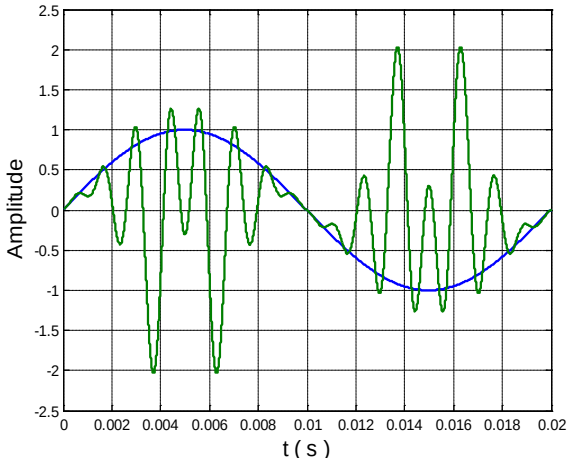


Figure II.4c k = 17

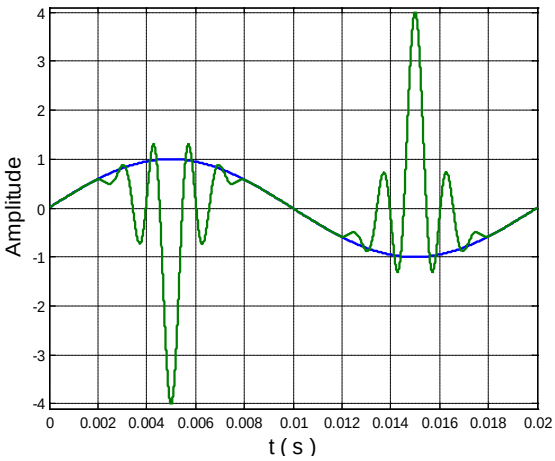


Figure II.4d k = 21

Figure II.4 Signal de la porteuse modifiée et le signal de référence pour un onduleur triphasé

Les résultats obtenus s'avèrent satisfaisants pour différentes valeurs de k. Les allures de la porteuse modifiée montrent clairement une forme quasi oscillatoire et ayant une symétrie par rapport au quart et à la demi-période, comme illustré dans la figure II.4. A partir des spectres d'harmoniques des tensions de sortie de l'onduleur dans les figures II.5a, 5b, 6a et 6b, on constate que tous les harmoniques de rang bas d'ordres non désirés seront éliminés, c'est-à-dire les premiers rangs d'harmoniques non contrôlables sont le $13^{éme}$, $19^{éme}$, $25^{éme}$ et le $31^{éme}$.

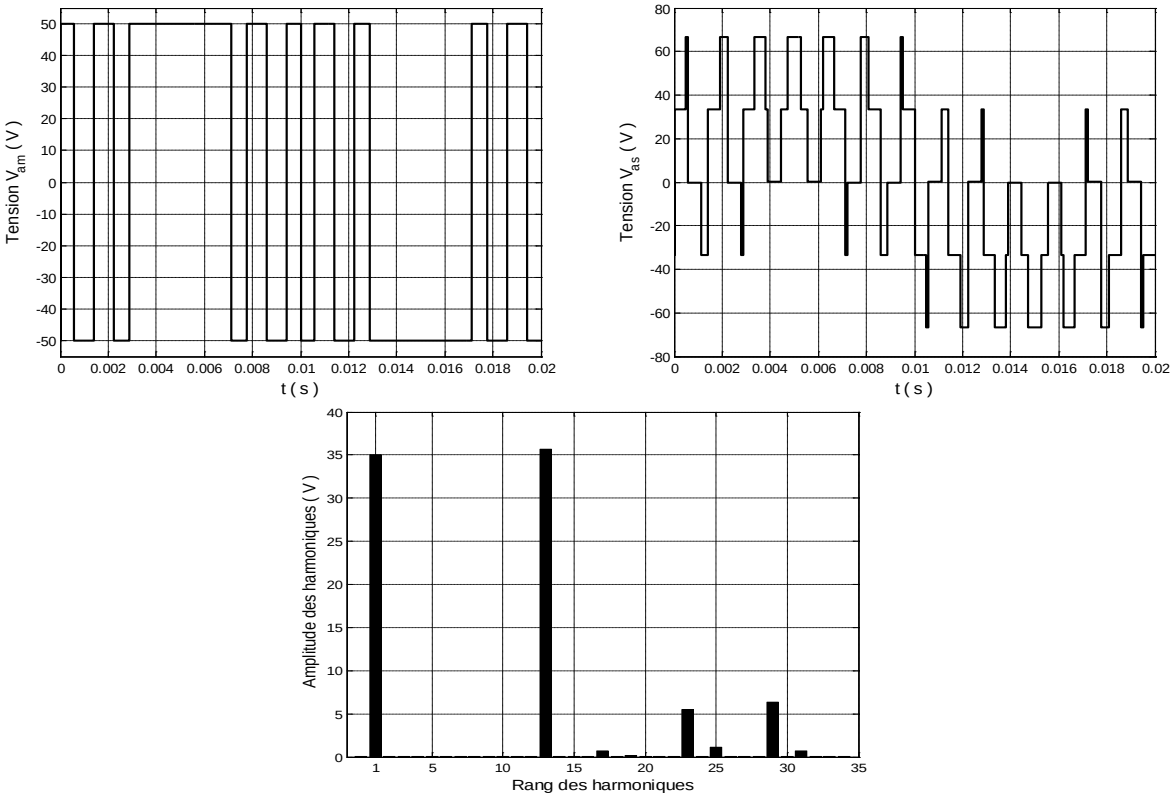


Figure II.5a $k = 9$

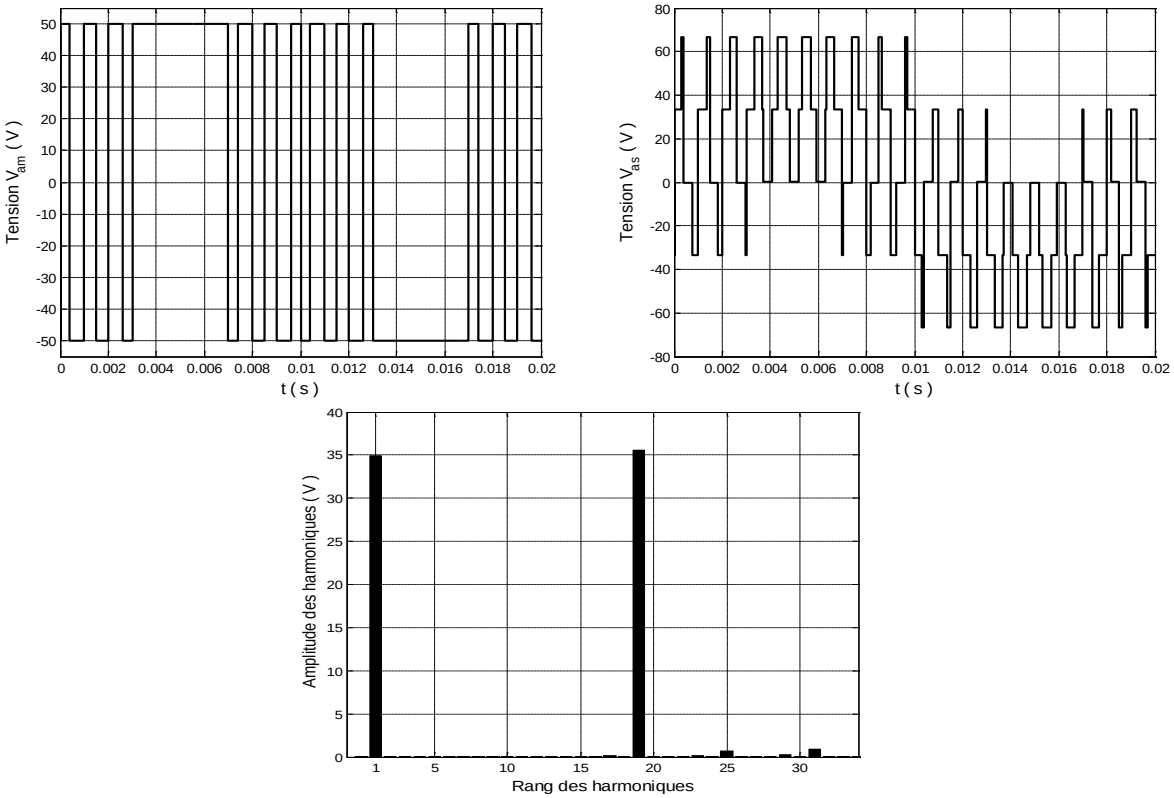


Figure II.5b $k = 13$

Figure II.5 Différentes tensions de sortie et leurs spectres d'harmoniques pour un onduleur triphasé

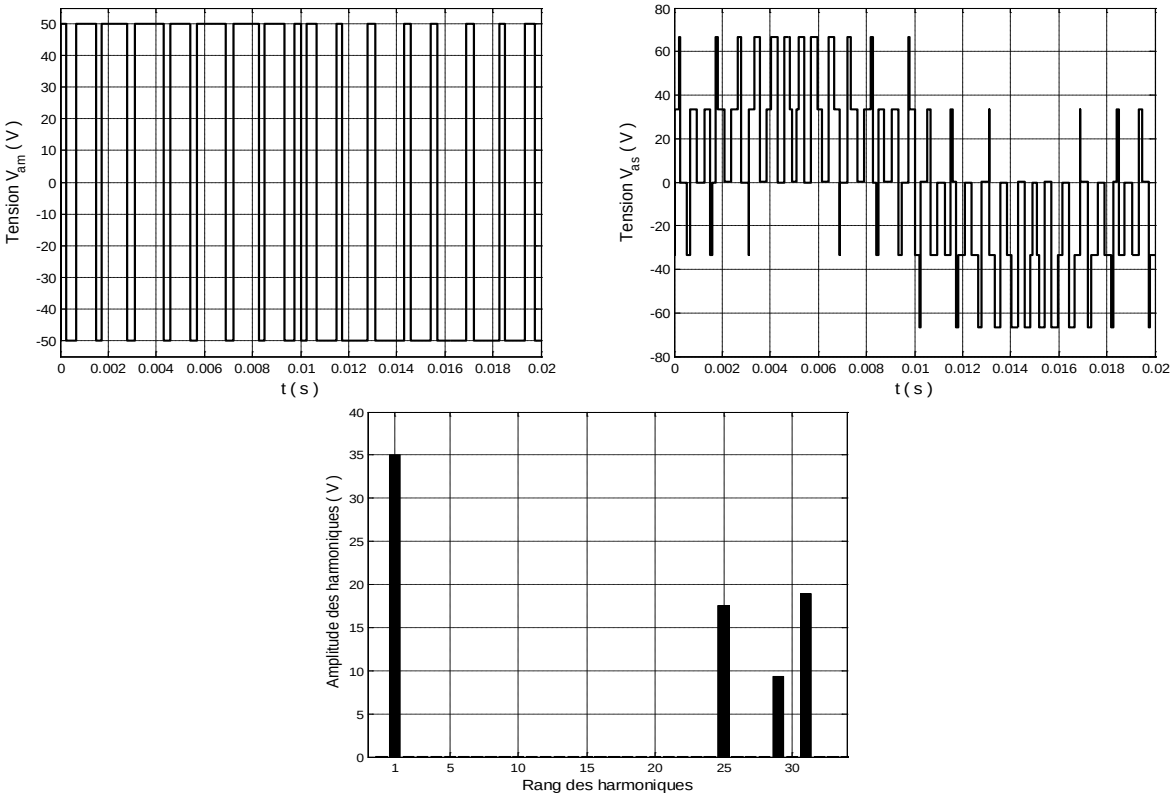


Figure II.6a k = 17

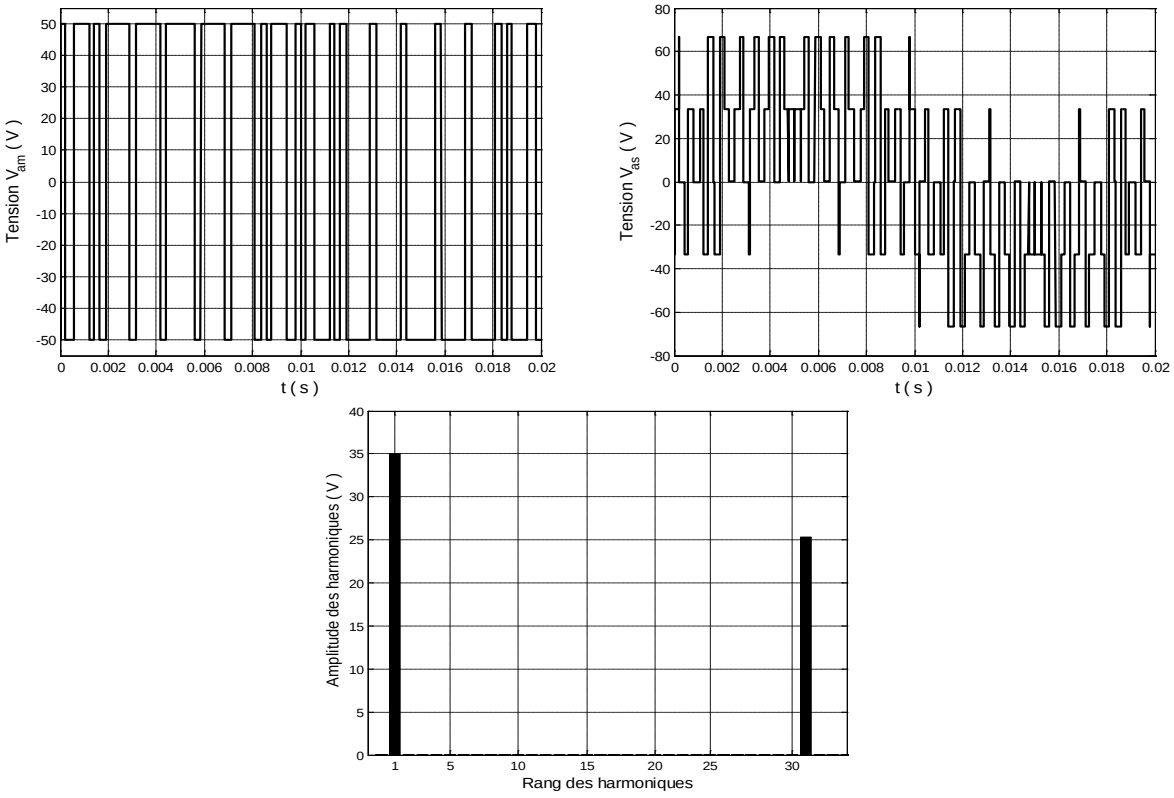


Figure II.6b k = 21

Figure II.6 Différentes tensions de sortie et leurs spectres d'harmoniques pour un onduleur triphasé

II.4- Résultats expérimentaux

Dans le but de vérifier expérimentalement la stratégie d'élimination sélective d'harmoniques en temps réel, la figure II.7a présente la photographie du banc d'essais utilisé, dont le schéma synoptique est donné par la figure II.7b. Les algorithmes de commande sont implémentés sur la carte DS1103 TMS320F240 branchée à un PC mené du logiciel MATLAB / Simulink. Pour visualiser les signaux de commande et l'acquisition des différentes grandeurs mesurées (tension, courant) en temps réel, le logiciel control-desk est employé, la fenêtre de ce dernier est illustrée dans la figure II.7c **[dSP-06]**, **[Mak-14.1]**.
La partie puissance est constituée d'un l'onduleur qui est composé de six transistors IGBT (1000V/25A) avec une fréquence de commutation maximale de 10 kHz, la tension continue à l'entrée de l'onduleur est assurée à travers un redresseur triphasé, enfin notre charge est une charge inductive-résistive (RL). On adopte les mêmes paramètres que la simulation. Une brève description du matériel utilisé est donnée en annexe A.



Figure II.7a Photographie du banc d'essai

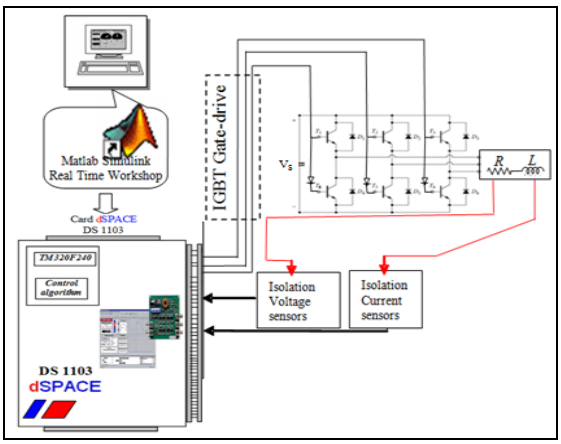


Figure II.7b Schéma synoptique du banc d'essai

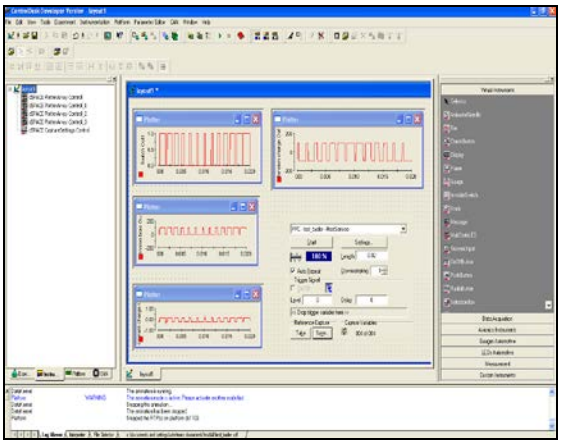


Figure II.7c Fenêtre du logiciel control-desk

Figure II.7 Description générale de la plate-forme expérimentale

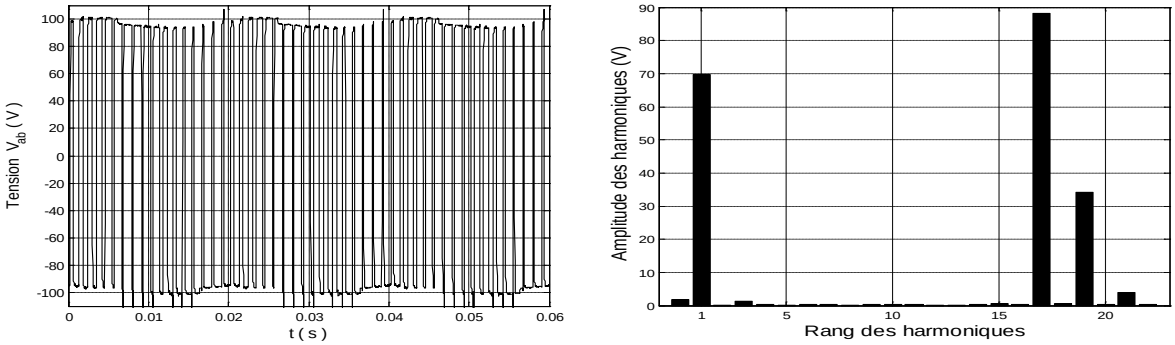


Figure II.8a Tension de sortie et son spectre d'harmoniques

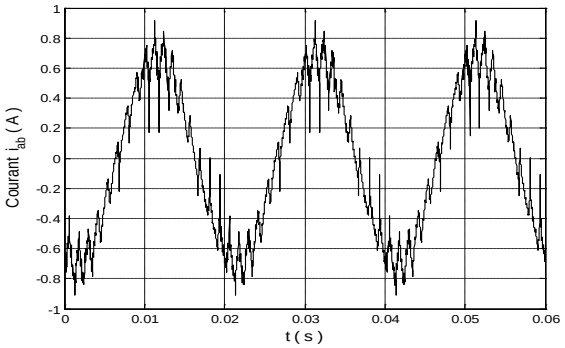


Figure II.8b Courant de la charge

Figure II.8 Résultats expérimentaux pour un onduleur monophasé (k = 17)

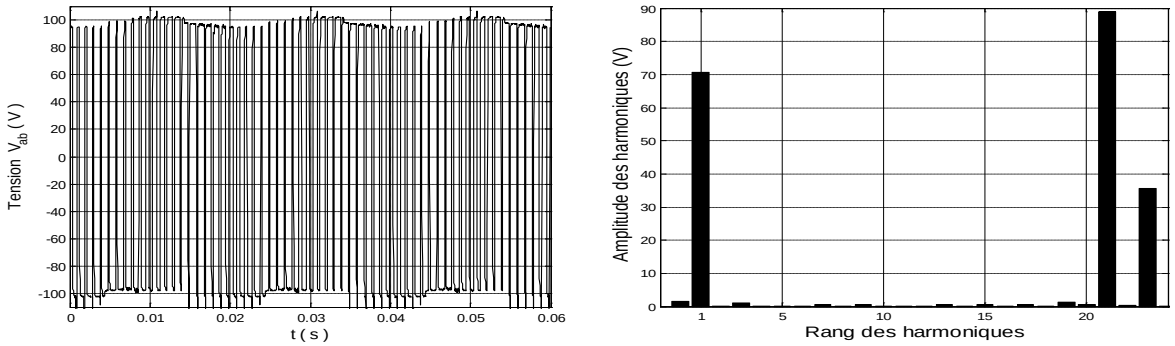


Figure II.9a Tension de sortie et son spectre d'harmoniques

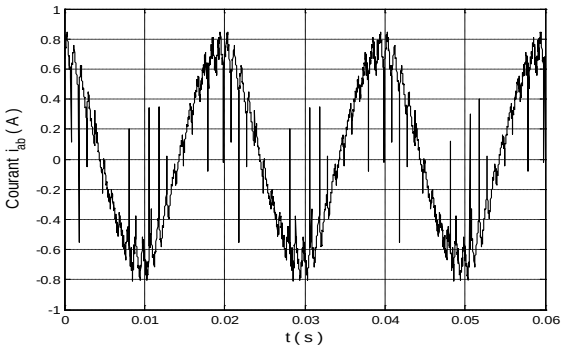


Figure II.9b Courant de la charge

Figure II.9 Résultats expérimentaux pour un onduleur monophasé (k = 21)

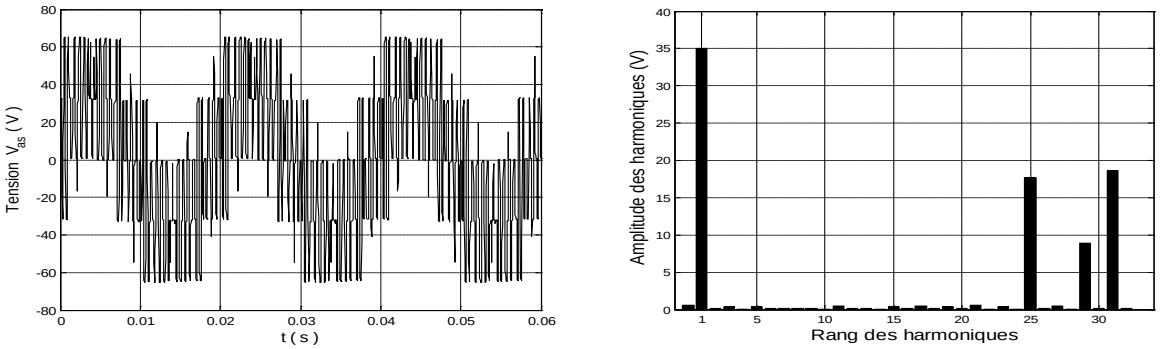


Figure II.10a Tension de sortie et son spectre d'harmoniques

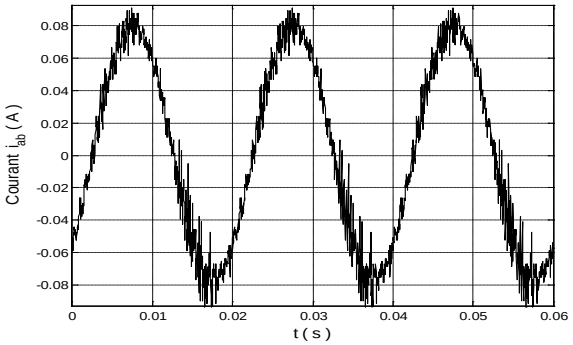


Figure II.10b Courant de la charge

Figure II.10 Résultats expérimentaux pour un onduleur triphasé (k = 17)

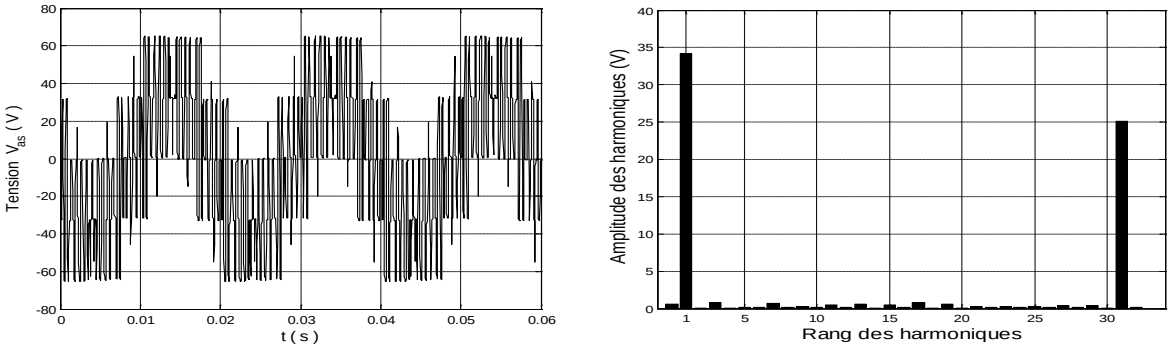


Figure II.11a Tension de sortie et son spectre d'harmoniques

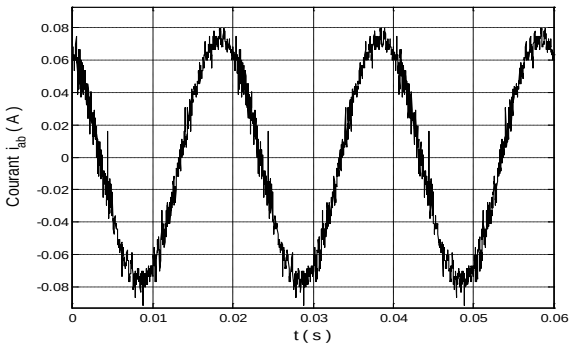


Figure II.11b Courant de la charge

Figure II.11 Résultats expérimentaux pour un onduleur triphasé (k = 21)

Les tensions de sortie et leurs spectres d'harmoniques sont présentées dans les figures II.8a, II.9a et II.10a, II.11a pour le cas du monophasé et du triphasé respectivement. D'après l'analyse harmonique des tensions, nous constatons que les résultats expérimentaux sont en conformité avec la simulation. Elle apparait une légère différence à cause de la tension d'entrée de l'onduleur qui n'est pas parfaitement constante. On peut voir que la technique proposée élimine avec succès les harmoniques non désirés tout en maintenant le fondamental à sa valeur désirée. Ces résultats montrent clairement la validité de la méthode proposée.
En plus, ces tensions sont appliquées sur une charge RL, les figures II.8b, II.9b, II.10b et II.11b montrent le courant traversant la charge qui a une nature sinusoïdale avec des bruits à haute fréquence.

II.5- Extension de la stratégie proposée aux résultats de la stratégie MLI-ESH

On va démontrer par la suite comment notre stratégie proposée peut utiliser les valeurs des angles de commutation calculées pour la MLI-ESH.
On prend comme exemple les valeurs des angles de commutation pour les quatre cas indiqués dans le tableau II.13 (pour un onduleur triphasé avec $m_i = 0.70$) :

	La symétrie par rapport au quart et à la demi-période		La symétrie par rapport à la demi-période	
	MLI-ESH Bipolaire	MLI-ESH Unipolaire	MLI-ESH Bipolaire	MLI-ESH Unipolaire
α_1	0.2269	0.7503	0.3057	0.5221
α_2	0.2734	0.8362	0.4909	1.6209
α_3	1.1527	0.9840	0.6868	1.8770
α_4	1.2937	1.1596	0.8405	1.9441
α_5	1.4896	1.2303	1.0617	2.1955
α_6	*	*	1.2085	2.2389
α_7	*	*	2.4689	2.6961
α_8	*	*	2.6353	2.8536
α_9	*	*	2.8109	3.0315
α_{10}	*	*	3.0218	3.1067

Tableau II.13 Valeurs numériques des angles de commutation

On utilise la même expression du signal de la porteuse modifiée dans l'équation II.11 pour la symétrie par rapport au quart et à la demi-période. Pour la symétrie par rapport à la demi-période, on va effectuer quelques modifications :

1/ Le paramètre q_i prend les valeurs suivantes :
q_1=2, q_2=3, q_3=4, q_4=5, q_5=6, q_6=7, q_7=8, q_8=9, q_9=10, q_{10}=11

2/ Le signal de la porteuse modifiée a une symétrie par rapport au quart et à la demi-période, donc pour établir une forme qui a une symétrie par rapport à la demi-période tout d'abord, on prend une demi période de la porteuse et on inverse cette dernière pour créer la forme de la deuxième demi période de la porteuse.

Pour les autres étapes de calcul du paramètre A_i elles restent inchangeables et les valeurs numériques sont déterminées et reportées dans le tableau II.14.

	La symétrie par rapport au quart et à la demi-période		La symétrie par rapport à la demi-période	
	MLI-ESH Bipolaire	MLI-ESH Unipolaire	MLI-ESH Bipolaire	MLI-ESH Unipolaire
A_1	1.12341	2.89997	0.49301	-0.96097
A_2	-0.51640	3.04776	0.60454	0.21314
A_3	-0.75507	2.45159	-0.64883	1.66698
A_4	0.14036	1.15862	-0.14113	2.43758
A_5	0.27579	0.42115	0.45943	2.23210
A_6	0	0	-0.09660	1.45786
A_7	0	0	-0.18674	0.69212
A_8	0	0	0.09733	0.23082
A_9	0	0	0.03223	0.04890
A_{10}	0	0	-0.03085	0.00498

Tableau II.14 Valeurs numériques de A_i

Les figures II.12a et 13a montrent bien la symétrie par rapport au quart et à la demi-période de la porteuse modifiée d'une part, d'autre part les figures II.14a et 15a montrent aussi la symétrie par rapport à la demi période de la porteuse modifiée. En outre, si on compare les allures des tensions de sortie et leurs spectres d'harmoniques présentés dans les figures II.12b, 13b, 14b et 15b avec les figures I.10b, 11b, 12b et 13b respectivement, on ne constate aucune différence enregistrée au niveau des amplitudes que ce soit pour le fondamental ou pour les harmoniques non éliminés c'est-à-dire on obtient les mêmes performances que la stratégie MLI-ESH. Nous constatons aussi que notre stratégie proposée a un avantage considérable dans le but d'exploiter touts les résultats des travaux effectués sur la technique MLI-ESH.

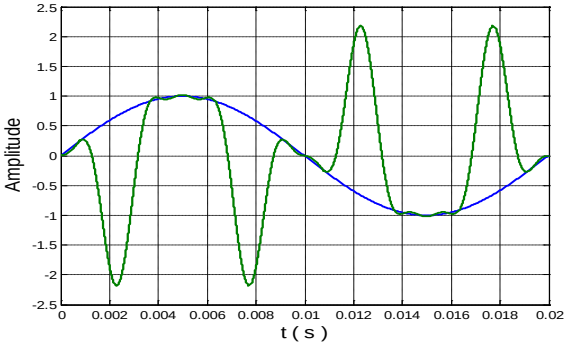


Figure II.12a Signal de la porteuse modifiée et le signal de référence

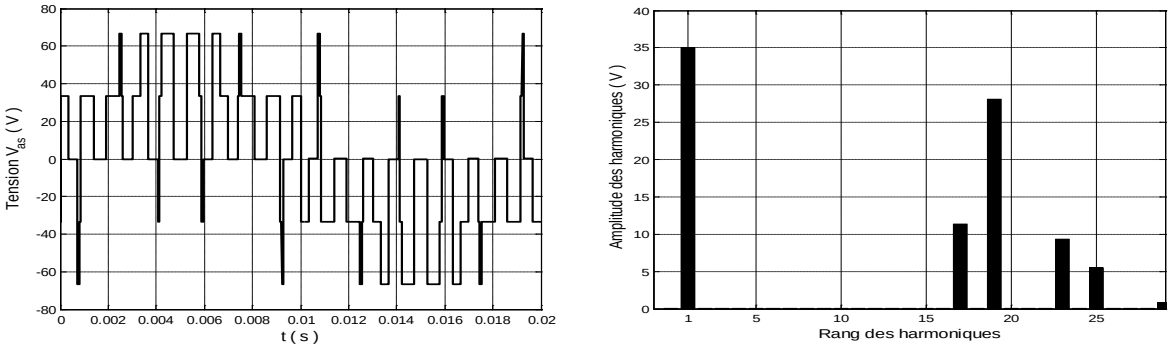


Figure II.12b Tension de sortie et son spectre d'harmoniques

Figure II.12 Résultats obtenus par la MLI-ESH-TR avec des angles de la MLI-ESH-B pour une symétrie par rapport au quart et à la demi-période

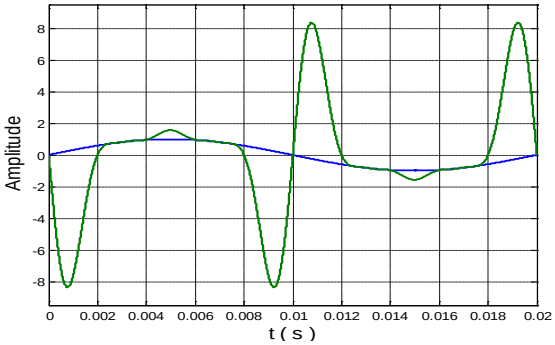


Figure II.13a Signal de la porteuse modifiée et le signal de référence

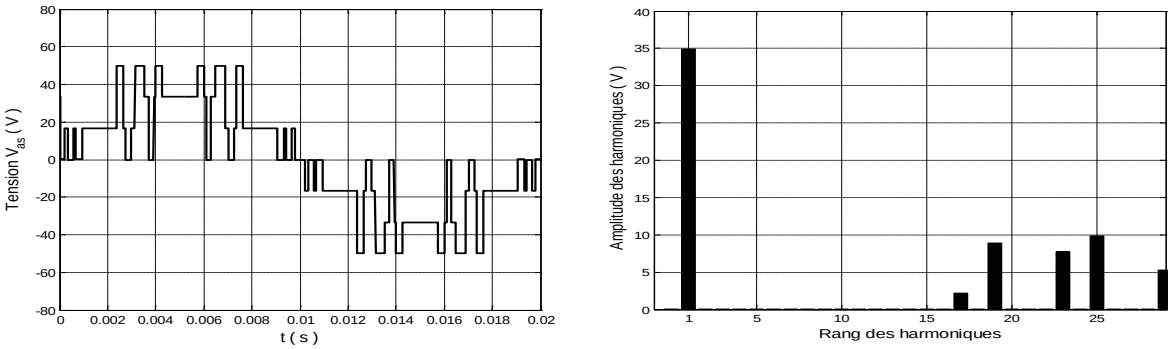


Figure II.13b Tension de sortie et son spectre d'harmoniques

Figure II.13 Résultats obtenus par la MLI-ESH-TR avec des angles de la MLI-ESH-U pour une symétrie par rapport au quart et à la demi-période

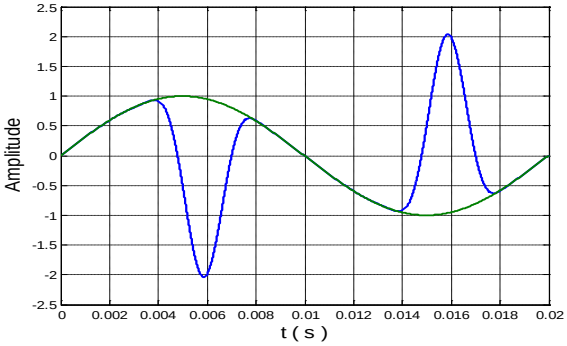


Figure II.14a Signal de la porteuse modifiée et le signal de référence

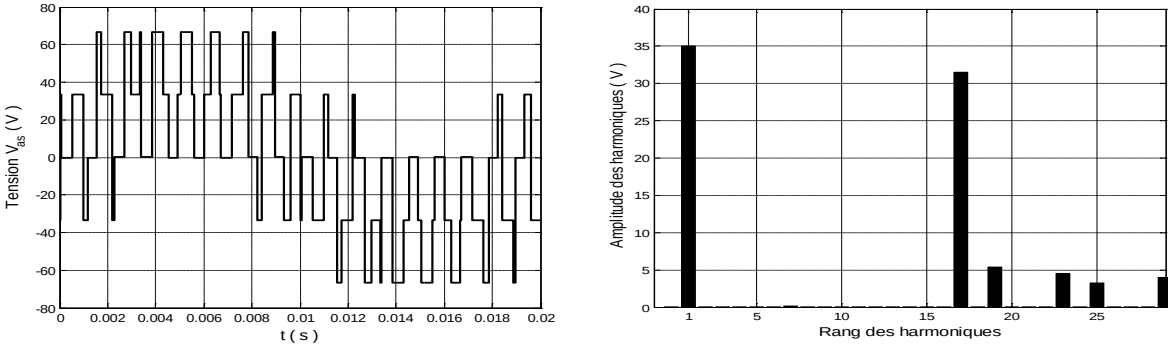


Figure II.14b Tension de sortie et son spectre d'harmoniques

Figure II.14 Résultats obtenus par la MLI-ESH-TR avec des angles de la MLI-ESH-B pour une symétrie par rapport à la demi-période

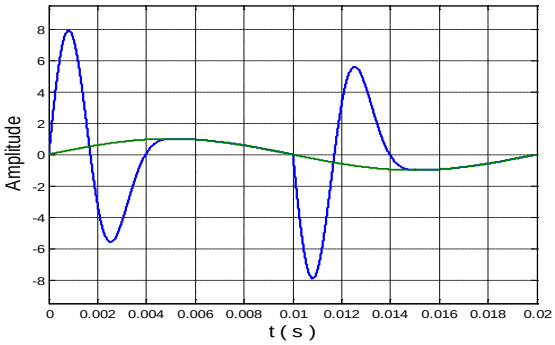


Figure II.15a Signal de la porteuse modifiée et le signal de référence

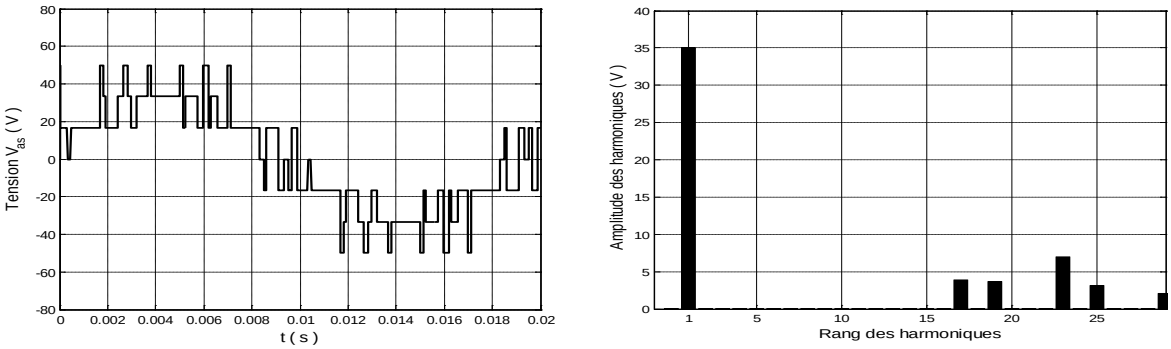


Figure II.15b Tension de sortie et son spectre d'harmoniques

Figure II.15 Résultats obtenus par la MLI-ESH-TR avec des angles de la MLI-ESH-U pour une symétrie par rapport à la demi-période

Conclusion

Le principe de la MLI-ESH présentée dans le chapitre précédent est de calculer les angles de commutation par la résolution d'un système d'équations non linéaires pour éliminer certains harmoniques du spectre de la tension désirée. Les résultats de ces calculs sont stockés dans des mémoires puis utilisés au cours du fonctionnement selon les besoins. Un récent avancement dans le domaine des techniques de commande des systèmes d'alimentation donne la naissance d'une stratégie qui permet la génération des angles de commutation à partir d'une comparaison entre deux signaux, le premier c'est la référence et le deuxième c'est la porteuse sinusoïdale modifiée, Par conséquent on n'a pas besoin d'utiliser les mémoires. Cette nouvelle technique est appelée l'élimination sélective d'harmoniques en temps réel (MLI-ESH-TR).

Les résultats présentés dans ce chapitre pour un onduleur monophasé et triphasé démontrent clairement la généralisation de notre stratégie du point de vue le nombre d'harmoniques à éliminer, cela est due à la formule de la porteuse sinusoïdale modifiée adoptée, sous forme linéaire ce qui facilite le calcul des différents paramètres. De plus, notre stratégie a l'avantage d'être applicable à tous les résultats de la stratégie MLI-ESH c'est-à-dire, on peut exploiter les angles de commutation calculés pour la stratégie MLI-ESH et de créer un signal de la porteuse sinusoïdal modifiée, tous ça en gardant le même spectre d'harmoniques de la tension désirée. Les résultats expérimentaux sont très satisfaisants et prouvent clairement la validité de la technique proposée pour l'onduleur monophasé et triphasé.

Chapitre III

Simplification et implémentation de la MLI par élimination sélective d'harmoniques

Introduction

Plusieurs travaux de recherche ont été consacrés à la simplification et l'implémentation de la MLI à élimination sélective d'harmoniques (MLI-ESH). La commande en temps réel par cette technique exige le stockage de tous les angles de commutation obtenus dans des mémoires, la capacité de ces dernières est relative au nombre d'harmoniques à éliminer et aussi au pas d'échantillonnage de l'intervalle de variation de l'indice de modulation. Cette méthode est connue sous le nom la méthode des tableaux (Look up table : LUT) **[Jia-96]**, **[Alb-12]**.

D'autres méthodes sont basées sur la recherche d'une relation mathématique de la variation de la trajectoire des angles en fonction de l'indice de modulation. La stratégie MLI-ESH à échantillonnage régulier (MLI-ESH-ER) est définie par des équations mathématiques sur des intervalles bien déterminés suivant les allures des trajectoires des angles de commutation obtenus par la MLI-ESH qui varient entre 0^o et 60^o ou entre 0^o et 90^o, c'est-à-dire cette technique est applicable pour une symétrie par rapport au quart et à la demi-période bipolaire avec un nombre pair d'harmoniques à éliminer pour un onduleur monophasé et triphasé **[Bow-95]**, **[Bow-99]**, **[Bow-01]**, **[Bow-06]**. Par contre la technique MLI-ESH linéarisant (MLI-ESH-L) repose sur la linéarisation des trajectoires des angles de commutation obtenus pour la MLI-ESH par des équations du premier ordre, avec le cas d'une symétrie par rapport au quart et à la demi-période unipolaire et un nombre impair d'harmoniques à éliminer, pour un onduleur monophasé **[Azl-06]**. Une MLI-SHE simplifiée (MLI-ESH-S) basée sur l'algorithme des surfaces égales (Equal Area Algorithm) **[Che-97]** dans le cas d'une symétrie par rapport au quart et à la demi-période unipolaire pour un onduleur monophasé. **[Vil-0.5]** propose une amélioration de cet algorithme basée sur le centre de gravité (Centroid PWM : CPWM). Une autre approche est basée sur l'une des techniques de l'intelligence artificielle, il s'agit des réseaux de neurones. Son implémentation pratique demande l'utilisation de la carte dite field programmble gate array (FPGA) et le langage VHDL **[And-94]**, **[Woe-08]**, **[Ima-11]**.

Dans les techniques décrites ci-dessus les variables de sortie sont des angles, par contre dans la MLI par élimination sélective d'harmoniques en temps réel (MLI-ESH-TR) développée dans le chapitre précédent les angles sont transformés au paramètre A_i à travers le signal de la porteuse modifiée, donc on cherche comment générer le paramètre A_i le long de l'intervalle de variation de l'indice de modulation. Pour cela nous proposons d'utiliser l'interpolation polynomiale de Lagrange [**Mak-14.4**].

Dans ce chapitre, nous allons démontrer mathématiquement et d'une manière claire les différentes simplifications (approximations) et implémentations des trajectoires des angles de commutation calculés par la MLI-ESH. Des résultats de simulation et expérimentales de ces méthodes sont présentés.

III.1- La stratégie MLI-ESH avec la méthode des tableaux (MLI-ESH-LUT)

On prend comme exemple les résultats des angles de commutation obtenu dans le premier chapitre dans le cas de la symétrie par rapport au quart et à la demi-période pour un onduleur monophasé et triphasé. L'intervalle de variation de l'indice de modulation ([0, 1]) est discrétisé avec un pas de 0.1. Les résultats sont présentés dans les tableaux III.1a et III.1b.

m_i	α_1	α_2	α_3	α_4	α_5
0.0	0.2856	0.5712	0.8568	1.1424	1.4280
0.1	0.2894	0.5631	0.8671	1.1291	1.4420
0.2	0.2926	0.5541	0.8765	1.1149	1.4558
0.3	0.2952	0.5444	0.8848	1.0999	1.4695
0.4	0.2971	0.5338	0.8918	1.0838	1.4832
0.5	0.2982	0.5224	0.8971	1.0662	1.4967
0.6	0.2982	0.5099	0.9000	1.0464	1.5103
0.7	0.2970	0.4961	0.8995	1.0234	1.5239
0.8	0.2941	0.4805	0.8931	0.9950	1.5377
0.9	0.2885	0.4620	0.8755	0.9562	1.5517
1.0	0.2767	0.4364	0.8312	0.8930	1.5661

Tableau III.1a : Onduleur monophasé

m_i	α_1	α_2	α_3	α_4	α_5
0.0	0.3338	0.3338	1.0472	1.3941	1.3941
0.1	0.3246	0.3299	1.0623	1.3808	1.4091
0.2	0.3040	0.3149	1.0773	1.3658	1.4223
0.3	0.2860	0.3029	1.0922	1.3511	1.4357
0.4	0.2696	0.2931	1.1072	1.3365	1.4491
0.5	0.2544	0.2851	1.1223	1.3221	1.4626
0.6	0.2403	0.2785	1.1374	1.3078	1.4761
0.7	0.2269	0.2734	1.1527	1.2937	1.4896
0.8	0.2142	0.2694	1.1682	1.2799	1.5031
0.9	0.2022	0.2666	1.1843	1.2666	1.5165
1.0	0.1907	0.2647	1.2020	1.2547	1.5299

Tableau III.1b : Onduleur triphasé

Tableau III.1 Valeurs numériques des angles de commutation

L'implémentation en temps réel de cette méthode dans le logiciel Matlab/simulink exige l'utilisation du bloc « Look up Table » pour stocker les différents angles. Dans le cas où la valeur de l'indice de modulation ne correspond pas aux valeurs dans le tableau, on utilise une méthode d'interpolation linéaire pour les deux points qui limitent le point à chercher.

