



Ecole Nationale Polytechnique
Département d'Automatique
Laboratoire de Commande des Processus



Thèse de Doctorat

En Génie Electrique
Option : Automatique

Présenté par :
OULD CHERCHALI Nouredine

Contribution à l'optimisation et à la commande d'une association source photovoltaïque-onduleur multiniveaux

Présenté(e) et soutenue publiquement le 05/05/2019

Composition du Jury :

Président	Mohamed TADJINE	Professeur, ENP. Alger
Rapporteur	Mohamed Seghir BOUCHERIT	Professeur, ENP. Alger
Co-Rapporteur	Linda BARAZANE	Professeur, USTHB. Alger
Examineur	Said GROUNI	Professeur, Univ. Boumerdes
Examineur	Djamel BOUDANA	MCA, Univ.Y.F. Médéa
Examineur	Khelifa BENMANSOUR	Professeur, ESDAT. Reghaia
Examineur	Boualem HEMICI	Professeur, ENP. Alger

ENP 2019



Ecole Nationale Polytechnique
Département d'Automatique
Laboratoire de Commande des Processus



Thèse de Doctorat

En Génie Electrique

Option : Automatique

Présenté par :
OULD CHERCHALI Nouredine

Contribution à l'optimisation et à la commande d'une association source photovoltaïque-onduleur multiniveaux

Présenté(e) et soutenue publiquement le 05/05/2019

Composition du Jury :

Président	Mohamed TADJINE	Professeur, ENP. Alger
Rapporteur	Mohamed Seghir BOUCHERIT	Professeur, ENP. Alger
Co-Rapporteur	Linda BARAZANE	Professeur, USTHB. Alger
Examineur	Said GROUNI	Professeur, Univ. Boumerdes
Examineur	Djamel BOUDANA	MCA, Univ.Y.F. Médéa
Examineur	Khelifa BENMANSOUR	Professeur, ESDAT. Reghaia
Examineur	Boualem HEMICI	Professeur, ENP. Alger

ENP 2019



قَالَ رَسُولُ اللَّهِ ﷺ

أَنَا الْأَعْمَالُ بِالنِّيَّاتِ
وَأَنَا الْكَلِمَاتُ بِمَا نَوَى



ملخص :

الهدف من هذا العمل يتعلق بالتحسين الأمثل والسيطرة على اتحاد مصدر للطاقة كهروضوئي مع عاكس متعدد المستويات. أولاً ، يتم حساب أوقات التبديل للقطاعات التي تشكل موج متعدد المستويات، باستخدام تقنية تضمين عرض النبضة بحذف التوافقيات الأنتقائي. للحصول على هذه الاوقات يجب علينا حل جملة من المعادلات الجبرية الغير خطية . يتم الحصول على حل لهذه الجملة من المعادلات باستخدام خوارزمية جديدة تسمى "Firefly Algorithms". النتائج التجريبية التي تم الحصول عليها عن طريق برمجة تقنية بحذف التوافقيات الأنتقائي على بطاقة dSPACE و microcontroller تؤكد الحساب الصحيح من خلال تطبيق خوارزمية FAS . أظهرت مقارنة النتائج أن الخوارزمية المستخدمة أكثر كفاءة من الخوارزميات AGs و PSO. كهدف ثانٍ ، يعتبر تحسين الأمثل لاتحاد مصدر للطاقة كهروضوئي مع عاكس متعدد المستويات محوراً مهماً للغاية. لهذا ، تم استخدام MPPT من نوع المتحكم الضبابي القوي والامثل. مقارنة مع التقنيات المعروفة الأخرى؛ تقنية MPPT المستخدمة مكنت من تحسن زمن الاستجابة وتقليل التذبذبات في انتاج الطاقة.

كلمات مفتاحية: عاكس متعدد المستويات؛ تقنية تضمين عرض النبضة؛ حذف التوافقيات الأنتقائي ؛ تحكم ضبابي؛ محول DC-DC؛ الامثل؛ .MPPT. ؛Firefly

Abstract:

The objective of this work concerns the optimization and control of an association of photovoltaic source -multilevel inverter. Firstly, the switching times of the multilevel inverters switches are calculated using the selective harmonic elimination SHEPWM. To obtain these switching times we are led to solve systems of nonlinear algebraic equations. This resolution is obtained by using a new algorithm called Firefly Algorithm FAs. The experimental results obtained by the implementation of SHEPWM on a dSPACE card and a microcontroller confirm the correct calculation by the application of FAs. The comparison of the results showed that the used algorithm is more rigorous than the AGs and PSO algorithms. As Second, the optimization of photovoltaic systems is a very important axis. For this, an optimized robust fuzzy control MPPT approach was used. Comparing with other known approaches in the literature; The used MPPT technique has improved response time and reduced fluctuations in power output.