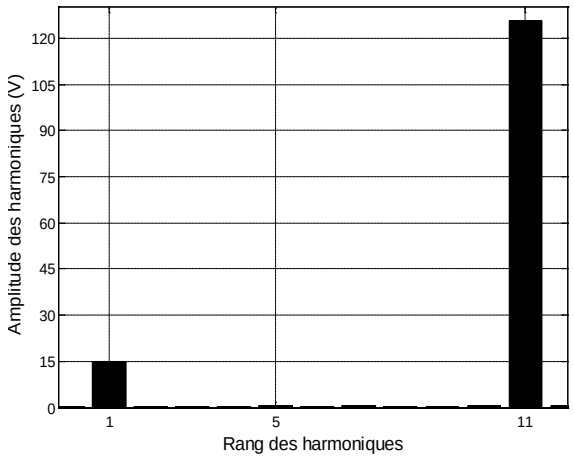


Figure III.1a $m_i = 0.15$

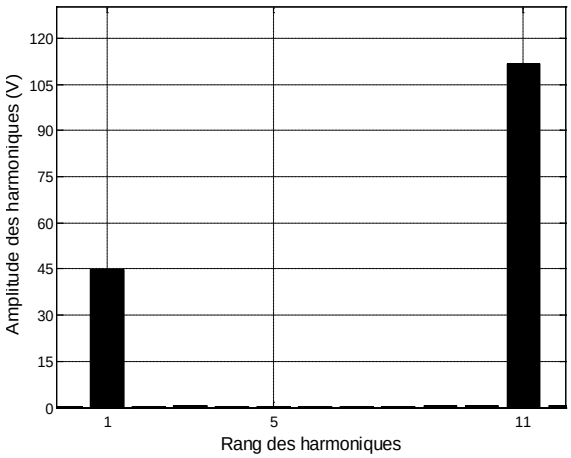


Figure III.1b $m_i = 0.45$

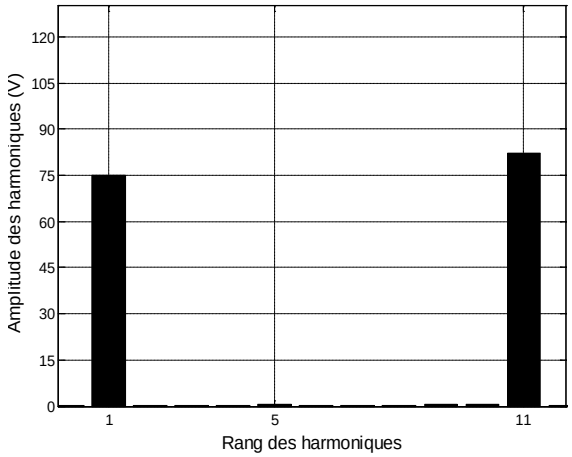


Figure III.1c $m_i = 0.75$

Figure III.1 Spectres d'harmoniques de la tension pour un onduleur monophasé

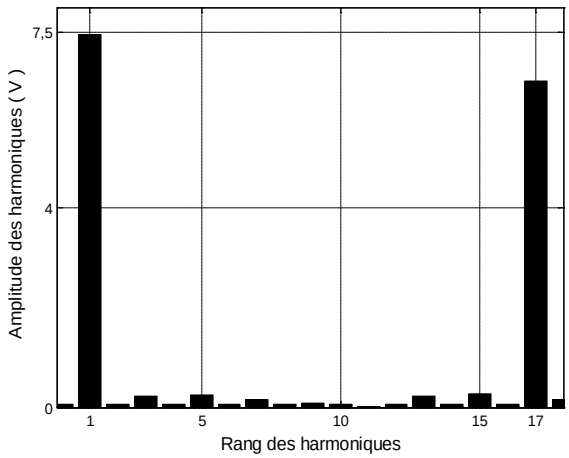


Figure III.2a $m_i = 0.15$

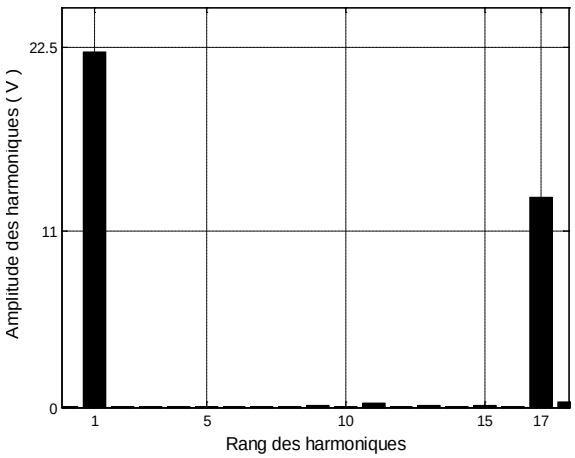


Figure III.2b $m_i = 0.45$

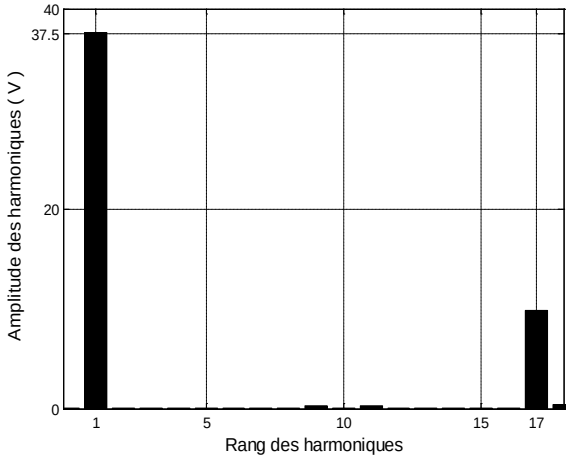


Figure III.2c $m_i = 0.75$

Figure III.2 Spectres d'harmoniques de la tension pour un onduleur triphasé

La figure III.1 et III.2 montre l'analyse spectrale de la tension de sortie (La tension continue à l'entrée de l'onduleur est égale à 100 V), on remarque que les harmoniques 3, 5, 7 et 9 (5, 7, 11 et 13) sont nuls, et le fondamental prend la valeur souhaitée.

La figure III.3 montre un schéma simplifié de cette stratégie.

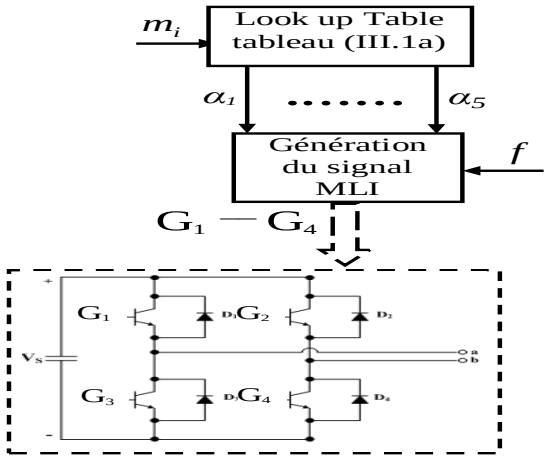


Figure III.3a Onduleur monophasé

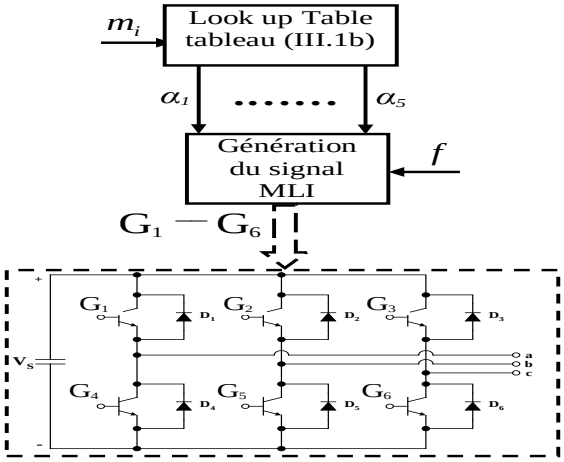


Figure III.3b Onduleur triphasé

Figure III.3 Schéma simplifié de l'implémentation de la MLI-ESH-LUT

III.2- La stratégie MLI-ESH à échantillonnage régulier (MLI-ESH-ER)

Le développement de cette technique s'appuit sur des remarques sur la variation des trajectoires des angles de commutation obtenus par la MLI-ESH. Il est applicable pour les onduleurs monophasé et triphasé, de plus il est valable pour toute valeur de *N* impaire (*N* : nombre d'angles). Les figures ci-après montrent un exemple des angles de

commutation présenté dans **[Bow-99]**, **[Bow-01]** obtenus par la MLI-ESH en utilisant l'équation (I.3) avec la contrainte (I.4) :

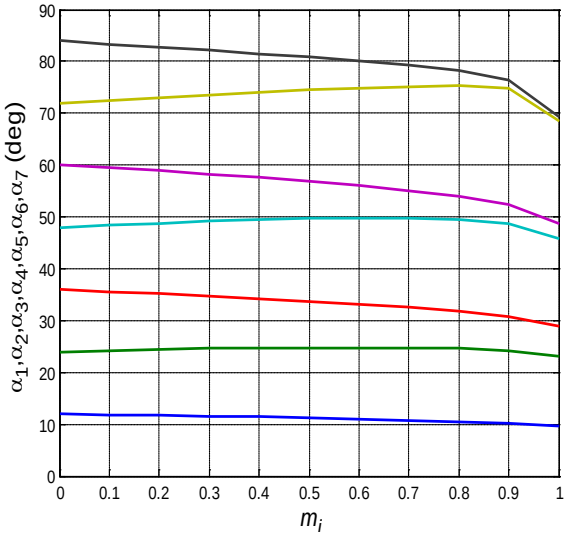


Figure III.4a $N = 7$

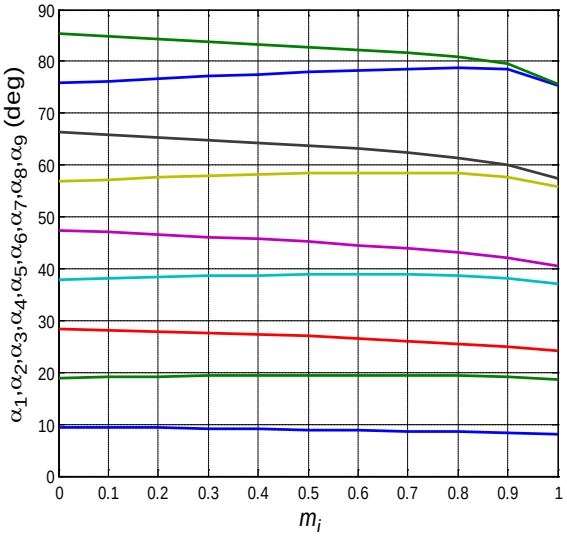


Figure III.4b $N = 9$

Figure III.4 Trajectoire des angles de commutation en fonction de m_i pour un onduleur monophasé

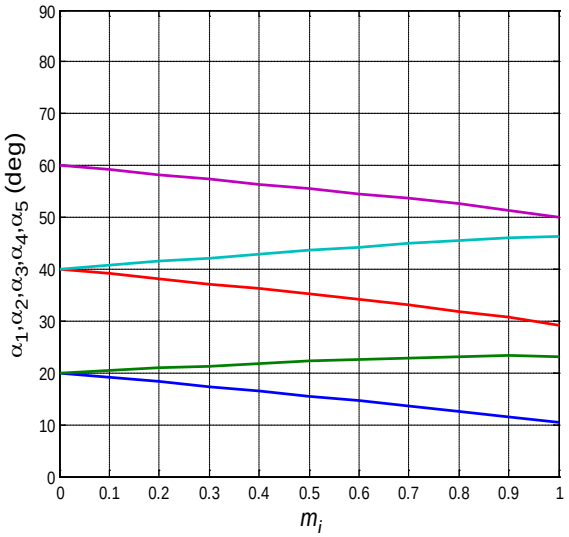


Figure III.5a $N = 5$

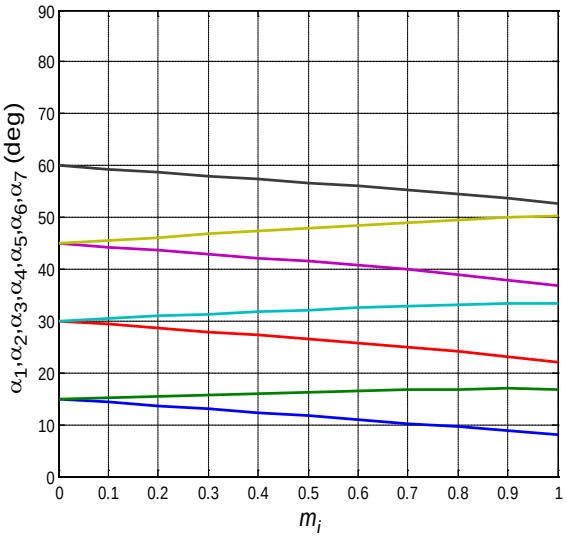


Figure III.5b $N = 7$

Figure III.5 Trajectoire des angles de commutation en fonction de m_i pour un onduleur triphasé

A partir des figures III.4 et III.5 on peut extraire les caractéristiques suivantes **[Bow-99]**, **[Bow-01]** :

- Les trajectoires des angles de commutation sont approximativement linéaires dans l'intervalle de variation de l'indice de modulation [0, 0.95] et [0, 0.80] au cas d'un onduleur monophasé et triphasé respectivement ;

- Les trajectoires des angles de commutation qui ont un indice impair sont parallèles et ont des pontes négatives. Au contraire ceux qui ont un indice pair sont aussi parallèles mais avec des pentes positives ;

- Pour la valeur de l'indice de modulation nulle, la différence entre deux angles successifs pour un onduleur monophasé est donné par la relation suivante :

$$T = \frac{2.\pi}{2.N+1} \tag{III.1}$$

- Pour la valeur de l'indice de modulation nulle, la différence entre deux paires des angles successives pour un onduleur triphasé est donné par la relation suivante

$$T = \frac{2.\pi}{3.(N+1)} \tag{III.2}$$

- Il faut noter que ces caractéristiques ne sont pas applicables aux allures illustrées à la figure I.6.

La modélisation mathématique de cette stratégie est définie par les équations suivantes **[Bow-99]**, **[Bow-01]** :

1/ Pour un onduleur monophasé :

** Avec un indice des angles impair c'est-à-dire i = 1, 3, 5,……, N

$$\alpha_i = i\frac{T}{2} - M_1\frac{T}{2}\sin(i\frac{T}{2} + \varphi_1) - A\frac{T}{2} \tag{III.3}$$

$$M_1 = \frac{m_i}{2}, \quad \varphi_1 = \frac{T}{4}, \quad A = 0.2.(1-\cos(\frac{\pi.m_i}{2})) \tag{III.4}$$

** Avec un indice des angles pair donc i = 2, 4, 6,……, N-1

$$\alpha_i = i\frac{T}{2} - M_2\frac{T}{2}\sin(i\frac{T}{2} + \varphi_2) + B\frac{T}{2} \tag{III.5}$$

$$M_2 = 0.343.m_i, \quad \varphi_1 = -\frac{\pi}{4}, \quad B = 0.145.\sin(\frac{\pi.m_i}{1.4})) \tag{III.6}$$

2/ Pour un onduleur triphasé :

** Avec un indice des angles impair (i = 1, 3, 5,……, N)

$$\alpha_i = (i+1)\frac{T}{2} - \frac{M.T}{2}\sin((i+1)\frac{T}{2} + \varphi_1) \qquad \text{(III.7)}$$

** Avec un indice des angles pair (i = 2, 4, 6,……, N-1)

$$\alpha_i = i\frac{T}{2} - \frac{M.T}{2}\sin(i\frac{T}{2} + \varphi_2) \qquad \text{(III.8)}$$

Les valeurs des constantes $T,\ \varphi_1,\ \varphi_2$ sont présentées au tableau III.2.

m_i	T	φ_1	φ_2
$0 \le m_i \le 0.8$	$\frac{2.\pi}{3.(N+1)}$	$\frac{N.T}{2}$	$\frac{T}{4}$
$0.8 < m_i \le 1.27$	$\frac{\pi}{3.(N+1)}(1+\cos\left(\left(\frac{m_i-0.8}{0.4}\right)^2 \cdot \frac{\pi}{2}\right)$	$\frac{N.T}{2}$	$\frac{T}{4}$

Tableau III.2 Valeurs numériques des constantes $T,\ \varphi_1,\ \varphi_2$

A partir des équations III.1 jusqu'à III.8, les résultats correspondants à la mise en œuvre de la technique MLI-ESH-ER sont montrés dans les figures III.6 et III.7.

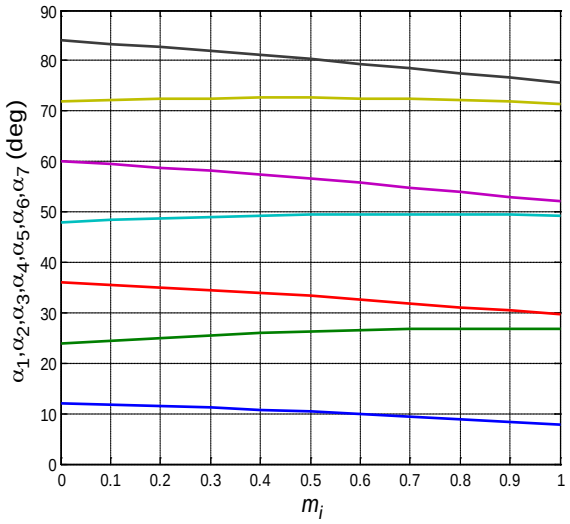


Figure III.6a N = 7

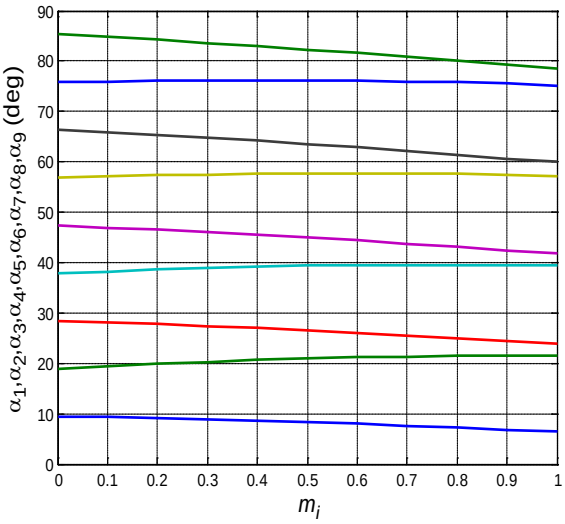


Figure III.6b N = 9

Figure III.6 Trajectoire des angles de commutation en fonction de m_i pour un onduleur monophasé

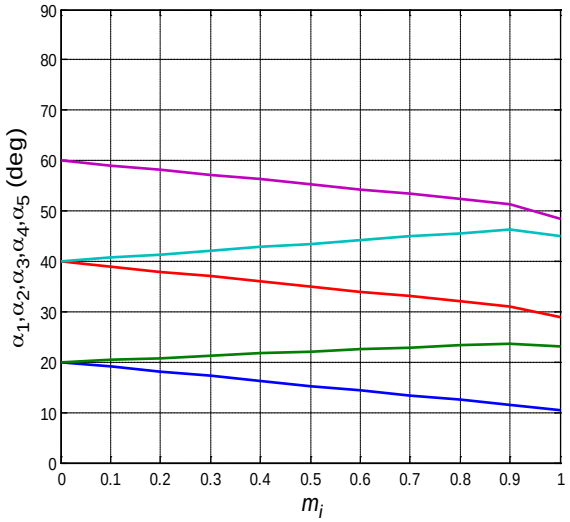


Figure III.7a $N = 5$

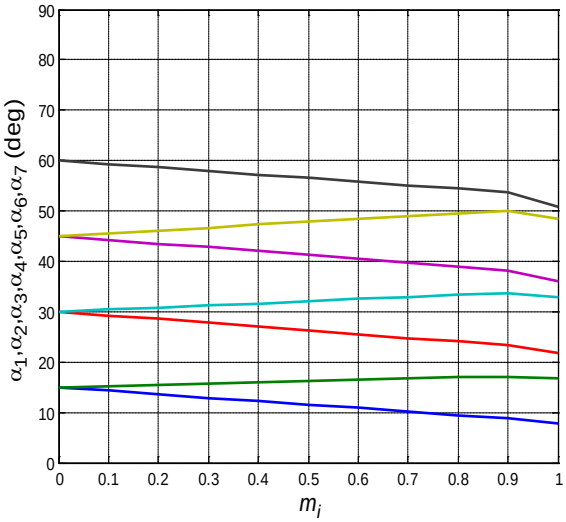


Figure III.7b $N = 7$

Figure III.7 Trajectoire des angles de commutation en fonction de m_i pour un onduleur triphasé

Les valeurs numériques des angles de commutation montrées dans les figures III.4-III.7 pour la MLI-ESH et la MLI-ESH-ER sont présentées sous forme des tableaux dans l'annexe B.

Notons que $\Delta\alpha_i$ c'est l'erreur entre les valeurs de l'angle calculées par la technique MLI-ESH et MLI-ESH-ER.

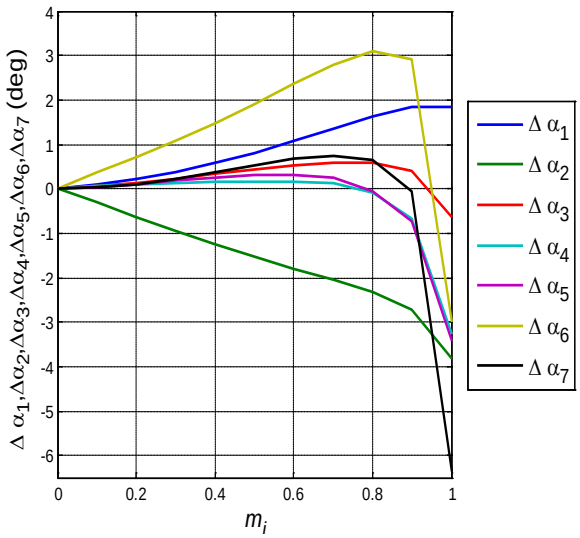


Figure III.8a $N = 7$

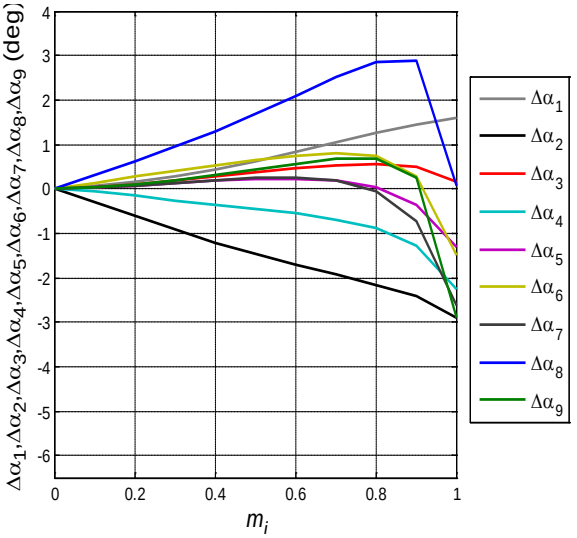


Figure III.8b $N = 9$

Figure III.8 Evolution de l'erreur des angles de commutation en fonction de m_i pour un onduleur monophasé

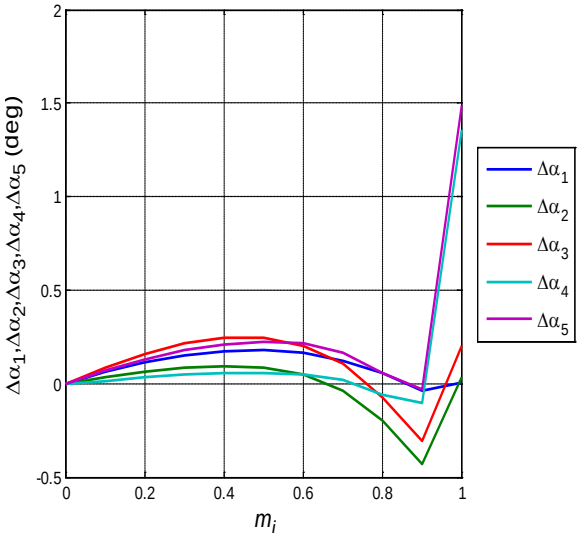


Figure III.9a $N = 5$

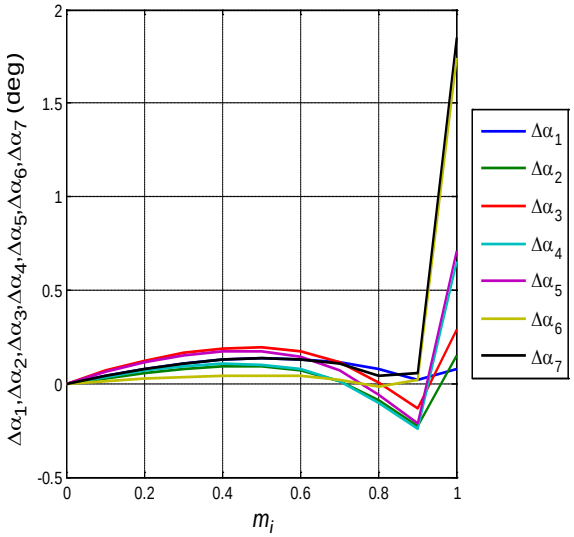


Figure III.9b $N = 7$

Figure III.9 Evolution de l'erreur des angles de commutation en fonction de m_i pour un onduleur triphasé

A partir des figures III.8a et III.8b on remarque que pour $m_i \in [0, 0.9]$ et $m_i \in [0, 1]$ l'erreur varie dans l'intervalle [-3, 3] degrés, par contre pour $m_i \in [0.9, 1]$ l'erreur atteint sa valeur maximale de -6 degrés, donc on déduit que les approximations appliquées ne sont pas vraiment fiables surtout dans l'intervalle [0.9, 1]. On remarque aussi que l'erreur diminue avec l'augmentation de N.

Pour les résultats illustrés dans les figures III.9a et III.9b on remarque que l'erreur est douze fois plus faible que celle du cas d'un onduleur monophasé pour m_i compris entre 0 et 0.9.

Pour voir l'effet de l'erreur des angles de commutation sur la forme du spectre d'harmoniques de la tension de sortie, on considérent deux valeurs de l'indice de modulation. Les spectres sont présentés aux figures III.10 et III.11 (La tension continue à l'entrée de l'onduleur est égale à 100 V)

Avec $N = 9$ et $m_i = 0.5$ ($m_i = 1$), le premier harmonique non nul est le $19^{éme}$ et l'amplitude du fondamental prend la valeur 50 V (100V). À partir des figures III.10a et 10b, on constate que les harmoniques ciblées ($3^{éme}$ jusqu'à $17^{éme}$) restent non nuls et présentent une amplitude maximale de 30% par rapport à l'amplitude du fondamental.

La figure III.10c montre que l'amplitude du fondamental n'est pas proportionnelle à l'indice de modulation et présente une différence maximale de 10% (Figure III.10d).

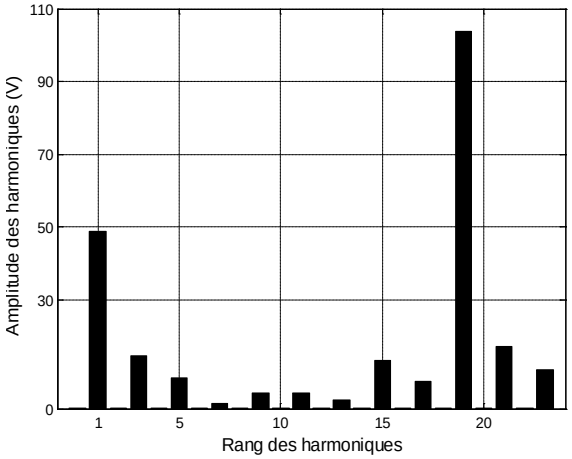


Figure III.10a Spectre d'harmoniques ($m_i = 0.5$)

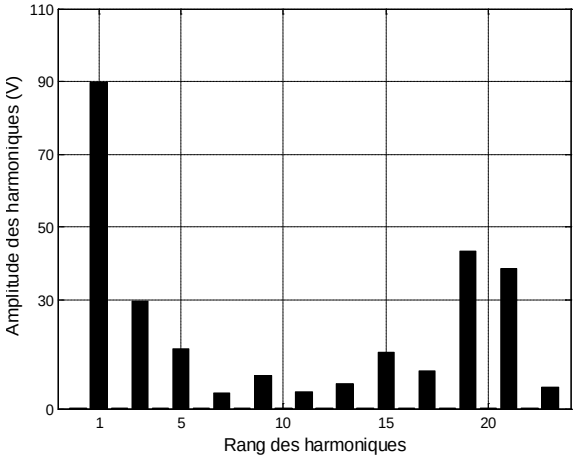


Figure III.10b Spectre d'harmoniques ($m_i = 1$)

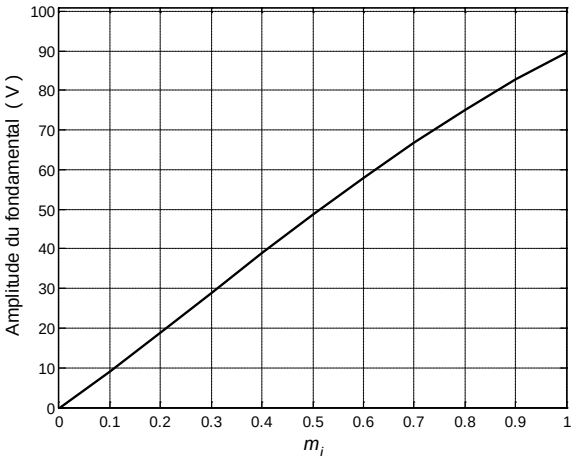


Figure III.10c Evolution du fondamental en fonction de m_i

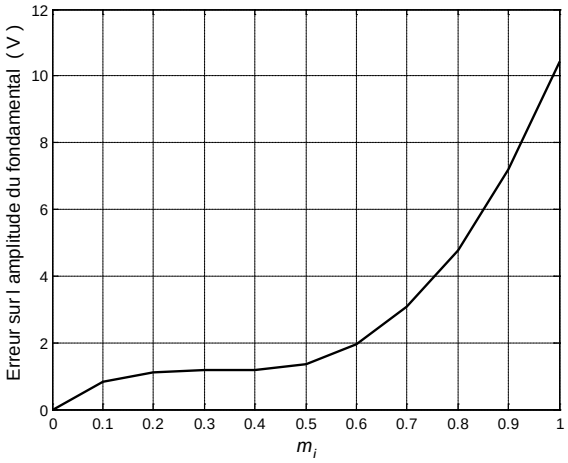


Figure III.10d Evolution de l'erreur en fonction de m_i

Figure III.10 Performances de la stratégie MLI-ESH-ER pour un onduleur monophasé ($N = 9$)

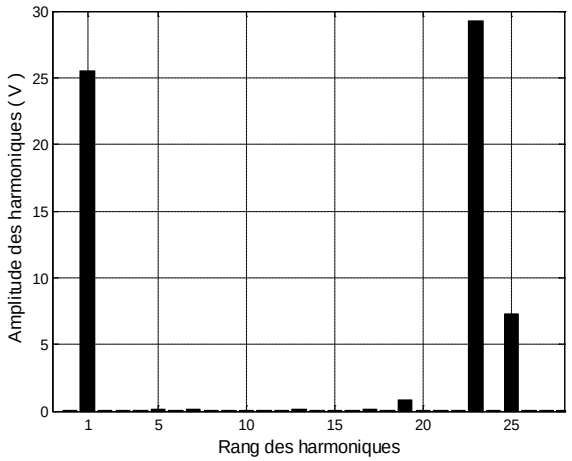


Figure III.11a Spectre d'harmoniques ($m_i = 0.5$)

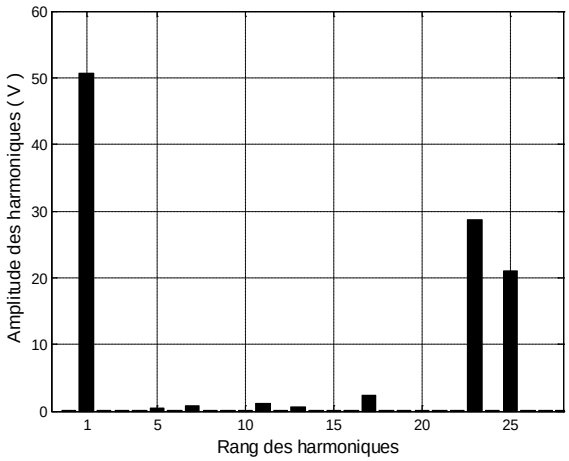


Figure III.11b Spectre d'harmoniques ($m_i = 1$)

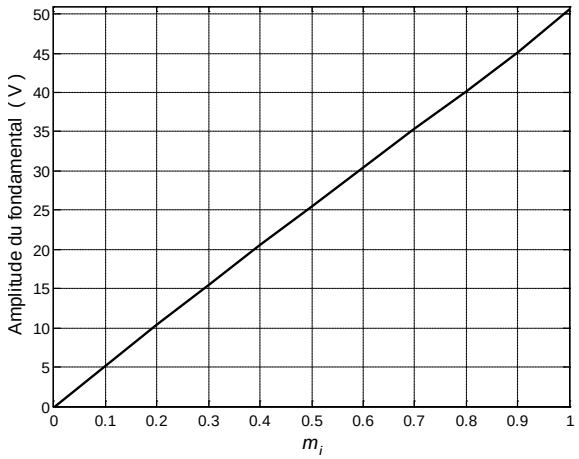


Figure III.11c Evolution du fondamental en fonction de m_i

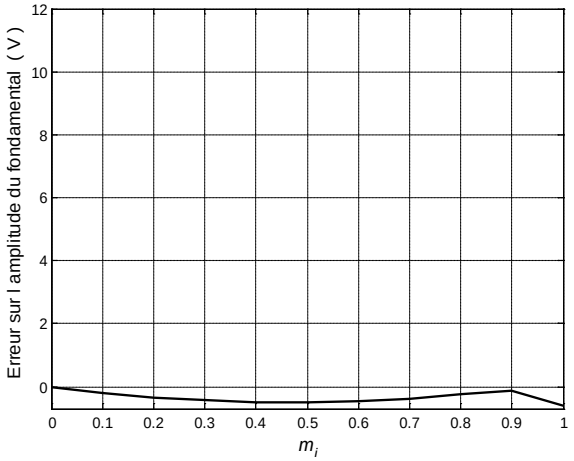


Figure III.11d Evolutions de l'erreur en fonction de m_i

Figure III.11 Performances de la stratégie MLI-ESH-ER pour un onduleur triphasé (N = 7)

Avec N = 7 et m_i = 0.5 (m_i = 1), le premier harmonique non nul est le 23^{éme} et l'amplitude du fondamental prend la valeur 25 V (50V). Au contraire du cas précédant, pour l'onduleur triphasé nous avons obtenu des meilleurs résultats du point de vue qualité du spectre d'harmoniques de la tension, tout ça est montré à la figure III.11.

Les équations III.9 et III.10 et le schéma de la figure III.12 résument l'implémentation en temps réel de la stratégie MLI-ESH-ER pour un onduleur monophasé (N = 9) et triphasé (N = 7) :

$$\begin{cases} \alpha_1 = 0.0331.\cos(m_i.\pi/2) - 0.0203.m_i + 0.1323 \\ \alpha_2 = 0.0240.\sin(m_i.\pi/2) + 0.0249.m_i + 0.3307 \\ \alpha_3 = 0.0331.\cos(m_i.\pi/2) - 0.0452.m_i + 0.4630 \\ \alpha_4 = 0.0240.\sin(m_i.\pi/2) - 0.0070.m_i + 0.6614 \\ \alpha_5 = 0.0331.\cos(m_i.\pi/2) - 0.0652.m_i + 0.7937 \\ \alpha_6 = 0.0240.\sin(m_i.\pi/2) - 0.0116.m_i + 0.9921 \\ \alpha_7 = 0.0331.\cos(m_i.\pi/2) - 0.0782.m_i + 1.1244 \\ \alpha_8 = 0.0240.\sin(m_i.\pi/2) - 0.0290.m_i + 1.3228 \\ \alpha_9 = 0.0331.\cos(m_i.\pi/2) - 0.0827.m_i + 1.4551 \end{cases} \quad \text{(III.9)}$$

$$0 < m_i \le 0.8$$

$$\begin{cases} \alpha_1 = -0.1209.m_i + 0.2618 \\ \alpha_2 = -0.0421.m_i + 0.2618 \\ \alpha_3 = -0.1298.m_i + 0.5236 \\ \alpha_4 = -0.0727.m_i + 0.5236 \\ \alpha_5 = -0.1298.m_i + 0.7854 \\ \alpha_6 = -0.0984.m_i + 0.7854 \\ \alpha_7 = -0.1209.m_i + 1.0472 \end{cases} \quad \text{(III.10a)}$$

$$0.8 < m_i \le 1.27$$

$$\begin{cases} T = \dfrac{\pi}{24}\left(1 + \cos\left(\left(\dfrac{m_i - 0.8}{0.4}\right)^2 . \dfrac{\pi}{2}\right)\right) \\ \alpha_1 = T - \dfrac{m_i.T}{2}\sin(\dfrac{9.T}{2}) \\ \alpha_2 = T - \dfrac{m_i.T}{2}\sin(\dfrac{5.T}{4}) \\ \alpha_3 = 2.T - \dfrac{m_i.T}{2}\sin(\dfrac{11.T}{2}) \\ \alpha_4 = 2.T - \dfrac{m_i.T}{2}\sin(\dfrac{9.T}{4}) \\ \alpha_5 = 3.T - \dfrac{m_i.T}{2}\sin(\dfrac{13.T}{2}) \\ \alpha_6 = 3.T - \dfrac{m_i.T}{2}\sin(\dfrac{13.T}{4}) \\ \alpha_7 = 4.T - \dfrac{m_i.T}{2}\sin(\dfrac{15.T}{2}) \end{cases} \quad \text{(III.10b)}$$

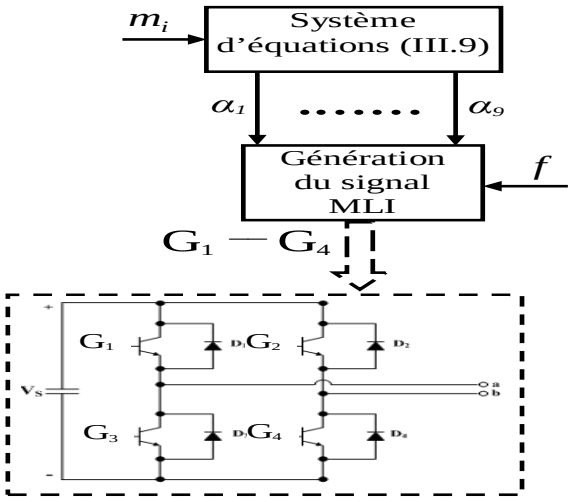


Figure III.12a Onduleur monophasé

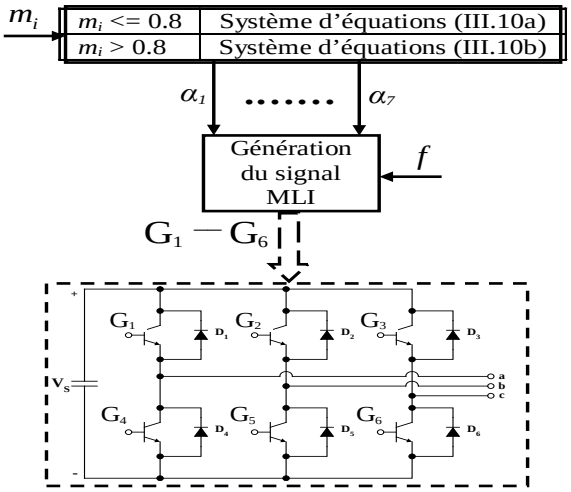


Figure III.12b Onduleur triphasé

Figure III.12 Schéma simplifié de l'implémentation de la MLI-ESH-ER

III.3- La stratégie MLI-ESH linéarisante (MLI-ESH-L)

Le travail présenté dans **[Azl-06]** est basé sur le développement des équations simples du premier ordre, dérivées de la linéarisation des trajectoires des angles de commutation pour un onduleur monophasé. La méthode de linéarisation proposée est étudiée pour le cas d'une symétrie par rapport au quart et à la demi-période unipolaire, avec un nombre pair des angles. Les figures III.13 montrent les allures des angles de commutation présentés dans **[Azl-06]**, ces angles sont calculés par l'équation (I.13) qui satisfait la contrainte (I.14) :

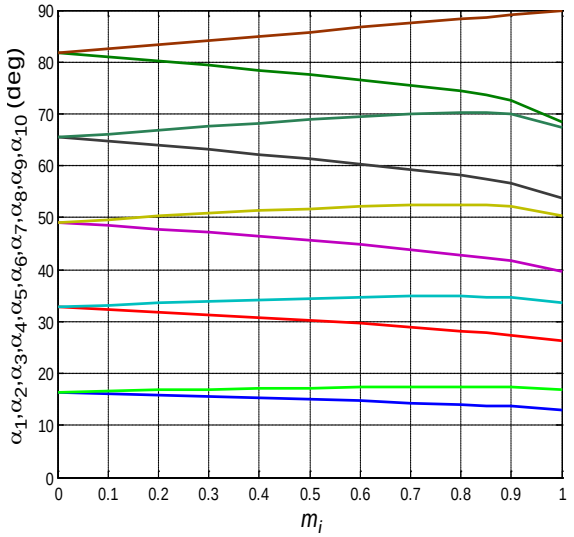


Figure III.13a $N = 10$

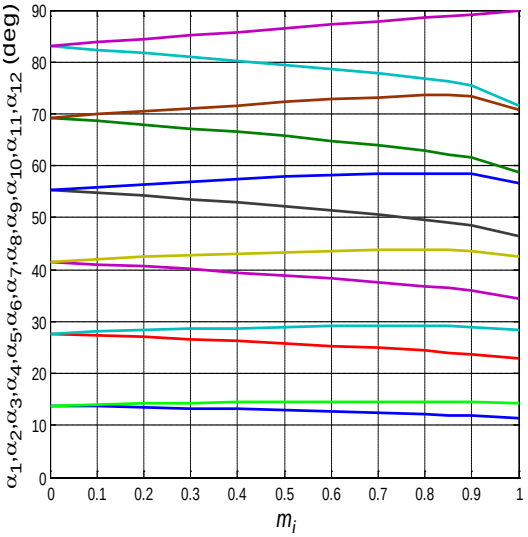


Figure III.13b $N = 12$

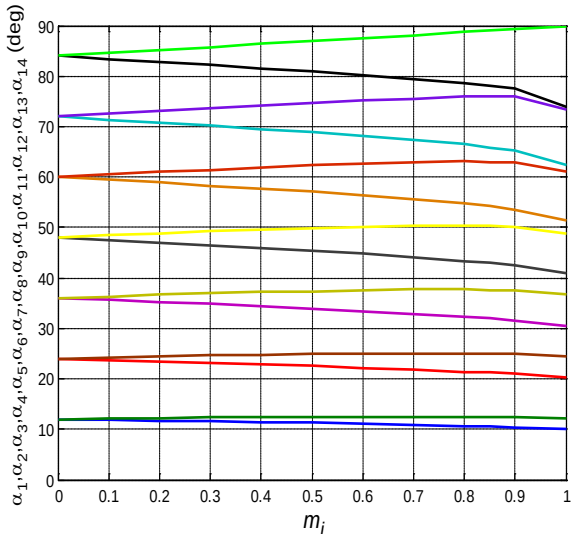


Figure III.13c $N = 14$

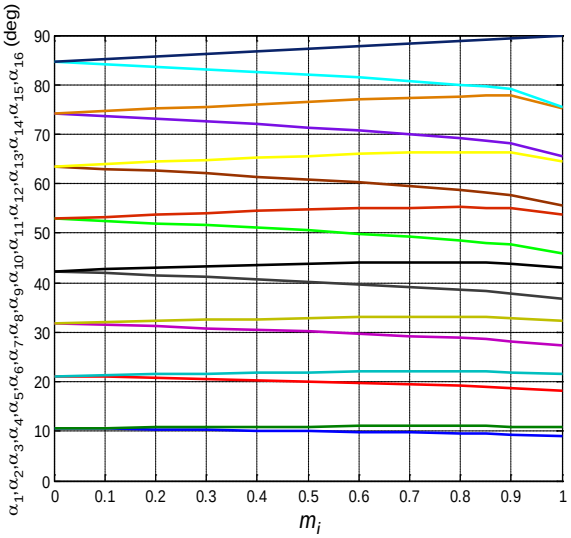


Figure III.13d $N = 16$

Figure III.13 Trajectoire des angles de commutation en fonction de m_i

Le développement de cette méthode consiste à exploiter les observations sur les allures de la figure III.13 comme première étape, on peut citer :

- Chaque trajectoire des angles de commutation est divisée en deux intervalles adéquats, cette segmentation permet une représentation linéaire de ces trajectoires. La première segmentation pour $m_i \in [0, 0.85]$ et la deuxième pour $m_i \in [0.85, 1]$.
- Les trajectoires des angles de commutation qui ont un indice impair sont parallèles et ont des pentes négatives. Au contraire que ceux qui ont un indice pair qui sont aussi parallèles mais avec des pentes positives ;

- Pour la valeur de l'indice de modulation nulle, la différence entre deux paires des angles successives est donnée par la relation suivante :

$$T = \frac{\pi}{N+1} \tag{III.11}$$

La deuxième étape est de présenter chaque trajectoire par une équation du premier ordre de la forme :

$$\alpha_K = a.m_i + b \text{ , } K = [1 : N] \tag{III.12}$$

Les tableaux III.3, III.4, III.5 et III.6 donnent les valeurs numériques des coefficients *a* et *b* de l'équation (III.12). Le calcul de ces coefficients pour chaque trajectoire se fait à partir de la fonction Curve Fitting dans le logiciel MATLAB.

l'indice de l'angle K	$m_i <= 0.85$		$m_i >= 0.85$	
	a	b	a	b
1	-2.9765	16.4439	-5.27	18.33
2	1.1958	16.5241	-3.46	20.33
3	-5.7250	32.8992	-10.82	37.09
4	2.4780	33.0196	-7.53	41.26
5	-7.9698	49.3489	-17.14	56.92
6	3.9649	49.4348	-13.08	63.63
7	-9.3564	65.7756	-25.02	78.81
8	5.8213	65.7183	-21.10	88.56
9	-9.4538	82.0476	-35.60	104.2
10	7.9985	81.8184	8.57	81.34

Tableau III.3 Valeurs numériques des coefficients *a* et *b* pour $N = 10$

l'indice de l'angle K	m_i <= 0.85		m_i >= 0.85	
	a	b	a	b
1	-2.1910	13.9100	-4.0340	15.4300
2	0.8459	13.9600	-2.5370	16.7300
3	-4.2530	27.8300	-8.2260	31.1000
4	1.7310	27.9100	-5.3740	33.7600
5	-6.0410	41.7400	-12.7900	47.3100
6	2.7090	41.8200	-8.9100	51.4500
7	-7.3860	55.6400	-18.0700	64.5000
8	3.8570	55.6700	-13.7400	70.4300
9	-8.0820	69.4900	-24.6300	83.3800
10	5.2530	69.4200	-20.1900	91.1200
11	-7.8990	83.2600	-32.9000	104.6000
12	6.7920	83.0800	7.2610	82.6800

Tableau III.4 Valeurs numériques des coefficients *a* et *b* pour $N = 12$

l'indice de l'angle K	m_i <= 0.85		m_i >= 0.85	
	a	b	a	b
1	-1.6830	12.06	-3.194	13.3
2	0.6249	12.09	-1.933	14.19
3	-3.2880	24.11	-6.476	26.74
4	1.2720	24.17	-4.033	28.54
5	-4.7280	36.17	-9.962	40.49
6	1.9690	36.24	-6.509	43.25
7	-5.9100	48.21	-13.82	54.77
8	2.7540	48.27	-9.661	58.61
9	-6.7270	60.24	-18.32	69.91
10	3.6720	60.24	-13.88	75.04
11	-7.0500	72.23	-23.84	86.38
12	4.7550	72.15	-19.04	92.52
13	-6.7670	84.14	-30.34	104.3
14	5.9000	84.00	6.277	83.69

Tableau III.5 Valeurs numériques des coefficients *a* et *b* pour $N = 14$

l'indice de l'angle K	m_i <= 0.85		m_i >= 0.85	
	a	b	a	b
1	-1.3250	10.6300	-2.5920	11.6700
2	0.4891	10.6500	-1.5230	12.3100
3	-2.6040	21.2700	-5.2370	23.4300
4	0.9865	21.3100	-3.1470	24.7100
5	-3.7800	31.9000	-8.0020	35.3800
6	1.5120	31.9500	-4.9920	37.3200
7	-4.7960	42.5300	-10.9800	47.6400
8	2.0860	42.5700	-7.2200	50.3000
9	-5.5880	53.1400	-14.3100	60.3900
10	2.7340	53.1700	-10.0600	63.8800
11	-6.0850	63.7400	-18.2000	73.8900
12	3.4830	63.7300	-13.7500	78.3100
13	-6.2100	74.3000	-22.8900	88.4200
14	4.3400	74.2400	-17.2200	93.3300
15	-5.9060	84.8200	-28.0600	103.800
16	5.2200	84.7100	-5.5270	84.4500

Tableau III.6 Valeurs numériques des coefficients a et b pour N = 16

Dans le but de réduire le nombre d'équations (car chaque angle (α_K) est représenté par une équation), on va présenter les constantes a et b chacune par une seule équation en fonction des indices des angles (K). Il est préférable de présenter les coefficients a et b par des équations du deuxième ordre et du premier ordre respectivement pour un indice de modulation inférieur à 0.85 et par des équations du deuxième ordre pour un indice de modulation supérieur à 0.85 respectivement **[Azl-06]** :

$$a = d.K^2 + e.K + l \tag{III.13}$$

$$b = h.K + q \text{ ou } b = h.K^2 + q.K + v \tag{III.14}$$

Les valeurs numériques des coefficients d, e, l, h, q et v pour les différentes valeurs de N sont résumées dans les tableaux III.7 et III.8 :

Indice des angles impair					
N	*d*	*e*	*l*	*h*	*q*
10	0.1100464	-1.9296291	-1.0793990	8.2042333	8.2806310
12	0.0696106	-1.4263959	-0.7350828	6.9376946	7.0201072
14	0.0468942	-1.0989697	-0.5203273	6.0099450	6.0968365
16	0.0328576	-0.8698174	-0.3709166	5.3015053	5.3791336
Indice des angles pair					
N	*d*	*e*	*l*	*h*	*q*
10	0.0385333	0.3848488	0.2867169	8.1638842	0.3170128
12	0.0220435	0.2834859	0.2097356	6.9137648	0.2492214
14	0.0139540	0.2141497	0.1628913	5.9946794	0.2086254
16	0.0092283	0.1698528	0.1363938	5.2911726	0.1703916

Tableau III.7 Valeurs numériques des coefficients des équations III.13 et III.14 (m_i <= 0.85)

Indice des angles impair						
N	*d*	*e*	*l*	*h*	*q*	*v*
10	-0.2074048	-1.668593	-3.5827694	0.2747347	7.9291278	10.3635012
12	-0.1266383	-1.3206454	-2.8147927	0.1707640	6.8042432	8.7479127
14	-0.0820399	-1.0754506	-2.2760433	0.1124617	5.9565599	7.5497686
16	-0.05601594	-0.89242431	-1.8840180	0.0778055	5.2922308	6.62994072
Indice des angles pair						
N	*d*	*e*	*l*	*h*	*q*	*v*
10	1.1608241	-13.4052245	22.0343197	-0.9594558	19.9788804	-18.6347156
12	0.6240102	-8.7400530	16.0760857	-0.5147764	14.6469215	-13.6030285
14	0.3616802	-6.0147772	2.2150204	-0.2974016	11.3341693	-10.3344734
16	0.2225960	-4.3258588	9.5927857	-0.1823041	9.1424123	-8.1110660

Tableau III.8 Valeurs numériques des coefficients des équations III.13 et III.14 (m_i >= 0.85)

À partir des résultats indiqués dans les tableaux III.7 et III.8 et pour donner plus d'efficacité à cette méthode, on peut présenter les coefficients *d*, *e*, *l*, *h*, *q* et *v* en fonction de la constante *N* par des équations du deuxième ordre **[Azl-06]**. On obtient une équation générale qui englobe toutes les variables :

** angles avec un indice impair :

* $m_i \in [0, 0.85]$

$$\alpha_K = [(0.0016499.N^2 - 0.0556129.N + 0.5007285).K^2 + (-0.0171300.N^2 + 0.6207245.N - 6.4199924).K + (-0.0121815.N^2 + 0.4337315.N - 4.1953445)].m_i + (0.0348811.N^2 - 1.3887076.N + 18.5972165).K + (0.0339263.N^2 - 1.3634722.N + 18.5161382) \quad \text{(III.15)}$$

* $m_i \in [0.85, 1.0]$

$$\alpha_K = [(-0.0034214.N^2 + 0.1138947.N - 1.0033324).K^2 + (-0.0103076.N^2 + 0.3966827.N - 4.6026316).K + (-0.0234969.N^2 + 0.8926711.N - 10.1556696)].m_i + (0.043321.N^2 - 0.14509050.N + 1.2913232).K^2 + (0.0287847.N^2 - 1.1863212.N + 16.9091770).K + (0.04348503.N^2 - 1.7505522.N + 23.5135636) \quad \text{(III.16)}$$

** angles avec un indice pair :

* $m_i \in [0, 0.85]$

$$\alpha_K = [(0.0007352.N^2 - 0.0239169.N + 0.2039250).K^2 + (0.0035666.N^2 - 0.1284484.N + 1.3123212).K + (0.0031552.N^2 - 0.1069268.N + 1.0399720)].m_i + (0.0341632.N^2 - 1.3651064.N + 18.3928471).K + (0.0018473.N^2 - 0.0720541.N + 0.8515772) \quad \text{(III.17)}$$

* $m_i \in [0.85, 1.0]$

$$\alpha_K = [(0.0248581.N^2 - 0.8001616.N + 6.6690673).K^2 + (-0.1860158.N^2 + 6.3345800.N - 58.1042658).K + (0.2084999.N^2 - 7.4802823.N + 75.94442303)].m_i + (-0.02059886.N^2 + 0.663011937.N - 5.5234375).K^2 + (0.19626261.N^2 - 6.8939358.N + 69.2470669).K + (-0.1755174.N^2 + 6.30542963.N - 64.1013648) \quad \text{(III.18)}$$

On remarque une différence au niveau de quelques coefficients des équations III.15-III.18 et ceux présentés dans **[Azl-06]**, cette différence est due à l'utilisation du logiciel Curve Expert par **[Azl-06]**. Afin de vérifier les performances de cette stratégie, un test est effectué pour un indice de modulation égal à 0.7, les figures III.14 et III.15 montrent les spectres d'harmoniques pour différentes valeurs de m_i et N (La tension continue à l'entrée de l'onduleur est égale à 100 V).

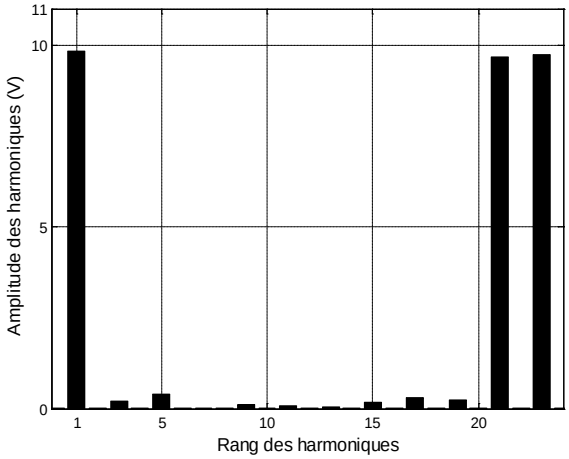


Figure III.14a $m_i = 0.1$

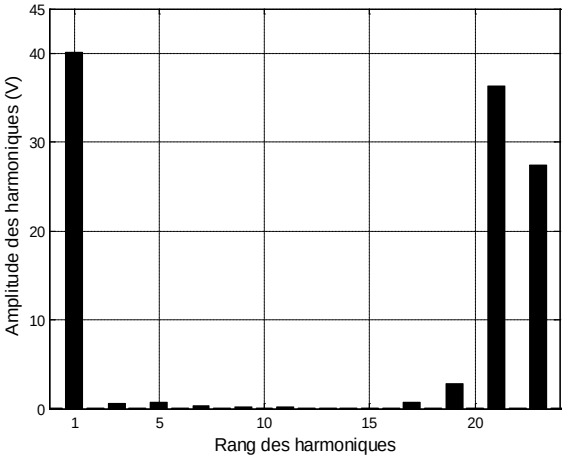


Figure III.14b $m_i = 0.4$

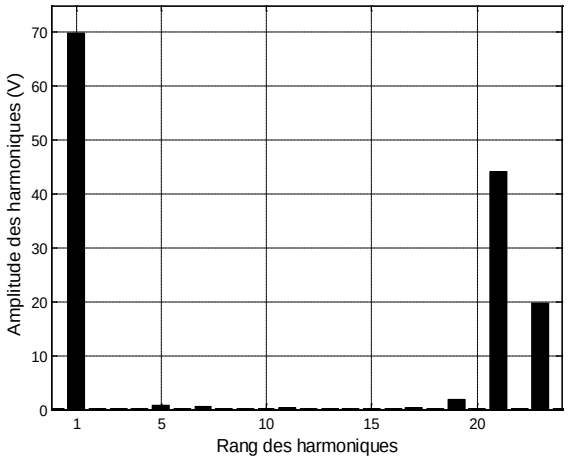


Figure III.14c $m_i = 0.7$

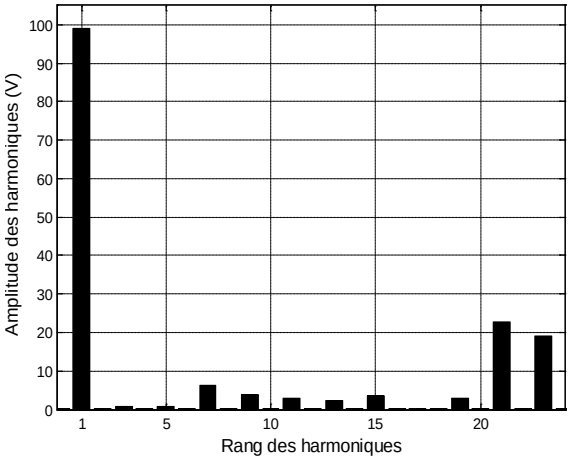


Figure III.14d $m_i = 1$

Figure III.14 Spectres d'harmoniques de la tension ($N = 10$)

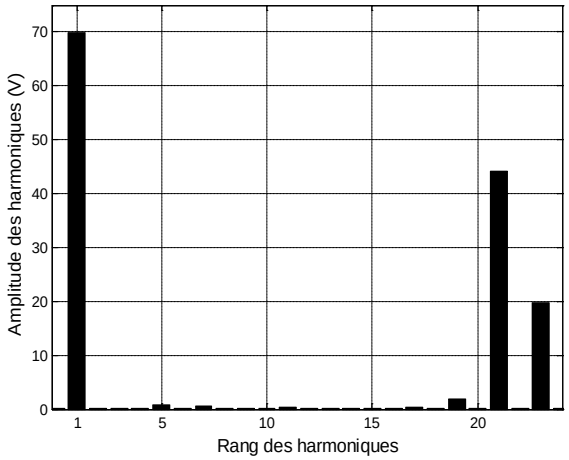


Figure III.15a $N = 10$

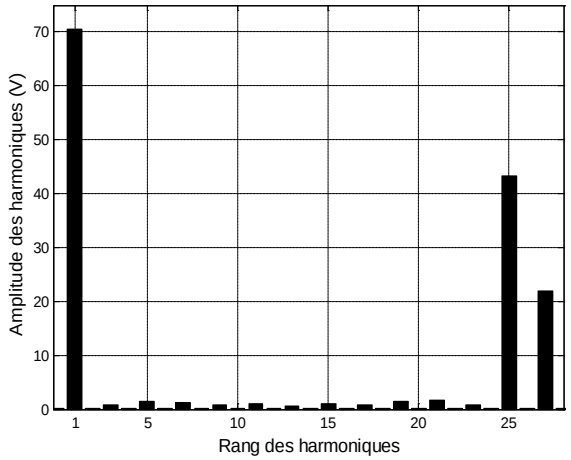


Figure III.15b $N = 12$

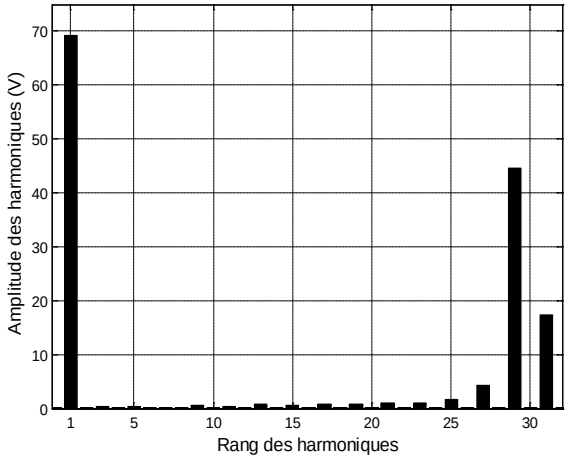


Figure III.15c N = 14

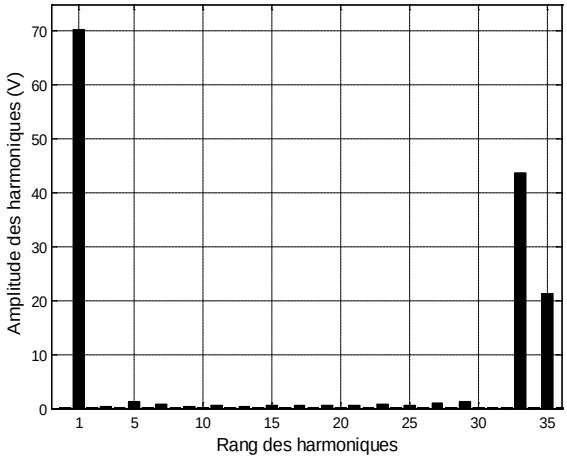


Figure III.15d N = 16

Figure III.15 Spectres d'harmoniques de la tension

A partir des spectres d'harmoniques de la figure III.14 et III.15, on peut observer que la plupart des harmoniques ciblés sont éliminés. Le $27^{éme}$ harmonique pour N = 14 apparaît avec une amplitude de 5% par rapport au fondamental (Figure III.15c). L'amplitude du fondamental a une bonne concordance avec la valeur de l'indice de modulation. Cette technique présente des avantages considérables du point de vue simplicité au niveau de la génération des angles de commutation et réduction du nombre d'équations. Il faut noter que les tableaux III.3-III.6 présentent 52 équations dans chaque intervalle de l'indice de modulation. Avec cette technique ce nombre se réduit à 4 équations globales sans aucun risque sur la précision

Pour une implémentation en temps réel, la génération des angles de commutation se fait de la manière indiqué sur le schéma de la figure III.16 avec le système d'équations III.19.

$$\begin{cases} \alpha_1 = -2.8923374.m_i + 16.4722966 \\ \alpha_2 = 1.2083224.m_i + 16.6319724 \\ \alpha_3 = -5.8671162.m_i + 32.8687976 \\ \alpha_4 = 2.4366287.m_i + 32.9481786 \\ \alpha_5 = -7.9651789.m_i + 49.2652986 \\ \alpha_6 = 3.9711432.m_i + 49.2643848 \\ \alpha_7 = -9.1865257.m_i + 65.6617996 \\ \alpha_8 = 5.8118655.m_i + 65.5805910 \\ \alpha_9 = -9.5311566.m_i + 82.0583006 \\ \alpha_{10} = 7.9587959.m_i + 81.8967972 \end{cases}, m_i \in [0, .85] \qquad \text{(III.19a)}$$

$$\begin{cases} \alpha_1 = -5.4517285.m_i + 18.5546077 \\ \alpha_2 = -0.1156491.m_i + 17.4563147 \\ \alpha_3 = -10.4370609.m_i + 36.5925033 \\ \alpha_4 = -12.9966051.m_i + 45.88580501 \\ \alpha_5 = -17.0745966.m_i + 56.8194246 \\ \alpha_6 = -16.6514706.m_i + 66.6896622 \\ \alpha_7 = -25.3643353.m_i + 79.2353713 \\ \alpha_8 = -11.0802458.m_i + 79.8678863 \\ \alpha_9 = -35.3062773.m_i + 103.8403438 \\ \alpha_{10} = 3.7170693.m_i + 85.4204774 \end{cases} , m_i \in [0.85, 1] \qquad \text{(III.19b)}$$

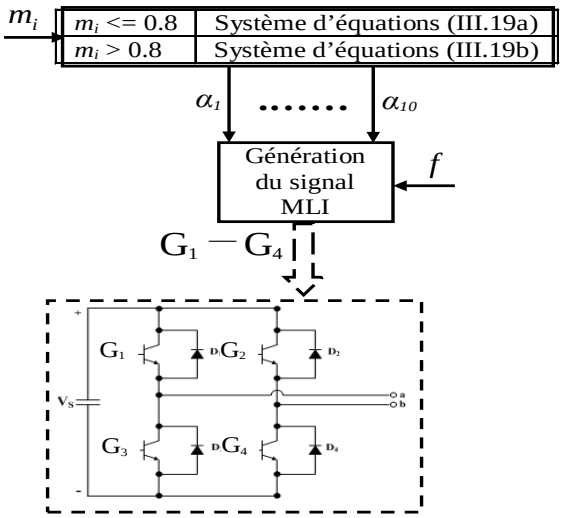


Figure III.16 Schéma simplifié de l'implémentation de la MLI-ESH-L

III.4- La stratégie MLI-ESH simplifiée (MLI-ESH-S)

Nous avons déjà vu aux deux chapitres précédents que le calcul des angles de commutation ou les angles de perturbation se fait par la résolution des systèmes d'équations non linéaires. Plusieurs méthodes mathématiques on été proposées chacune par son niveau de complexité, dont les solutions sont exactes. La méthode proposée par **[Vil-05]** est une amélioration de la méthode proposée par **[Che-97]**, cette méthode permet la détermination des angles de commutation, sans passer par la formulation et la résolution mathématique des systèmes d'équations non linéaires.

On doit noter que cette méthode est valable pour une symétrie par rapport au quart et à la demi-période unipolaire avec un onduleur monophasé.

Le principe de cette stratégie est décrit comme suit : on commence par la méthode proposée par **[Che-97]**, elle est reconnue par le nom : algorithme des aires égaux (Equal Area Algorithm). On prend l'exemple de la figure III.17 pour une demi période d'un signal sinusoïdal ($v_{ref} = m_i.\sin(2.\pi.f.t)$, m_i = 1 et f = 50Hz), la demi période est divisée en cinq secteurs de largeurs égaux limités par deux angles ϕ_i et ϕ_{i+1}.

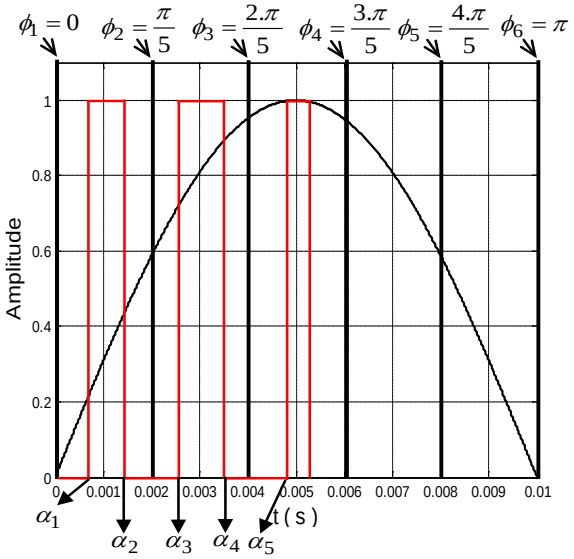


Figure III.17 Positionnement des différents angles

L'aire limitée par la sinusoïde et l'axe des abscisses en chaque secteur est donné par la formule suivante :

$$aire_i = m_i.\int_{\phi_i}^{\phi_{i+1}} \sin(\omega.t)d\omega t = m_i.(\cos\phi_i - \cos\phi_{i+1}), i = [1:3] \qquad \text{(III.20)}$$

À l'intérieur de chaque secteur on a deux angles de commutation α_i et α_{i+1} qui présentent l'extrémité de l'impulsion de commande, donc le principe de cette méthode est de rendre l'aire de l'impulsion qui a une forme rectangulaire (avec une longueur unitaire) égale à l'aire calculée par l'équation (III.20).

Les angles de commutation dans chaque secteur pour un quart de période sont calculés comme suit:

$$\begin{cases} \alpha_{2.i-1} = \dfrac{\phi_i + \phi_{i+1}}{2} - \dfrac{aire_i}{2} \\ \alpha_{2.i} = \dfrac{\phi_i + \phi_{i+1}}{2} + \dfrac{aire_i}{2} \end{cases}, \; i = [1:3] \qquad \text{(III.21)}$$

Le tableau III.9 donne les valeurs numériques des angles pour quatre valeurs de l'indice de modulation :

α_i (rad) / m_i	α_1	α_2	α_3	α_4	α_5
0.1	0.3046	0.3237	0.9175	0.9675	1.5399
0.4	0.2760	0.3524	0.8424	1.0425	1.4472
0.7	0.2473	0.3810	0.7675	1.1175	1.3571
1.0	0.2187	0.4097	0.6925	1.1925	1.2618

Tableau III.9 Exemple des angles de commutation pour différentes valeurs de m_i

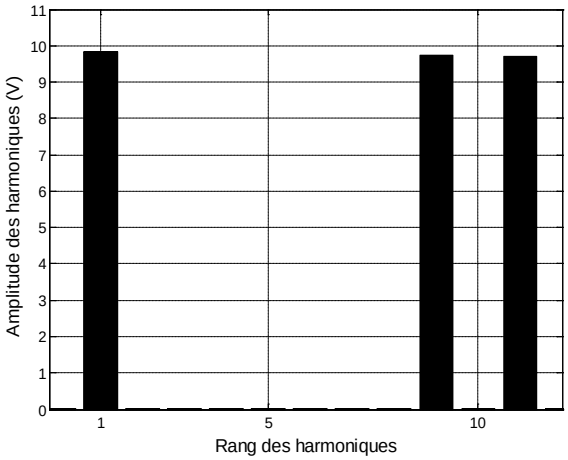


Figure III.18a $m_i = 0.1$

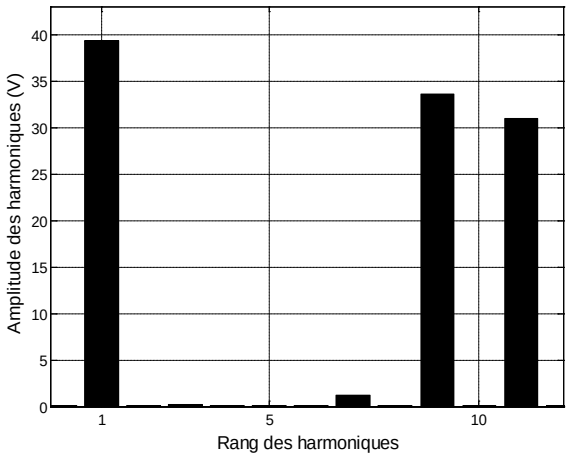


Figure III.18b $m_i = 0.4$

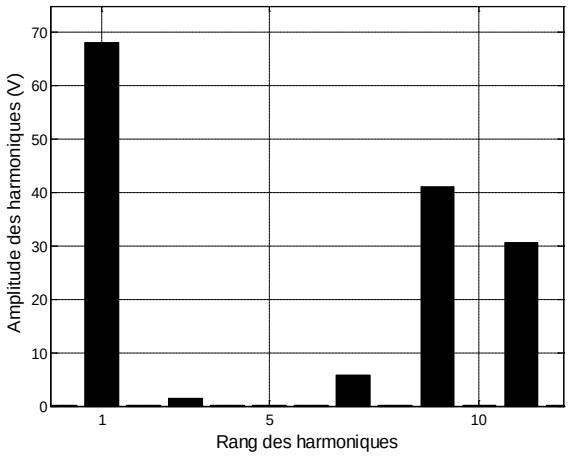


Figure III.18c $m_i = 0.7$

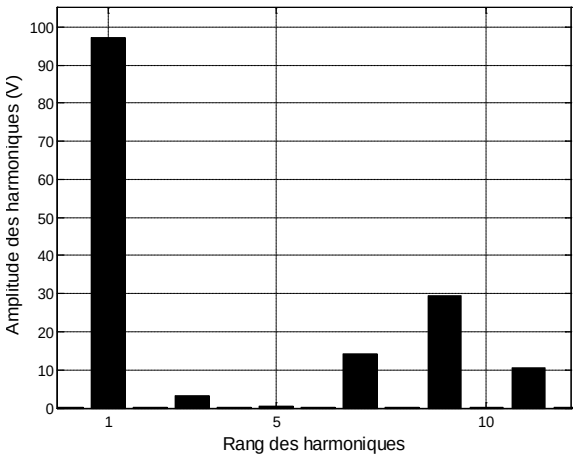


Figure III.18d $m_i = 1$

Figure III.18 Spectres d'harmoniques de la tension

La figure III.18, présente les spectres d'harmoniques de la tension délivrée par l'onduleur monophasé contrôlé par La stratégie MLI-ESH-S. Avec cinq angles de commutation on élimine quatre harmoniques et on impose le fondamental à une valeur désirée, pour notre cas les rangs d'harmoniques concernés sont le $3^{éme}$, $5^{éme}$, $7^{éme}$ et le $9^{éme}$.

On remarque l'apparition des harmoniques de rang qui sont normalement nuls surtout l'harmonique du rang 9 qui a une amplitude considérable, qui diminue avec l'augmentation de l'indice de modulation. Aussi, pour l'amplitude du fondamental, on peut conclure que cette dernière est presque égale a la valeur désirée. D'autre part, la méthode développée par **[Vil-05]** est basée sur le centre de gravité de l'aire limitée par la sinusoïde et l'axe des abscisses pour chaque secteur, elle est donnée par les relations suivantes :

$$\overline{x_i} = \frac{\sin(\phi_{i+1}) - \phi_{i+1}.\cos(\phi_{i+1}) - \sin(\phi_i) + \phi_i.\cos(\phi_i)}{\cos(\phi_i) - \cos(\phi_{i+1})} \tag{III.22}$$

$$\begin{cases} \alpha_{2.i-1} = \overline{x_i} - \dfrac{aire_i}{2} \\ \alpha_{2.i} = \overline{x_i} + \dfrac{aire_i}{2} \end{cases}, \; i = [1:3] \tag{III.23}$$

Le tableau III.10 donne les valeurs numériques des angles pour quatre valeurs de l'indice de modulation :

α_i (rad) / m_i	α_1	α_2	α_3	α_4	α_5
0.1	0.4065	0.4256	0.9415	0.9915	1.5399
0.4	0.3779	0.4543	0.8665	1.0665	1.4472
0.7	0.3492	0.4829	0.7915	1.1415	1.3545
1.0	0.3206	0.5165	0.7165	1.2165	1.2618

Tableau III.10 Exemple des angles de commutation pour différentes valeurs de m_i

On constate une amélioration notable aux niveaux des spectres d'harmoniques présentés dans la figure III.19 par rapport aux spectres de la figure III.18. Mais l'amplitude du $9^{éme}$ harmonique reste non nulle.

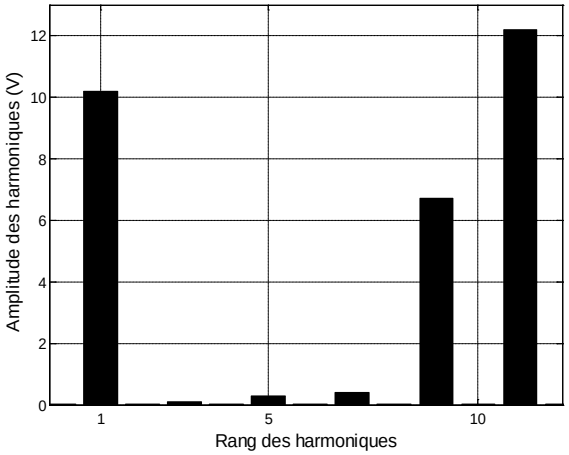


Figure III.19a $m_i = 0.1$

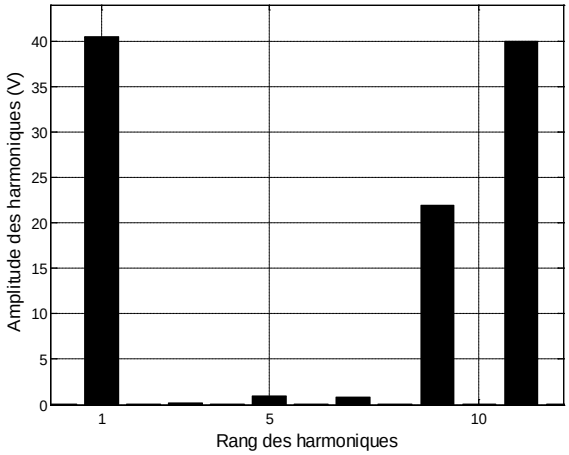


Figure III.19b $m_i = 0.4$

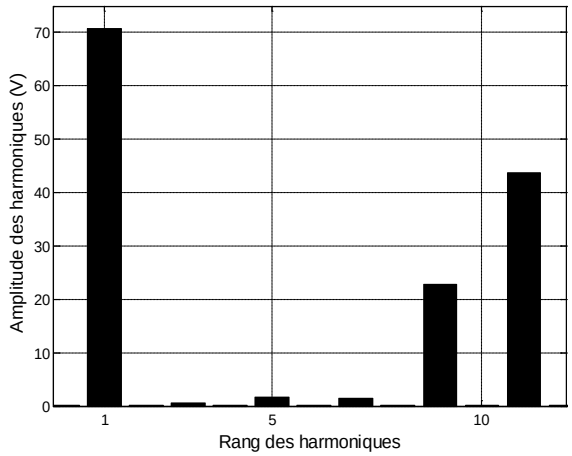


Figure III.19c $m_i = 0.7$

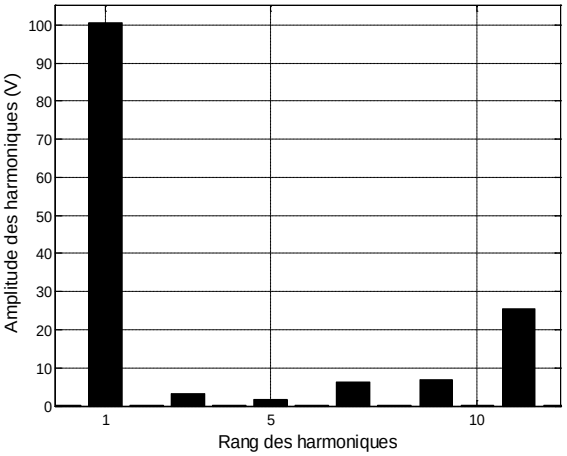


Figure III.19d $m_i = 1$

Figure III.19 Spectres d'harmoniques de la tension

Pour une implémentation en temps réel, la génération des angles de commutation pour un quart de période se fait de la manière suivante avec le schéma présenté dans la figure III.20 (pour cinq angles de commutation) :

- calcul les aires dans chaque secteur en prenant $m_i = 1$:

$$\{aire_1 = \cos\phi_1 - \cos\phi_2 ; aire_2 = \cos\phi_2 - \cos\phi_3 ; aire_3 = \cos\phi_3 - \cos\phi_4 \tag{III.24}$$

- calcul du centre de gravité de chaque aire :

$$\begin{cases} \overline{x_1} = \dfrac{\sin(\phi_2) - \phi_2.\cos(\phi_2) - \sin(\phi_1) + \phi_1.\cos(\phi_1)}{\cos(\phi_1) - \cos(\phi_2)} ; \overline{x_2} = \dfrac{\sin(\phi_3) - \phi_3.\cos(\phi_3) - \sin(\phi_2) + \phi_2.\cos(\phi_2)}{\cos(\phi_2) - \cos(\phi_3)} \\ \overline{x_3} = \dfrac{\sin(\phi_4) - \phi_4.\cos(\phi_4) - \sin(\phi_3) + \phi_3.\cos(\phi_3)}{\cos(\phi_3) - \cos(\phi_4)} \end{cases} \tag{III.25}$$

$$\begin{cases} \alpha_1 = \overline{x_1} - m_i.\dfrac{aire_1}{2}; & \alpha_3 = \overline{x_2} - m_i.\dfrac{aire_2}{2} \\ \alpha_2 = \overline{x_1} + m_i.\dfrac{aire_1}{2}; & \alpha_4 = \overline{x_2} + m_i.\dfrac{aire_2}{2} \end{cases} \quad \alpha_5 = \overline{x_3} - m_i.\dfrac{aire_3}{2} \qquad \text{(III.26)}$$

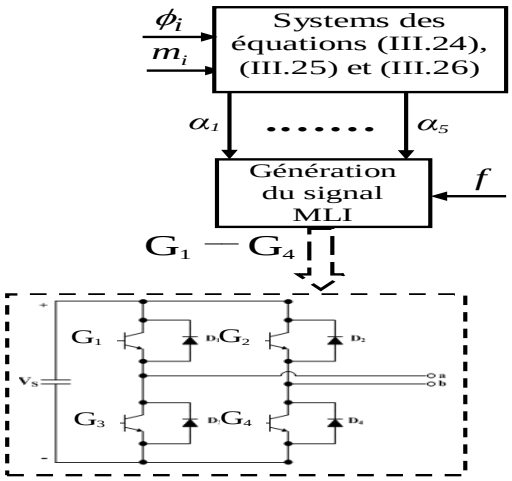


Figure III.20 Schéma simplifié de l'implémentation de la MLI-ESH-S

III.5- La stratégie MLI-ESH temps réel (MLI-ESH-TR)

L'inconvénient des méthodes expliquées précédemment réside dans la spécification de l'application, c'est-à-dire chaque technique a son propre modèle mathématique qui ne peut pas être appliqué à une autre technique, donc une pour l'onduleur triphasé et l'autre pour l'onduleur monophasé soit bipolaire ou unipolaire et plus le nombre d'angles à utiliser soit pair ou impair. Dans la MLI-ESH-TR développée dans le chapitre précédent on n'a pas besoin de générer des angles de commutation mais de générer le signal de la porteuse modifiée afin de le comparer avec un signal de référence. Cette stratégie est presque similaire à celle de la MLI triangulo–sinusoïdale. La génération du signal de la porteuse modifiée nécessite la connaissance du paramètre A_i le long de l'intervalle de variation de l'indice de modulation, tous ça pour un ajustement continu de l'amplitude de tension de sortie de l'onduleur **[Mak-14.4]**.

Les tableaux III.11 et III.12 présentent les résultats du paramètre A_i après la résolution de l'équation II.11, avec k = 17, pour un onduleur monophasé et triphasé respectivement :

m_i	A_1	A_2	A_3	A_4	A_5	A_6	A_7	A_8
0.1	-0.00346	-0.00407	-0.00239	-0.00122	0.00279	-0.00183	-0.04326	6.39670
0.2	-0.00895	0.00010	-0.00109	0.00004	0.00146	0.00163	-0.08208	3.18401
0.3	-0.01974	0.00027	-0.00066	-0.00074	-0.00041	0.00486	-0.12381	2.12279
0.4	-0.03694	0.00140	-0.00013	-0.00011	-0.00074	0.01213	-0.16878	1.58610
0.5	-0.06126	0.00358	-0.00054	0.00025	-0.00252	0.02608	-0.21882	1.26103
0.6	-0.09598	0.01024	-0.00170	0.00158	-0.00782	0.04933	-0.27473	1.03719
0.7	-0.14663	0.02421	-0.00534	0.00540	-0.02100	0.09061	-0.33864	0.86456
0.8	-.022581	0.05750	-0.01963	0.02142	-0.05673	0.16324	-0.41055	0.71197
0.9	-0.36446	0.15204	-0.08640	0.09329	-0.15859	0.29082	-0.47657	0.54714
1.0	-0.76620	0.62580	-0.53956	0.48833	-0.45397	0.41568	-0.34644	0.21114

Tableau III.11 Valeurs numériques du paramètre A_i pour un onduleur monophasé (k = 17)

m_i	A_1	A_2	A_3	A_4	A_5	A_6	A_7	A_8
0.1	-0.17836	-0.11155	0.11256	-0.19441	0.09543	2.32702	-4.64902	2.32374
0.2	-0.17260	-0.13418	0.13610	-0.21020	0.10541	1.16714	-2.33312	1.16600
0.3	-0.16846	-0.15780	0.16370	-0.23013	0.11690	0.78168	-1.56472	0.78171
0.4	-0.16332	-0.18477	0.19604	-0.25532	0.13112	0.59181	-1.18667	0.59221
0.5	-0.15745	-0.21603	0.23473	-0.28701	0.14974	0.47794	-0.96167	0.47882
0.6	-0.15108	-0.25271	0.28253	-0.32858	0.17523	0.39949	-0.81034	0.40197
0.7	-0.14563	-0.29482	0.34077	-0.38113	0.20737	0.34070	-0.69777	0.34318
0.8	-0.14181	-0.34023	0.40574	-0.44496	0.24952	0.29070	-0.60268	0.29070
0.9	-0.13748	-0.37944	0.45617	-0.51028	0.29895	0.25028	-0.51051	0.23211
1.0	-0.11089	-0.38998	0.44263	-0.54257	0.32409	0.24186	-0.43184	0.17088

Tableau III.12 Valeurs numériques du paramètre A_i pour un onduleur triphasé (k = 17)

Pour les applications en temps réel, la valeur de l'indice de modulation est variable par la conséquence de la variation de l'amplitude de la tension de référence. Pour atteindre cet objectif il faut chercher la relation mathématique qui lie A_i et m_i. Ceci peut être réalisé en utilisant l'interpolation polynômiale **[Mak-14.4]**.

La méthode d'interpolation la plus fréquente est appelée l'interpolation polynomiale de Lagrange. Le principe fondamental de l'interpolation est de trouver une formule mathématique, souvent un polynôme d'ordre n, dont le graphe passe par n+1 points $(x_0, g(x_0))$, $(x_1, g(x_1))$, . . . , $(x_r, g(x_r))$ **[Aln-08]**:

$$G(x) = \sum_{r=1}^{n+1} g(x_r) \times H_r(x)\,,\ r = [1: n+1] \qquad \text{(III.27)}$$

$H_r(x)$ est donnée par :

$$H_r(x) = \prod_{s \neq r} \frac{(x - x_s)}{(x_r - x_s)} \tag{III.28}$$

Dans notre cas (x_r, $g(x_r)$) et $G(x)$ correspondent à (m_i, A_i) et $P_{Aj}(m_i)$. Suivant les tableaux III.11 et III.12 on a dix valeurs de l'indice de modulation. Par conséquence l'ordre du polynôme est n = 9 et i = 1, 2, 3, 4,…, 8. Après quelques simplifications l'équation III.27 devient :

$$P_{A_i}(m_i) = b_{1_i} m_i^9 + b_{2_i} m_i^8 + \cdots\cdots + b_{9_i} m_i + b_{10_i} \tag{III.29}$$

$b_{1_i}, b_{2_i}, \ldots\ldots, b_{9_i}, b_{10_i}$: représente les coefficients du polynôme qui sont reportés dans les tableaux III.13 et III.14.