Key words: DC-DC converter, Firefly. Fuzzy control, MPPT, Multilevel inverter, Optimisation, PWM, Selective harmonic elimination,

Résumé :

L'objectif poursuivi dans ce travail porte sur l'optimisation et à la commande d'une association source photovoltaïque-onduleur multiniveaux. En premier lieu, les instants de commutation des interrupteurs formant les onduleurs multiniveaux sont calculés en utilisant la MLI à élimination d'harmoniques. Pour obtenir ces instants nous sommes amenés à résoudre des systèmes d'équations algébriques non linéaires. Cette résolution est obtenue en utilisant un nouvel algorithme dite Algorithme Firefly. Les résultats expérimentant obtenues par l'implantation de la MLI élimination d'harmoniques sur une carte dSPACE et un microcontrôleur confirment le bon calcul par l'application de l'algorithme FAs. La comparaison des résultats a permis de constater que l'algorithme utilisé est plus rigoureuse que les algorithmes GAs et PSO. Comme deuxième lieu, L'optimisation de la chaine photovoltaïque est un axe très important. Pour cela, on a utilisé une approche de la MPPT de type commande floue robuste optimisé. En effectuant une comparaison avec les autres approches connues dans la littérature ; La technique MPPT utilisée a permet d'améliorer le temps de réponse et de réduire les fluctuations dans la puissance produite.

Mots clés : Commande floue robuste, convertisseur DC-DC, Elimination d'harmoniques, Firefly, Onduleur multiniveaux, MLI, MPPT, Optimisation.

Remerciements

Les travaux de recherche dans cette thèse se sont effectués au sein du Laboratoire de Commande de Processus de l'Ecole Nationale Polytechnique sous La direction de Monsieur M. S. BOUCHERIT, Professeur à l'ENP d'Alger et Madame L. BARAZANE Professeur à l'USTHB. Que ces derniers trouvent ici le témoignage de ma profonde gratitude et mes sincères remerciements pour le soutien et les conseils qu'ils n'ont cessé de me prodiguer, et leurs apports sur le plan scientifique et personnel tout le long de ce travail. Leurs critiques et remarques ont grandement contribué à la concrétisation de ce travail. Que ces quelques lignes témoignent toute ma reconnaissance.

Je suis très honoré de la présence de Monsieur Mohamed TADJINE, Professeur à l'école nationale polytechnique (ENP) d'Alger. Je tiens à le remercier pour ses précieux conseils, pour l'intérêt qui l'a apporté à ce travail et je le remercie pour l'honneur qu'il m'a fait de présider le jury de cette thèse.

Je suis également très reconnaissant à Monsieur Said GROUNI, Professeur à Université de Boumerdes, pour l'intérêt qu'il a bien voulu porté à ce travail, en acceptant de le juger.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à Monsieur Djamel BOUDANA, Maître de Conférences à Univ.Y.F. Médéa, pour l'honneur qu'il m'a fait, en acceptant d'examiner ce travail.

Je tiens à remercier également Monsieur Khelifa BENMANSOUR, Professeur à ESDAT. Reghaia, pour avoir accepté de siéger dans le jury.

Je suis très honoré par la présence dans ce jury de Monsieur Boualem HAMICI, Professeur à ENP d'Alger, qui je lui suis reconnaissant d'avoir bien voulu consacrer son temps pour examiner ce travail.

Je remercie également tous les membres du laboratoire LREA d'université de Médéa en particulier Messieurs A.TLEMÇANI professeur et S.BOULEKHRACHEF , Maître de Conférences pour l'aide qu'ils m'ont apporté particulièrement dans le domaine expérimental.

Je tiens à témoigner ma reconnaissance, à tous mes enseignants de l'université de Médéa et d'ENP d'Alger.