	P_{A1}	P_{A2}	P_{A3}	P_{A4}
b_{1i}	0.0282953 x10^3	-0.0411466 x10^3	0.0488640 x10^3	-0.0279907 x10^3
b_{2i}	-0.2778946 x10^3	0.4016817 x10^3	-0.4815674 x10^3	0.2710865 x10^3
b_{3i}	0.8218264 x10^3	-1.1723942 x10^3	1.4357534 x10^3	-0.7777410 x10^3
b_{4i}	-1.1890344 x10^3	1.6692411 x10^3	-2.1030589 x10^3	1.0857222 x10^3
b_{5i}	0.9801155 x10^3	-1.3506326 x10^3	1.7638085 x10^3	-0.8589452 x10^3
b_{6i}	-0.4871285 x10^3	0.6562796 x10^3	-0.8958304 x10^3	0.4063417 x10^3
b_{7i}	0.1468623 x10^3	-0.1921582 x10^3	0.2771129 x10^3	-0.1152617 x10^3
b_{8i}	-0.0261450 x10^3	0.0324862 x10^3	-0.0502519 x10^3	0.0188119 x10^3
b_{9i}	0.0024284 x10^3	-0.0028230 x10^3	0.0048148 x10^3	-0.0015868 x10^3
b_{10i}	-0.0000917 x10^3	0.0000918 x10^3	-0.0001845 x10^3	0.0000515 x10^3
	P_{A5}	P_{A6}	P_{A7}	P_{A8}
b_{1i}	-0.0246250 x10^3	0.0190765 x10^3	-0.0291519 x10^3	-0.1690322 x10^3
b_{2i}	0.2598678 x10^3	-0.1881788 x10^3	0.2857186 x10^3	1.8633988 x10^3
b_{3i}	-0.8819162 x10^3	0.5612831 x10^3	-0.8411482 x10^3	-6.9074125 x10^3
b_{4i}	1.4637179 x10^3	-0.8184353 x10^3	1.2102832 x10^3	13.0206969 x10^3
b_{5i}	-1.3710799 x10^3	0.6825037 x10^3	-0.9925312 x10^3	-14.4355350 x10^3
b_{6i}	0.7632368 x10^3	-0.3452993 x10^3	0.4907677 x10^3	10.0012388 x10^3
b_{7i}	-0.2533237 x10^3	0.1073355 x10^3	-0.1474017 x10^3	-4.4106076 x10^3
b_{8i}	0.0482531 x10^3	-0.0197494 x10^3	0.0257902 x10^3	1.2221492 x10^3
b_{9i}	-0.0047714 x10^3	0.0019588 x10^3	-0.0027546 x10^3	-0.2026699 x10^3
b_{10i}	0.0001867 x10^3	-0.0000790 x10^3	0.0000814 x10^3	0.0179846 x10^3

Tableau III.13 Coefficients des polynômes pour un onduleur monophasé

	P_{A1}	P_{A2}	P_{A3}	P_{A4}
b_{1i}	$0.7605852x10^2$	$-0.4434125x10^2$	$0.7590223x10^2$	$-0.1414783x10^3$
b_{2i}	$-3.6784158x10^2$	$2.1890473x10^2$	$-3.6477323x10^2$	$0.7089485x10^3$
b_{3i}	$7.6848172x10^2$	$-4.6199764x10^2$	$7.4728619x10^2$	$-1.5157721x10^3$
b_{4i}	$-9.0544375x10^2$	$5.4707527x10^2$	$-8.5733643x10^2$	$1.8097155x10^3$
b_{5i}	$6.5945232x10^2$	$-3.9929737x10^2$	$6.0473550x10^2$	$-1.3230711x10^3$
b_{6i}	$-3.0634078x10^2$	$1.8542665x10^2$	$-2.6981220x10^2$	$0.6098890x10^3$
b_{7i}	$0.9031156x10^2$	$-0.5466442x10^2$	$0.7555135x10^2$	$-0.1759058x10^3$
b_{8i}	$-0.1616215x10^2$	$0.0970453x10^2$	$-0.1247975x10^2$	$0.0300974x10^3$
b_{9i}	$0.0161713x10^2$	$-0.0114609x10^2$	$0.0131715x10^2$	$-0.0028854x10^3$
b_{10i}	$-0.0024389x10^2$	$-0.0005437x10^2$	$0.0005181x10^2$	$-0.0000803x10^3$
	P_{A5}	P_{A6}	P_{A7}	P_{A8}
b_{1i}	$0.1850208x10^3$	$-0.0825501x10^4$	$0.1228362x10^4$	$-0.0523748x10^4$
b_{2i}	$-0.9295588x10^3$	$0.4419015x10^4$	$-0.6783987x10^4$	$0.2960142x10^4$
b_{3i}	$1.9857895x10^3$	$-1.0295907x10^4$	$1.6331842x10^4$	$-0.7283171x10^4$
b_{4i}	$-2.3590411x10^3$	$1.3719411x10^4$	$-2.2510420x10^4$	$1.0245357x10^4$
b_{5i}	$1.7094231x10^3$	$-1.1548834x10^4$	$1.9610538x10^4$	$-0.9096461x10^4$
b_{6i}	$-0.7789399x10^3$	$0.6397511x10^4$	$-1.1239734x10^4$	$0.5305325x10^4$
b_{7i}	$0.2218221x10^3$	$-0.2352903x10^4$	$0.4271566x10^4$	$-0.2048217x10^4$
b_{8i}	$-0.0376677x10^3$	$0.0564386x10^4$	$-0.1056156x10^4$	$0.0513457x10^4$
b_{9i}	$0.0035142x10^3$	$-0.0083816x10^4$	$0.0161073x10^4$	$-0.0079222x10^4$
b_{10i}	$-0.0000381x10^3$	$0.0006880x10^4$	$-0.0013517x10^4$	$0.0006710x10^4$

Tableau III.14 Coefficients des polynômes pour un onduleur triphasé

Nous connaissons bien que si on teste un polynôme par les mêmes valeurs (l'indice de modulation) que nous utilisons dans l'interpolation on aura les meilleurs résultats, pour cela il est nécessaire d'évaluer notre stratégie par d'autre valeurs qui sont : m_i = 0.15, 0.45, 0.75.

Les figures III.21 (III.22), présentent les spectres d'harmoniques de la tension délivrée par l'onduleur monophasé (triphasé) avec une tension continue à l'entrée de ce dernier égale à 100V.

Avec des valeurs de l'indice de modulation égales 0.15, 0.45 et 0.75 le fondamental prend les amplitudes suivantes 15V, 45V et 75V (7.5V, 22.5V et 37.5V). D'autre part avec k = 17 le premier harmonique non nul est le $17^{éme}$ ($25^{éme}$). Du spectre d'harmoniques, on observe clairement, que notre stratégie donne des résultats vraiment très satisfaisants et démontrent la faisabilité de notre implémentation en temps réel.

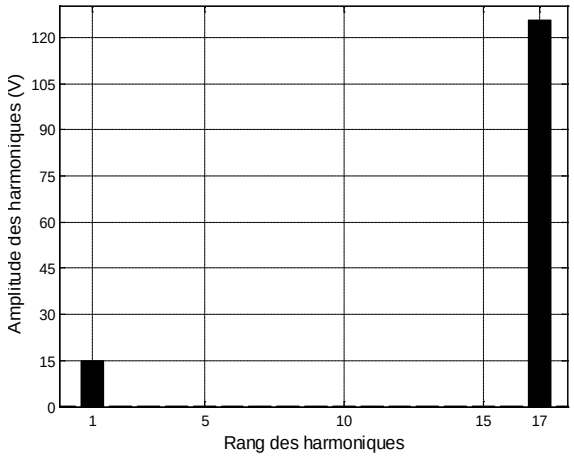


Figure III.21a $m_i = 0.15$

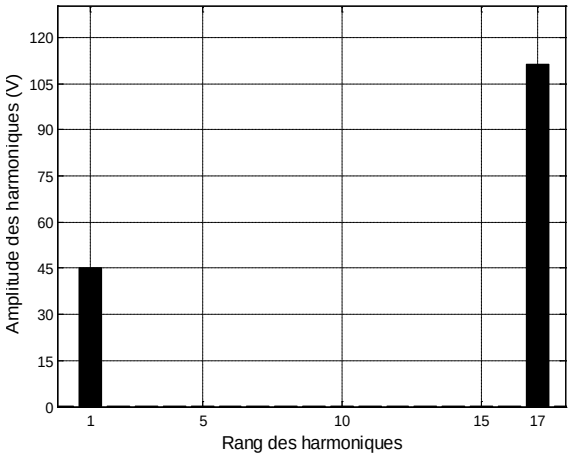


Figure III.21b $m_i = 0.45$

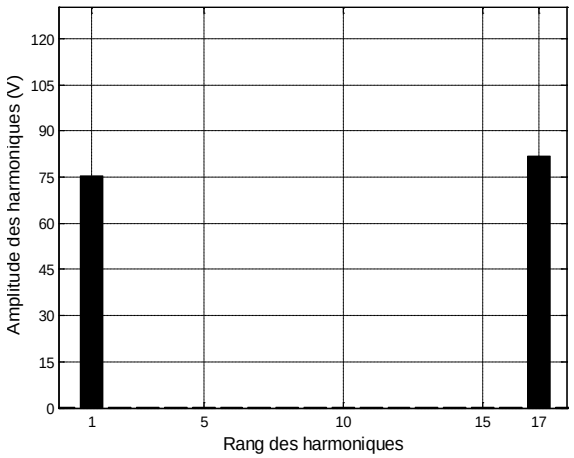


Figure III.21c $m_i = 0.75$

Figure III.21 Spectres d'harmoniques de la tension pour un onduleur monophasé

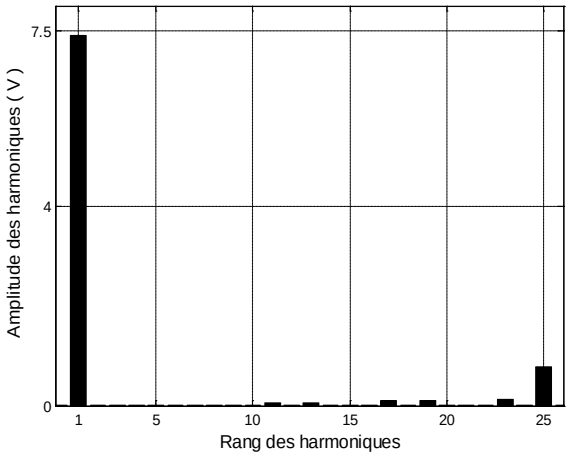


Figure III.22a $m_i = 0.15$

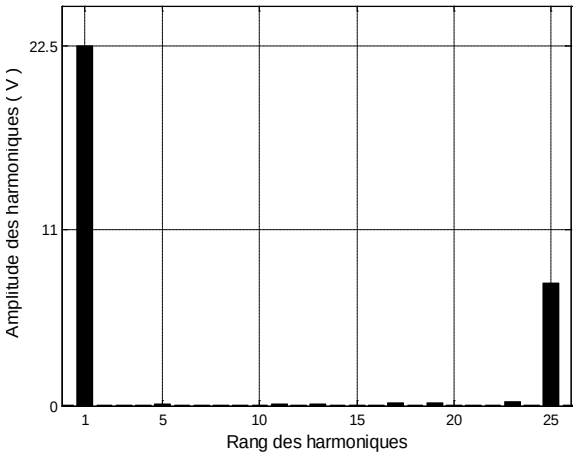


Figure III.22b $m_i = 0.45$

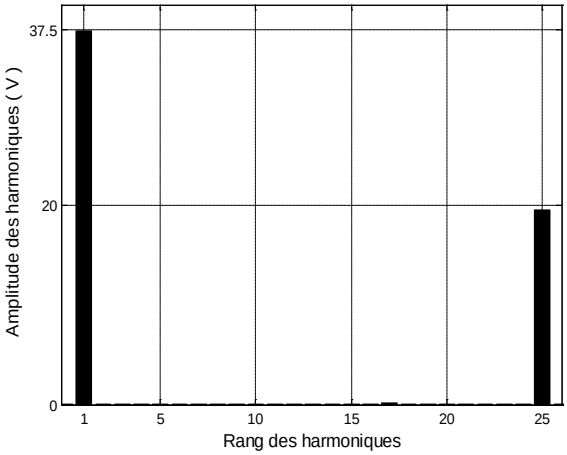


Figure III.22c $m_i = 0.75$

Figure III.22 Spectres d'harmoniques de la tension pour un onduleur triphasé

Un schéma d'implémentation en temps réel est présenté dans la figure III.23a et III.23b

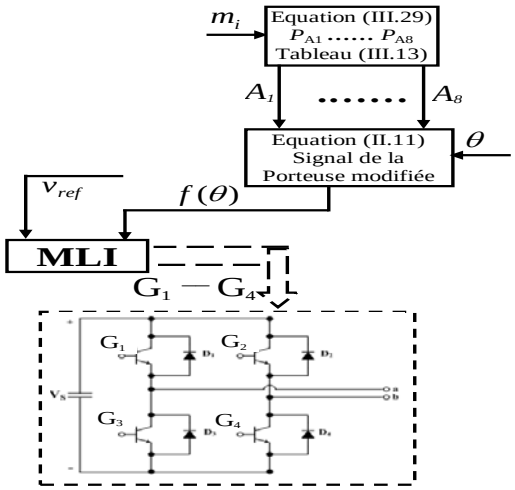


Figure III.23a Onduleur monophasé

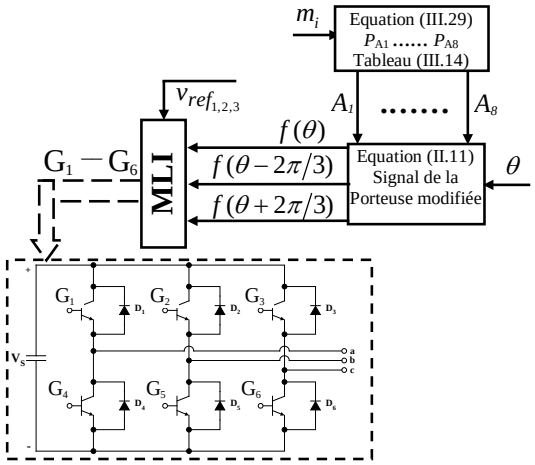


Figure III.23b Onduleur triphasé

Figure III.23 Schéma simplifié de la stratégie

III.6- Résultats expérimentaux

Dans cette partie, nous présentons les résultats expérimentaux des différentes implémentations en temps réel de la stratégie MLI-ESH. Les relevés expérimentaux choisis sont : le courant d'une phase et la tension et son spectre d'harmoniques. Ces essais ont été effectués dans les mêmes conditions que les simulations. La figure III.24 montre les différents dispositifs nécessaires pour réaliser cette expérience.



Figure III.24 Photographie du banc d'essai

III.6.1- Résultats expérimentaux de la MLI-ESH-LUT

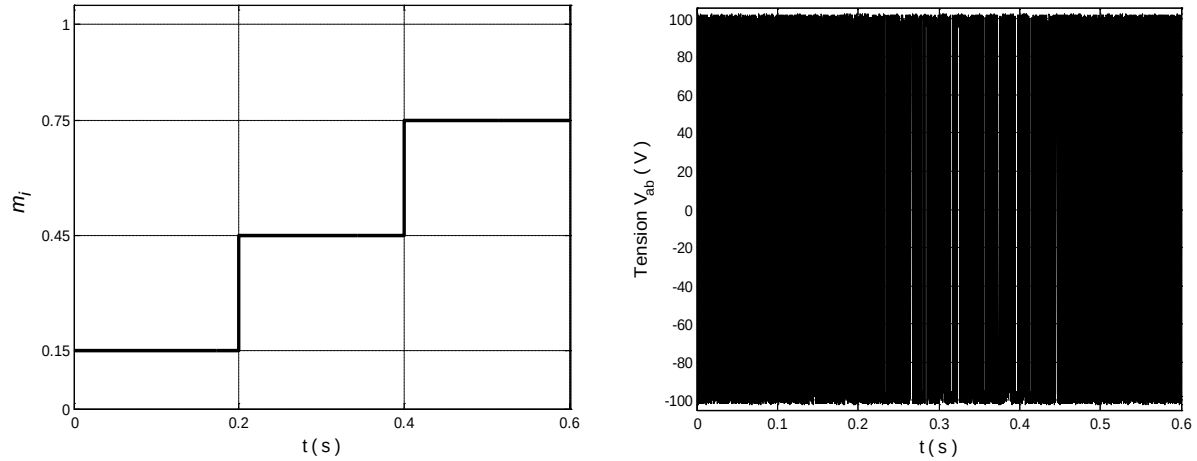


Figure III.25a Profil de l'indice de modulation et la tension de sortie

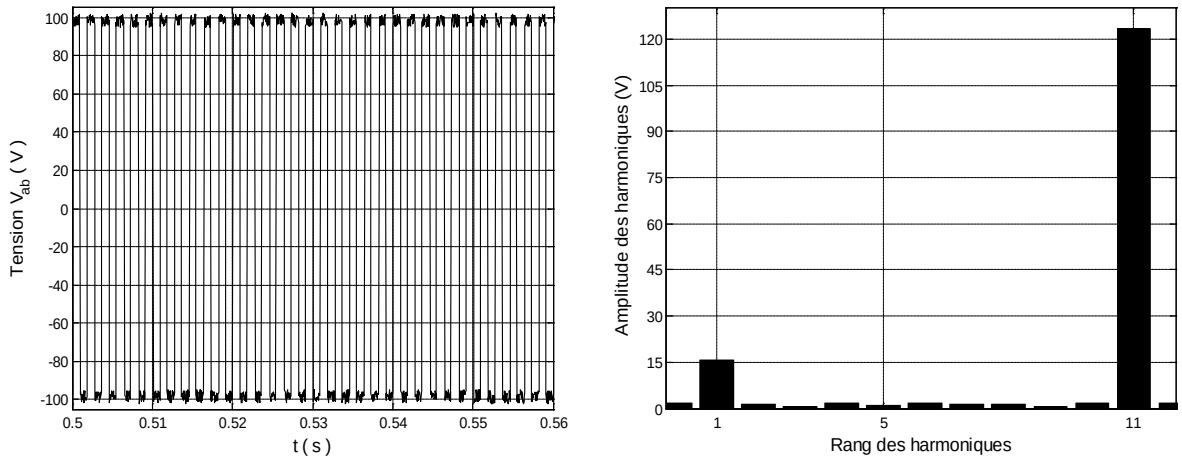


Figure III.25b Tension de sortie et son spectre d'harmoniques (m_i = 0.15)

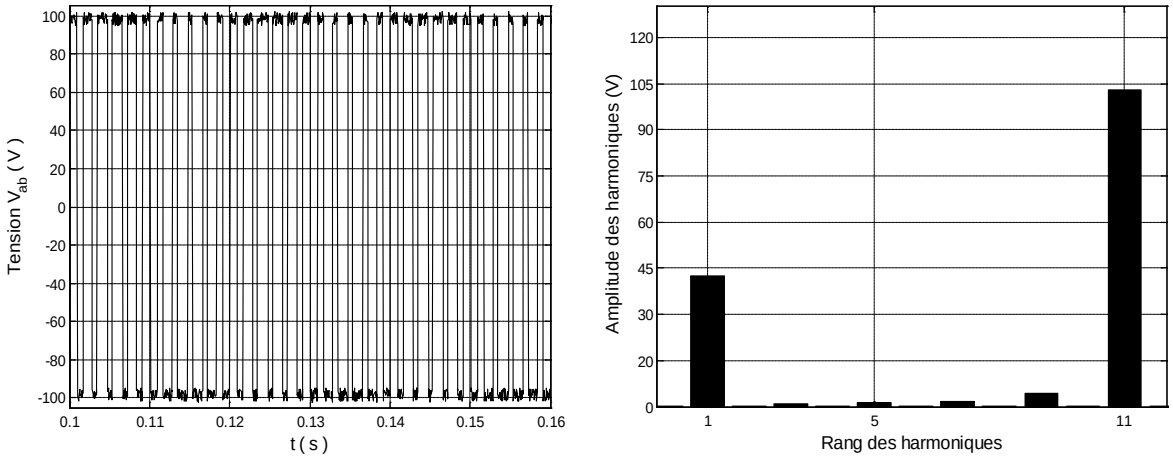


Figure III.25c Tension de sortie et son spectre d'harmoniques (m_i = 0.45)

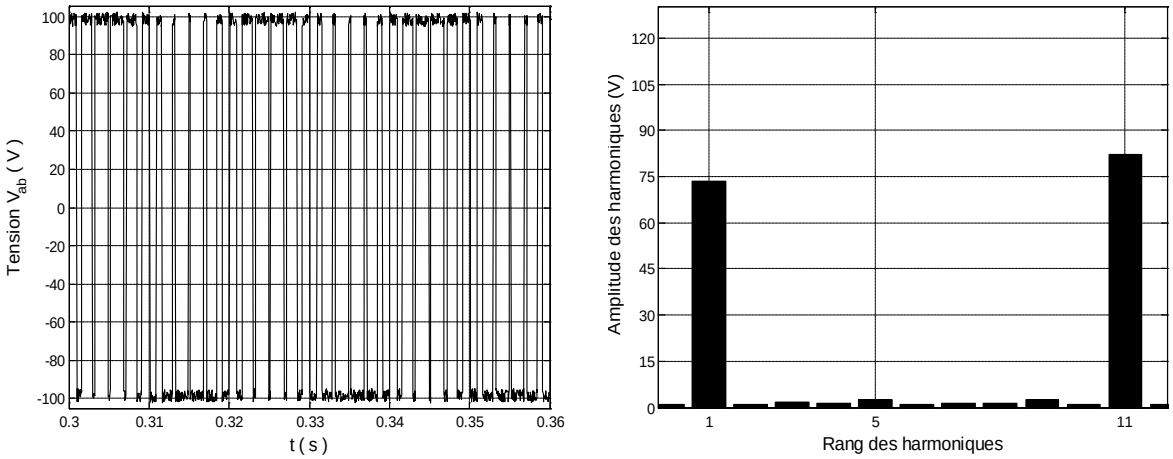


Figure III.25d Tension de sortie et son spectre d'harmoniques (m_i = 0.75)

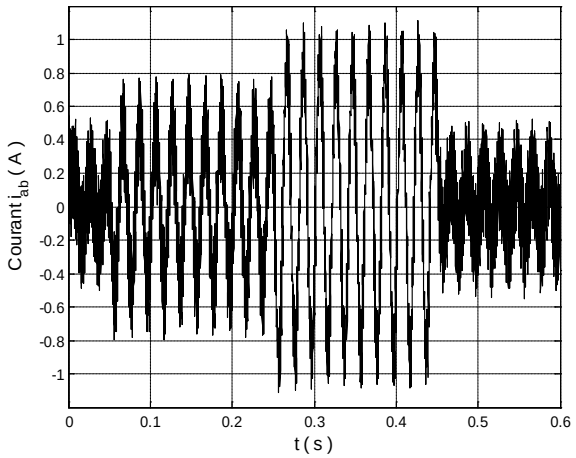


Figure III.25e Courant de la charge

Figure III.25 Résultats expérimentaux de la MLI-ESH-LUT monophasé

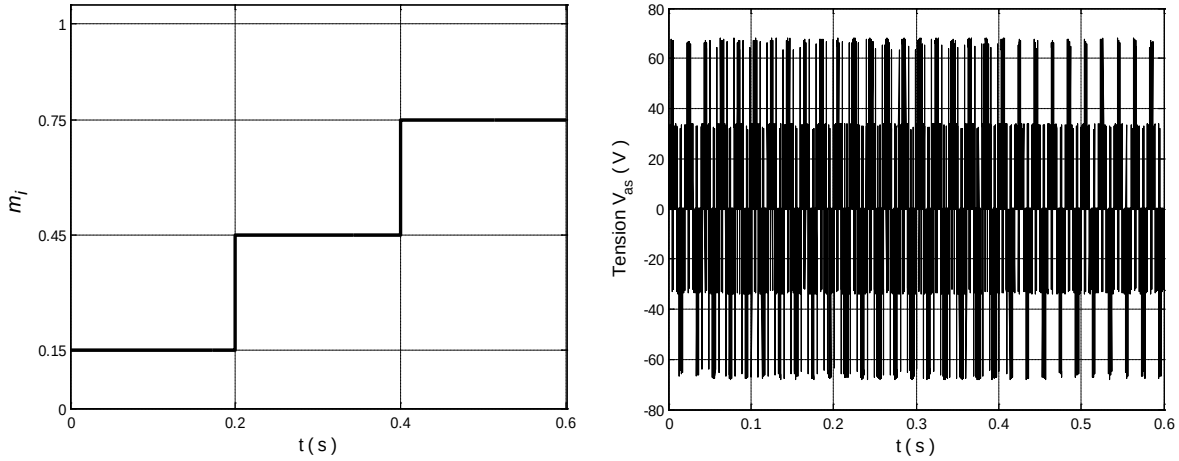


Figure III.26a Profil de l'indice de modulation et la tension de sortie

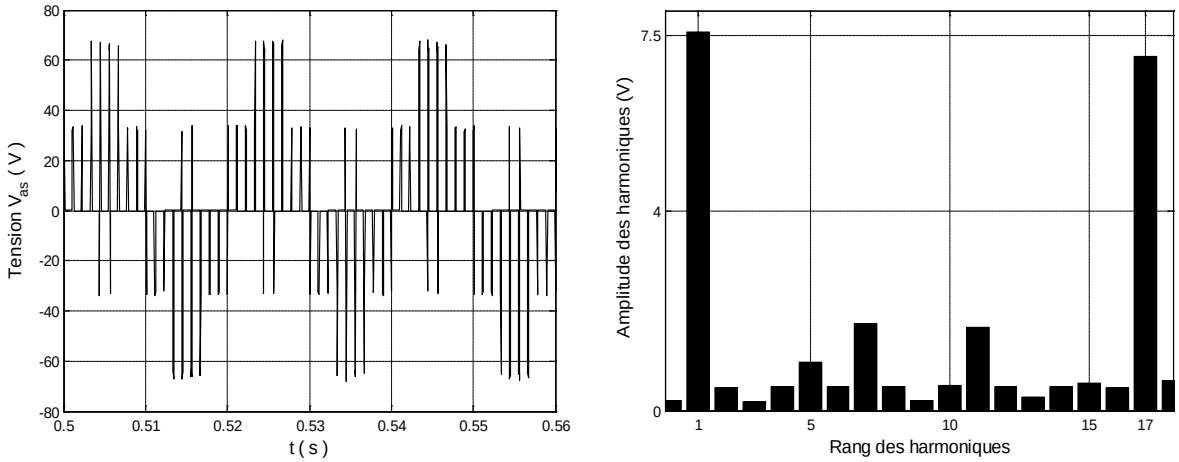


Figure III.26b Tension de sortie et son spectre d'harmoniques (m_i = 0.15)

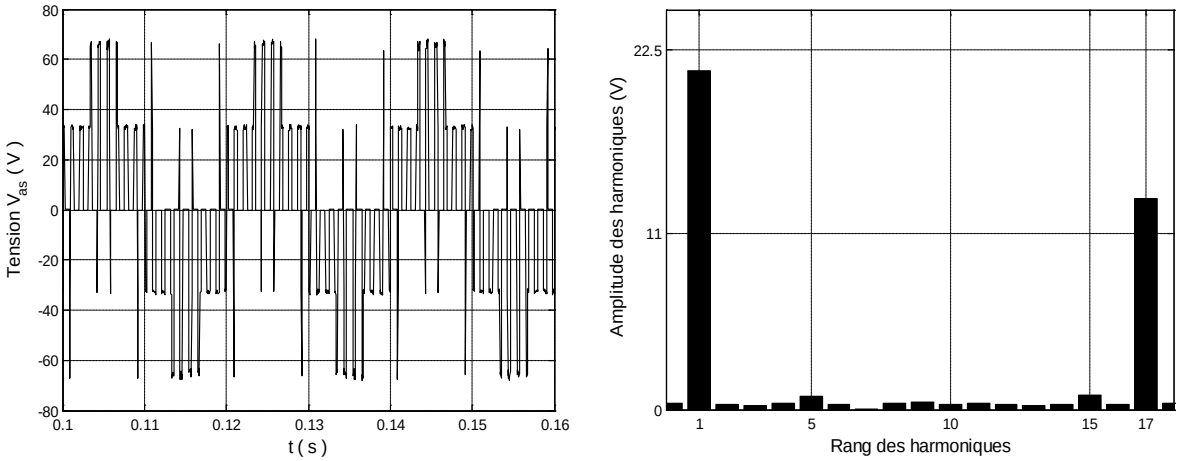


Figure III.26c Tension de sortie et son spectre d'harmoniques (m_i = 0.45)

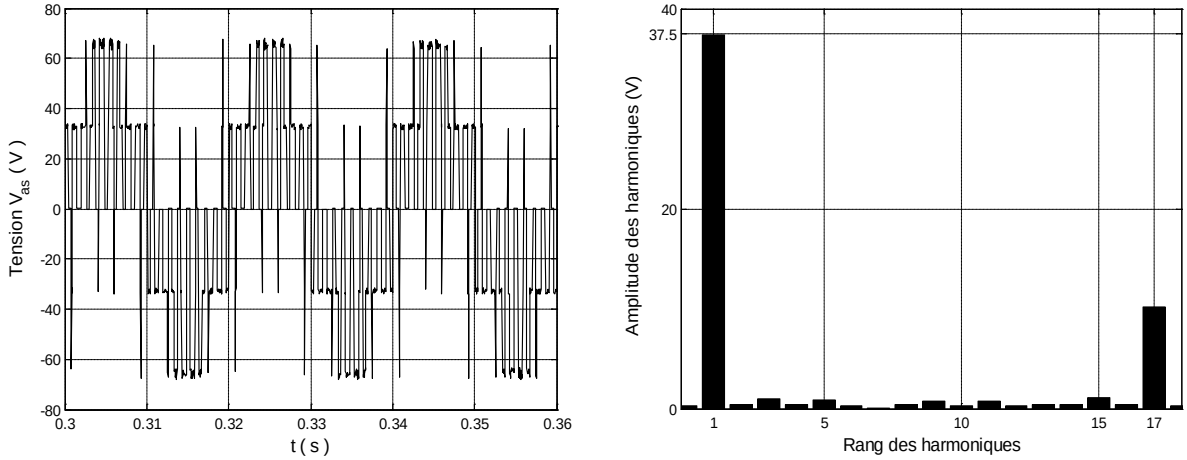


Figure III.26d Tension de sortie et son spectre d'harmoniques (m_i = 0.75)

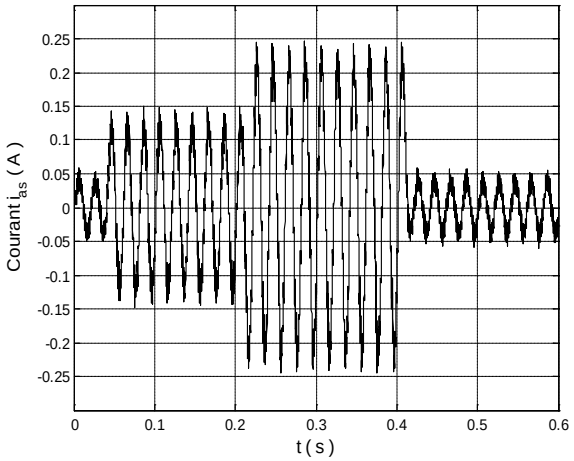


Figure III.26e Courant de la charge

Figure III.26 Résultats expérimentaux de la MLI-ESH-LUT triphasé

III.6.2- Résultats expérimentaux de la MLI-ESH-ER

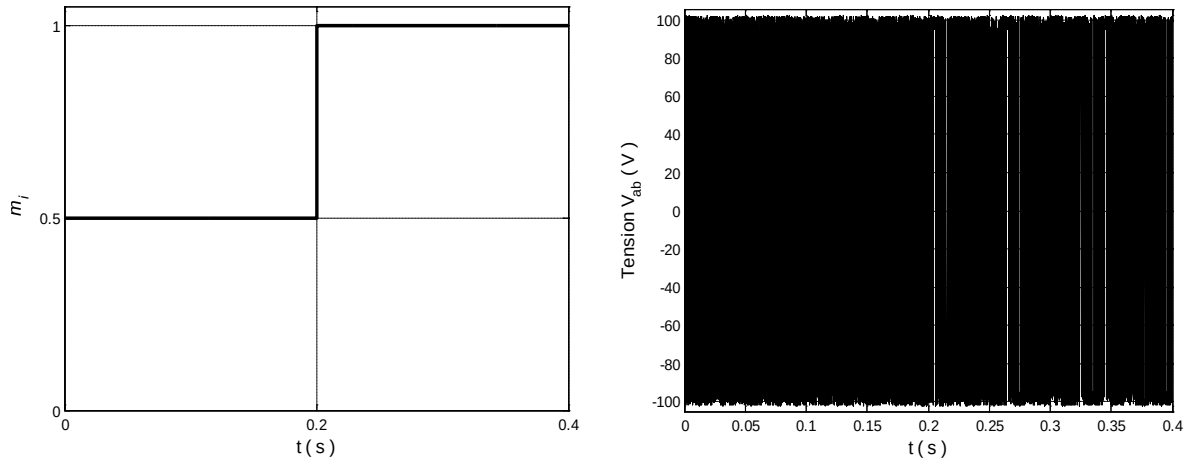


Figure III.27a Profil de l'indice de modulation et la tension de sortie

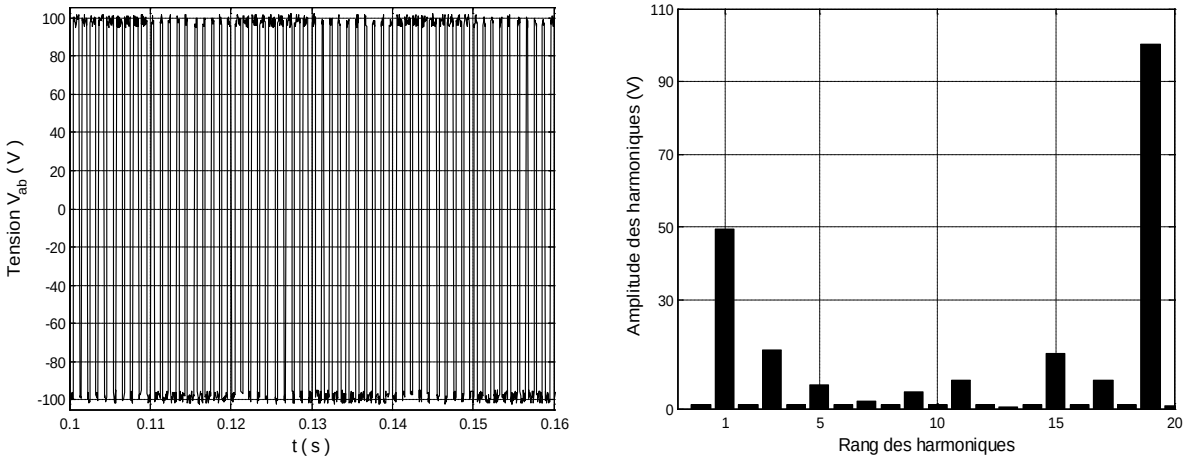


Figure III.27b Tension de sortie et son spectre d'harmoniques (m_i = 0.5)

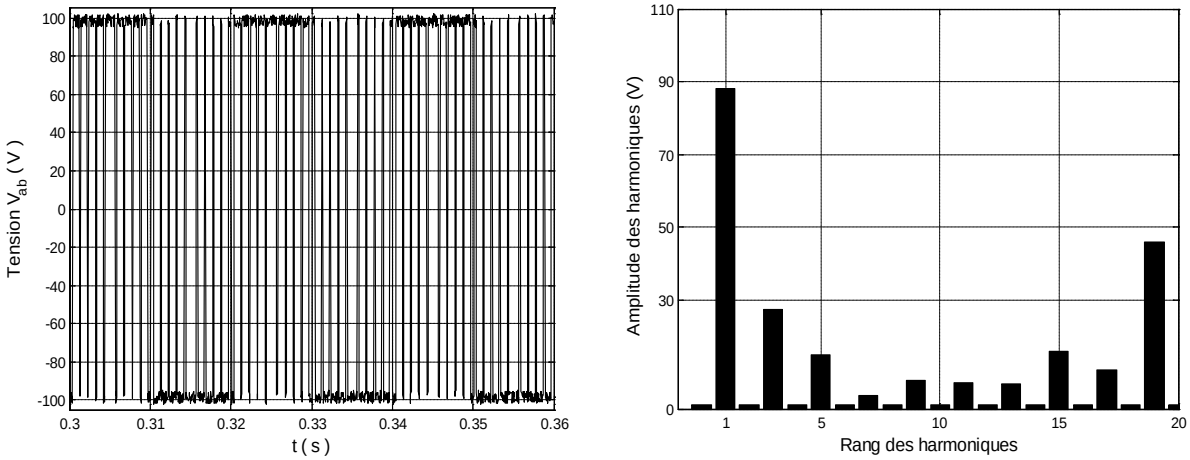


Figure III.27c Tension de sortie et son spectre d'harmoniques (m_i = 1)

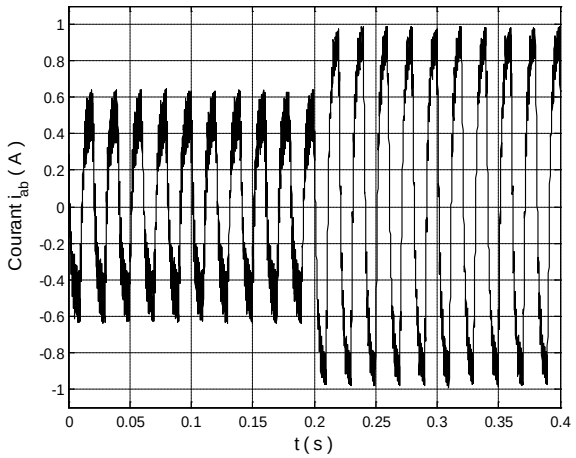


Figure III.27d Courant de la charge

Figure III.27 Résultats expérimentaux de la MLI-ESH-ER monophasé

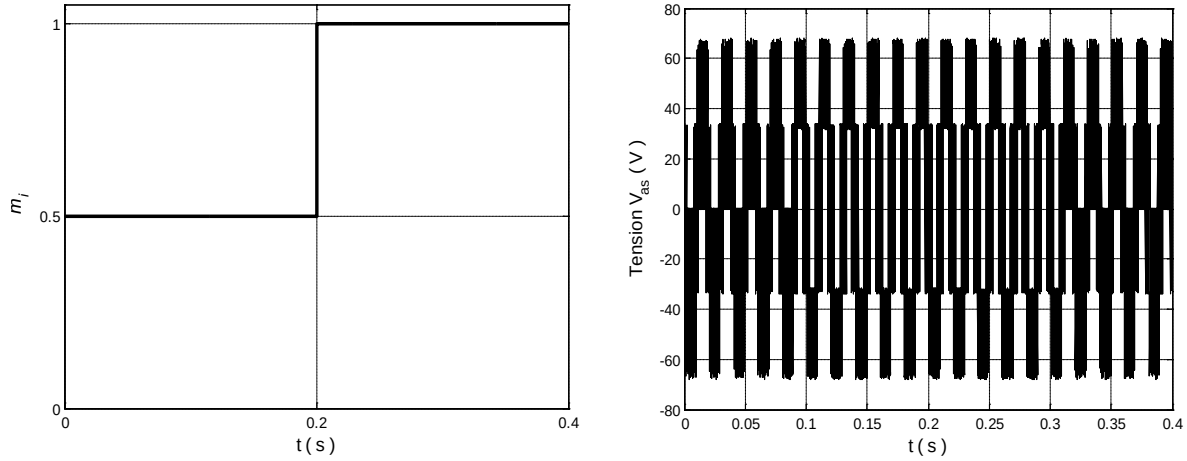


Figure III.28a Profil de l'indice de modulation et la tension de sortie

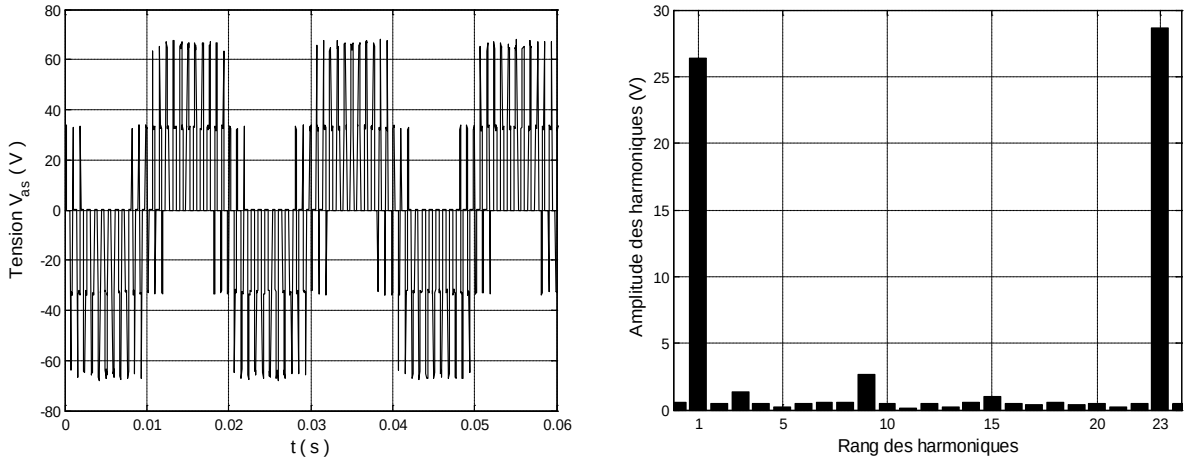


Figure III.28b Tension de sortie et son spectre d'harmoniques (m_i = 0.5)

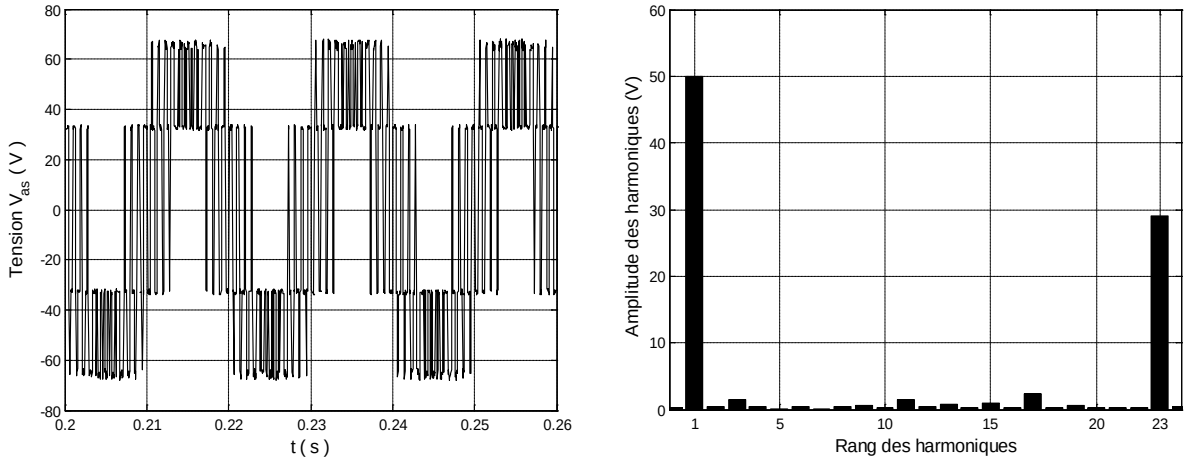


Figure III.28c Tension de sortie et son spectre d'harmoniques (m_i = 1)

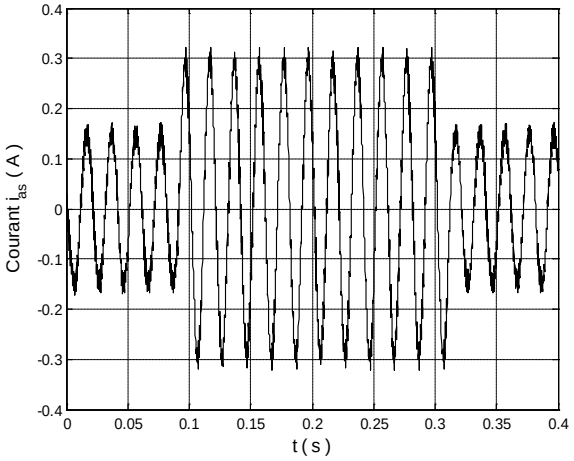


Figure III.28d Courant de la charge

Figure III.28 Résultats expérimentaux de la MLI-ESH-ER triphasé

III.6.3- Résultats expérimentaux de la MLI-ESH-L

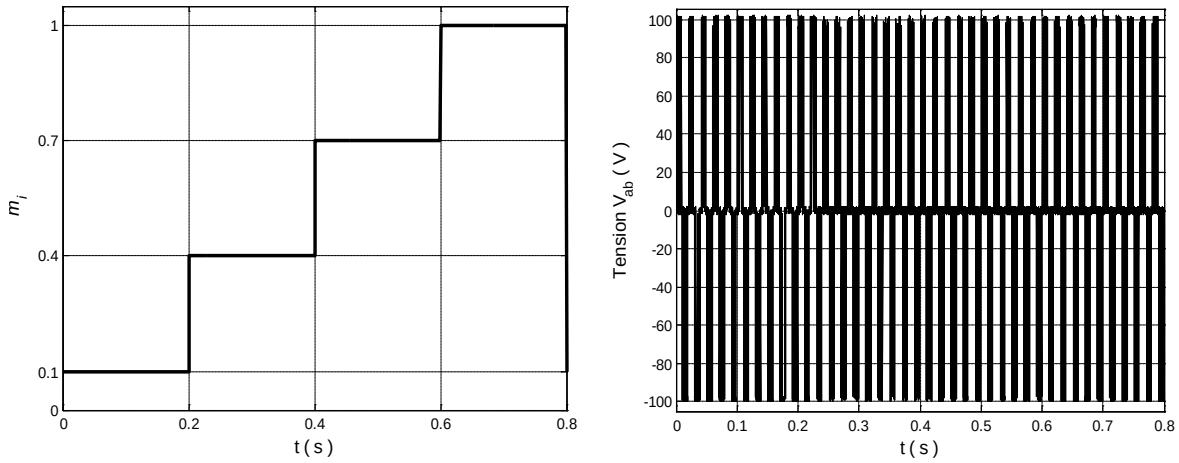


Figure III.29a Profil de l'indice de modulation et la tension de sortie

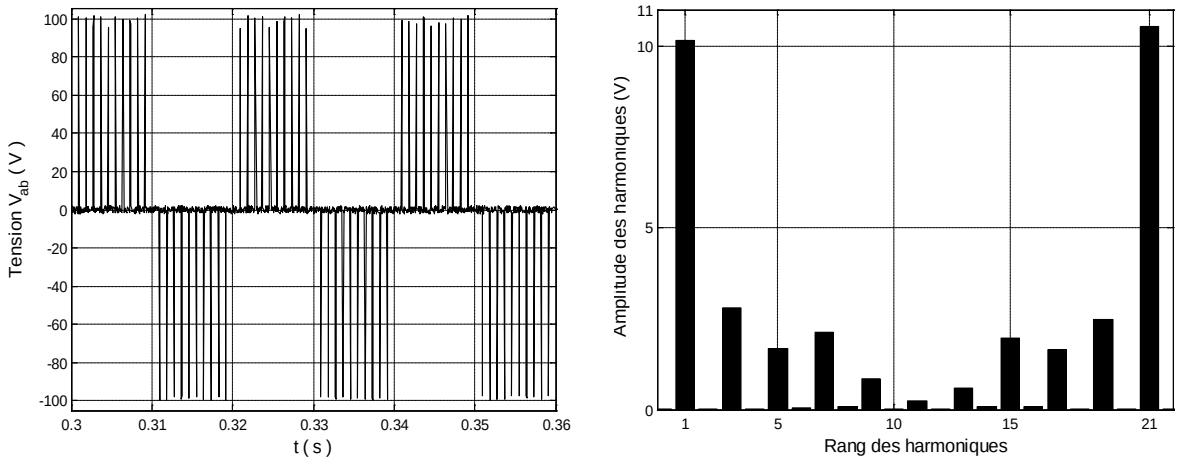


Figure III.29b Tension de sortie et son spectre d'harmoniques (m_i = 0.1)

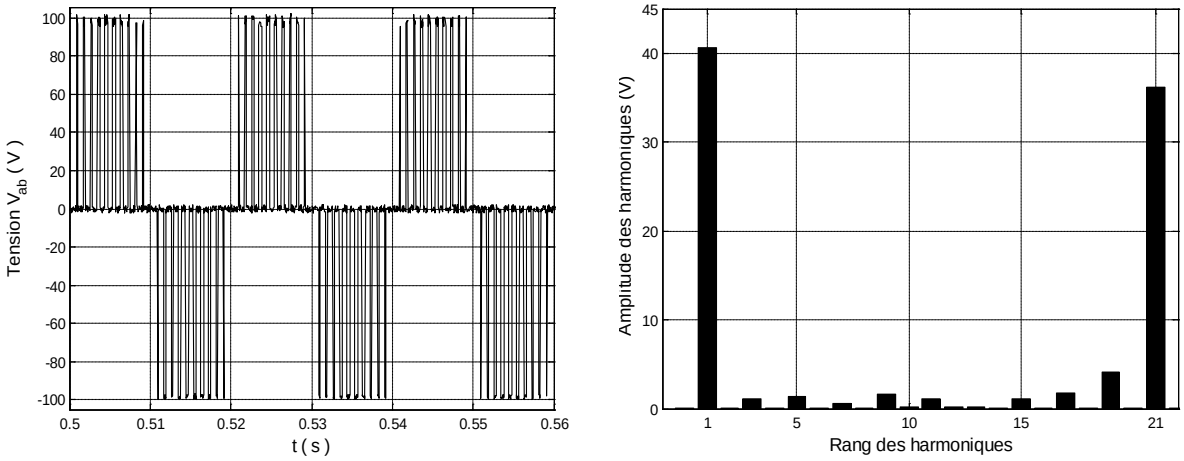


Figure III.29c Tension de sortie et son spectre d'harmoniques (m_i = 0.4)

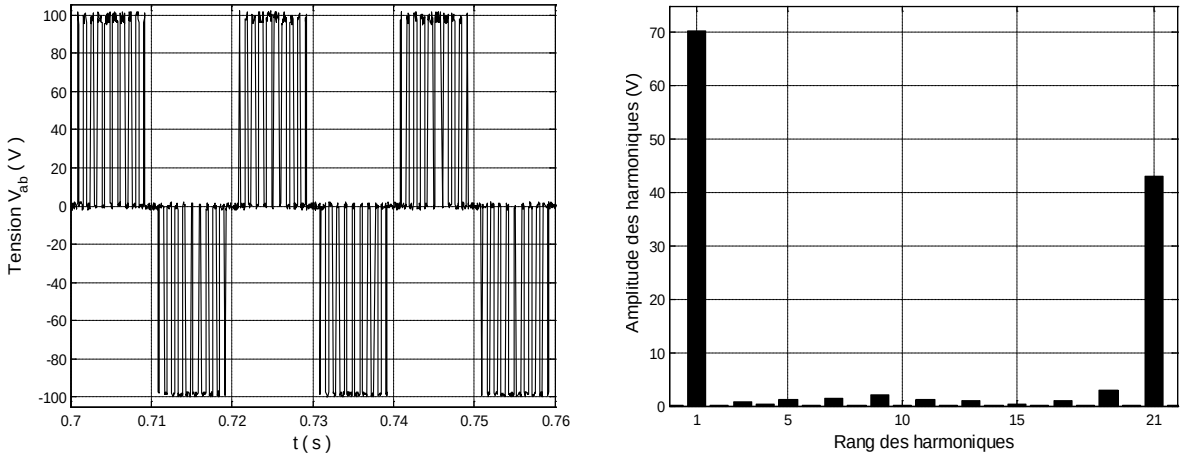


Figure III.29d Tension de sortie et son spectre d'harmoniques (m_i = 0.7)

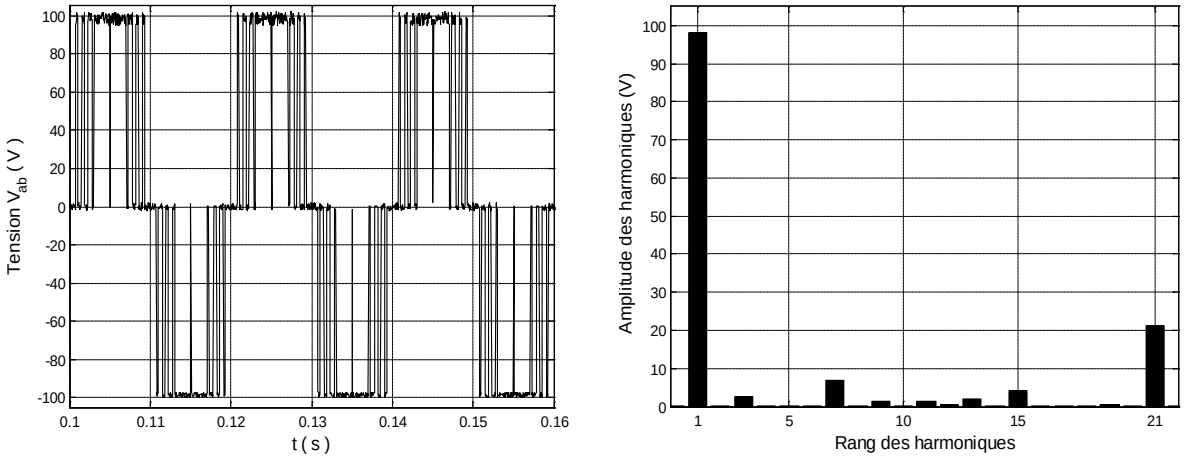


Figure III.29e Tension de sortie et son spectre d'harmoniques (m_i = 1)

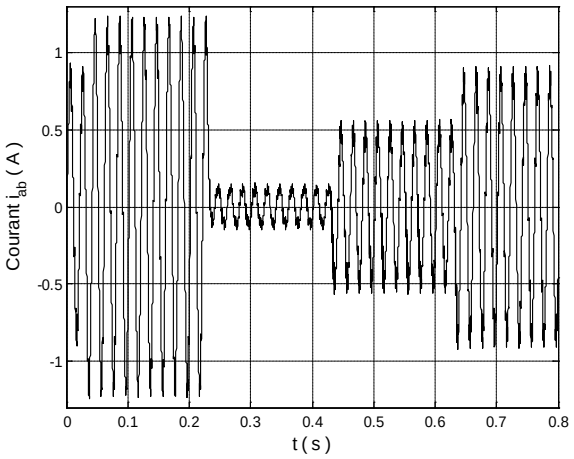


Figure III.28f Courant de la charge

Figure III.29 Résultats expérimentaux de la MLI-ESH-L

III.6.4- Résultats expérimentaux de la MLI-ESH-S

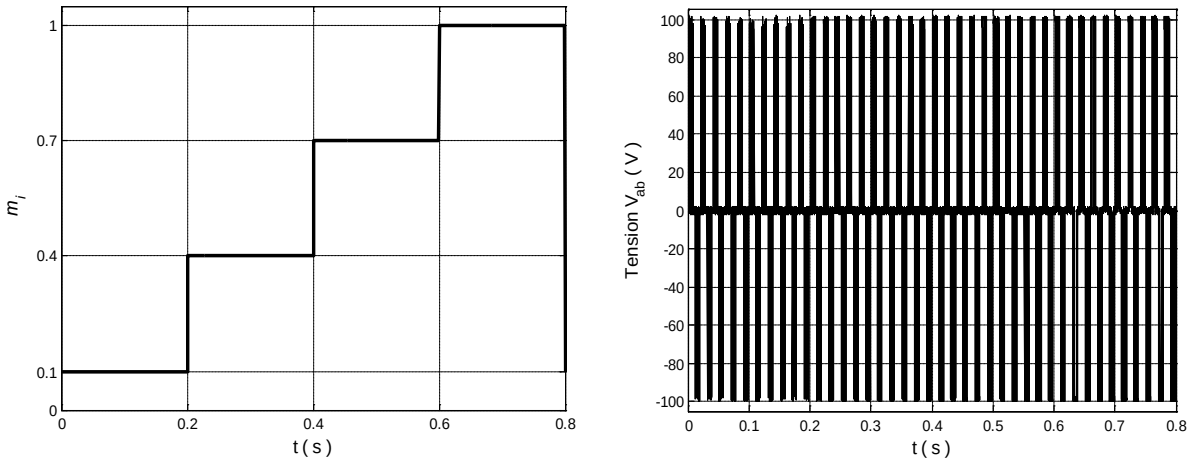


Figure III.30a Profil de l'indice de modulation et la tension de sortie

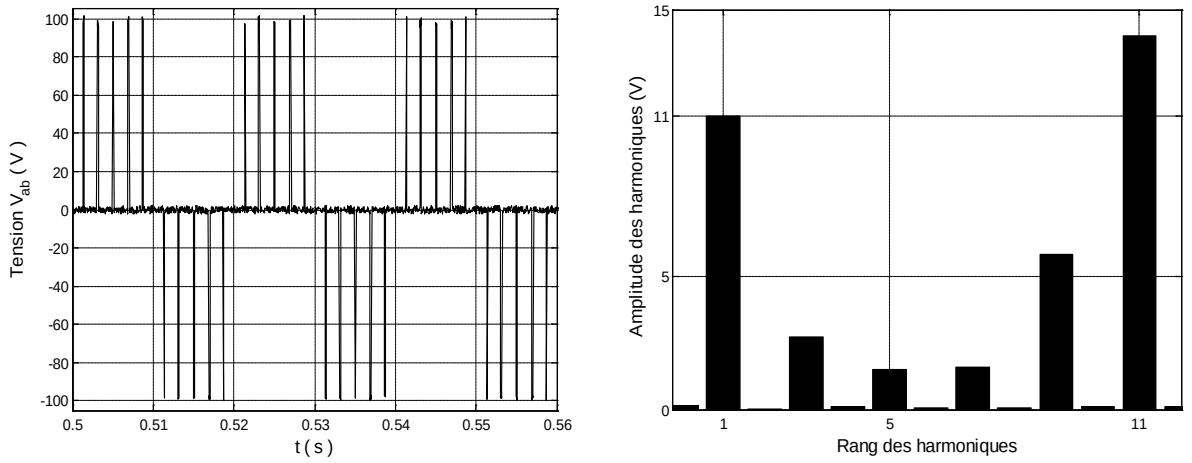


Figure III.30b Tension de sortie et son spectre d'harmoniques (m_i = 0.1)

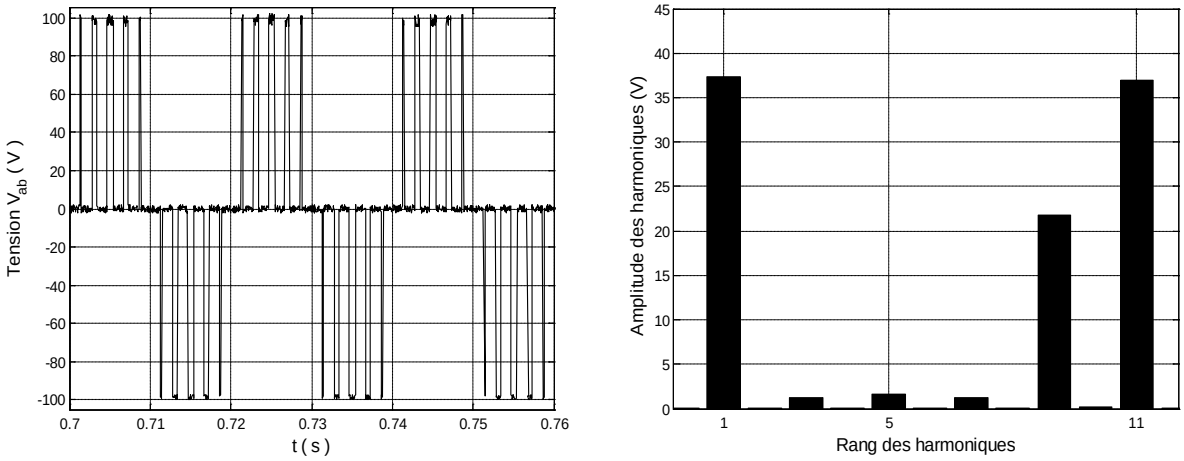


Figure III.30c Tension de sortie et son spectre d'harmoniques (m_i = 0.4)

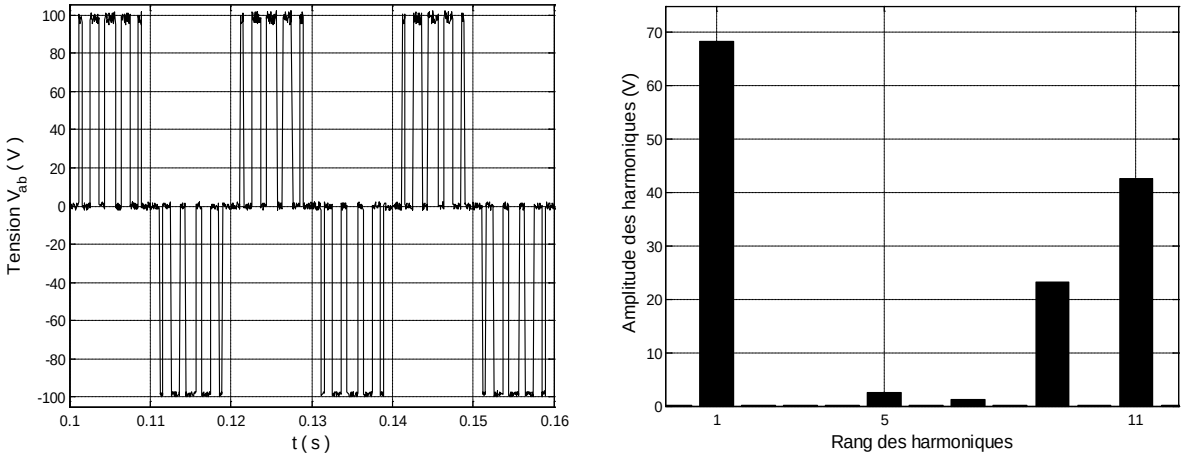


Figure III.30d Tension de sortie et son spectre d'harmoniques (m_i = 0.7)

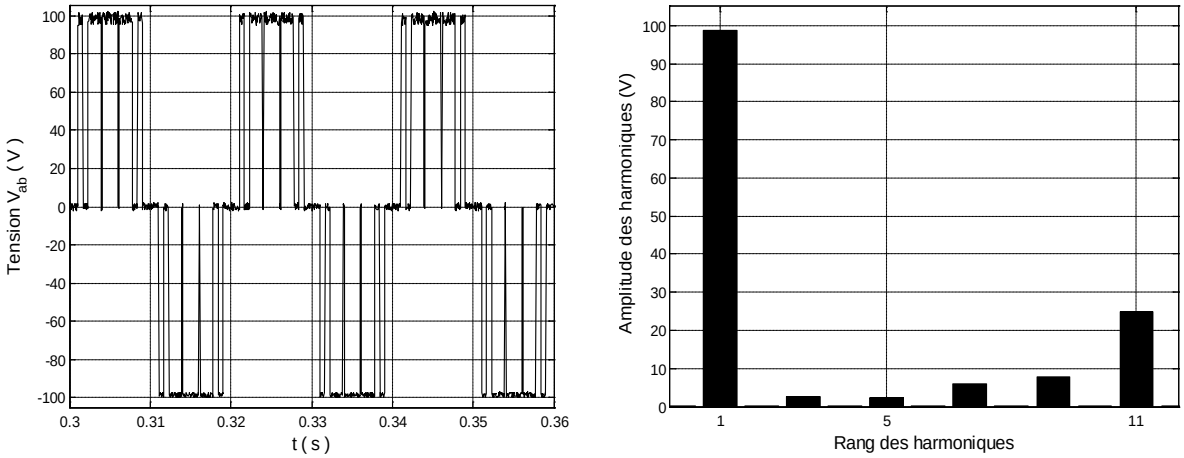


Figure III.30e Tension de sortie et son spectre d'harmoniques (m_i = 1)

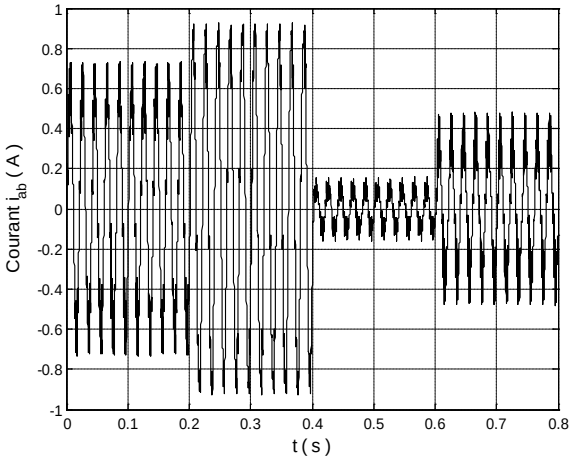


Figure III.30f Courant de la charge

Figure III.30 Résultats expérimentaux de la MLI-ESH-S

III.6.5- Résultats expérimentaux de la MLI-ESH-TR

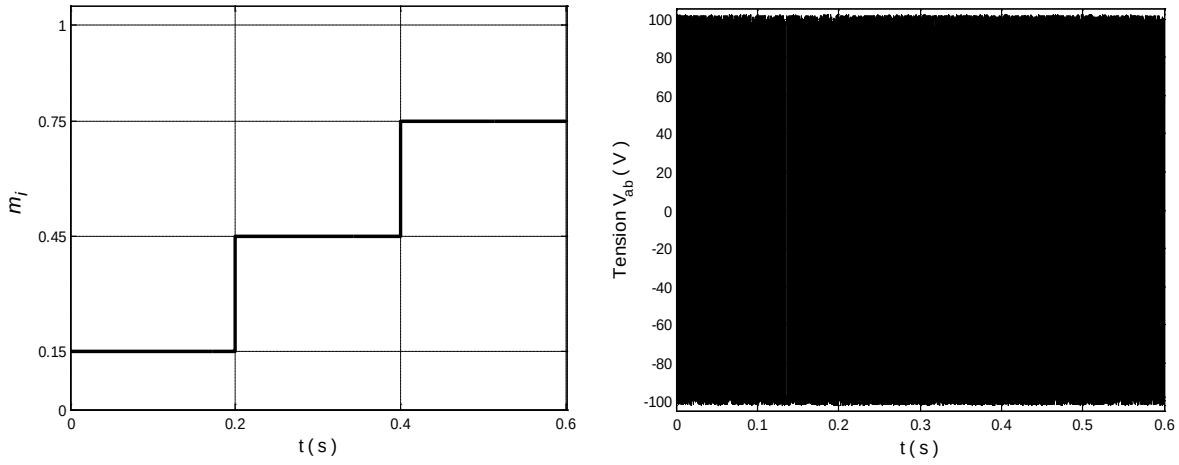


Figure III.31a Profil de l'indice de modulation et la tension de sortie

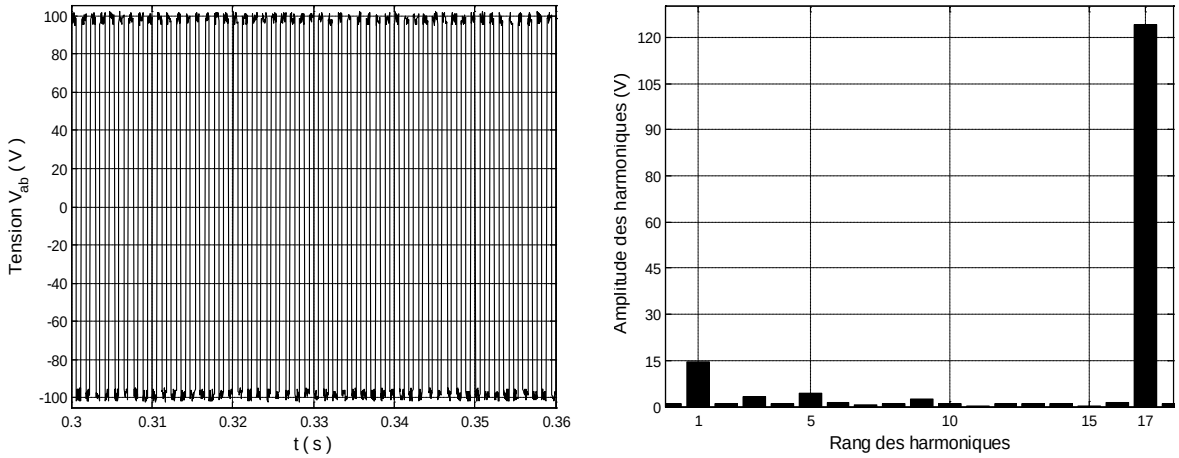


Figure III.31b Tension de sortie et son spectre d'harmoniques (m_i = 0.15)

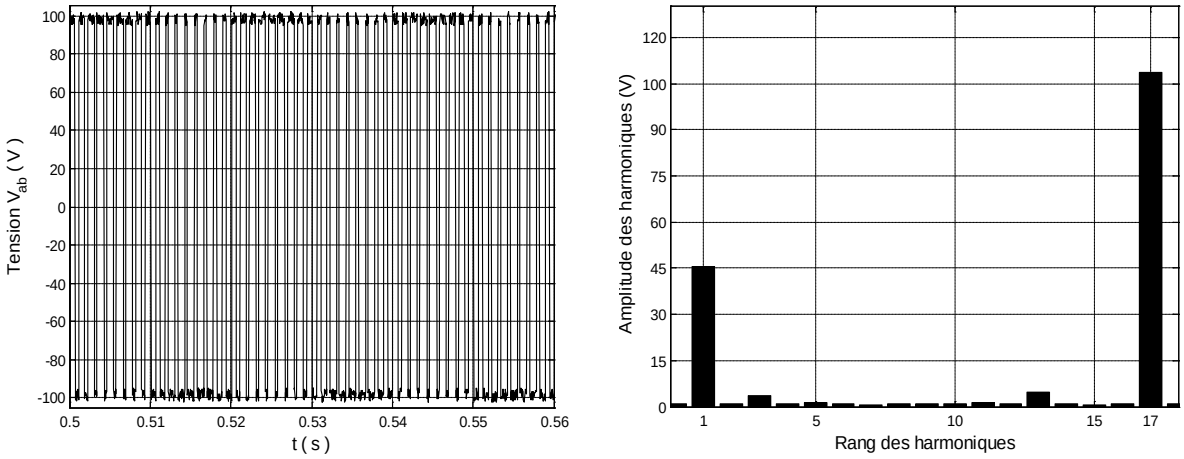


Figure III.31c Tension de sortie et son spectre d'harmoniques (m_i = 0.45)

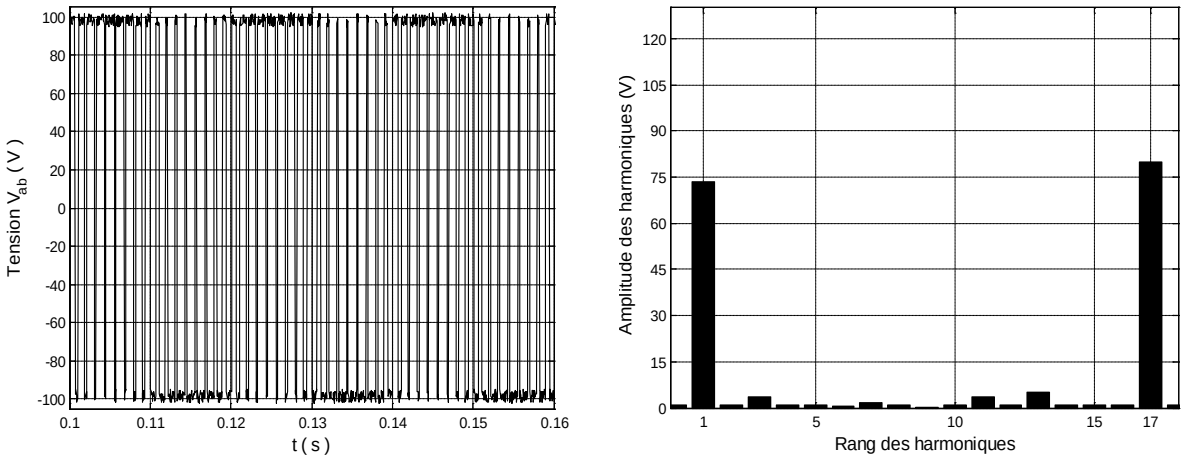


Figure III.31d Tension de sortie et son spectre d'harmoniques (m_i = 0.75)

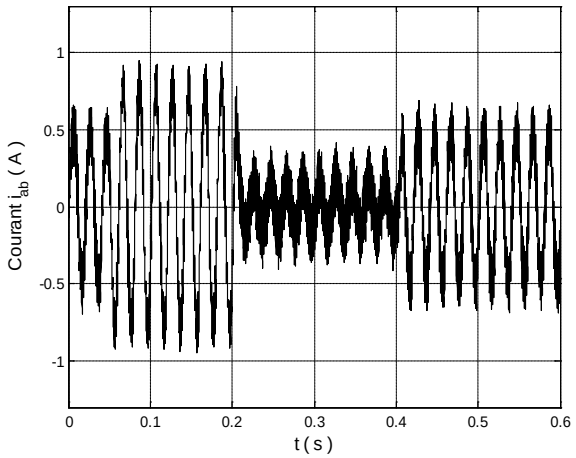


Figure III.31e Courant de la charge

Figure III.31 Résultats expérimentaux de la MLI-ESH-TR monophasé

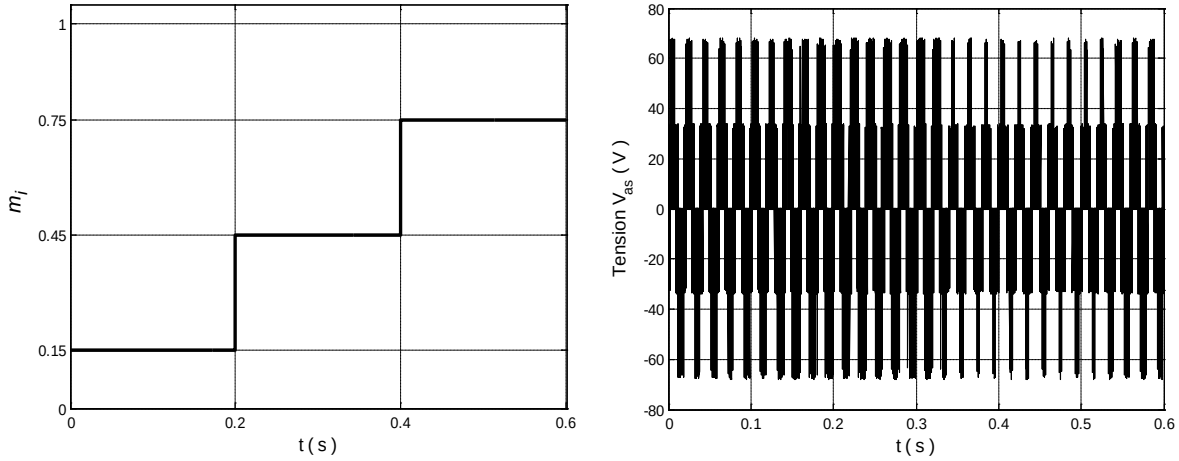


Figure III.32a Profil de l'indice de modulation et la tension de sortie

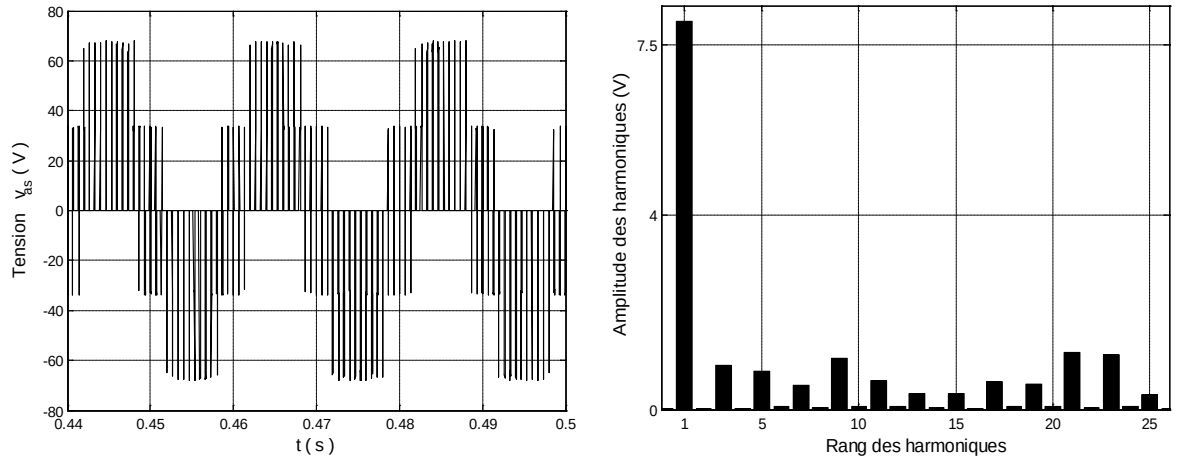


Figure III.32b Tension de sortie et son spectre d'harmoniques (m_i = 0.15)

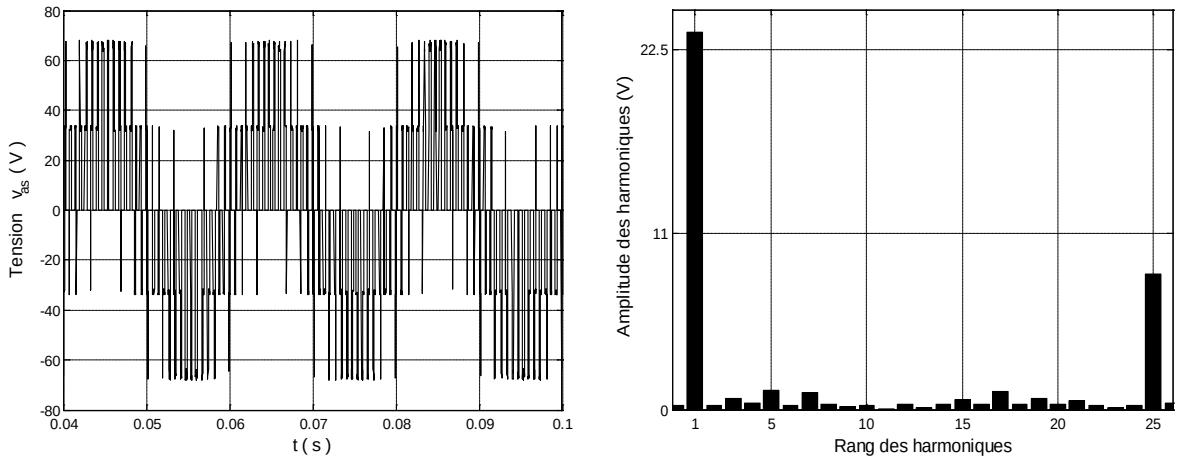


Figure III.32c Tension de sortie et son spectre d'harmoniques (m_i = 0.45)

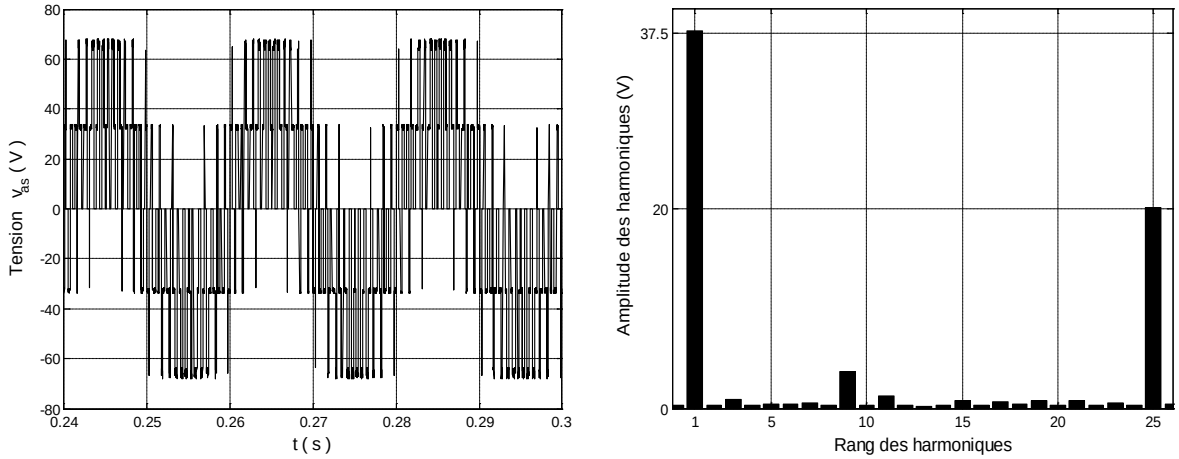


Figure III.32d Tension de sortie et son spectre d'harmoniques (m_i = 0.75)

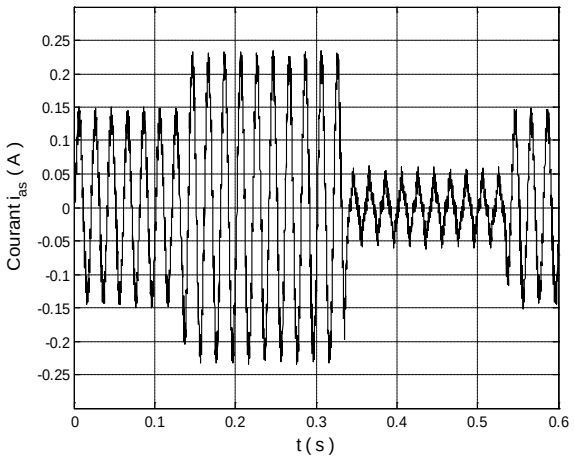


Figure III.32e Courant de la charge

Figure III.32 Résultats expérimentaux de la MLI-ESH-TR triphasé

Les résultats expérimentaux sont présentés dans les figures III.25 à III.32, ces résultats mettent en évidence la similarité existant entre les résultats simulés et expérimentaux. Une légère différence remarquable entre les résultats de simulation et expérimentaux due à la forme de la tension d'entrée de l'onduleur, car elle possède une forme ondulée.

Conclusion

Cinq méthodes de l'implémentation en temps réel de la MLI-ESH sont présentées dans ce chapitre. On peut distinguer entre ces méthodes par deux choses : le processus mathématique pour laquelle on développe la méthode (simple ou complexe) et aussi par la qualité du spectre d'harmoniques de la tension délivrée.

Pour notre cas on utilise comme partie logiciel le Matlab/Simulink et matériel le dSPACE 1103. Dans ce cas on ne peut pas introduire le critère est ce que telle méthode est simple à implémenter ou non ? Car toute implémentation avec ce matérielle est simplifiée beaucoup si on compare avec l'utilisation d'un micro-processeur.

On commence par la MLI-ESH-LUT qui est la plus simple, car il suffit d'utiliser le bloc « Look up Table » sous Matlab pour stocker les différents angles de commutation calculés par la MLI-ESH. Les allures des spectres d'harmoniques sont satisfaisantes. Le développement mathématique de la MLI-ESH-ER est très compliqué et pour le cas d'un onduleur monophasé on n'aura pas une élimination complète des harmoniques ciblées mais une minimisation. Par contre dans le cas d'un onduleur triphasé les spectres montrent l'élimination désirée. La modélisation mathématique correspondante à la MLI-ESH-L est donnée par des équations simples (premier et deuxième ordre) mais le processus du calcul et de la simplification est très long. L'analyse harmonique montre l'absence des harmoniques ciblés, ce qui valide l'efficacité de cette technique. Les simplifications ne donnent pas toujours des bons résultats, comme dans le cas de la MLI-ESH-S. La formulation mathématique de ce dernier est basée sur quelques équations simples, ce qui répercute sur la qualité de la tension délivrée car on trouve le $9^{ème}$ (le cas étudié) harmonique avec une amplitude non nulle. Les résultats obtenus par ces technique MLI-ESH-TR sont vraiment très satisfaisants, point de vue l'élimination désirée d'harmoniques tout en assurant un bon control du fondamental. La formulation mathématique nécessite le passage par l'interpolation polynomiale de Lagrange pour générer le paramètre A_i. La complexité de cette méthode est liée au pas de discrétisation de l'intervalle de l'indice de modulation c'est-à-dire au degré du polynôme, donc pour notre cas avec un pas 0.1 on obtient des bon résultats.

Les résultats des travaux dans **[Jia-96]**, **[Alb-12]**, **[Bow-95]**, **[Bow-99]**, **[Bow-01]**, **[Bow-06]**, **[Azl-06]**, **[Che-97]** et **[Vil-0.5]** présentent un manque d'aspect temps réel, c'est-à-dire les allures des tensions ou des courants pour une seule valeur de l'indice de modulation. Par contre les résultats présentés dans ce chapitre basés sur une variation continue de l'indice de modulation. Les résultats expérimentaux des cinq stratégies, montrent l'applicabilité de nos algorithmes développés pour une implémentation temps réel.

Chapitre IV

Commande vectorielle de la MAS alimentée par un onduleur piloté par la MLI à élimination sélective d'harmoniques en temps réel

Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté seulement les algorithmes de l'implémentation en temps réel de la MLI-ESH en boucle ouverte avec une charge inductive. On dit en boucle ouverte car ils opèrent en temps réel mais ne nécessitent en entrée que la référence de la tension désirée qui est en relation avec l'indice de modulation. Par opposition aux techniques dites en boucle fermée qui exigent la connaissance d'autres informations. Maintenant, notre charge c'est une machine asynchrone triphasée (MAS), donc on a besoin de mesurer les tensions et les courants de phase et aussi la vitesse.

Au début des années 1970, Blaschke a présenté le principe de la commande vectorielle permettant un découplage entre le flux et le couple de la MAS. Ce principe consiste à orienter le flux suivant une direction déterminée, d'où l'appellation commande à flux orienté, avec une phase et une amplitude imposées à partir des références souhaitées, d'où l'autre appellation commande vectorielle. Cette commande a fortement contribué au remplacement de la machine à courant continu, qui dominait dans les processus industriels travaillant à vitesse et à couple variables par des machines à courant alternatif. Le contrôle vectoriel transforme le modèle de la MAS d'un système multivariable couplé, en deux sous-systèmes complètement découplés. Ainsi, en contrôlant de manière séparée les deux variables principales qui sont le flux magnétique et le couple électromagnétique **[Nai-99]**, **[Bez-03]**, **[Zha-08]**, **[Rut-11]**.

La commande vectorielle de la MAS nécessite une alimentation alternative capable de délivrer une tension la plus sinusoïdale possible à amplitude et à fréquence variables. Les onduleurs de tension sont de nos jours très largement utilisés dans les systèmes d'entraînements électriques, l'onduleur présente l'interface physique entre le dispositif de commande et la machine. Ainsi, les techniques de contrôle par MLI ont fait l'objet de recherches intensives pendant ces deux dernières décennies. Un nombre important des méthodes différentes de par leur concept et leur performance ont été développées. La triangulo-sinusoïdale et la modulation vectorielle qui sont largement connues et utilisées mais l'inconvénient de ces techniques est les pertes par commutation. L'élimination sélective d'harmoniques avec l'avantage de faible fréquence de commutation permet la diminution des pertes par commutation, l'augmentation de la durée de fonctionnement des composants du convertisseur et aussi de réduire le dimensionnement du filtre utilisé dans le système et par conséquent son coût **[Kha-04]**, **[Bou-08]**, **[Ima-11]**. La commande vectorielle avec la technique de la MLI-ESH connue dans la littérature utilise la MLI-ESH-LUT, mais aucun détail sur la méthode de génération des impulsions de commande des interrupteurs de puissance donc les tensions de sortie de l'onduleur, de plus les allures de la vitesse et du couple ne sont pas présentées sauf l'allure de la tension et du courant dans le régime permanent **[Xun-10]**, **[Yon-11]**.

Dans ce chapitre, nous présentons le modèle mathématique triphasé de la machine asynchrone et sa transformation dans le système biphasé. Ensuite, nous passerons à la commande vectorielle avec des régulateurs PI flous, l'onduleur est piloté par la technique de la MLI-ESH-TR qui est caractérisée par sa constante du nombre de commutations sur la période de la tension de référence dans tous les régimes de fonctionnement. Des résultats de simulation pour différents tests sont présentés.

IV.1- Modélisation de la MAS

La synthèse des lois de commande d'une machine électrique ou la simulation d'un ensemble convertisseur-machine-commande est intimement liée au modèle mathématique décrivant le comportement dynamique et statique de la machine. La MAS triphasée comporte un stator fixe de trois enroulements identiques déphasés de $2\pi/3$ et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine. On distingue deux types des rotors : soit des rotors bobinés soit des rotors à cage d'écureuil.

Pour notre étude, nous considérons les hypothèses suivantes [**Bou-08**], [**Lou-10**] :

- Le circuit magnétique n'est pas saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaires des courants.

- Les pertes par hystérésis et courant de Foucault sont négligées.

- Les forces magnétomotrices créées par chacune des phases des deux armatures sont à répartition sinusoïdale d'où résulte du fait que l'entrefer est constant, que les inductances mutuelles entre deux enroulements varient sinusoïdalement en fonction de l'angle entre leurs axes magnétiques.

La machine est représentée à la figure IV.1 par ces six enroulements; l'angle θ repère l'axe de la phase rotorique $\overrightarrow{R_a}$ par rapport à l'axe fixe de la phase statorique $\overrightarrow{S_a}$.

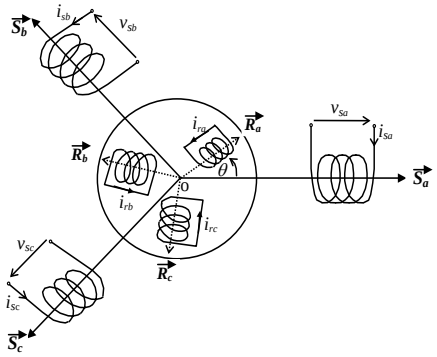


Figure IV.1 Représentation des enroulements de la MAS

Les équations des tensions des phases statoriques et rotoriques s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s].[I_s] + \dfrac{d}{dt}[\phi_s] \\ [0] = [R_r].[I_r] + \dfrac{d}{dt}[\phi_r] \end{cases} \tag{IV.1}$$

Avec :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix}, \quad [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$$[I_s] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}, \quad [I_r] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}, \quad [\phi_s] = \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix}, \quad [\phi_r] = \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix}$$

Les équations magnétiques sous forme matricielle sont données par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} [\phi_s] = [L_{ss}].[I_s] + [M_{sr}].[I_r] \\ [\phi_r] = [L_{rr}].[I_r] + [M_{rs}].[I_s] \end{cases} \tag{IV.2}$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}, \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

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

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

L'équation mécanique qui détermine la dynamique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = T_{em} - C_r - K_f.\Omega \tag{IV.4}$$

IV.2- Modèle biphasé de la MAS

La transformation de la machine triphasée en une machine biphasée consiste à remplacer tout enroulement triphasé [($\overrightarrow{S_a}, \overrightarrow{S_b}, \overrightarrow{S_c}$) ou ($\overrightarrow{R_a}, \overrightarrow{R_b}, \overrightarrow{R_c}$)] par deux enroulements, l'un sur l'axe direct (d) et l'autre sur l'axe en quadrature (q) (Figure IV.2). La transformation qui traduit ce passage du système triphasé (a,b,c) au système biphasé (d,q) est dite de Park.

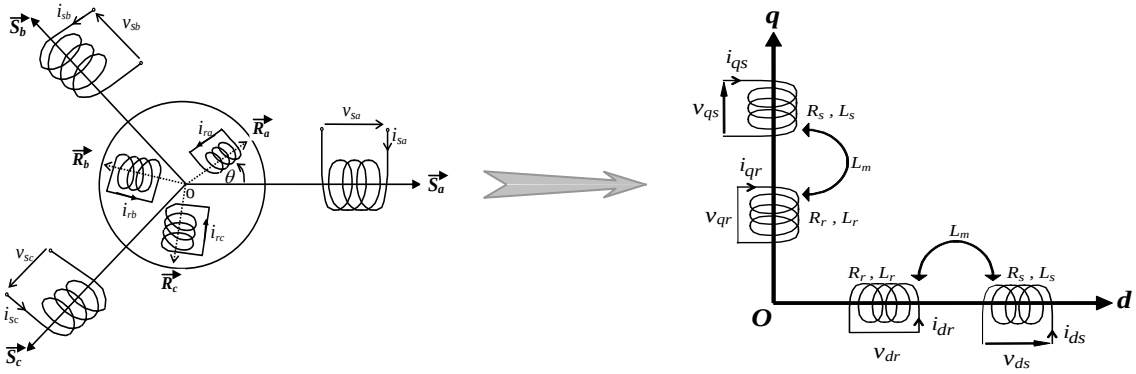


Figure IV.2 Représentation de la MAS dans le repère de Park

Les matrices de passage directe $[P(\theta)]$ et inverse $[P(\theta)]^{-1}$ sont données par :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}}.\begin{bmatrix} cos(\theta) & cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ sin(\theta) & sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}, [P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^t \qquad \text{(IV.5)}$$

et on a : $[X_d ; X_q ; X_0]^t = [P(\theta)].[X_a ; X_b ; X_c]^t$, $[X_a ; X_b ; X_c]^t = [P(\theta)]^{-1}.[X_d ; X_q ; X_0]^t$
Le vecteur X peut être le vecteur de tension, de courant, ou de flux. Pour les grandeurs statoriques $\theta = \theta_s$ et pour les grandeurs rotoriques $\theta = \theta_r$ **[Bag-99]** :

$$\theta_s = \theta + \theta_r \qquad \text{(IV.6)}$$

$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$: la pulsation statorique.