Je remercie également mes différent étudiants qui par leur questionnement m'ont amené à évolué constamment dans mon approche du génie électrique.

A toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin, directement ou indirectement à l'aboutissement de ce travail. Je les remercie tous.

TABLE DES MATIÈRES

<i>Liste des figures</i>	
<i>Liste des tableaux</i>	
<i>Liste des symboles et acronymes</i>	
<i>Introduction Générale</i>	17

Chapitre I

Onduleurs multiniveaux et la commande MLI

<i>I.1 Introduction</i>	21
<i>I.2 Les onduleurs multiniveaux à structure NPC</i>	21
<i>I.2.1 Modélisation de l'onduleur multiniveaux à structure NPC</i>	24
<i>I.3 Stratégies de commande de l'onduleur de tension multiniveaux</i>	26
<i>I.3.1 Commande triangulo-sinusoïdale avec des porteuses triangulaires</i>	26
<i>I.3.2 Commande triangulo-sinusoïdale avec à des porteuses en dents de scie</i>	36
<i>I.3.3 Commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse</i>	39
<i>I.3.4 Commande par MLI d'élimination d'harmoniques</i>	41
<i>I.4 Conclusion</i>	43

Chapitre II

Application des Algorithmes Métaheuristiques sur la Commande MLI par d'Elimination d'Harmoniques (SHEPWM)

<i>II.1 Introduction</i>	46
<i>II.2 Les harmoniques</i>	46
<i>II.3 Commande de l'onduleur à N niveaux par la stratégie d'élimination d'harmoniques</i> ..	47
<i>II.3.1 Définition des harmoniques</i>	47
<i>II.3.2 Principe de la Série de Fourier</i> :	48
<i>II.3.3 : Coefficients de Fourier</i> :	48
<i>II.4 : Méthodes de résolution des systèmes non linéaires</i>	50
<i>II.4.1 Application Algorithme de FireFly</i>	50
<i>II.4.1.1 Résultats de Simulation</i>	52
<i>II.4.2 Application de la stratégie d'élimination d'harmoniques aux onduleurs multiniveaux</i>	53
<i>II.4.2.1 Onduleur triphasé à trois niveaux</i>	53
<i>II.4.2.2 Onduleur triphasé à cinq niveaux</i>	53
<i>II.4.2.3 Onduleur triphasé à sept niveaux</i>	58
<i>II.4.3 Application Algorithmes Génétiques</i>	60
<i>II.4.4 Application d'Optimisation par Essaim Particulaire(PSO)</i>	61
<i>II.4.5 Validation d'Algorithmes Firefly</i>	62
<i>II.4.5.1 Résultats de simulations</i>	63
<i>II.5 Conclusion</i> :	64

Chapitre III

Système Photovoltaïque et la technique de Poursuite du Point de Puissance Maximale (MPPT)

<i>III.1 Introduction</i>	67
<i>III.2. La cellule photovoltaïque</i>	67
<i>III.2.1. Caractéristiques Courant-Tension</i>	67
<i>III.2.1. Influence de l'éclairement et la température sur $I=f(V)$ et $P=f(V)$</i>	69
<i>III.3. Commandes MPPT des convertisseurs DC-DC</i> :	71

III.3.1. Méthode d'incrémentation de l'inductance :	71
III.3.2. Méthode de perturbation et d'observation (P&O) :	74
III.3.3 Commande par mode glissant (SMC)	76
III.3.3.1 Définition de la commande par mode glissant	76
III.3.3.2 Système à structure variable	76
III.3.3.3 Différent structure de la théorie du contrôle de mode glissement	76
III.3.3.4 Conception de la commande par mode glissant	76
III.3.3.5 Choix d'une surface de glissement	77
III.3.3.6 Conditions d'existence et de convergence	77
III.3.3.7 Commande MPPT basée sur principe de la commande par mode glissant ..	78
III.3.4 Logique floue:	80
III.3.4.1 Fuzzification :	81
III.3.4.2 Lecture de la table des règles :	82
III.3.4.3. Défuzzification :	82
III.3.4.4 Commande MPPT basée sur le principe de la logique floue:	82
III.3.4.5 Optimisation de la MPPT basée sur le principe de la logique floue	83
III.3.5 Les réseaux neuronaux artificiels :	85
III.3.5.1 Architecture de réseau de neurones artificiels :	85
III.3.5.2 Formation de réseau neurones artificiels :	86
III.3.5.3 Commande MPPT basée sur le principe de réseau neurones artificiels:	87
III.4. Simulation du système photovoltaïque adapté par les cinq commandes MPPT (P&O, logique floue, INC, RNA, SMC) :	89
III.4.1 simulation de la méthode P&O :	90
III.4.2 Simulation de la méthode IncCond	92
III.4.3 simulation de la commande FLC	94
III.4.4 simulation de commande RNA :	96
III.4.5 simulation de la commande SMC :	97
III.5 Etude comparative de la puissance entre les cinq contrôleurs MPPT:	99
III.5.1. Simulation de les cinq contrôleurs dans les conditions ($T=25^{\circ}\text{C}$ et G variable):	99
III.5.2 Etude comparative de l'énergie entre les contrôleurs MPPT :	102
III.6 Conclusion	102

Chapitre IV

Raccordement Système Photovoltaïque- Onduleur Multiniveaux au Réseau Electrique

IV.1 Introduction	105
IV.2 Le photovoltaïque dans les systèmes énergétiques	105
IV.2.1 Hypothèses de modélisation et de commande	106
IV.3 Technologies des onduleurs couplés au réseau	107
IV.3.1 Onduleurs modulaires (module inverter)	107
IV.3.2 Onduleurs centralisés (central inverter)	107
IV.3.3 Onduleurs "String" ou "de Rangée"	107
IV.4 Classifications des centrales photovoltaïques connectées au réseau (CPCR)	107
IV.5 Structure générale d'un système photovoltaïque	109
IV.6 Caractéristiques des onduleurs compatibles avec le réseau	109
IV.7 Problème de connexion des systèmes photovoltaïques au réseau	109
IV.8 Etude de la partie contrôle et la commande	110
IV.8.1 Régulateur du courants I_d et I_q :	110
IV.9 Etude de la synchronisation du convertisseur sur le réseau	112
IV.9.1 PLL triphasé dans le domaine de Park	112
IV.9.2 Elaboration et réglage des correcteurs d'une PLL triphasée	112
IV.10 Modélisation du filtre LC et la charge	113
IV.10.1 Fonction de transfert du filtre	113

IV.10.2	Modèle d'état de l'ensemble (onduleur, filtre LC et la charge (RL))	113
IV.11	Circuit auxiliaire d'équilibrage capacitif	116
IV.11.1	Principe de circuit auxiliaire d'équilibrage capacitif	117
IV.12	Schéma synoptique de connexion au réseau	117
IV.13.1	Test 1 simulation le cas d'un changement lent de l'éclairage	120
IV.13.2	Test 2 simulation le cas d'un changement rapide de l'éclairage	122
IV.14	Conclusion	126

Chapitre V

Résultats Expérimentaux d'Application de la Commande MLI par d'Elimination d'Harmoniques (SHEPWM)

V.1	Introduction	128
V.2	Description de la carte dSPACE 1104	128
V.3	Implémentation de la SHEPWM sur dSpace DS1103	129
V.4	Implémentation de la SHEPWM sur un microcontrôleur	135
V.5	Conclusion	138
	Conclusion Générale	140
	Annexes	144
	Bibliographies	165