$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$: la pulsation rotorique.

$\omega = \frac{d\theta}{dt} = p\Omega$: la pulsation mécanique.

A partir de ce qui est précédé, on obtient les équations suivantes :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s.i_{ds} + \dfrac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s.\phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s.i_{qs} + \dfrac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s.\phi_{ds} \end{cases}, \quad \begin{cases} 0 = R_r.i_{dr} + \dfrac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega).\phi_{qr} \\ 0 = R_r.i_{qr} + \dfrac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega).\phi_{dr} \end{cases} \tag{IV.7}$$

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s.i_{ds} + L_m.i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s.i_{qs} + L_m.i_{qr} \end{cases}, \quad \begin{cases} \phi_{dr} = L_r.i_{dr} + L_m.i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r.i_{qr} + L_m.i_{qs} \end{cases} \tag{IV.8}$$

$$T_{em} = \frac{p.L_m}{L_r}.(\phi_{dr}.i_{qs} - \phi_{qr}.i_{ds}) \tag{IV.9}$$

Avec :

$L_s = l_s - M_s$: Inductance cyclique statorique

$L_r = l_r - M_r$: Inductance cyclique rotorique

$L_m = \dfrac{3}{2} M_{rs}$: Inductance mutuelle cyclique entre le rotor et le stator

IV.3- Principe de la commande à flux rotorique orienté ou la commande vectorielle

Nous avons choisi le cadre du contrôle vectoriel, qui est très largement appliqué industriellement et est devenu un classique dans le domaine de l'électrotechnique. La commande vectorielle a fait preuve par ses nombreuses applications industrielles, de ces qualités de performances et de précision. La commande vectorielle n'est pas une structure figée et définitive mais plutôt un cadre général qui offre d'autres voies d'investigation dans lesquelles de nombreuses stratégies de commande peuvent être implantées : observation du flux, application de l'intelligence artificielle dans la régulation comme la logique floue **[Nas-02]**, **[Raj-07]**.

Le contrôle vectoriel (champ orienté) consiste à choisir un système d'axes et un type de commande (directe ou indirecte) permettant de découpler le couple et le flux analogue à une machine à courant continu (figure IV.3) **[Bag-99]**, **[Nai-99]** :

- Dans la commande indirecte, l'angle de Park θ_s est calculé à partir de la pulsation statorique, elle-même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique ω_r.

- Pour la commande directe, θ_s est calculée directement à l'aide des grandeurs mesurées ou estimées.

Dans les cas de commande avec un capteur de vitesse (ou via un codeur incrémental) on choisi une commande indirecte par orientation du flux rotorique car elle est plus facile à implanter.

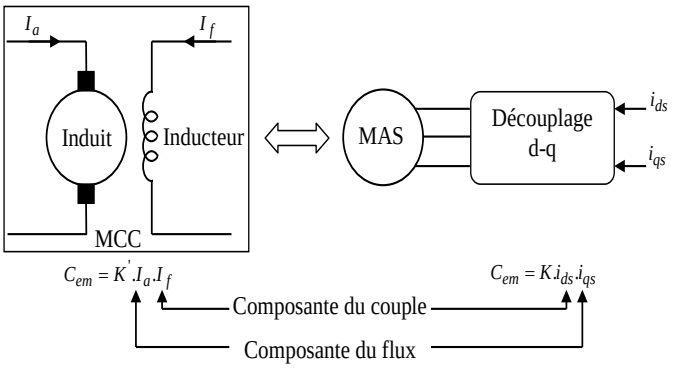


Figure IV.3 Analogie entre la MCC et la MAS commandée par flux orienté

On oriente le système d'axes (d-q) de manière à ce que l'axe d soit en phase avec le flux rotorique, c'est-à-dire :

$$\begin{cases} \phi_{dr} = \phi_r \\ \phi_{qr} = 0 \\ T_{em} = \dfrac{p.L_m}{L_r}.(\phi_r.i_{qs}) \end{cases} \qquad \text{(IV.10)}$$

En remplaçant ϕ_{dr} et ϕ_{qr}, après quelques simplifications le système d'équations (IV.7) devient

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s.i_{ds} + \sigma.L_s \dfrac{di_{ds}}{dt} + \dfrac{L_m}{L_r}\dfrac{d\phi_r}{dt} - \sigma.L_s.\omega_s.i_{qs} \\ v_{qs} = R_s.i_{qs} + \sigma.L_s \dfrac{di_{qs}}{dt} + \omega_s.\dfrac{L_m}{L_r}\phi_r + \sigma.L_s.\omega_s.i_{ds} \end{cases} \qquad \text{(IV.11)}$$

Les expressions du système d'équations (IV.11) peuvent être exploitées telles quelles pour réaliser la commande vectorielle mais v_{ds} et v_{qs} influent à la fois sur i_{ds} et i_{qs} donc sur le flux et le couple, il est donc nécessaire de réaliser un découplage afin de rendre les axes d et q complètement indépendants. Ce couplage est supprimé généralement par une méthode classique, dite de compensation. On va définir deux nouvelles variables de commande v_{ds_1} et v_{qs_1} telles que v_{ds_1} n'agit que sur i_{ds} et v_{qs_1} n'agit que sur i_{qs}.

$$\begin{cases} v_{ds_1} = R_s.i_{ds} + \sigma.L_s \dfrac{di_{ds}}{dt} \\ v_{qs_1} = R_s.i_{qs} + \sigma.L_s \dfrac{di_{qs}}{dt} \end{cases} \qquad \text{(IV.12)}$$

Avec : $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}$, $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$

On prend en considération la supposition que le module du flux rotorique ne varie que lentement par rapport aux courants. Le principe consiste à faire la régulation des courants en négligeant les termes de couplage, ces derniers seront rajoutés à la sortie des régulateurs selon le schéma de la figure IV.4 **[Bag-99]**, **[Bou-08]** :

$$\begin{cases} e_d = \sigma \omega_s L_s i_{qs} \\ e_q = \sigma \omega_s L_s i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \phi_r \end{cases} \quad \text{(IV.13)}$$

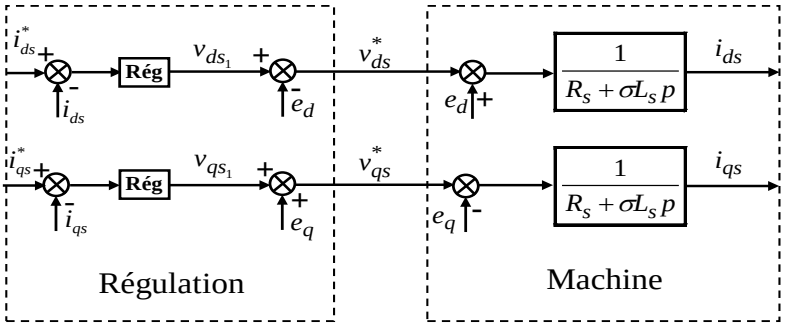


Figure IV.4 Découplage par compensation

Le schéma de la figure IV.5 montre les différentes boucles de régulation de la vitesse et des courants pour une commande vectorielle classique (Rég : régulateur).

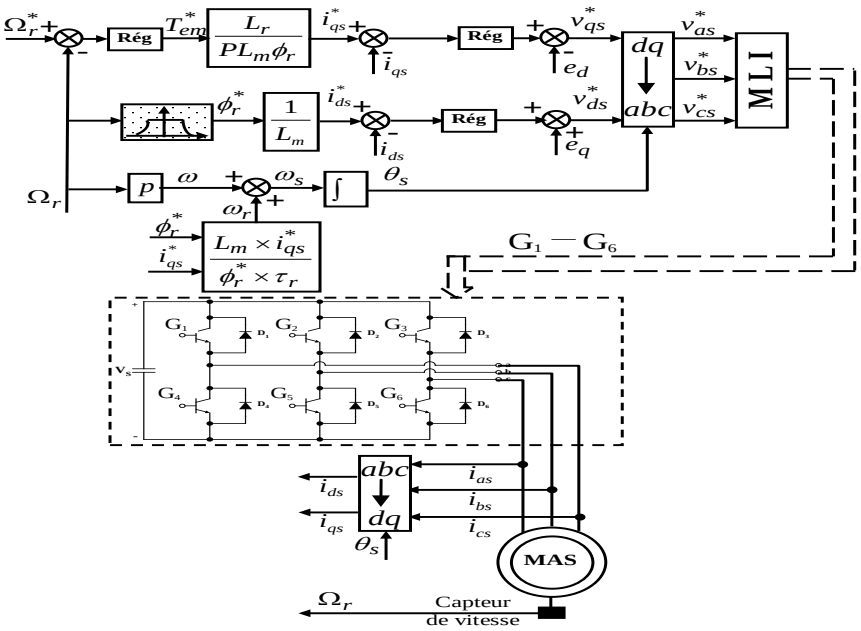


Figure IV.5 Schéma de régulation de la commande vectorielle de la MAS

IV.4- Application d'un contrôleur flou dans une commande vectorielle

Afin de pouvoir appliquer la technique de la logique floue à la commande vectorielle, nous présentons dans cette partie les concepts de la logique floue et nous exposons tous les aspects méthodologiques nécessaires à la compréhension de cette méthode. Nous étudions ensuite la conception d'un contrôleur flou pour la commande vectorielle.

IV.4.1- Principe et définition de la logique floue

La logique floue a été introduite par le professeur Lotfi Zadeh en 1965 comme une généralisation de la logique binaire. L'intérêt de la logique floue réside dans sa capacité à traiter l'imprécis, l'incertain et le vague. Elle est issue de la capacité de l'homme à décider d'agir de façon pertinente malgré le flou des connaissances disponibles. En effet, la logique floue a été introduite pour approcher le raisonnement humain à l'aide d'une représentation adéquate des connaissances. Ces dernières années, la logique floue a été appliquée dans divers domaines. Cependant, la commande floue est le domaine qui suscite le plus de curiosité et s'avère être un champ d'application très actif **[Bag-99]**, **[Boub-09]**.

IV.4.1.1- Ensembles flous

Un ensemble classique A de U (par exemple $U = R^N$) est défini par une fonction caractéristique notée $\mu_A(x)$ telle que :

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 1 & x \in A \\ 0 & x \notin A \end{cases} \qquad \text{(IV.14)}$$

Soit U une collection d'objets appelée univers de discours, un ensemble flou A dans U est caractérisé par une fonction d'appartenance, notée $\mu_A(x)$ qui appliquée à un élément x de U, retourne un degré d'appartenance $\mu_A(x)$ de x à A. La fonction d'appartenance d'un ensemble classique peut prendre seulement deux valeurs {0,1}. Un ensemble flou peut être représenté comme un ensemble de paires ordonnées {(x, $\mu_A(x)$}, comme le montre la figure IV.6.

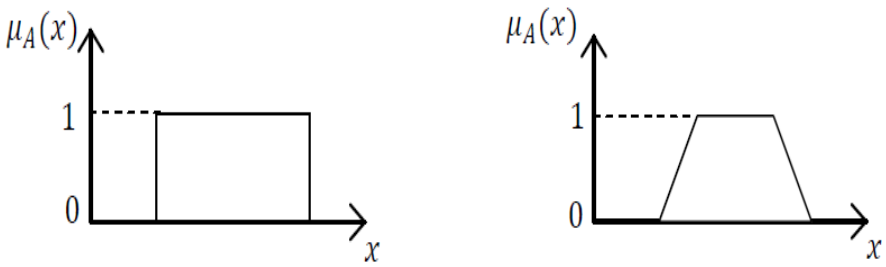


Figure IV.6a Logique classique Figure IV.6b Logique floue

Figure IV.6 Comparaison entre la logique classique et la logique floue

IV.4.1.2- Variable linguistique

C'est une variable dont les valeurs ne sont pas des nombres, mais des mots ou des phrases exprimés en langage naturel. La raison pour laquelle on utilise cette représentation, est que le caractère linguistique est moins spécifique que le caractère numérique. Une variable linguistique est généralement représentée par un triplet (x, $T(x)$, U) dans lequel **[Boub-09]** :
x est le nom de la variable linguistique (vitesse, erreur, position, chaleur, …..) ;
$T(x)$ est l'ensemble des valeurs linguistiques qui sont utilisées pour caractériser x ;
U est l'univers de discours de la variable linguistique x ;

Par exemple, si l'erreur est considérée comme une variable linguistique définie sur l'univers de discours $U = [-1, 1]$, ses valeurs linguistiques peuvent être définies comme suit :
T(Erreur)= {Négatif Grand (NG), Négatif Petit (NP), Environ Zéro (EZ), Positif Petit (PP), Positif Grand (PG)}. Ces symboles linguistiques peuvent être considérés comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenance sont représentées sur la figure IV.7.

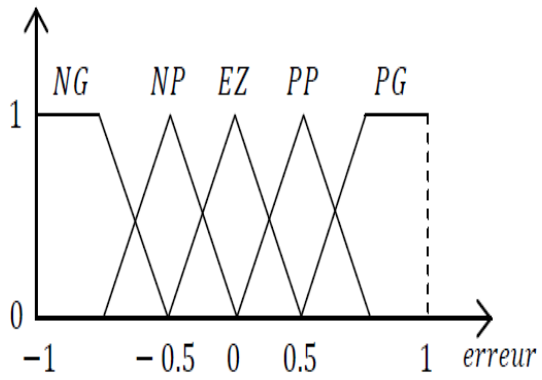


Figure IV.7 Représentation de la variable linguistique

IV.4.1.3- Fonctions d'appartenance

Afin de pouvoir traiter numériquement les variables linguistiques, il faut les soumettre à une définition mathématique à base des fonctions d'appartenance qui montrent le degré de vérification de ces variables.

Dans ce contexte, on associe à chaque valeur de la variable linguistique une fonction d'appartenance $\mu_A(x)$. Les fonctions d'appartenance peuvent théoriquement prendre n'importe quelle forme. Les plus souvent sont **[Jin-02]**:

La fonction triangulaire : définie par trois paramètres *a*, *b* et *c* :

$$\mu(x)=\begin{cases}0 & x\le a\\ \dfrac{x-a}{b-a} & a\le x\le b\\ \dfrac{c-x}{c-b} & b\le x\le c\\ 0 & x\le c\end{cases} \quad \text{ou par } \mu(x)=\max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a},\frac{c-x}{c-b}\right),0\right) \tag{IV.15}$$

La fonction gaussienne : définie par deux paramètres σ et *m* :

$$\mu(x)=\exp\left(-\frac{(x-m)^2}{2.\sigma^2}\right) \tag{IV.16}$$

La fonction trapézoïdale : définie par quatre paramètres *a*, *b*, *c* et *d* :

$$\mu(x)=\begin{cases}0 & x\le a\\ \dfrac{x-a}{b-a} & a\le x\le b\\ 1 & b\le x\le c\\ \dfrac{d-x}{d-c} & b\le x\le c\\ 0 & d\le x\end{cases} \quad \text{ou par } \mu(x)=\max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a},1,\frac{d-x}{d-c}\right),0\right) \tag{IV.17}$$

La fonction sigmoïde : définie par deux paramètres *a* et *c* :

$$\mu(x)=\frac{1}{1+\exp(-a(x-c)}} \tag{IV.18}$$

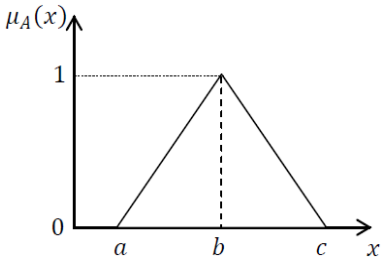


Figure IV.8a Fonction triangulaire

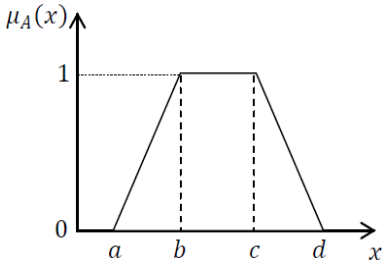


Figure IV.8b Fonction trapézoïdale

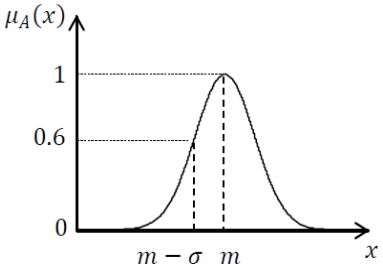


Figure IV.8c Fonction gaussienne

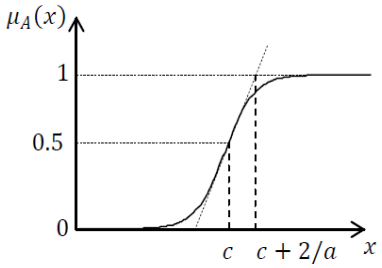


Figure IV.8d Fonction sigmoïde

Figure IV.8 Différentes fonctions d'appartenance

On notera que la forme rectangulaire correspond exactement à la logique classique, et que le triangle peut être considéré comme un cas particulier du trapèze, si les deux sommets correspondent aux valeurs *a* et *c* se coïncident.

IV.4.1.4- Implication floue

L'implication floue est un opérateur qui permet d'évaluer le degré de vérité d'une règle de la forme : « *Si x est A Alors y est B* », à partir des valeurs de la prémisse d'une part et de celle de la conclusion d'autre part. Ce degré de vérité est évalué à partir des degrés d'appartenance de *x* à *A* et de *y* à *B* comme suit :

$$\mu_R(x,y) = \text{imp}(\mu_A(x), \mu_B(y)) \tag{IV.19}$$

Les opérateurs les plus utilisés en commande floue sont :

Implication de Mamdani :

$$\mu_R(x, y) = \min(\mu_A(x), \mu_B(y)) \tag{IV.20}$$

Implication de Larsen :

$$\mu_R(x, y) = \mu_A(x).\mu_B(y) \tag{IV.21}$$

IV.4.1.5- Raisonnement flou

En commande, le raisonnement flou se base sur deux règles : à savoir, le modus ponens et le modus ponens généralisé. En logique classique le modus ponens permet à partir de la règle « *Si x est A alors y est B* » et du fait « *x est A* » de conclure le fait « *y est B* ». Zadeh a étendu ce principe au cas flou, sous le nom modus ponens généralisé pour permettre de raisonner lorsque les règles ou les faites sont connus d'une façon imparfaite. Les deux modus sont résumés comme suit **[Boub-09]**:

	Modus ponens	Modus ponens généralisé
Prémisse (fait)	*x est A*	*x est A'*
Implication (règle)	*Si x est A alors y est B*	*Si x est A alors y est B*
Conséquence (déduction)	*y est B*	*y est B'*

IV.4.2- Conception d'un contrôleur flou

Le contrôleur flou est composé des quatre éléments suivants : règles floues, fuzzification, moteur d'inférence, et défuzzification. La figure IV.9 montre le bloc de ce contrôleur flou **[Jin-02]**, **[Boub-09]**, **[Piu-10]** :

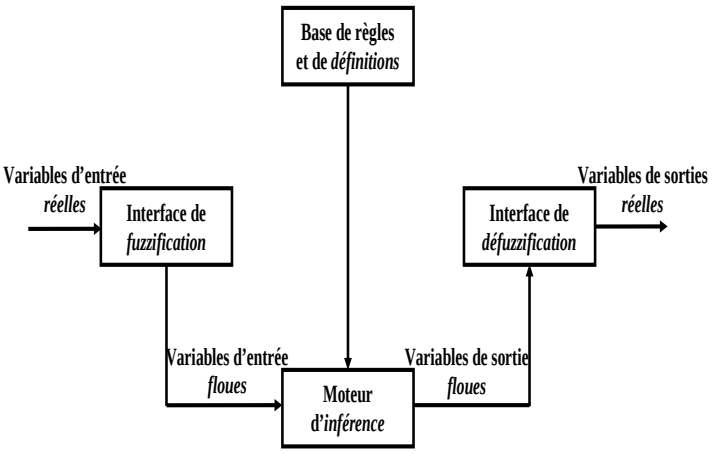


Figure IV.9 Schéma général d'un contrôleur flou

La base de règles floues : ou base de connaissances, contient les règles floues décrivant le comportement du système, elle permet de définir les fonctions d'appartenance. D'une manière générale, la base de règles d'un système flou doit respecter les conditions de complétude et de consistance afin d'assurer le bon fonctionnement de ce dernier. Une base de règles d'un système flou est dite complète, si pour chaque vecteur d'entrée il existe au moins une règle floue activée. Afin d'assurer cette propriété, les fonctions d'appartenance doivent couvrir tout l'espace des variables d'entrée. Une base de règles d'un système flou est dite inconsistante, s'il existe deux règles floues ayant la même prémisse mais des conclusions différentes. La propriété de consistance permet d'éviter les contradictions dans une base de règles.

La fuzzification : permet de transformer la grandeur physique d'entrée en une grandeur floue (Numérique/Symbolique). On l'utilise pour pouvoir activer les règles qui sont exprimées à l'aide de variables linguistiques associées à des ensembles flous.

Le moteur d'inférence floue : une action sous forme symbolique, est décidée à l'aide des techniques de raisonnement flou en fonction des variables floues précédemment définies. Les trois moteurs d'inférence floue les plus utilisés sont : le moteur de Mamdani, celui de Sugeno et celui de Tsukumoto.

La défuzzification : ce module traduit l'action floue issue de l'inférence en une grandeur physique (Symbolique/Numérique) directement applicable au processus à commander. Parmi les méthodes de défuzzification on a : la méthode du maximum, la méthode des maxima, la méthode du centre de gravité, la méthode des hauteurs pondérées et la méthode des hauteurs pondérées modifiées.

Le schéma de base d'un contrôleur PI flou repose sur la structure d'un régulateur PI classique à la différence que nous allons retenir la forme incrémentale. Cette dernière donne en sortie, non pas la grandeur de commande à appliquer au processus, mais plutôt l'incrément de cette grandeur, ainsi qu' à ses entrées on a "*e*" et "*de*" qui représentent respectivement, l'erreur et sa dérivée. Les gains K_e, K_{de}, $K_{\Delta U}$ sont des gains d'adaptation, ils permettent de changer la sensibilité du régulateur flou sans changer sa structure (Figure IV.10) **[Jin-02]**, **[Lar-13]** :

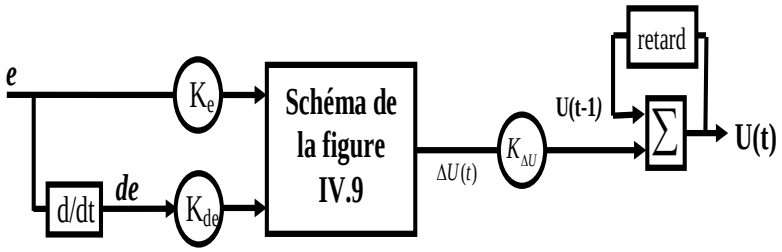


Figure IV.10 Structure d'un contrôleur PI flou

e : est la différence entre la grandeur de référence (consigne) et la grandeur mesurée.

La forme générale de la loi de commande adoptée est la suivante :

$$U(t) = U(t-1) + G_{\Delta U}.\Delta U(t) \qquad \text{(IV.22)}$$

Avec :
U(t), U(t-1): sont respectivement les commandes appliquées au système aux instants t et t-1.
$\Delta U(t)$: est la variation de la commande (l'incrément à rajouter à la commande U(t)).

Le régulateur de vitesse et de courant ont la même structure, la seule différence est au niveau des valeurs des gains d'adaptation.

L'univers de discours des variables floues *e* et *de* est limité à l'intervalle [-1, 1], on a sept variables linguistiques qui sont (la terminologie est en anglais) : Negative Big (NB), Negative Medium (NM), Negative Small (NS), Zero (ZE), Positive Small (PS), Positive Medium (PM), Positive Big (PB). La forme triangulaire est utilisée pour présenter tous les variables linguistiques sauf la variable NB et PB sont présentés par la fonction trapézoïdale. Après plusieurs essais en simulation nous pouvons établir les plages suivantes des grandeurs d'entrées et de sortie (Figure IV.11).

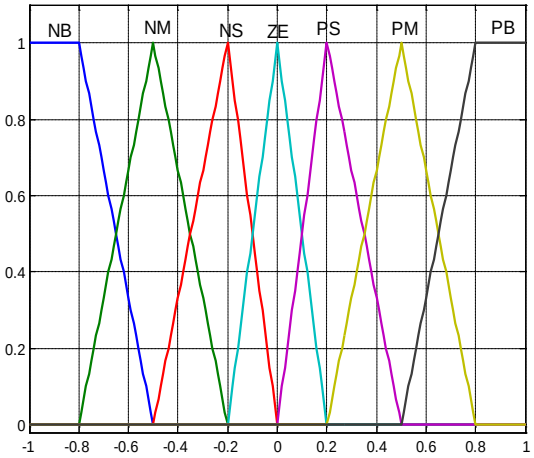


Figure IV.11a Erreur

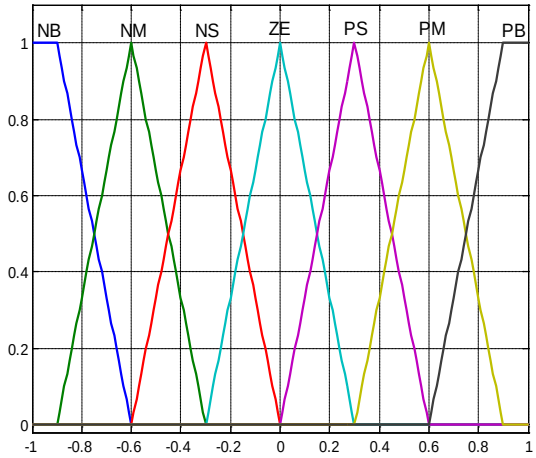


Figure IV.11b Dérivée de l'erreur

Figure IV.11 Fonctions d'appartenance

Le nombre total des règles floues est de 49, elles sont représentées dans le tableau IV.1, avec : Negative Very Big (NVB), Negative Big (NB), Negative Medium (NM), Negative Small (NS), Zero (ZR), Positive Small (PS), Positive Medium (PM), Positive Big (PB), Positive Very Big (PVB).

		Erreur (*e*)						
		NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
Dérivée de l'erreur (*de*)	NB	NVB (c_1)	NVB (c_2)	NVB (c_3)	NB (c_4)	NM (c_5)	ZE (c_6)	PVB (c_7)
	NM	NVB (c_8)	NVB (c_9)	NB (c_{10})	NB (c_{11})	NM (c_{12})	ZE (c_{13})	PVB (c_{14})
	NS	NVB (c_{15})	NB (c_{16})	NB (c_{17})	NM (c_{18})	PS (c_{19})	PB (c_{20})	PVB (c_{21})
	ZE	NVB (c_{22})	NB (c_{23})	NM (c_{24})	ZE (c_{25})	PM (c_{26})	PB (c_{27})	PVB (c_{28})
	PS	NVB (c_{29})	NB (c_{30})	NS (c_{31})	PM (c_{32})	PB (c_{33})	PB (c_{34})	PVB (c_{35})
	PM	NVB (c_{36})	ZE (c_{37})	PM (c_{38})	PVB (c_{39})	PB (c_{40})	PVB (c_{41})	PVB (c_{42})
	PB	NVB (c_{43})	ZE (c_{44})	PM (c_{45})	PVB (c_{46})	PVB (c_{47})	PVB (c_{48})	PVB (c_{49})

Tableau IV.1 Table des règles floues

Le moteur d'inférence utilisé est de Takagi-Sugeno. Dans ce cas, des règles floues de type Sugeno sont utilisées. En effet, les conclusions des règles floues sont directement des constantes réelles (c_i) (Tableau IV.2).

$c_1, c_2, c_3, c_8, c_9, c_{15}, c_{22}, c_{29}, c_{36}, c_{43}$	$c_4, c_{10}, c_{11}, c_{16}, c_{17}, c_{23}, c_{30}$	$c_5, c_{12}, c_{18}, c_{24}$	c_{31}	$c_6, c_{13}, c_{25}, c_{37}, c_{44}$	c_{19}	$c_{26}, c_{32}, c_{38}, c_{45}$	$c_{20}, c_{27}, c_{33}, c_{34}, c_{40}$	$c_7, c_{14}, c_{21}, c_{28}, c_{35}, c_{39}, c_{41}, c_{42}, c_{46}, c_{47}, c_{48}, c_{49}$
-1	-0.3	-0.1	-0.02	0	0.02	0.1	0.3	1

Tableau IV.2 Valeurs numériques des conclusions des règles floues

L'implication floue est réalisée par l'opérateur min ou par le produit algébrique. La sortie finale est égale à la moyenne pondérée des conclusions des règles. Le produit algébrique pour l'opération d'implication floue et la moyenne pondérée pour la défuzzification **[Boub-09]**, **[Ara-12]** :

$$v_i = \mu_{e_i}(e(t)).\mu_{de_i}(de(t)) \tag{IV.23}$$

$$\Delta U(t) = \frac{\sum_{i=1}^{49} v_i c_i}{\sum_{i=1}^{49} v_i} \tag{IV.24}$$

La figure IV.12 présente les tensions de référence v_{ds} et v_{qs} pour une commande vectorielle classique d'une MAS pour une vitesse de rotation donnée. L'onduleur est commandé par MLI triangulo-sinusoïdale avec une fréquence de la porteuse égale à 500 Hz.

Notre choix de tel type de régulation soit par des régulateurs proportionnel intégrale (PI) classique ou par des régulateurs PI flous (FLC : Fuzzy Logic Controller) est basé sur l'observation montrée dans la figure IV.12 :

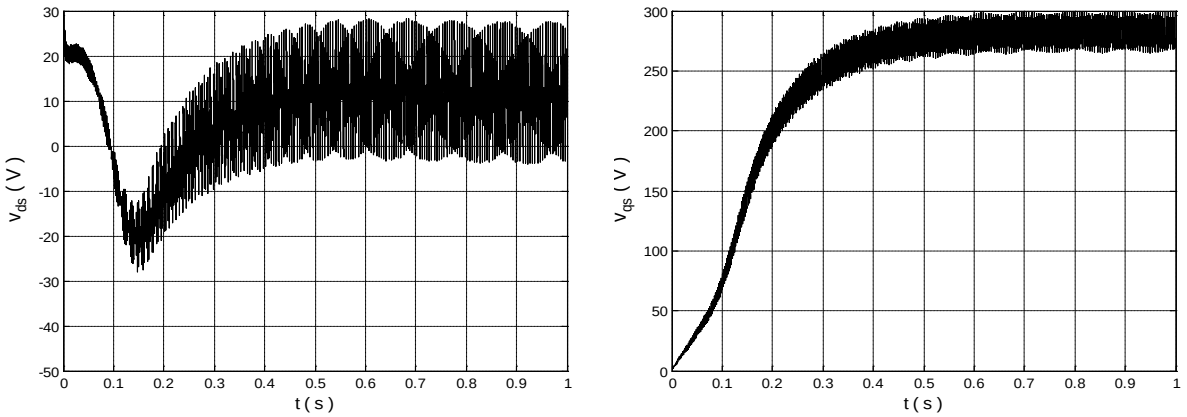


Figure IV.12a Régulateur PI classique

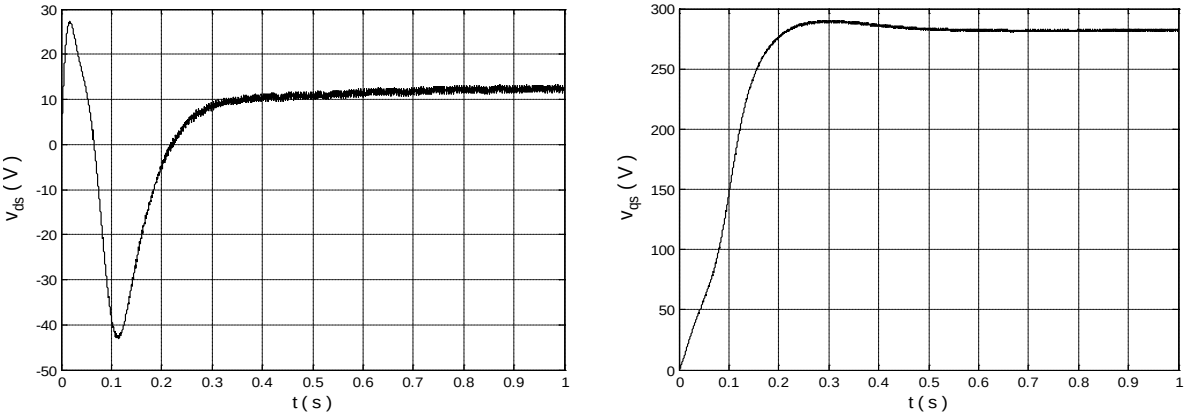


Figure IV.12b Régulateur PI flou

Figure IV.12 Tensions de référence v_{ds} et v_{qs}

IV.5- Commande vectorielle avec la MLI-ESH-TR

La commande vectorielle avec un contrôle de l'onduleur par l'une des techniques de la MLI-ESH, exige le passage par l'indice de modulation (qui est l'image de la tension de référence) pour générer la tension désirée à la sorite de l'onduleur. On utilise aussi la valeur moyenne des tensions de référence v_{ds} et v_{qs} dans notre commande vectorielle développée de la MAS avec la technique MLI-ESH-TR. On remarque que, avec des régulateurs PI classiques, les tensions de référence v_{ds} et v_{qs} présentent des oscillations à grande amplitude, par contre avec des régulateurs PI flous on obtient des tensions avec le minimum d'oscillations, pour ces raisons on choisi des régulateurs PI flous.

On va modifier le schéma de la figure IV.5 pour développer notre schéma de la commande vectorielle de la MAS avec la technique MLI-ESH-TR. Il faut noter que le schéma reste le même jusqu'à la génération des tensions de référence v_{ds} et v_{qs}. Pour élaborer ce schéma, quatre étapes sont nécessaires.

Avant de présenter ces étapes, on passe par un petit rappel :

$$v_{sa} = \sqrt{\frac{2}{3}}.[v_{ds}^{*}.\cos(\theta_s) + v_{qs}^{*}.\sin(\theta_s)] = \sqrt{\frac{2}{3}}.\sqrt{\left(v_{ds}^{*\,2} + v_{qs}^{*\,2}\right)}.\sin(\theta_{sc}) \qquad \text{(IV.25)}$$

$$\theta_{sc} = \theta_s + \theta_c, \quad \theta_c = artg\left(\frac{v_{qs}^{*}}{v_{ds}^{*}}\right) \qquad \text{(IV.26)}$$

Dans la première étape, on commence par le calcul de la valeur de l'indice de modulation (m_i) à partir de la valeur moyenne des tensions de référence v_{ds} et v_{qs} par l'équation suivante :

$$m_i = \frac{1}{T_s}\int_{t}^{t+T_s} \frac{\sqrt{(v_{ds}^{*\,2} + v_{qs}^{*\,2})}}{E/2}, \qquad T_s = \left|\frac{2\pi}{\omega_s}\right| \qquad \text{(IV.27)}$$

Dans la seconde étape, on insère la valeur de m_i dans l'équation (III.29) et avec le tableau (III.14) on détermine les valeurs du paramètre A_i ;
La troisième étape s'occupe de la construction du signal de la porteuse modifiée, on utilise les valeurs du paramètre A_i et l'angle θ_{sc}. L'expression du signal de la porteuse modifiée est donnée par l'équation (II.11).

Finalement, les signaux de commande de l'onduleur sont obtenus à partir d'une comparaison entre le signal de la porteuse modifiée et le signal de référence.
Le schéma de la figure IV.13 montre d'une manière simple et détaillée notre commande vectorielle de la MAS avec la technique MLI-ESH-TR.

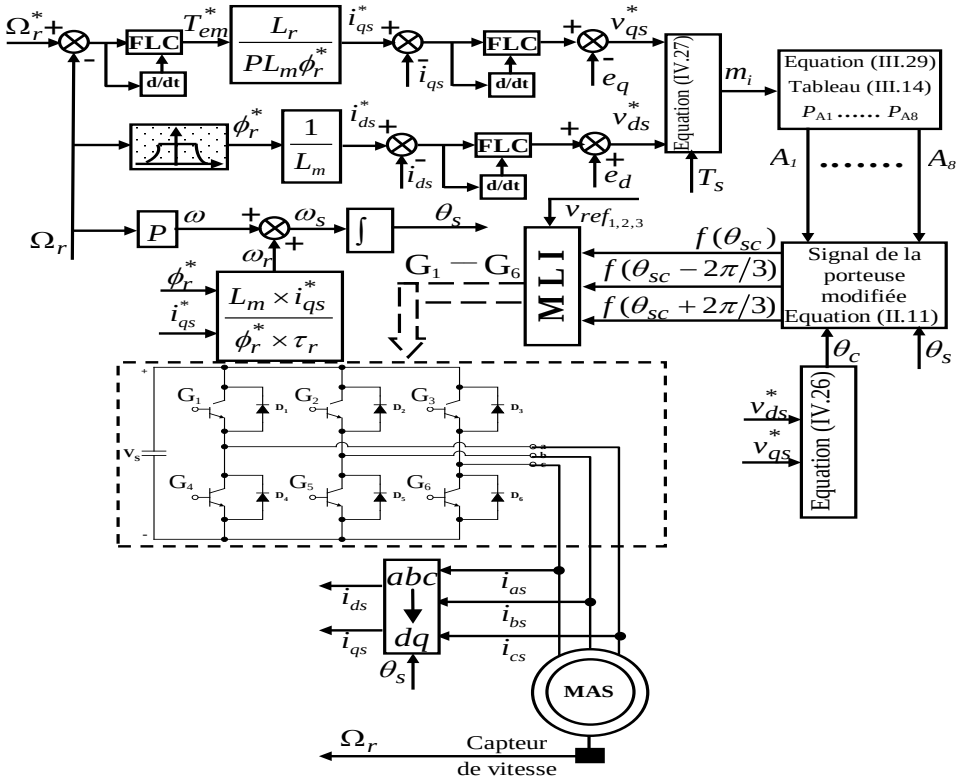


Figure IV.13 Schéma proposé de la commande vectorielle de la MAS

IV.6- Résultats de simulation

Afin de vérifier l'efficacité de la commande proposée, plusieurs simulations ont été effectuées. La MAS utilisée dans la simulation est un moteur à deux pôles avec une puissance de 3kW, la tension continue à l'entrée de l'onduleur est égale à 514 V. Les paramètres électriques et mécaniques sont : R_s = 1.31 Ω; R_r = 2.013 Ω; L_s = L_r = 0.184 H; L_m = 0.167 H; J = 0.0097 kg.m^2. Une méthode d'identification de ces paramètres est présentée dans l'annexe C.

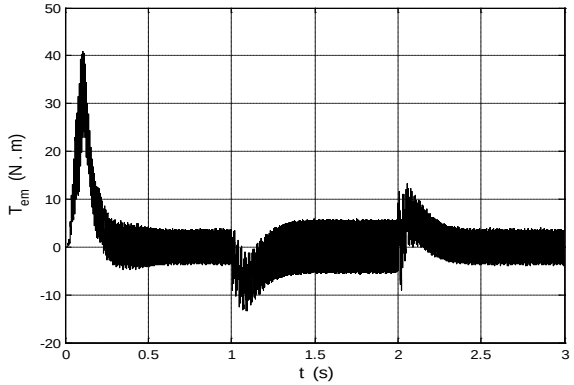


Figure IV.14a Couple électromagnétique

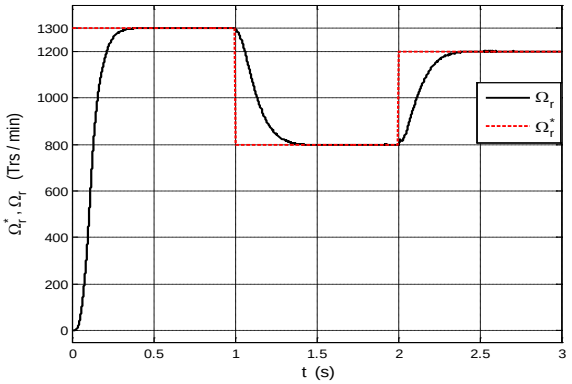


Figure IV.14b Vitesse de rotation

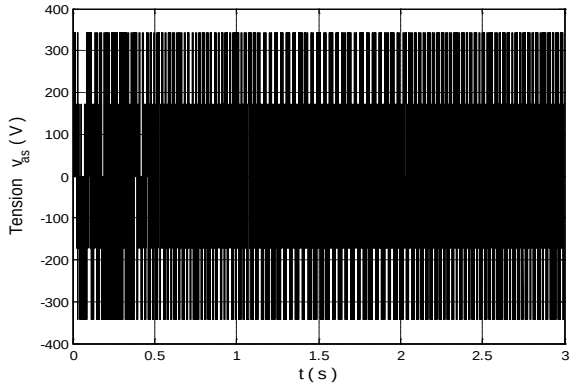


Figure IV.14c Tension de sortie de l'onduleur

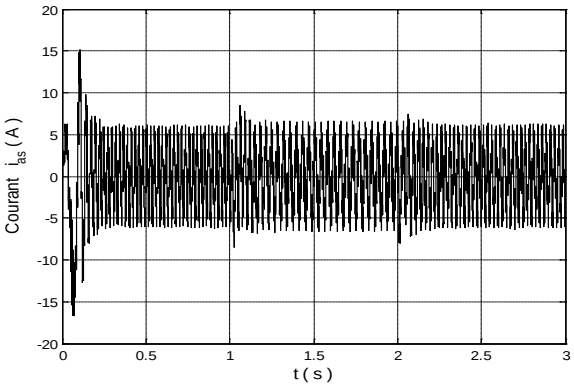


Figure IV.14d Courant statorique

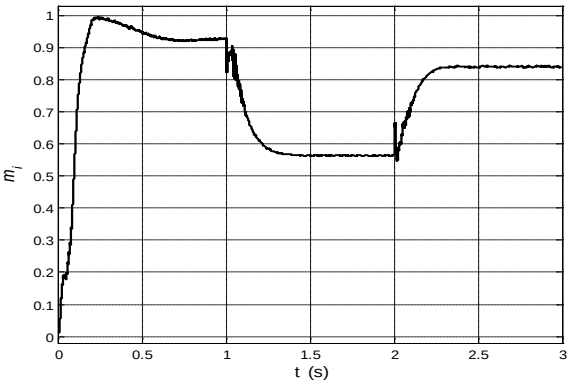


Figure IV.14e Indice de modulation

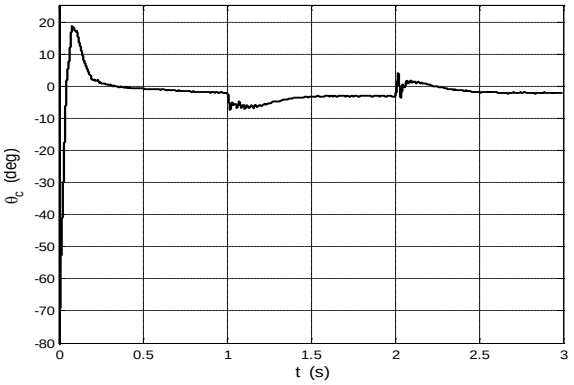


Figure IV.14f Angle θ_c

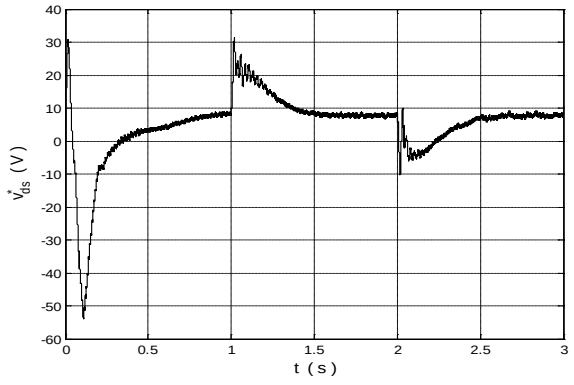


Figure IV.14g Tension de référence v_{ds}

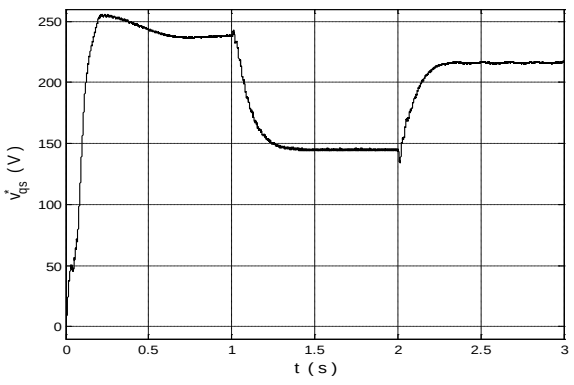


Figure IV.14h Tension de référence v_{qs}

Figure IV.14 Evolution des différentes grandeurs mécaniques et électriques de la MAS