LISTE DES FIGURES

Chapitre I Onduleurs multiniveaux et la commande MLI

Figure.I. 1. Bras d'onduleur clampé par le neutre.....	22
Figure.I. 2. Schéma d'un bras d'onduleur à N niveaux structure NPC..	22
Figure.I.3. Onduleur triphasé multiniveaux à structure NPC.....	23
Figure.I.4. Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses triangulaire bipolaires.....	27
Figure.I.5. Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale à porteuses triangulaire décalées en tension (PH disposition).....	27
Figure.I.6. Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale à porteuses triangulaire décalées en tension (PO disposition).....	28
Figure.I.7. Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale à porteuses triangulaire décalées en tension (APO disposition).....	28
Figure.I.8. Les tension simple V_{AM} , V_a et son spectre de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale bipolaires à 2 porteuses	30
Figure.I.9. Les tension simple V_{AM} , V_a et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale bipolaires à 4 porteuses	30
Figure.I.10. Les tension simple V_{AM} , V_a et son spectre de l'onduleur triphasé à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale bipolaires à 6 porteuses	31
Figure.I.11. Les tension simple V_{AM} , V_a et son spectre de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à 2 porteuses triangulaire décalées en tension (PH disposition).....	31
Figure.I.12. Les tension simple V_{AM} , V_a et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à 4 porteuses triangulaire décalées en tension (PH disposition).....	32
Figure.I.13. Les tension simple V_{AM} , V_a et son spectre de l'onduleur triphasé à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale bipolaires à 6 porteuses triangulaire décalées en tension (PH disposition).....	32
Figure.I.14. Les tension simple V_{AM} , V_a et son spectre de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale bipolaires à 2 porteuses triangulaire décalées en tension (PO disposition).....	33
Figure.I.15. Les tension simple V_{AM} , V_a et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à 4 porteuses triangulaire décalées en tension (PO disposition).....	33
Figure.I.16. Les tension simple V_{AM} , V_a et son spectre de l'onduleur triphasé à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale bipolaires à 6 porteuses triangulaire décalées en tension (PO disposition).....	34
Figure.I.17. Les tension simple V_{AM} , V_a et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale bipolaires à 4 porteuses triangulaire décalées en tension (APO disposition).....	34
Figure.I.18 : Les tension simple V_{AM} , V_a et son spectre de l'onduleur triphasé à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à 6 porteuses triangulaire décalées en tension (APO disposition).....	35
Figure.I.19. Les caractéristiques de la tension de sortie V_a de l'onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses triangulaires bipolaires. Les valeurs en (PU) ($m=6$) ..	35

Figure I.20. Les caractéristiques de la tension de sortie V_a de l'onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses triangulaires (PH disposition). Les valeurs en (PU) ($m=6$).....	36
Figure.I.21. Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à $N-1$ porteuses en dents de scie bipolaires : ..	37
Figure.I.22. Les tension simple V_{AM} , V_a et son spectre de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale en dents de scie bipolaires à 2 porteuses ...	37
Figure.I.23. Les tension simple V_{AM} , V_a et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à 4 porteuses en dents de scie bipolaires	38
Figure.I.24. Les tension simple V_{AM} , V_a et son spectre de l'onduleur triphasé à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à 6 porteuses en dents de scie bipolaires	38
Figure I.25. Les caractéristiques de la tension de sortie V_a de l'onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuse dent de scie. Les valeurs en (PU) ($m=6$).....	39
Figure.I.26. Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse :....	39
Figure.I.27. Les tension simple V_{AM} , V_a et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse.....	40
Figure I.28. Les caractéristiques de la tension de sortie V_a de l'onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse. Les valeurs en (PU) ($m=6$).....	41
Figure.I.29. La forme de la tension V_{AM} pour un onduleur à N niveaux.....	42
Figure.I.30. Tension simple V_a et son spectre de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie d'élimination d'harmoniques avec 4 angles.....	42
Figure.I.31. Tension simple V_a et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie d'élimination d'harmoniques avec 4 angles.....	42
Figure.I.32. Tension simple V_a et son spectre de l'onduleur triphasé à sept niveaux commandé par la stratégie d'élimination d'harmoniques avec 4 angles.....	42
Figure.I.33. Allures tracées par les six angles de commutations en fonction du taux de modulation r , pour la stratégie élimination d'harmoniques. Pour éliminer les 5 harmoniques de rang (5, 7, 11, 13 et 15).....	43
Figure II.34. Les caractéristiques de la tension de sortie V_a de l'onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie élimination des harmoniques (5, 7, 11, 13 et 17).Les valeurs en (PU).....	43

Chapitre II

Application des Algorithmes Métaheuristiques sur la Commande MLI par d'Elimination d'Harmoniques (SHEPWM)