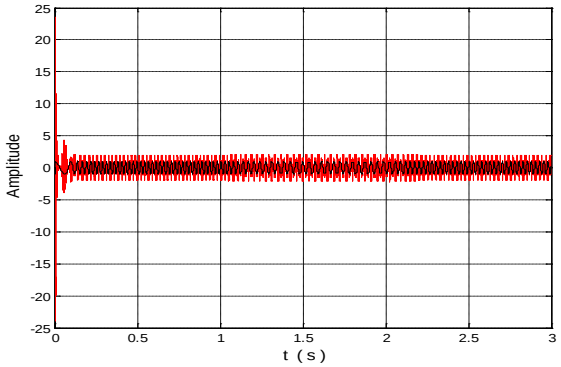


Figure IV.15 Signal de la porteuse modifiée

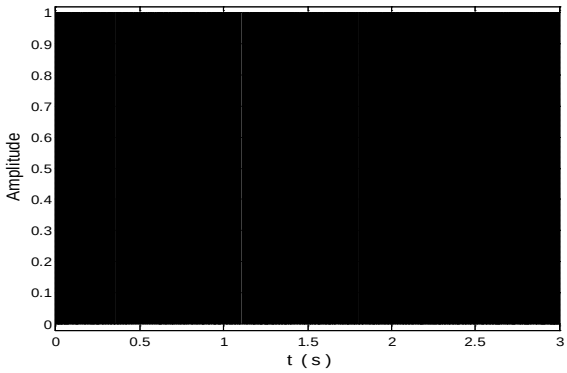


Figure IV.16 Signal de commande du transistor T_{11}

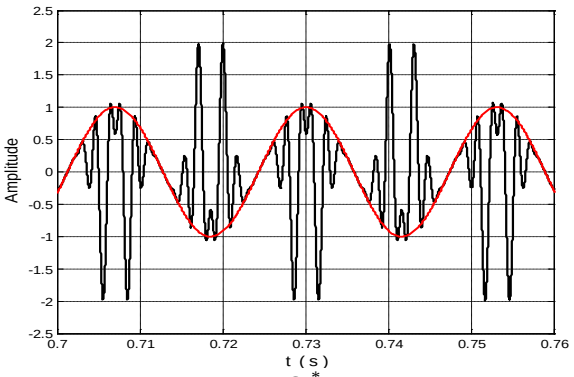


Figure IV.17a Ω_r^* = 1300 Trs/min

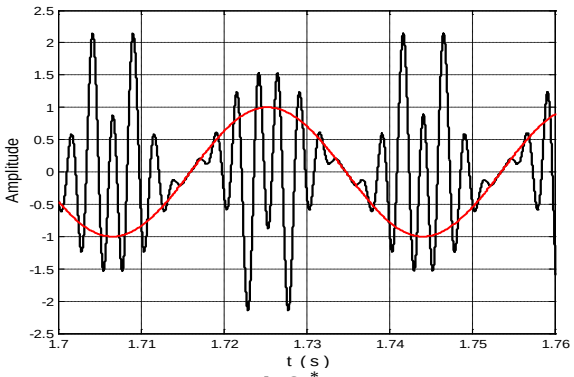


Figure IV.17b Ω_r^* = 800 Trs/min

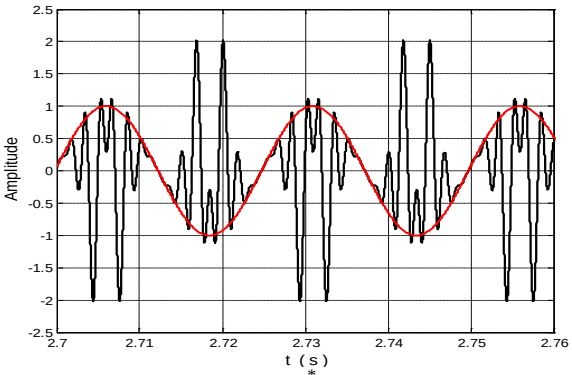


Figure IV.17c Ω_r^* = 1200 Trs/min

Figure IV.17 Signal de la porteuse modifiée pour chaque vitesse de référence

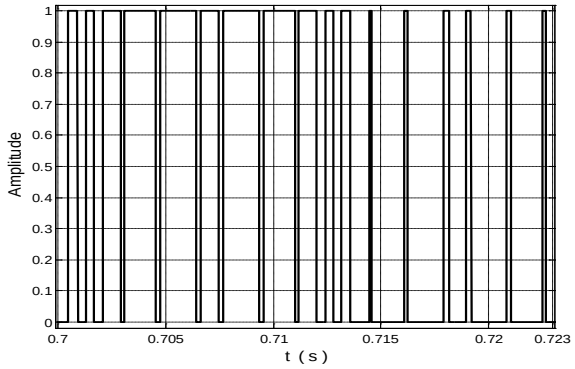


Figure IV.18a Ω_r^* = 1300 Trs/min

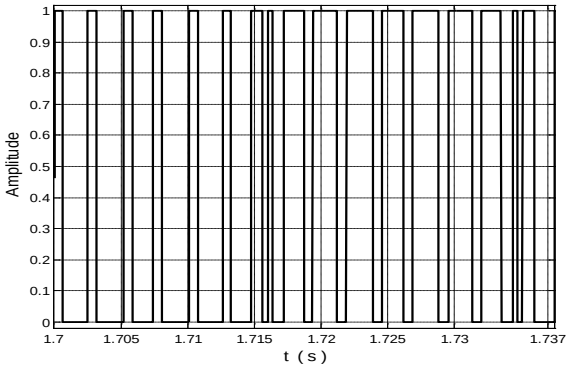


Figure IV.18b Ω_r^* = 800 Trs/min

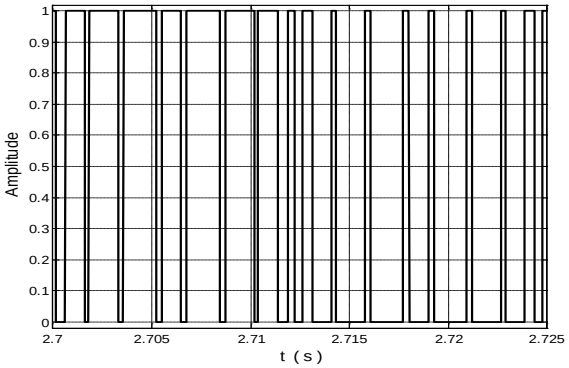


Figure IV.18c Ω_r^* = 1200 Trs/min

Figure IV.18 Signal de commande du transistor T_{11} pour chaque vitesse de référence

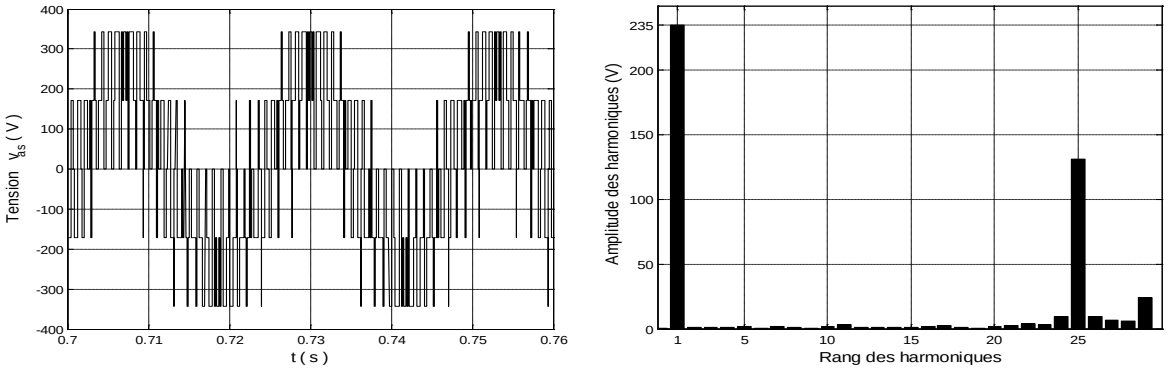


Figure IV.19a Ω_r^* = 1300 Trs/min

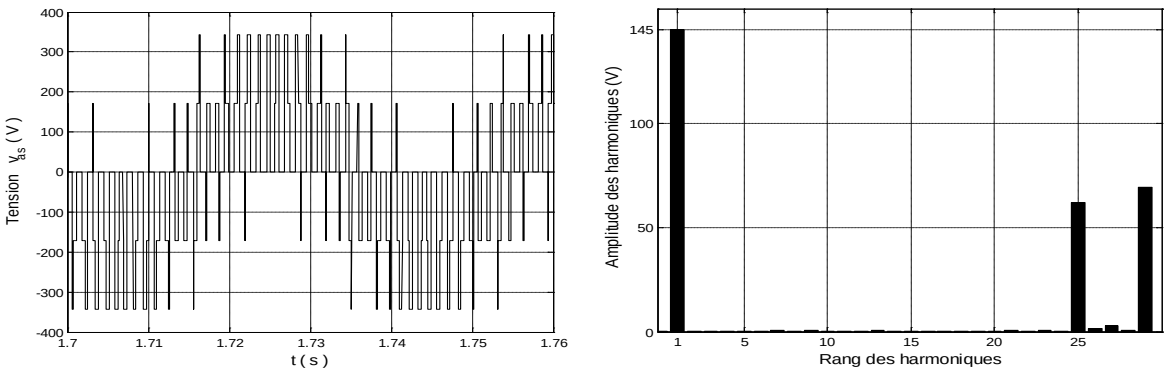


Figure IV.19b Ω_r^* = 800 Trs/min

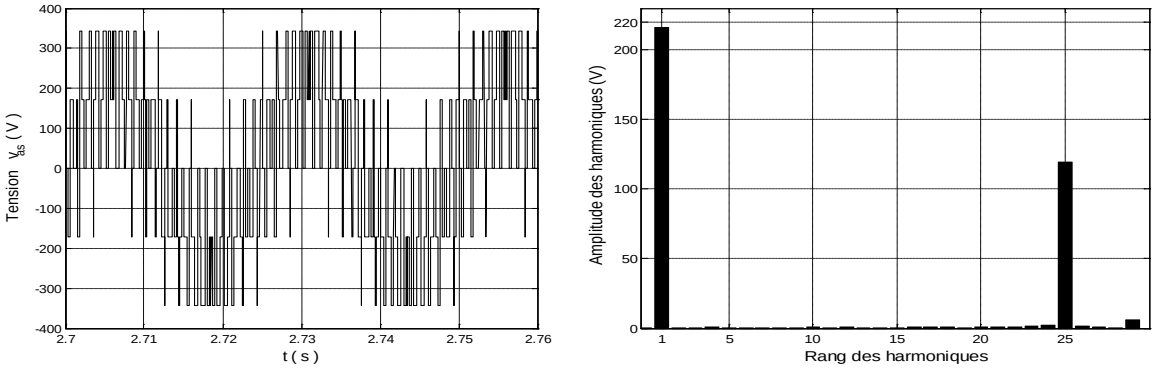


Figure IV.19c Ω_r^* = 1200 Trs/min

Figure IV.19 Tensions de sortie de l'onduleur et leurs spectres d'harmoniques

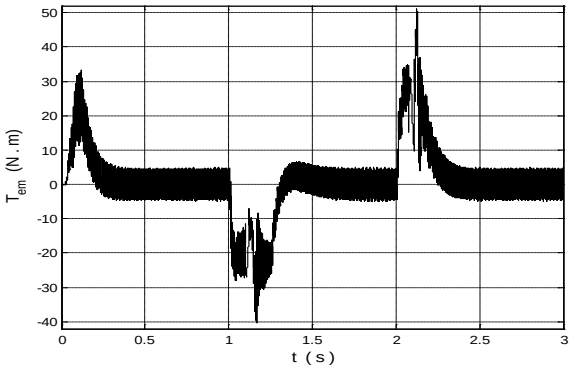


Figure IV.20a Couple électromagnétique

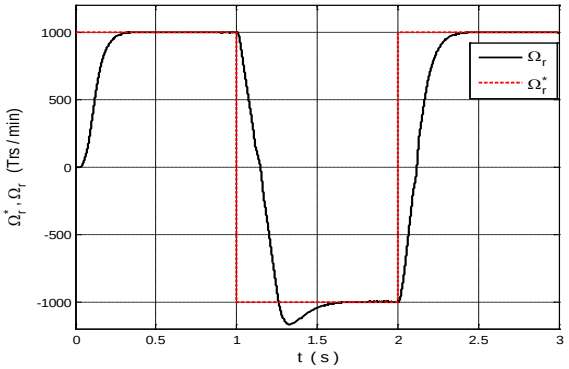


Figure IV.20b Vitesse de rotation

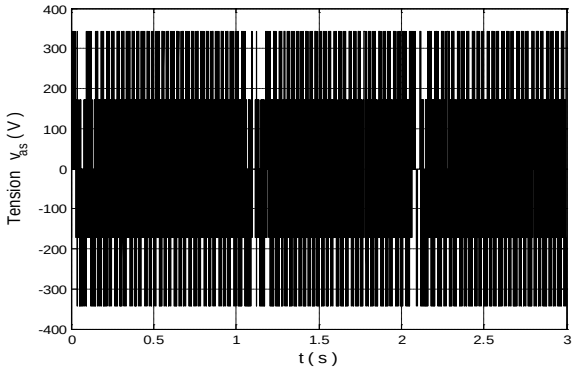


Figure IV.20c Tension de sortie de l'onduleur

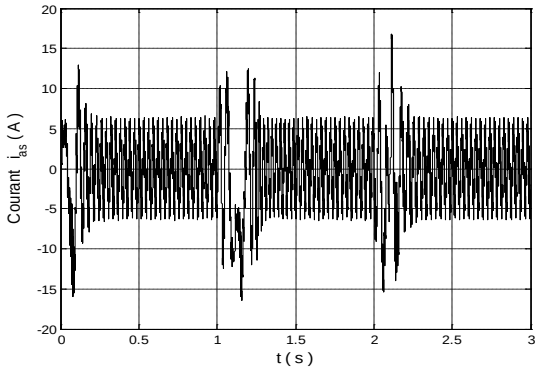


Figure IV.20d Courant statorique

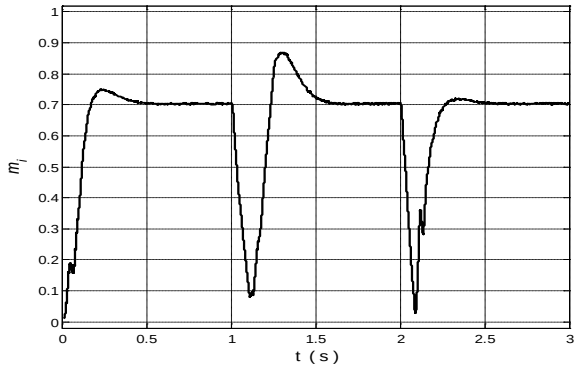


Figure IV.20e Indice de modulation

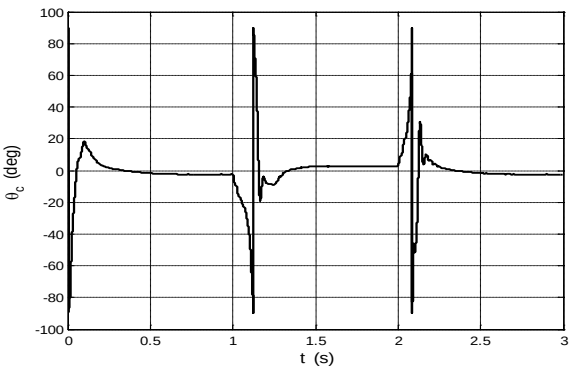


Figure IV.20f Angle θ_c

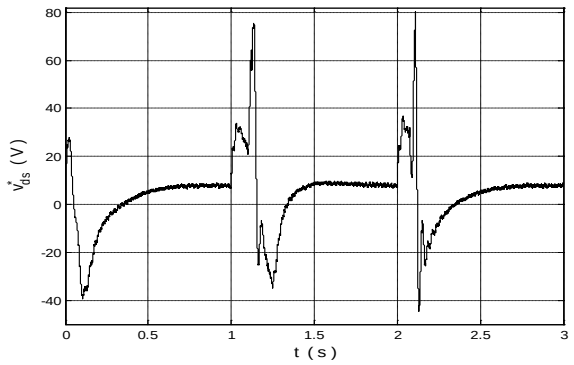


Figure IV.20g Tension de référence v_{ds}

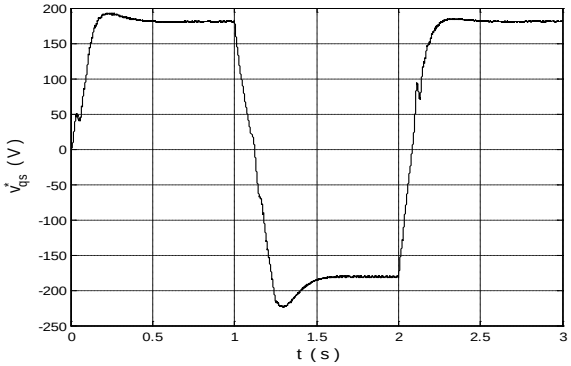
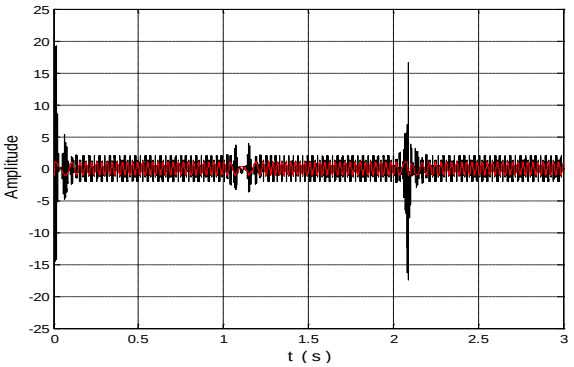


Figure IV.20h Tension de référence v_{qs}

Figure IV.20 Evolution des différentes grandeurs mécaniques et électriques de la MAS



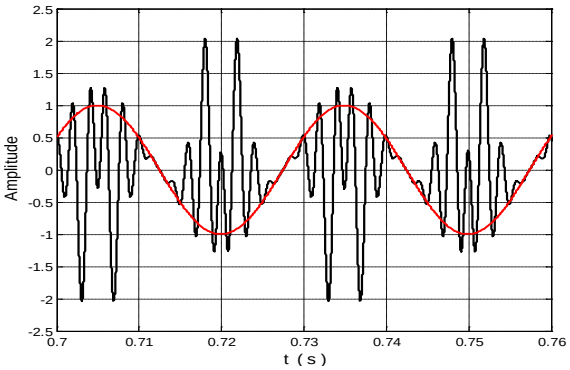
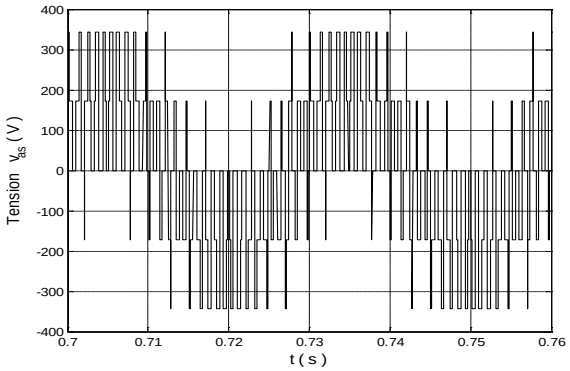


Figure IV.21 Signal de la porteuse modifiée



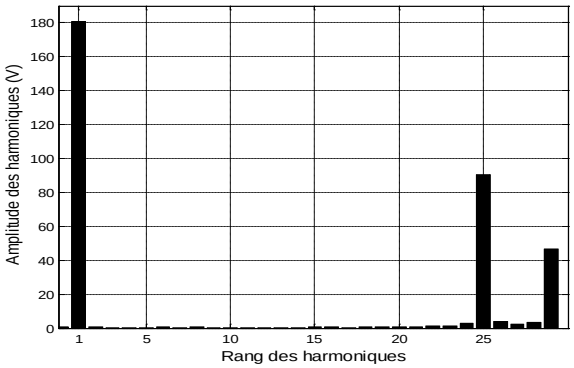


Figure IV.22 Tension de sortie de l'onduleur et son spectre d'harmoniques

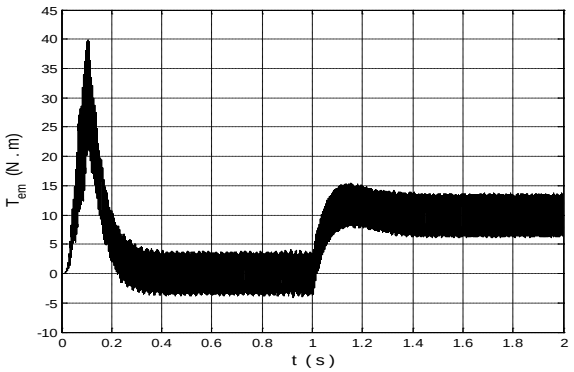


Figure IV.23a Couple électromagnétique

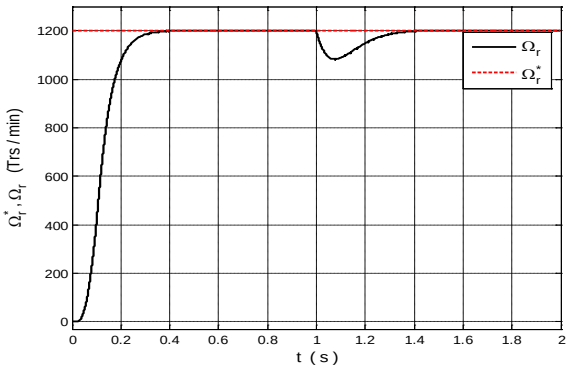


Figure IV.23b Vitesse de rotation

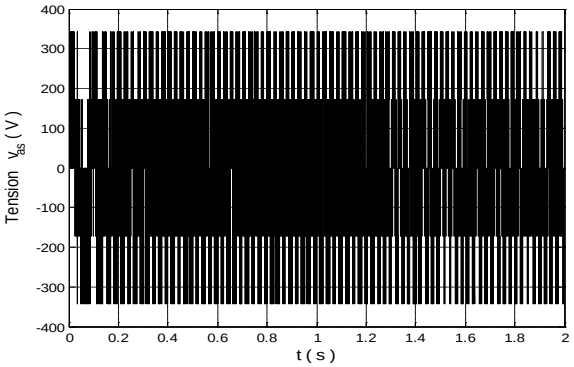


Figure IV.23c Tension de sortie de l'onduleur

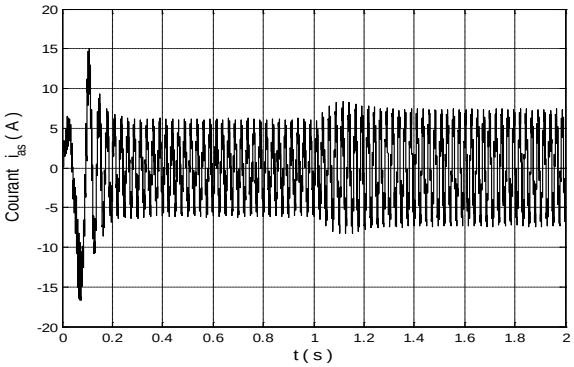


Figure IV.23d Courant statorique

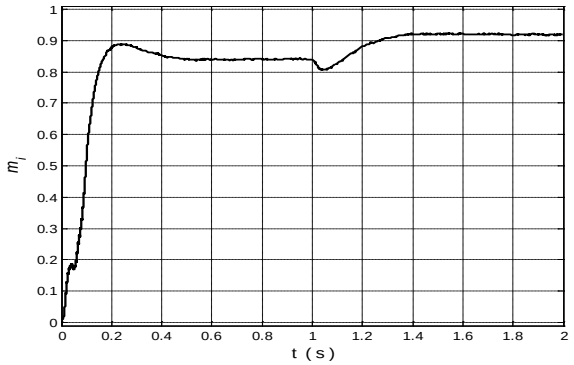


Figure IV.23e Indice de modulation

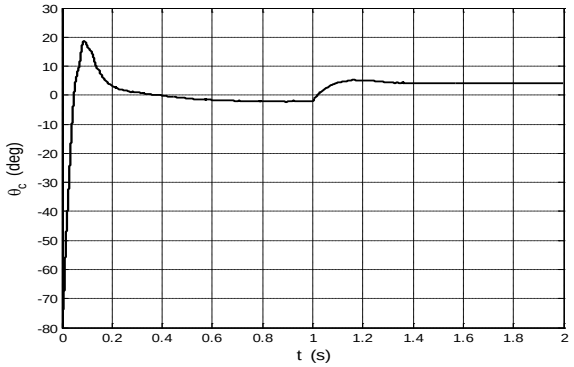


Figure IV.23f Angle θ_c

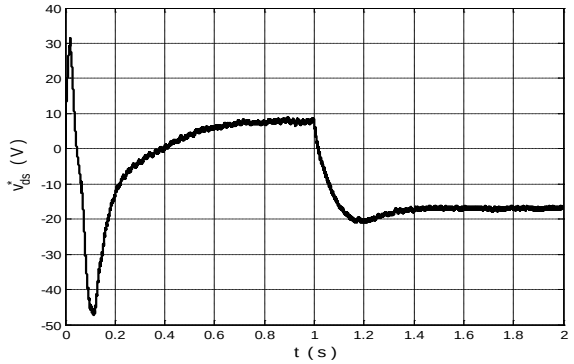


Figure IV.23g Tension de référence v_{ds}

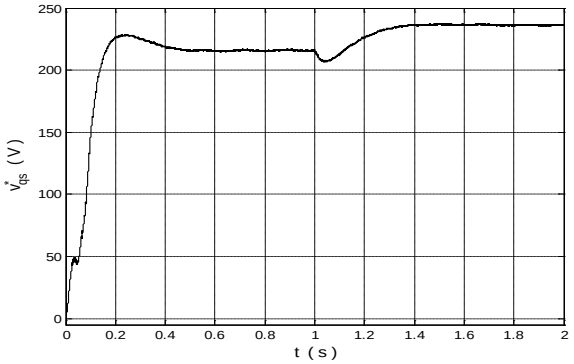
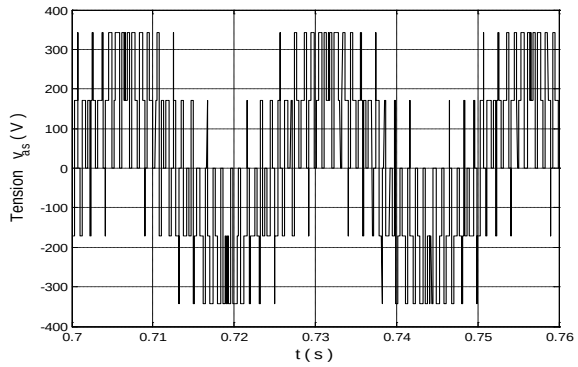


Figure IV.23h Tension de référence v_{qs}

Figure IV.23 Evolution des différentes grandeurs mécaniques et électriques de la MAS



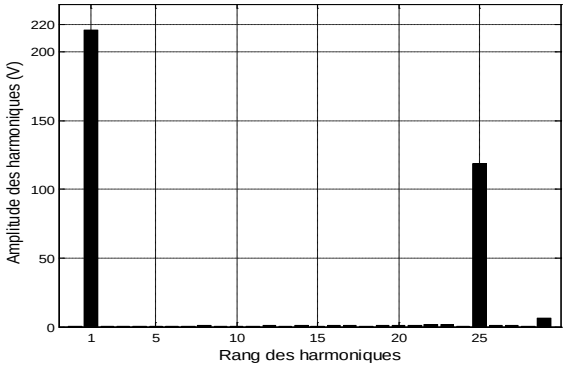


Figure IV.24a Ω_r^* = 1200 Trs/min (C_r = 0 N.m)

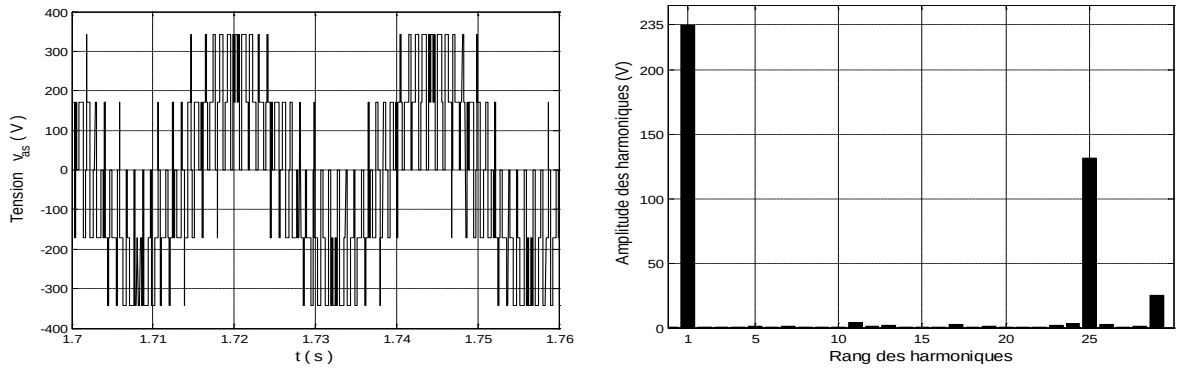


Figure IV.24b Ω_r^* = 1200 Trs/min (C_r = 10 N.m)

Figure IV.24 Tensions de sortie de l'onduleur et leurs spectres d'harmoniques

Notre objectif de ces différents tests, est d'assurer une bonne régulation de la vitesse et de confirmer que l'élimination désirée des harmoniques dans la tension de sortie de l'onduleur est garantie.

La vitesse de la machine suit parfaitement sa référence, soit par un changement de consigne (1300, 800, 1200 Trs/min), inversion du sens de rotation (1000, -1000 Trs/min) ou par une application d'un couple résistant (1200 Trs/min et C_r = 10 N.m) (Figure IV.14b, 20b, 23b)

Le couple électromagnétique après chaque changement de vitesse oscille autour de zéro en tant qu'il n'y a pas de couple résistant. Le couple électromagnétique oscille autour de la valeur 10 N.m qui est la valeur du couple résistant appliqué à la machine (Figure IV.14a, 20a, 23a).
Les tensions à la sortie de l'onduleur et les courants statoriques sont présentés dans les figures IV.14c, 20c, 23c et figures IV.14d, 20d, 23d respectivement.

L'indice de modulation prend presque la même forme que la tension de référence v_{qs}, d'autre part l'influence de la tension de référence v_{ds} est négligeable (Figure IV.14e, 14g, 14h, 20e, 20g, 20h, 23e, 23g, 23h). L'angle θ_c présente des valeurs importantes au démarrage et lors de l'inversion du sens de rotation, par contre en régime permanent, sa valeur est faible de quelques degrés mais ils sont nécessaires comme les montrent les figures IV.14f, 20f, 23f.

Le signal de la porteuse modifiée possède une symétrie par rapport au quart et à la demi-période et aussi, l'apparition des fluctuations lors de l'inversion du sens de rotation (Figure IV.15, 17, 21). La comparaison entre le signal de la porteuse modifiée et le signal de référence produit le signal de commande des interrupteurs de l'onduleur. On remarque bien que dans une période de la tension de référence, on obtient le même nombre

d'impulsions de commande qui est 17 donc 33 changements d'état (commutations) de l'interrupteur de puissance, pour tous les tests effectués (Figure IV.16, 18).

L'analyse harmonique des tensions de sortie montre des très bons résultats du point de vue l'élimination désirée c'est-à-dire tous les harmoniques ciblés sont nuls. L'amplitude du fondamental prend la valeur souhaitée qui est en relation avec l'indice de modulation (Figure IV.19, 22, 24).

Le signal de commande du transistor T_{11} de la figure IV.25 est obtenu pour une commande vectorielle avec la MLI triangulo-sinusoïdale (MLI-TS) à partir d'une comparaison entre le signal de référence et une porteuse triangulaire. La fréquence de la porteuse triangulaire est fixe et égale à 737 Hz, cette valeur permet de générer 17 impulsions de commande du transistor T_{11} pendant une période de la tension de référence avec une vitesse de rotation égale à 1300Trs/min (Figure IV.25a).

En comparant les résultats de la figure IV.18 et IV.25, on constate que pour une vitesse de rotation égale à 800 Trs/min (1200 Trs/min) le nombre d'impulsions augmente de 17 à 28 (17 à 19) ce qui donne une augmentation du nombre de commutations de 66% (12%). La commande vectorielle avec la MLI-ESH-TR donne des performances comparables à la MLI-TS, tout en gardant le même nombre de commutations lors des changements des consignes, c'est-à-dire vitesse ou couple de référence.

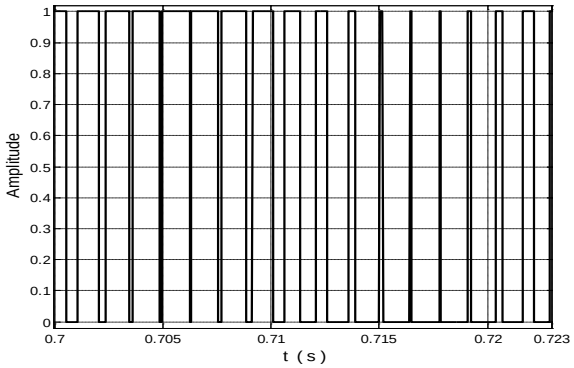


Figure IV.25a Ω_r^* = 1300 Trs/min

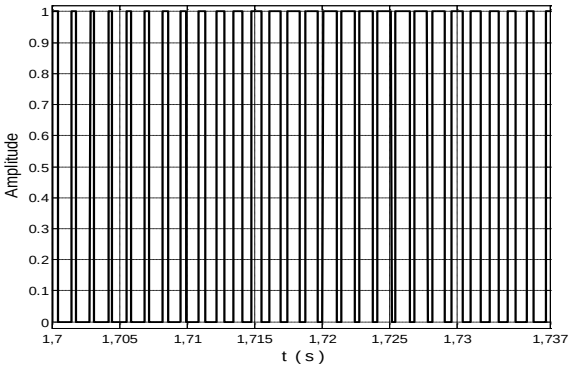


Figure IV.25b Ω_r^* = 800 Trs/min

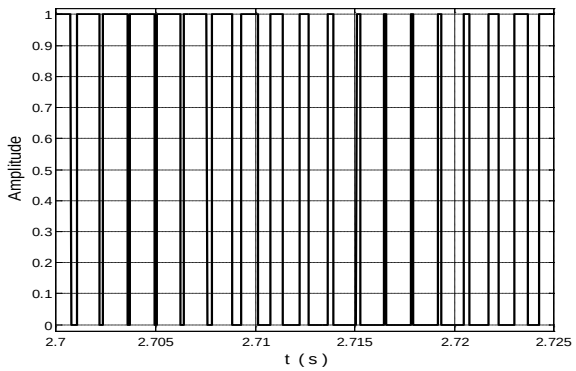


Figure IV.25c Ω_r^* = 1200 Trs/min

Figure IV.25 Signal de commande du transistor T_{11} pour chaque vitesse de référence pour une commande vectorielle avec la MLI triangulo-sinusoïdale

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle mathématique de la MAS à cage en tenant compte des hypothèses simplificatrices, l'utilisation de la transformation de Park a simplifié le modèle de la MAS. Ensuite, nous avons présenté notre schéma de la commande vectorielle de la MAS alimentée par l'onduleur commandé par la technique de la MLI-ESH-TR.

Pour pouvoir juger notre schéma proposé, les trois tests essentiels sont effectués comme dans la commande vectorielle classique. On peut conclure, dans tous ces résultats que le découplage est maintenu dans tout le régime de fonctionnement de la MAS, de plus la génération avec succès du paramètre A_i par la méthode d'interpolation polynomiale avec la variation de la fréquence et de l'indice de modulation en même temps.
La comparaison entre la MLI-ESH-TR et la MLI-TS dans une commande vectorielle de la MAS, montre des performances notables de la MLI-ESH-TR en terme de sa constante du nombre de commutations dans les différents tests appliqués.

Finalement, nous avons montré d'une manière claire notre méthode développée qui est différente des travaux présentés dans la littérature.

Conclusion Générale

Cette thèse a pour objectif d'apporter une nouvelle contribution dans le cadre des études menées sur la technique d'élimination sélective d'harmoniques pour des onduleurs monophasé et triphasé. Ceci est accompli par le développement d'une nouvelle technique optimisée d'élimination sélective d'harmoniques similaire à la MLI triangulo-sinusoïdale, afin de simplifier la génération des signaux de commande des onduleurs.

Nous avons commencé par l'étude des différentes stratégies MLI-ESH qui sont caractérisées par la forme et par la symétrie. Nous avons vu que la détermination des angles de commutation (instants de commutation) revient à la résolution d'un système d'équations non linéaires à fonction trigonométrique. Le degré de complexité augmente avec le nombre d'harmoniques à éliminer et avec la symétrie appliquée. On remarque que pour une symétrie par rapport à la demi-période le nombre d'angles de commutation à chercher devient le double par rapport au quart et à la demi-période pour le même nombre d'harmoniques à éliminer. L'algorithme des essaims particulaires est exploité pour résoudre les systèmes d'équations obtenus. La forme unipolaire donne une très bonne valeur du taux de distorsion harmonique car cette forme est proche de la forme sinusoïdale. Son implémentation est un peut compliquée ça est due à l'indépendance des signaux de commande des interrupteurs du même bras c'est-à-dire qu'ils ne sont pas complémentaires.

L'implémentation en temps réel de cette MLI-ESH est généralement mise en œuvre par la méthode des tableaux, qui exige pratiquement l'utilisation des mémoires électroniques pour stocker les angles de commutation. La génération des instants de commutation par la MLI triangulo-sinusoïdale est en ligne (temps réel) c'est-à-dire par la conséquence de la comparaison entre le signal de référence (sinusoïdale) et le signal de la porteuse (triangulaire), pour cette raison le développement d'une MLI-ESH temps réel est nécessaire. Dans notre MLI-ESH-TR, au lieu d'une porteuse triangulaire, on utilise une porteuse sinusoïdale modifiée. Cette dernière est une somme des constants multipliés par des fonctions sinusoïdales. En effet, pour chaque valeur du paramètre *k*, un ensemble des angles de perturbation à été calculé pour chaque pas de l'indice de modulation. On a aussi démontré l'applicabilité de la stratégie proposée aux résultats calculés par la MLI-ESH, c'est-à-dire les angles de commutation calculés au chapitre I. Les résultats obtenus soit de simulation ou expérimentaux pour un onduleur monophasé et triphasé sont en accord et satisfaisants. Ainsi ils permettent de prouver la validité de notre technique.

Le vrai concept de l'implémentation en temps réel de la MLI-ESH est d'obtenir une tension souhaitée à la sortie de l'onduleur avec l'élimination des harmoniques désirés, mais d'une manière continue. Si on suppose que notre paramètre d'entrée est l'indice de modulation donc on obtient une tension souhaitée sur toute la plage de variation de l'indice de modulation. Pour cet objectif et pour compléter les travaux présentés dans la littérature, nous avons démontré par simulation et expérimentalement la procédure à suivre pour assurer une implémentation en temps réel de la MLI-ESH.

En premier temps, notre charge connectée à l'onduleur est une charge inductive, malgré les bons résultats obtenus mais on cherche d'exploiter la technique de la MLI-ESH-TR avec une charge dynamique en vue de sa commande. Donc la charge utilisée c'est une machine asynchrone triphasée. L'étape de la modélisation de la machine utilisée est indispensable, nous avons présenté les équations électriques, magnétiques et mécaniques dans le repère triphasé et grâce à la transformation biphasée de Park on diminue la complexité du modèle. Nous avons élaboré une commande vectorielle à flux rotorique orienté de la machine asynchrone alimentée par un onduleur piloté par la MLI-ESH-TR. A cet effet, nous avons présenté une nouvelle structure de la commande vectorielle détaillée avec des contrôleurs PI flous qui est différent du schéma de la commande vectorielle classique. La partie principale dans ce nouveau schéma est la méthode de génération des signaux de commande de l'onduleur, donc la méthode appliquée consiste à calculer la valeur de l'indice de modulation à partir des tensions de référence directe et en quadrature. Les résultats obtenus pour cette nouvelle structure sont satisfaisants et montrent la faisabilité de la méthode.

Finalement, nous recommandons la poursuite des recherches sur la technique de la MLI-ESH-TR avec les entrainements électriques, où plusieurs améliorations peuvent être apportées à ce travail, à savoir :

- La simplification de la génération du paramètre A_i par une autre méthode qui permet de réduire les degrés des polynômes ;
- L'extrapolation de la stratégie de la MLI-ESH-TR dans les onduleurs multi-niveaux ;
- L'implémentation expérimentale de notre commande vectorielle proposée.

Bibliographie

[Alb-12] A. Albert Martin Ruban, N. Hemavathi, N. Rajeswari, « Real time harmonic elimination PWM control/or voltage source inverters », International conference on advances in engineering, science and management, Nagapattinam, Tamil Nadu 2012, pp. 479-484.

[Ali-08] K. Alireza, R.W. Jason, L.C. Patrick, T.K. Philip, « Dead-Time Distortion in Generalized Selective Harmonic Control », IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 23, No.3, pp. 1511–1517, May 2008.

[Aln-08] J. Alan, D. Hui-Hui, « Handbook of mathematical formulas and integrals », Elsevier press, 2008.

[And-94] M.T. Andrzej, L. Stanislaw, « Application of neural networks to the optimal control of three-phase voltage-controlled inverters », IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 9, No.4, pp. 397–404, July 1994.

[Ara-12] G.J. Aran, J.S. Adeline, « Indirect field oriented speed control of an induction motor drive using Takagi-Sugeno type of fuzzy logic controller », International conference on emerging trends in electrical engineering and energy management, Chennai 2012, pp. 263-266.

[Azl-06] N.A. Azli, L. Y. Chan, « Development of equations through trajectories linearization for an HEPWM inverter », IEEE International conference on power and energy, Putra Jaya 2006, pp. 416-421.

[Bag-99] L. Baghli, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy, France, 1999.

[Bar-08] S. Barkati, « Modélisation et commande d'un onduleur à sept niveaux à diodes flottantes : Application à la conduite d'une machine asynchrone », thèse de doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, Alger 2008.

[Bez-03] A. Bezziane, « Commande vectorielle d'une machine asynchrone à rotor défaillant », thèse de doctorat, Université de Batna, 2003.

[Boub-09] H.Boubartakh, « Contribution à l'optimisation par algorithmes évolutionnaires des contrôleurs flous », thèse de doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, Alger 2009.

[Boub-12] H. Boubertakh, S. Labiod, M. Tadjine, « PSO to design decentralized fuzzy PI controllers application for a helicopter », 20th Mediterranean conference on control & automation, Barcelona 2012, pp. 633-637.

[Bou-08] O. Bouchhida, « Contribution à l'Optimisation de Structure des Convertisseurs pour la Commande des Machines Asynchrones : Réalisation expérimentale », thèse de doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, Alger 2008.

[Bow-95] S. R. Bowes, « Advanced regular-sampled PWM control techniques for drives and static power converters », IEEE Transactions on industrial electronics, Vol. 42, No. 4, pp. 367–373, August 1995.

[Bow-99] S.R. Bowes, S. Grewal, « Novel harmonic elimination PWM control strategies for three-phase PWM inverters using space vector techniques », IEE Proc. Electric Power Applications, Vol. 146, No. 5, September 1999.

[Bow-01] S.R. Bowes, D. Holliday, S. GrewaI, « Regular-sampled harmonic elimination PWM control of single-phase two-level inverters », IEE Proc. Electric Power Applications, Vol. 148, No. 4, July 2001.

[Bow-06] S.R. Bowes, D. Holliday, « Comparison of pulse-width-modulation control strategies for three-phase inverter systems », IEE Proc. Electric Power Applications, Vol. 153, No. 4, July 2006.

[Cas-05] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, A. Trentin, L. Zarri, « Theoretical and Experimental Investigation on the Stability of Matrix Converters », IEEE Transactions on industrial Electronics, Vol. 52, No.5, pp. 1409–1419, October 2005.

[Che-97] J.W. Chen, T.J. Liang, « A novel algorithm in solving nonlinear equations for programmed PWM inverter to eliminate harmonics », 23rd International conference on industrial electronics, control and instrumentation, New Orleans, LA 1997, pp. 698-703.

[Dah-07] M.S.A. Dahidah, V.G. Agelidis, « Non-Symmetrical Selective Harmonic Elimination PWM Techniques: The Unipolar Waveform », IEEE conference on power electronics specialist, Orlando, FL 2007, pp. 1885-1891.

[Dah-10] M.S.A. Dahidah, G. Konstantinou, N. Flourentzou, V.G. Agelidis, « On comparing the symmetrical and non-symmetrical selective harmonic elimination pulse-width modulation technique for two-level three-phase voltage source converters », IET Power Electron, Vol. 3, No. 6, pp. 829–842, February 2010.

[dSP-06] dSPACE DS1103: PPC Controller Board, Feature, Realise 5.1, May 2006.

[Dum-08] D.P. Dumitru, C. Aurelian, K. Liviu, « A PI-Fuzzy controller designated forindustrial motor control applications », IEEE International symposium on industrial electronics, Cambridge 2008, pp. 949-954.

[Ebb-12] S. Ebbesen, P. Kiwitz, L. Guzzella, « A Generic Particle Swarm Optimization Matlab Function », American control conference, Montreal, QC 2012, pp. 1519-1524.

[Fan-09] Z. Fanghua, Y. Yangguang, « Selective harmonic elimination PWM control scheme on a three-phase four-leg voltage source inverter », IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 24, No.7, pp. 1682–1689, July 2009.

[Far-11] R. Farzad, G. Beitollah, « Imperialist Competitive Algorithm (ICA)-Optimized PI Speed Control in the Indirect Field-Oriented Control of an IM Drive », IEEE colloquium on humanities and engineering, Penang 2011, pp. 445-448.

[Fei-10] W. Fei, B. We, Y. Huang, « Half-wave symmetry selective harmonic elimination method for multilevel voltage source inverters », IET Power Electron, Vol. 4, No. 3, pp. 342–351, August 2010.

[Flo-08] D. Floreano, C, Mattiussi, « Bio-Inspired artificial intelligence theories, methods, and technologies », The MIT Press Cambridge, Massachusetts London, England, 2008.

[Gab-01] B. Gabriel, « Commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel Matlab/Simulink», mémoire d'ingénieur C.N.A.M, Grenoble, 2001.