Figure.II.1. la forme générale du premier quart de la tension V_{AM} délivrée par l'onduleur à cinq niveaux..	48
Figure.II.2. Principe de déplacement de Firefly.....	50
Figure.II.3 Comportement des meilleurs individus (α_1 α_2) dans la population pour éliminer la 5ème harmonique ($r =0.8$) (a). Fonction objectif des meilleurs individus (α_1 , α_2) versus générations (itérations)(b) ..	52
Figure.II.4. Tensions de sortie de la phase une par rapport au point milieu M d'un onduleur triphasé à trois niveaux.....	53
Figure.II.5. résultats pour éliminer l'harmonique rang 5 ($N=3$).....	54
Figure.II.6. résultats pour éliminer les harmoniques de rang 5 et 7 ($N=3$).....	54
Figure.II.7. résultats pour éliminer les harmoniques de rang 5, 7,11 et 13($N=3$).....	55
Figure.II.8. Caractéristiques de la tension simple V_a en fonction de r pour un onduleur trois niveaux ($C=3$, valeurs en (PU)).....	55

Figure.II.9. Tensions de sortie de la phase une par rapport au point milieu M d'un onduleur triphasé à cinq niveaux...	56
Figure.II.10. Résultats pour éliminer les harmoniques de rang 5 (N=5).....	57
Figure.II.11. Résultats pour éliminer les harmoniques de rang 5 et 7 (N=5).....	57
Figure.II.12. Résultats pour éliminer les harmoniques de rang 5,7 et 11 (N=5).....	57
Figure.II.13. Résultats pour éliminer les harmoniques de rang 5, 7,11 et 13 (N=5).....	57
Figure.II.14. Tensions de sortie de la phase une par rapport au point milieu M d'un onduleur triphasé à sept niveaux.....	58
Figure.II.15. Résultats pour éliminer les harmoniques de rang 5, 7 (N=7).....	59
Figure.II.16. Résultats pour éliminer les harmoniques de rang 5, 7 et 11 (N=7).....	59
Figure.II.17. Résultats pour éliminer les harmoniques de rang 5 par les trois méthodes (S=[1-1]).....	64
Figure.II.18. Résultats pour éliminer les harmoniques de rang 5,7 et 11 par les trois méthodes (S=[1-1 1 -1]).....	64

Chapitre III

Système Photovoltaïque et la technique de Poursuite du Point de Puissance Maximale (MPPT)

Figure.III.1. Circuit électrique équivalent d'une cellule photovoltaïque.....	68
Figure.III.2. Caractéristique $I = f(V)$ d'un module photovoltaïque.....	69
Figure.III.3. L'influence de l'éclairement sur la caractéristique $I=f(V)$	69
Figure.III.4. L'influence de l'éclairement sur la caractéristique $P=f(V)$	70
Figure.III.5. L'influence de la température sur la caractéristique $I=f(V)$	70
Figure.III.6. L'influence de la température sur la caractéristique $P=f(V)$	70
Figure.III.7. Schéma synoptique d'un système photovoltaïque avec MPPT.....	71
Figure.III.8. Signe de dP/dV pour différentes zones de fonctionnement.....	72
Figure.III.9. Organigramme de la méthode d'incrément de l'inductance.....	73
Figure.III.10. Organigramme de la méthode de perturbation et d'observation.....	75
Figure.III.11. Contrôler MPPT par Mode glissant.....	80
Figure.III.12. Structure générale d'un régulateur par logique floue.....	81
Figure.III.13. Structure de base de la commande floue.....	81
Figure.III.14. Fonctions d'appartenance de : (a) L'entrée E ; (b) L'entrée CE et (c) La sortie dD.....	82
Figure.III.15. Différentes allures de la puissance Ppv.....	84
Figure.III.16. Résultat de la simulation du contrôleur Floue avec des fonctions d'appartenance triangulaire.....	84
Figure. III.17. Les différentes structures des réseaux de neurones.....	86
Figure.III.18. L'architecture du réseau neuronal proposé.....	87
Figure.III.19. Schéma en 3D représenté la variation de rapport cyclique (D) en fonction (T) et (G).....	88
Figure.III.20. performance plot model PV.....	88
Figure.III.21. training model PV.....	88
Figure.III.22. Regression (plot) model PV.....	89
Figure.III.23. Variation d'irradiation et température.....	90
Figure.III.24. Réponse de l'algorithme P&O dans les conditions standards (T=25oC & G=1000W/m ²).....	90
Figure.III.25. Réponse du contrôle P&O pour une variation d'irradiation dans (T=25C°).....	91
Figure.III.26. Réponse du contrôle P&O pour une variation de température pour (G=1000W/m ²).....	91
Figure.III.27. Réponse du contrôle mode d'incrément de conductance dans les conditions standards (T=25oC & G=1000W/m ²).....	92
Figure.III.28. Réponse du contrôle mode d'incrément de conductance pour une variation d'irradiation pour (T=25oC).....	93