[Had-07] S. Hadji, «correction du facteur de puissance dans les systèmes de traction alimentés en courant alternatif monophasé », thèse de doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, Alger 2007.

[Hir-11] P. Hirak, G.G. Sri Nikhil, « A harmonically superior switching modulator with wide baseband and real-time tunability », international symposium on electronics system design, Kochi, Kerala, 2011, pp. 18-23.

[Hir-12.1] P. Hirak, G.G. Sri Nikhil, « Real time harmonic elimination using a modified carrier », International conference on Electrical Communications and Computer, Cholula, Puebla, 2012, pp. 273–277.

[Hir-12.2] P. Hirak, G.G. Sri Nikhil, « A novel strategy for selective harmonic elimination based on a sine-sine PWM model », International conference on Midwest Symp. Circuit and Systems, Boise, Idaho, 2012, pp. 310–313.

[Hui-06] Z. Hui, L. Kaipei, M. Braun, C.C. Chan, « Selective Harmonic Controlling for Three-Level High Power Active Front End Converter with Low Switching Frequency », 5th IEEE international conference on power electronics and motion control, 2006, Vol. 1, pp. 1-5.

[Ima-11] K. Imarazene, « Etude de la Commande par Elimination d'Harmoniques des Onduleurs Multiniveaux avec Equilibrage des Tensions du Bus Continu », thèse de doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, Alger 2011.

[Ish-12] A. Ishtiyaque, R.K Tripathi, « Indirect Field Oriented Control (IFOC) of Induction Motor Using SVPWM Fed with Z-source Inverter », students conference on engineering and system, Shanghai 2012, pp. 1-5.

[Jas-05] R.W. Jason, M.N. Bret, L.C. Patrick, T.K. Philip, « Selective harmonic control: A general Problem formulation and selected solutions », IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 20, No.6, pp. 1337–1344, November 2005.

[Jas-07] R.W. Jason, X. Geng, L.C. Patrick, T.K. Philip, M.N. Bret, « Modulation-based harmonic elimination », IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, No.1, pp. 336–340, January 2007.

[Jia-96] S. Jian, B. Stephan, G. Horst, « Optimal PWM based on real-time solution of harmonic elimination equations », IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 11, No.4, pp. 612–621, July 1996.

[Jin-02] Z. Jin, K.B. Bimal, « Evaluation of membership function for fuzzy logic controlled induction motor drive », 28th annual conference of the industrial electronics society, 2002, pp. 229-234.

[Joh-04] N.C. John, M.T. Leon, J.M. Keith, D. Zhong, « A complete solution to the harmonic elimination problem », IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 19, No. 2, pp. 491–498, March 2004.

[Joh-05] N.C. John, M.T. Leon, J.M. Keith, D. Zhong, « Elimination of harmonics in a multilevel converter using the theory of symmetric polynomials and resultants », IEEE Transactions on Control systems technology, Vol. 13, No. 2, pp. 216–223, March 2005.

[Kha-04] B.S. Khaldi, « Minimisation des pertes et commande optimale de la machine asynchrone à flux orienté », mémoire de magister, Ecole Nationale Polytechnique, Alger 2004.

[Kim-07] S. Kinattingal, J. Krishna, T. N. Shanavas, « Inverter harmonic elimination through a colony of continuously exploring ants », IEEE Transactions on industrial electronics, Vol. 54, No. 5, pp. 2558–2565, October 2007.

[Lal-09] D. Lalili, « MLI Vectorielle et Commande Non Linéaire du Bus Continu des Onduleurs Multiniveaux. Application à la Conduite de la Machine Asynchrone. », thèse de doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, Alger 2009.

[Lar-13] K. Laroussi, « développement d'un superviseur flou application à la commande d'un moteur à induction », thèse de doctorat, université M'hamed Bougara, Boumerdes, 2013.

[Laz-09] A. Lazinica, « Particle swarm optimization », published by In-Tech, Rijeka, Croatia, 2009.

[Lef-12] N. Lefkir, « Application des algorithmes de positionnement multidimensionnel (MDS) et d'optimisation particulaire (PSO) à la localisation des tags RFID à base de la puissance reçue (RSS) », mémoire de magister, Université des sciences et de la technologie Houari Boumediene, Alger, 2012.

[Lou-10] N. Lourci, « Etude de différentes cascades à onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes», thèse de doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, Alger 2010.

[Lui-13] A.B. Luis, L.C. Jesus, L.C. Eduardo, « Speed and position controllers using indirect field oriented control : A classical control approach », IEEE Transactions on industrial Electronics, Vol. 61, No.54 pp. 1928–1943, April 2014.

[Mak-14.1] B. **Makhlouf**, W. bouchhida, M, Nibouche, « Design, analysis and implementation of real-time harmonics elimination: a generalised approach », IET Power Electron, Vol. 7, No. 9, pp. 2424–2436, March 2014.

[Mak-14.2] B. **Makhlouf**, W. bouchhida, M, Nibouche, M. S. Boucherit, « A novel concept of a selective harmonics elimination for single-phase inverter », 8th International Conference on Electrical Engineering, Batna, 2014.

[Mak-14.3] B. **Makhlouf**, W. bouchhida, M, Nibouche, M. S. Boucherit, « Real Time Harmonics Control for Single-Phase Voltage Source Inverter: a New Approach », 3rd International Conference on Power Electronics and Electrical Drives, Oran, 2014.

[Mak-14.4] B. **Makhlouf**, W. bouchhida, M, Nibouche, K. Laidi, « New concept in selective harmonics elimination for power electronics converter », 6th International Conference on Modelling, Identification and Control, Melbourne, 2014. (Accepté non publié)

[Mck-04] K. J. McKenzie, « Eliminating harmonics in a cascaded H-bridges multilevel inverter using resultant theory, symmetric polynomials, and power sums », master of science, The University of Tennessee, Knoxville, 2004.

[Moa-01] M. Moallem, B. Mirzaeian, O. A. Mohammed, C. Lucas, « Multi-objective genetic-fuzzy optimal design of PI controller in the indirect field oriented control of an induction motor », IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 37, No.5, pp. 3608–3612, September 2001.

[Moh-95] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, « Power Electronics: Converters, Applications, and Design», 2nd ed. New York: Wiley, 1995

[Nai-99] M.S. Nait-Said, « Contribution à la commande vectorielle d'une machine asynchrone a cage d'écureuil », thèse de doctorat, Université de Batna, 1999.

[Nas-02] M.N. Uddin, T.S. Radwan, M.A. Rahman, « Performances of fuzzy-logic-based indirect vector control for induction motor drive », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.38, No. 5, pp. 1219- 1225, September/October 2002.

[Nor-04] M. Norman, B.M.N. Samsul, J. Jasronita, S.B. Omar, « A fuzzy logic based controller for an indirect vector controlled three-phase induction motor », IEEE region 10 conference TENCOM, 2004, pp. 1-4.

[Pat-73] H.S. Patel, R.G. Hoft « Generalized technique of harmonics elimination and voltage control in thyristor inverter. Part-I: Harmonic elimination », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.9, No. 3, pp. 310 317, May/June 1973.

[Pat-74] H.S. Patel, R.G. Hoft « Generalized technique of harmonics elimination and voltage control in thyristor inverter. Part-II: voltage control techniques », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.10, No. 5, pp. 310 317, September/October 1974.

[Phi-04] T.K. Philip, M.N. Bret, R.W. Jason, « Harmonic elimination switching through modulation », IEEE Workshop Computers and Power Electronics, 2004, pp. 123–126.

[Piu-10] K. Piush, A. Vineeta, « A study of conventional and fuzzy PI controller CSI fed induction motor », International conference on power control and embedded system, Allahabad 2010, pp. 1-5.

[Rad-04] T.S. Radwan, N.N. Uddin, M.A. Rahman, « A new and simple structure of fuzzy logic based indirect field oriented control of induction motor drives », 35th annual IEEE conference on Power specialists, 2004, pp. 3290-3294.

[Raj-07] K. Rajesh, R.A. Gupta, S.V. Bhangale, « Indirect vector controlled induction motor drive with fuzzy logic based intelligent controller », IET-UK International conference on information and communication technology in electrical science, Tamil Nadu 2007, pp. 368-373.

[Rus-10] D.C. Rus, N.S. Preda, I.I. Incze, I. Maria, Cs.Szabo, « Comparative analysis of PWM techniques simulation and DSP implementation », IEEE International conference on automation quality and testing robotics, Cluj-Napoca 2010, pp. 1-6.

[Rut-11] S.H. Rutuja, J.G. Chaudhari, « Indirect field oriented control for induction motor », 4th International conference on emerging trends in engineering and technology, Port Louis 2011, pp. 191-194.

[Sar-10] M. Sarvi, M. R. Salimian, « Optimization of specific harmonics in multilevel converters by GA & PSO », 45th IEEE international conference on universities power engineering, Cardiff, Wales 2010, pp. 1-4.

[Sli-09] L, Slimani, « Contribution à l'application de l'optimisation par des méthodes métaheuristiques à l'écoulement de puissance optimal dans un environnement de l'électricité dérégulé », thèse de doctorat, université de Batna, 2009.

[Şte-12] G.R. Ştefan, R. Constantin, F. Adriana, G. Paolo, P. Michele, « The Analysis of the Solutions for Harmonic Elimination PWM Bipolar Waveform with a Specialized Differential Evolution Algorithm », 13th International conference on optimization of electrical and electronics equipment, Brasov 2012, pp. 814-821.

[Sun-92] J. Sun, H. Grotstollen, « Solving Nonlinear Equations for Selective Harmonic Eliminated PWM Using Predicted Initial Values », International conference on industrial electronics, control, instrumentation, and automation, power electronics and motion, San Diego, CA 1992, pp. 259-264.

[Sun-94] J. Sun, B. Beineke, H. Grotstollen, « DSP-based real time harmonic elimination of PWM inverter », 25th annual IEEE conference on power electronics specialists, Taipei 1994, pp. 679-685.

[Tis-10] B.Tista Banerjee, C. Sumana, B. Jitendranath, M. Abhisek, « Off-line optimization of PI and PID controller for a vector controlled induction motor drive using PSO », International conference on electrical computer engineering, Dhaka 2010, pp. 74-77.

[Val-96] B. Valdimir, « A hybrid PWM strategy combining modified space vector and triangle comparison methods », 27th annual IEEE conference on power electronics specialists, Baveno 1996, pp. 1872-1878.

[Vas-04] G.A. Vassilios, B. Anastasios, B. Ioannis, « On applying a minimization technique to the harmonic elimination PWM control: the bipolar waveform », IEEE Power Electronics Letters, Vol. 2, No. 2, pp. 41–44, June 2004.

[Vas-06] G.A. Vassilios, B. Anastasios, B. Ioannis, C. Calum, « Multiple sets of solutions for harmonic elimination PWM bipolar waveforms: analysis and experimental verification », IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 21, No. 2, pp. 415–421, March 2006.

[Vil-05] R. A. Villarreal-Ortiz, M. Hernández-Angeles, C. R. Fuerte-Esquivel, R. O. Villanueva-Chávez, « Centroid PWM Technique for Inverter Harmonics Elimination », IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 20, No.2, pp. 1209–1210, April 2005.

[Woe-08] L.C. Woei, P.F. Yung, H.P. Chun, « A simple approach to the realization of an FPGA based harmonic elimination PWM generator », 18th International conference on electrical machines, Vilamoura 2008, pp. 1-5.

[Xun-10] M. Xun, R. Jinqi, G. QiongXuan, L. Yaohua, « Full speed range induction motor indirect rotor field oriented control for high speed traction applications », International conference on electrical machine and system, Incheon 2010, pp. 1407-1412.

[Yon-11] W. Yongxing, W. Xuhui, G. Xinhua, Z. Feng, C. Wei, « Vector control of induction motor based on selective harmonic elimination PWM in medium voltage high power propulsion system », International conference on electric information and control engineering, Wuhan 2011, pp. 6351-6354.

[Zha-08] Y. Zhang, J. Zhenhua, Y. Xunwei, « Indirect field-oriented control of induction machines based on synergetic control theory », 21st century IEEE on power and energy general meeting-conversion and delivery of electrical energy, Pittsburgh, PA 2008, pp. 1-7.

Annexes

Description générale du banc d'essai

Ce banc d'essai a été conçu dans le but de pouvoir tester les différentes stratégies de MLI-ESH et aussi les lois de commande. L'avantage du banc est la possibilité de compiler les schémas de simulation Matlab/Simulink pour une simulation temps-réel, c'est à dire de permettre la génération des signaux de commande de l'onduleur à partir d'un schéma Simulink sous Matlab réalisée sur l'ordinateur avec la carte dSPACE 1103. Le banc d'essai est composé d'un onduleur, d'une carte de commande numérique dSPACE 1103, d'une carte d'interface, d'une carte des capteurs de courant et de tension et enfin une charge RL. La Figure A.1 illustre les différents dispositifs du banc d'essai.

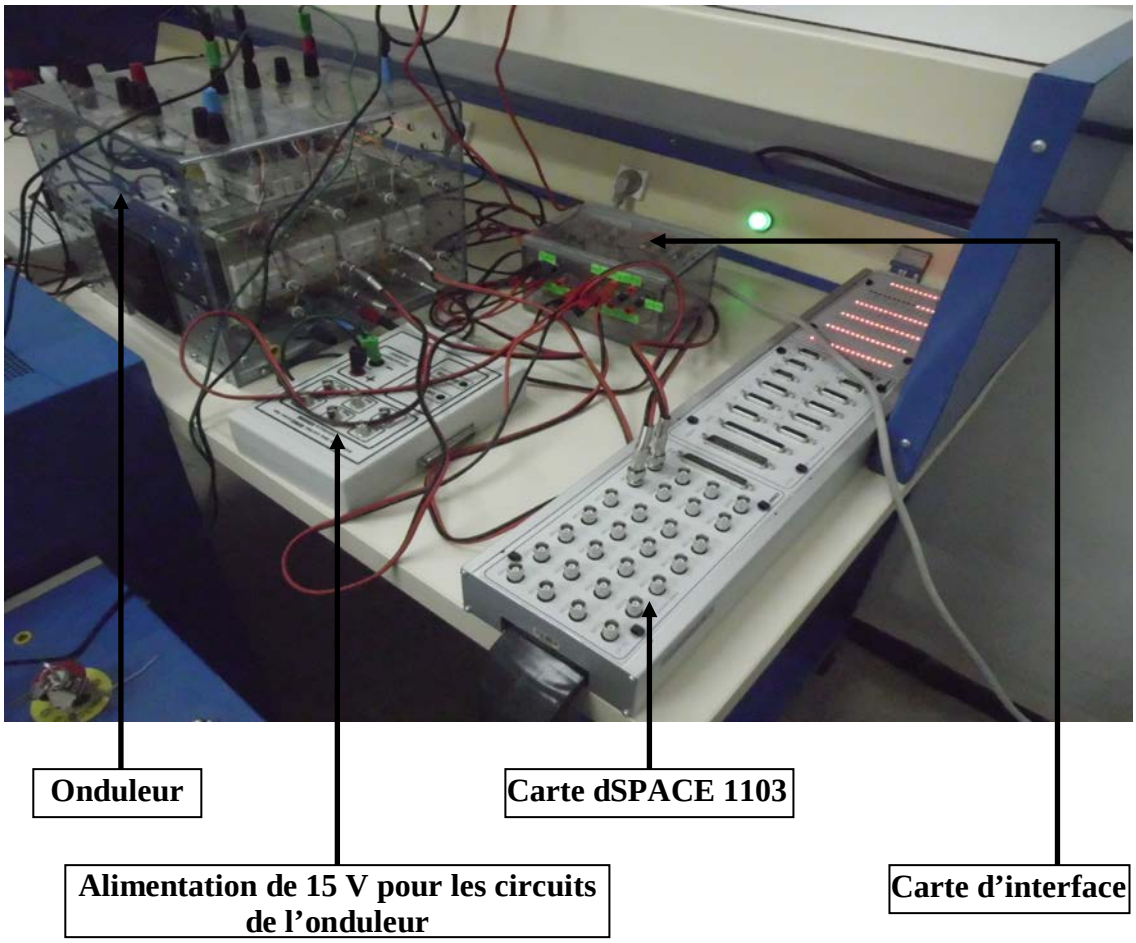


Figure A.1 Photographie d'une partie du banc d'essai

A.1 Convertisseur

Il est constitué d'un redresseur de tension à base de diodes de puissance (1000V/25A), d'un onduleur de tension composé de six transistors IGBT (1000V/25A) qui sont commutés à une fréquence maximale de 10 kHz et aussi d'un hacheur abaisseur. Chaque IGBT est équipé d'une diode de roue libre (1000V/20A) mise en antiparallèle (Figure A.2).

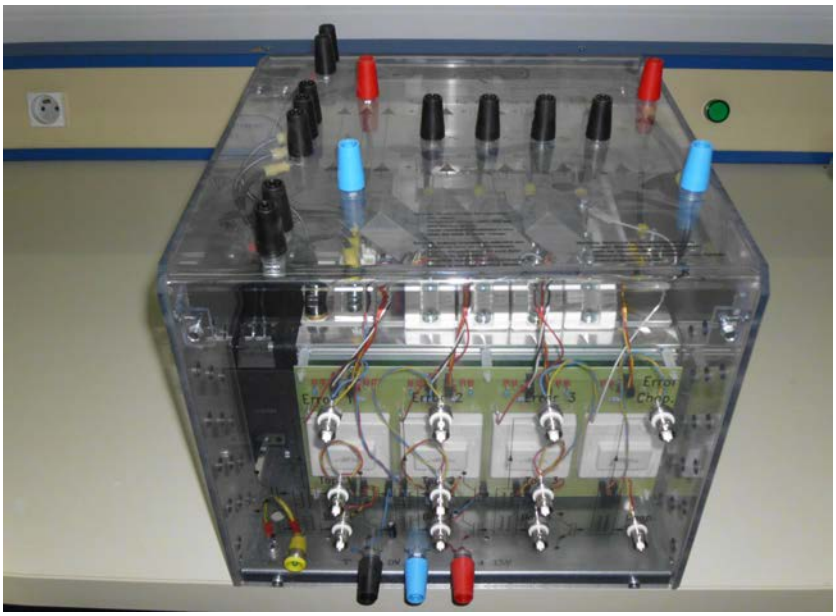


Figure A.2 Photographie du convertisseur

A.2 Carte d'interface dSPACE-convertisseur

Cette carte permet d'amplifier les signaux MLI générés par la carte dSPACE pour attaquer les IGBT du convertisseur. L'amplitude des signaux générés par la carte dSPACE varie entre 0-10V, mais les IGBT du convertisseur exigent une amplitude de 0-15V. Pour ces raisons on a réalisé une carte d'amplification et d'inversion à base des circuits intégrés SN7407 (Hex buffers/drivers with open-collector high-voltage outputs) et SN7406 (Hex inverter buffers/drivers with open-collector high-voltage outputs) (Figure A.3). On génère seulement les signaux de commande des IGBT des bras du haut pour le cas d'un onduleur triphasé, donc on génère trois signaux par la carte dSPACE. L'amplification et l'inversement (complémentaire) des signaux est assuré par notre carte. L'avantage de cette carte permet de réduire le nombre des DAC (digital to analog chanal) utilisés ce qui permet de diminuer le pas de simulation.



Figure A.3a Vue externe

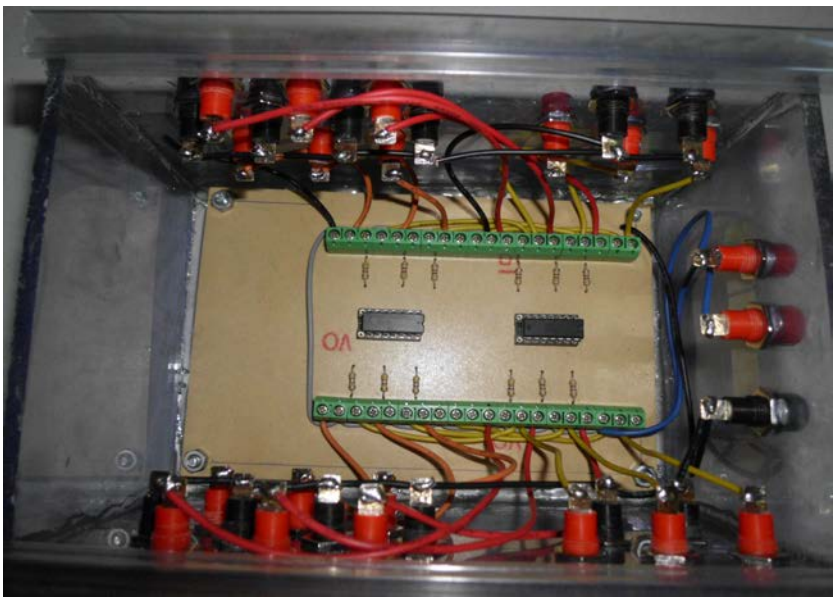


Figure A.3b Vue interne

Figure A.3 Photographie de la carte d'interface

A.3 Capteur de tension

La mesure des tensions est faite à l'aide d'un capteur de tension à effet Hall, de type LV25-P. Il délivre à sa sortie de mesure un courant proportionnel au courant dans son entrée avec un rapport de (2500/1000). Une résistance R_e à l'entrée du capteur permet de convertir la tension à mesurer en un courant. Le courant mesuré à sa sortie passe à travers une résistance shunt de mesure R_m. Dans notre application, nous avons fixé la valeur de R_e à 47KΩ et R_m à 470Ω (Figure A.4).

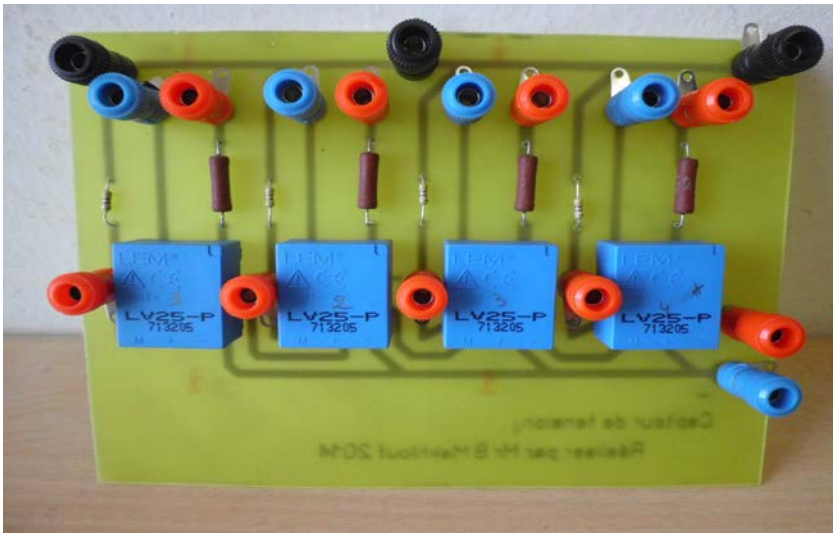


Figure A.4 Photographie de la carte des capteurs de tension

A.4 Capteur de courant

La mesure des courants est faite à l'aide d'un capteur de courant à effet Hall, de type LA25-P. Il délivre à sa sortie de mesure un courant proportionnel au courant réel avec un rapport de (1/1000). Le courant mesuré à sa sortie passe à travers une résistance shunt de mesure R_m. Dans notre application, nous avons fixé la valeur de R_m à 270Ω (Figure A.5).

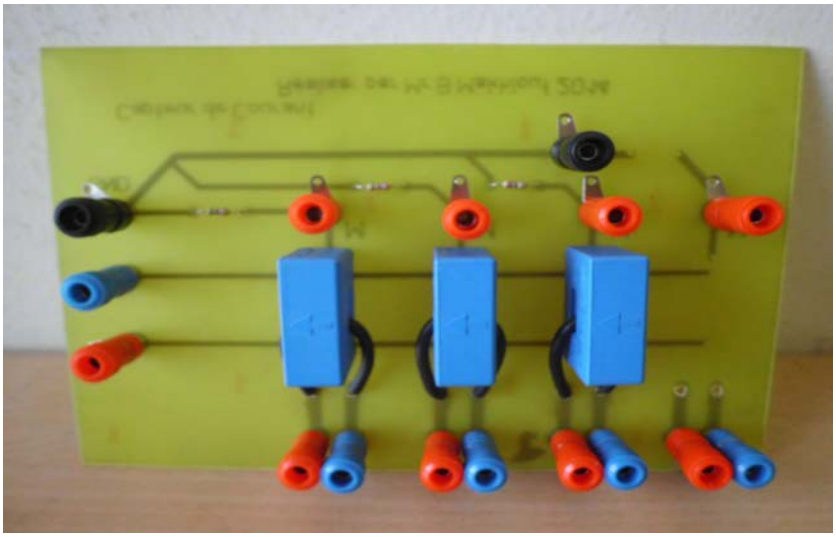


Figure A.5 Photographie de la carte des capteurs de courant

Valeurs numériques des angles de commutation pour la MLI-ESH et MLI-ESH-ER

m_i	α_1	α_2	α_3	α_4	α_5	α_6	α_7
0.0	12.0000	24.0000	36.0000	48.0000	60.0000	72.0000	84.0000
0.1	11.8671	24.2285	35.6281	48.4254	59.4625	72.5589	83.3986
0.2	11.7185	24.4244	35.2179	48.8079	58.8875	73.0944	82.7854
0.3	11.5545	24.5842	34.7685	49.1428	58.2702	73. 6055	82.1561
0.4	11.3752	24.7029	34.2769	49.4210	57.6019	74.0879	81.5038
0.5	11.1801	24.7733	33.7377	49.6277	56.8684	74.5330	80.8175
0.6	10.9674	24.7844	33.1418	49.7373	56.0453	74.9229	80.0768
0.7	10.7338	24.7190	32.4735	49.7040	55.0894	75.2176	79.2395
0.8	10.4718	24.5455	31.7023	49.4367	53.9154	75.3104	78.1970
0.9	10.1605	24.1884	30.7518	48.7115	52.3134	74.7850	76.5340
1.0	9.5963	23.0082	28.9343	45.8733	48.7076	68.4929	69.2369

Tableau B.1 Valeurs numériques des angles de commutation pour N = 7 (MLI-ESH monophasé)

m_i	α_1	α_2	α_3	α_4	α_5	α_6	α_7	α_8	α_9
0.0	9.4737	18.9474	28.4211	37.8947	47.3684	56.8421	66.3158	75.7895	85.2632
0.1	9.3904	19.0908	28.1818	38.1693	47.0033	57.2234	65.8695	76.2409	84.7880
0.2	9.2967	19.2124	27.9152	38.4098	46.6045	57.5730	65.3968	76.6772	84.3054
0.3	9.1928	19.3103	27.6209	38.6126	46.1693	57.8878	64.8936	77.0976	83.8124
0.4	9.0785	19.3817	27.2972	38.7720	45.6931	58.1609	64.3528	77.4997	83.3047
0.5	8.9533	19.4224	26.9412	38.8785	45.1676	58.3805	63.7621	77.8783	82.7752
0.6	8.8160	19.4261	26.5474	38.9172	44.5790	58.5251	63.1003	78.2223	82.2112
0.7	8.6641	19.3830	26.1063	38.8627	43.9042	58.5535	62.3272	78.5067	81.5858
0.8	8.4924	19.2744	25.5990	38.6677	43.0985	58.3760	61.3564	78.6639	80.8291
0.9	8.2873	19.0564	24.9790	38.2209	42.0572	57.7513	59.9580	78.4195	79.6667
1.0	7.9994	18.5593	24.0838	37.1191	40.4379	55.7600	57.3270	75.2765	75.7258

Tableau B.2 Valeurs numériques des angles de commutation pour N = 9 (MLI-ESH monophasé)

m_i	α_1	α_2	α_3	α_4	α_5
0.0	20.0000	20.0000	40.0000	40.0000	60.0000
0.1	19.1215	20.4537	39.0881	40.7230	59.1299
0.2	18.2316	20.9053	38.1603	41.4458	58.2504
0.3	17.3289	21.3507	37.2133	42.1671	57.3592
0.4	16.4118	21.7843	3 6.2426	42.8846	56.4533
0.5	15.4779	22.1986	35.2418	43.5950	55.5281
0.6	14.5242	22.5826	34.2010	44.2928	54.5766
0.7	13.5462	22.9191	33.1049	44.9674	53.5871
0.8	12.5371	23.1789	31.9273	45.5983	52.5370
0.9	11.4855	23.3086	30.6199	46.1367	51.3753
1.0	10.3669	23.1920	29.0769	46.4319	49.9495

Tableau B.3 Valeurs numériques des angles de commutation pour N = 5 (MLI-ESH triphasé)

m_i	α_1	α_2	α_3	α_4	α_5	α_6	α_7
0.0	15.0000	15.0000	30.0000	30.0000	45.0000	45.0000	60.0000
0.1	14.3500	15.2713	29.3239	30.4525	44.3176	45.5767	59.3482
0.2	13.6932	15.5402	28.6360	30.9003	43.6244	46.1523	58.6910
0.3	13.0286	15.8036	27.9342	31.3409	42.9181	46.7261	58.0272
0.4	12.3550	16.0577	27.2158	31.7708	42.1955	47.2971	57.3550
0.5	11.6710	16.2975	26. 4764	32.1851	41.4515	47.8637	56.6716
0.6	10.9747	16.5158	25.7103	32.5761	40.6789	48.4227	55.9735
0.7	10.2628	16.7020	24.9078	32.9311	39.8651	48.9689	55.2535
0.8	9.5311	16.8390	24.0541	33.2270	38.9879	49.4909	54.4993
0.9	8.7718	16.8970	23.1216	33.4169	38.0024	49.9623	53.6817
1.0	7.9691	16.8151	22.0541	33.3850	36.7988	50.2985	52.7135

Tableau B.4 Valeurs numériques des angles de commutation pour N = 7 (MLI-ESH triphasé)

m_i	α_1	α_2	α_3	α_4	α_5	α_6	α_7
0.0	12.0000	24.0000	36.0000	48.0000	60.0000	72.0000	84.0000
0.1	11.7850	24.5347	35.5690	48.3656	59.4223	72.2003	83.3705
0.2	11.5117	25.0500	35.0796	48.7119	58.7863	72.3812	82.6825
0.3	11.1822	25.5274	34.5340	49.0202	58.0940	72.5243	81.9384
0.4	10.8000	25.9504	33.9357	49.2742	57.3491	72.6129	81.1416
0.5	10.3700	26.3052	33.2897	49.4600	56.5564	72.6334	80.2971
0.6	9.8982	26.5814	32.6018	49.5671	55.7219	72.5752	79.4107
0.7	9.3917	26.7725	31.8792	49.5892	54.8527	72.4320	78.4896
0.8	8.8584	26.8764	31.1298	49.5240	53.9566	72.2015	77.5416
0.9	8.3068	26.8952	30.3621	49.3738	53.0423	71.8859	76.5754
1.0	7.7459	26.8354	29.5852	49.1450	52.1187	71.4918	75.6000

Tableau B.5 Valeurs numériques des angles de commutation pour N = 7 (MLI-ESH-ER monophasé)

m_i	α_1	α_2	α_3	α_4	α_5	α_6	α_7	α_8	α_9
0.0	9.4737	18.9474	28.4211	37.8947	47.3684	56.8421	66.3158	75.7895	85.2632
0.1	9.3341	19.3958	28.1386	38.2406	46.9713	57.0811	65.8444	75.9288	84.7661
0.2	9.1484	19. 8288	27.8102	38.5711	46.5281	57.3048	65.3270	76.0528	84.2231
0. 3	8.9183	20.2320	27.4373	38.8718	46.0405	57.4985	64.7652	76.1469	83.6356
0.4	8.6467	20.5922	27.0229	39.1295	45.5113	57.6494	64.1619	76.1981	83.0066
0.5	8.3373	20.8986	26.5707	39.3334	44.9444	57.7463	63.5207	76.1954	82.3398
0.6	7.9950	21.1429	26.0855	39.4751	44.3446	57.7812	62.8466	76.1307	81.6400
0.7	7.6252	21.3201	25.5729	39.5498	43.7173	57.7490	62.1451	75.9988	80.9128
0.8	7.2342	21.4283	25.0392	39.5555	43.0688	57.6479	61.4224	75.7980	80.1645
0.9	6.8288	21.4695	24.4910	39.4941	42.4059	57.4796	60.6853	75.5301	79.4017
1.0	6.4161	21.4485	23.9355	39.3707	41.7357	57.2493	59.9409	75.2001	78.6316

Tableau B.6 Valeurs numériques des angles de commutation pour N = 9 (MLI-ESH-ER monophasé)

m_i	α_1	α_2	α_3	α_4	α_5
0.0	20.0000	20.0000	40.0000	40.0000	60.0000
0.1	19.0603	20.42 26	39.0000	40.7071	59.0603
0.2	18.1206	20.8452	38.0000	41.4142	58.1206
0.3	17.1809	21.2679	37.0000	42.1213	57.1809
0.4	16.2412	21.6905	36.0000	42.8284	56.2412
0.5	15.3015	22.1131	35.0000	43.5355	55.3015
0.6	14.3618	22.5357	34.0000	44.2426	54.3618
0.7	13.4222	22.9583	33.0000	44.9497	53.4222
0.8	12.4825	23.3809	32.0000	45.6569	52.4825
0.9	11.5240	23.7377	30.9254	46.2403	51.4046
1.0	10.3622	23.1588	28.8754	45.0732	48.4610

Tableau B.7 Valeurs numériques des angles de commutation pour N = 5 (MLI-ESH-ER triphasé)

m_i	α_1	α_2	α_3	α_4	α_5	α_6	α_7
0.0	15.0000	15.0000	30.0000	30.0000	45.0000	45.0000	60.0000
0.1	14.3071	15.2411	29.2564	30.4167	44.2564	45.5639	59.3071
0.2	13.6142	15.4822	28.5128	30.8334	43.5128	46.1278	58.6142
0. 3	12.9213	15.7232	27.7692	31.2500	42.7692	46.6916	57.9213
0.4	12.228 4	15.9643	27.0257	31.6667	42.0257	47.2555	57.2284
0.5	11.5355	16.2054	26.2821	32.0834	41.2821	47.8194	56.5355
0.6	10.8425	16.4465	25.5385	32.5001	40.5385	48.3833	55.8425
0.7	10.1496	16.6876	24.7949	32.9167	39.7949	48.9472	55.1496
0.8	9.4567	16.9286	24.0513	33.3334	39.0513	49.5110	54.4567
0.9	8.7500	17.1234	23.2547	33.6609	38.2120	49.9453	53.6223
1.0	7.8942	16.6629	21.7677	32.7309	36.0885	48.5546	50.8635

Tableau B.8 Valeurs numériques des angles de commutation pour N = 7 (MLI-ESH-ER triphasé)

Identification des paramètres de la machine asynchrone [Bou-08]

Il existe de nombreuses méthodes d'identification des paramètres de la MAS, parmi ces méthodes, la méthode classique qui est basée sur le schéma équivalent en régime permanent avec les trois essais suivants : à courant continu, à vide et à rotor bloqué.

Les paramètres nécessaires pour la simulation du fonctionnement de la MAS se divisent en paramètres électriques (R_r, R_s, L_r, L_s, L_m) et mécaniques (J, K_f). Les essais sont effectués sur une machine asynchrone de 3 kW (Figure C.1).

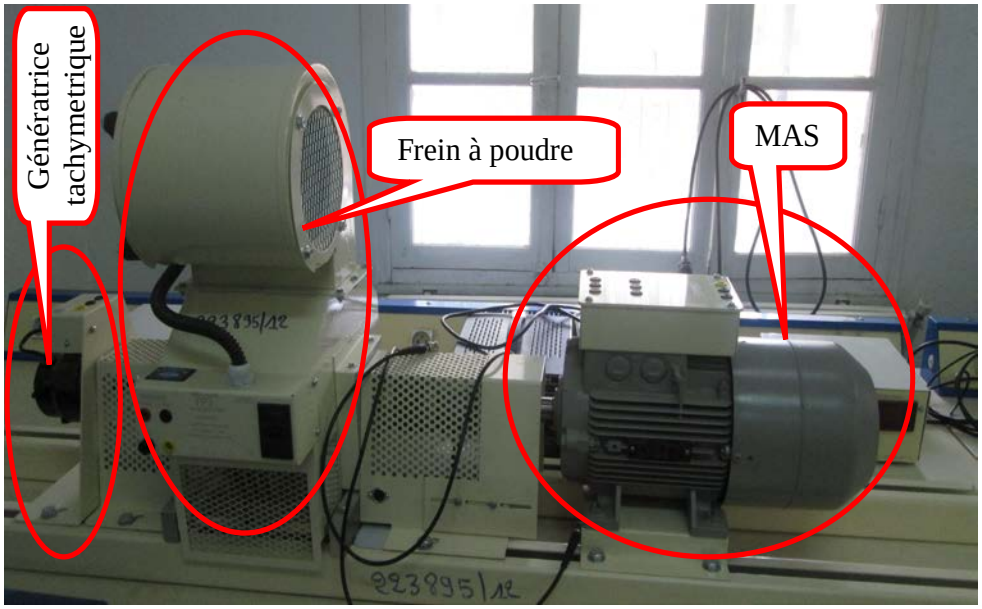


Figure C.1 Photographie de la MAS, frein à poudre et génératrice tachymétrique

Comme les essais expérimentaux seront effectués en régime sinusoïdal, nous faisons appel au modèle de la figure C.2 représentant le schéma monophasé équivalent ramené au stator.

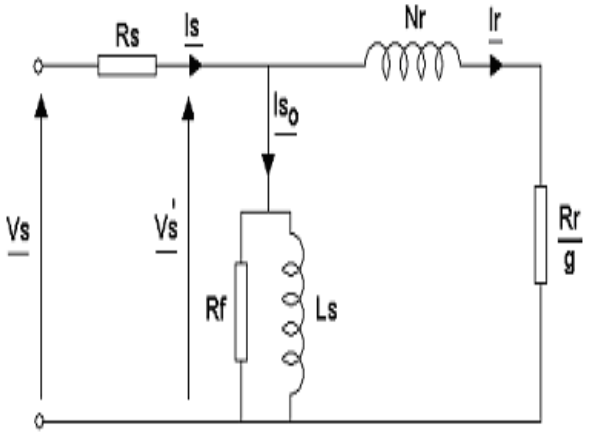


Figure C.2 Schéma monophasé de la MAS

Dans ce schéma, N_r et R_r représentent respectivement l'inductance de fuite totale et la résistance rotorique ramenées au stator. L'expression de N_r est donnée par :

$$N_r = \frac{L_s L_r}{L_m} - L_m \tag{C.1}$$

C.1 Mesure de la résistance statorique

La mesure de la résistance statorique est effectuée en alimentant la machine en continu, en réalisant le montage de la figure C.3.

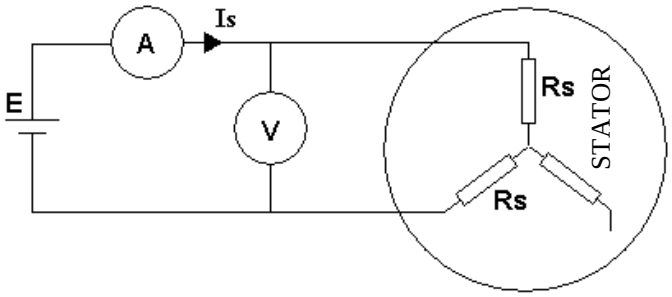


Figure C.3 Méthode volt-ampèremétrique

La valeur de la résistance est obtenue simplement par la relation :

$$R_s = \frac{E}{2I_s} \tag{C.2}$$

E (V)	2.62	5.30	7.90	10.60
I_s (A)	1	2	3	4

Tableau C.1 Différentes valeurs de la tension et du courant

La valeur moyenne de la résistance R_s égale à 1.31Ω

C.2 Essai à vide

Dans le fonctionnement à vide le glissement est faible donc on peut négliger les pertes Joules et ferromagnétiques rotorique. Le moteur asynchrone absorbe une puissance P_{so} qui correspond à la somme des pertes mécaniques, ferromagnétiques et Joules au stator :

$$P_{so} = P_{js} + P_f + P_{meca} \tag{C.3}$$

$$P_{js} = 3R_s I_s^2 \tag{C.4}$$

Où les pertes mécaniques sont la somme des pertes par frottements (proportionnelles à la vitesse) et des pertes par ventilation (proportionnelles au carré de la vitesse). Les pertes ferromagnétiques sont les pertes par courants de Foucault et par Hystérésis (proportionnelles au carré de la tension V_s, de l'induction B et de la fréquence).

Par la variation de la tension d'alimentation V_s on mesure le courant I_s la puissance P_{so} on gardera la vitesse constante. La puissance réactive Q_{so} est déduite par la relation suivante :

$$Q_{so} = \sqrt{(V_s I_s)^2 - P_{so}^2} \tag{C.5}$$

L'inductance cyclique L_s (L_r) est donnée par la relation :

$$L_s = \frac{3V_s^2}{Q_{so}\omega_s} \tag{C.6}$$

Le tableau C.2 regroupe les différentes mesures effectuées.

$\sqrt{3}V_s$ (V)	I_{so} (A)	P_{so} (W)	Q_{so} (VAR)	P_{js} (W)	$P_f + P_{meca}$ (W)	$3V_s^2$ (V)
400	4	240	2760	63.36	176.64	160000
370	3.2	170	2044	40.55	129.45	136900
340	2.7	150	1583	28.86	121.14	115600
300	2.2	125	1137	19.16	105.84	90000
270	1.9	100	883	14.29	85.71	72900

Tableau C.2 Mesures effectuées pour différentes valeurs de la tension

$L_s = L_r = 0.184$ H

C.3 Essai en court-circuit

Le rotor étant bloqué (g = 1), la tension statorique doit être ajustée de telle sorte que le courant statorique soit proche du courant nominal. Dans ces conditions, on peut négliger le courant de la branche magnétisante ce qui conduit aux formules suivantes :

$$R_r = \frac{P_{sc}}{3I_{sc}^2} - R_s \tag{C.7}$$

$$L_m = \frac{-N_r + \sqrt{N_r^2 + 4L_s^2}}{2} \tag{C.8}$$

V_{sc} (V)	I_{sc} (A)	P_{sc} (W)	Q_{sc} (VAR)
56.4	5	250	808

R_r = 2.013 Ω
L_m = 0.167 H

C.4 Détermination des paramètres mécaniques : J, K_f

La détermination du coefficient de frottement visqueux et du moment d'inertie est basée sur la mesure des pertes mécaniques, lorsque la machine tourne à une vitesse donnée et sur le relevé de la courbe de ralentissement, en traçant la courbe de la puissance P_{fs} + $P_{méca}$ en fonction du carré de la tension d'alimentation, on obtient en principe une droite dont le prolongement jusqu'à la tension nulle donne les pertes mécaniques.

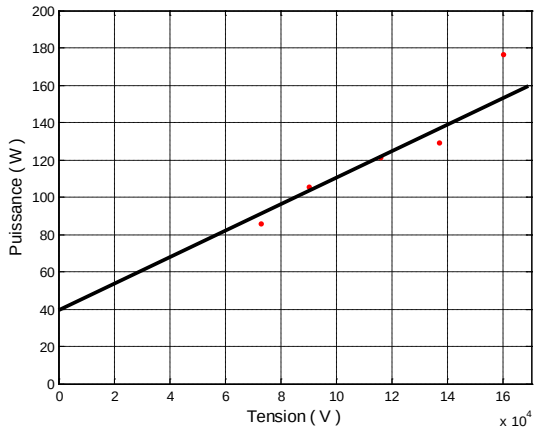


Figure C.4 Détermination des pertes mécanique

A partir de la figure C.4 on trouve $P_{méc}$ = 40W.

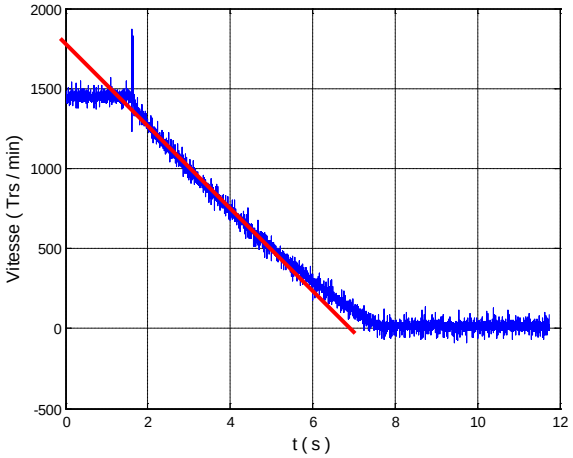


Figure C.5 Vitesse de rotation pour l'essai de ralentissement

Le moment d'inertie J peut être calculé par :

$$J = \frac{P_{mec}}{\Omega_n \left(\frac{d\Omega}{dt} \right)_{\Omega=\Omega_n}} \approx \frac{P_{mec}}{\Omega \left(\frac{\Delta\Omega}{\Delta t} \right)} = \frac{40}{154 \left(\frac{188}{7} \right)} = 0.0097 \text{ kg.m}^2$$

Le moment d'inertie calculé présente le moment d'inertie totale c'est-à-dire de la machine, du frein à poudre et de la génératrice tachymetrique.

Les paramètres électriques et mécaniques sont regroupés dans le tableau ci-dessous.

Constructeur	LANGLOIS / SIEMENS MAS 32
Puissance nominale P_n	3 kW
Nombre de paires de pôles p	2
Inductance cyclique statorique L_s	0.184 H
Inductance cyclique rotorique L_r	0.184 H
Inductance cyclique mutuelle L_m	0.167 H
Résistance statorique R_s	1.310 Ω
Résistance rotorique R_r	2.013 Ω
Moment d'inertie J	0.0097 kg.m^2

Tableau C.3 Paramètres électriques et mécaniques de la MAS