Figure.III.29. Réponse du contrôle mode d'incrément de conductance pour une variation de température pour ($G=1000W/m^2$).....	93
Figure.III.30. Réponse de l'algorithme logique floue dans les conditions standards ($T=25oC$ & $G=1000W/m2$).....	94
Figure.III.31. Réponse du contrôle de la logique floue pour une variation d'irradiation dans ($T=25C^{\circ}$).....	95
Figure.III.32. Réponse du contrôle logique floue pour une variation de température pour ($G=1000W/m^2$).....	95
Figure.III.33. Réponse de l'algorithme de logique floue dans les conditions standards ($T=25oC$ & $G=1000W/m2$)... ..	96
Figure.III.34. Réponse du contrôle RNA pour une variation d'irradiation dans ($T=25C^{\circ}$).....	97
Figure.III.35. Réponse du contrôle RNA pour une variation de température pour ($G=1000W/m^2$).....	97
Figure.III.36. Réponse du contrôle mode SMC dans les conditions standards ($T=25oC$ & $G=1000W/m^2$).. ..	98
Figure.III.37. Réponse du contrôle SMC pour une variation d'irradiation dans ($T=25C^{\circ}$).....	98
Figure.III.38. Réponse du contrôle SMC pour une variation de température pour ($G=1000W/m^2$).....	99
Figure.III.39. Variation de la puissance des quatre contrôleurs dans les conditions ($T=25^{\circ}C$ et G variable).....	100
Figure.III.40. Zoom sur la variation de la puissance des quatre contrôleurs dans les conditions ($T=25^{\circ}C$ et G variable).....	101

Chapitre IV

Raccordement Système Photovoltaïque- Onduleur Multiniveaux au Réseau Electrique

Figure.IV.1. Représentation de l'ingénierie des systèmes hybrides.....	106
Figure.IV.2. Classification des onduleurs PV connectés au réseau.....	109
Figure.IV.3. Schéma bloc du régulateur Flou du courant I_{dr} (a) I_{qr} (b).....	110
Figure.IV.4 Schéma bloc du régulateur Flou du courant I_d (a) I_q (b).....	111
Figure.IV.5 Fonctions d'appartenances de : (a) L'entrée E_I ; (b) L'entrée dE_I et (c) La sortie dV_{ref}	111
Figure.IV.6 Principe de la PLL dans le domaine de Park.....	112
Figure.IV.7. Schéma de régulateur de la PLL.	112
Figure.IV.8. Fonctionnement de la PLL triphasée.. ..	113
Figure.IV.9. Schéma monophasé équivalent du filtre LC.....	113
Figure.IV.10. Schéma du filtre LC et la charge RL.....	114
Figure.IV.11. Interrupteur Bidirectionnel (a). Structure du filtre intermédiaire (b). Structure du circuit d'équilibrage capacitif proposé (c).....	116
Figure.IV.12. Schéma synoptique de commande de la connexion au réseau.....	118
Figure.IV.13. Schéma circuit de filtrage après l'onduleur.....	119
Figure.IV.14. Caractéristiques des tensions simple délivrées par l'onduleur.....	119
Figure.IV.15. Caractéristiques des courants de ligne à la sortie de l'onduleur... ..	119
Figure.IV.16. Caractéristiques des tensions à la sortie du filtre.....	119
Figure.IV.17. Caractéristiques de changement de l'éclairement.. ..	120
Figure.IV.18. Caractéristiques des puissances P_{pv} , $P_{hacheur}$ et P_{ond} injectée au réseau en changement lent de l'éclairement.. ..	120
Figure.IV.19. Caractéristiques des puissances réactive Q_{ond} injectée au réseau en changement lent de l'éclairement.....	121
Figure.IV.20. Caractéristiques du courant et tension injectée au réseau en changement lent de l'éclairement.. ..	121
Figure.IV.21. Caractéristiques des courants (i_{dr} , i_{qr}) changement lent d'irradiation.....	121
Figure.IV.22. Caractéristiques de tension de charge de la sortie d'hacheur en cas de changement lent de l'éclairement.. ..	122

Figure.IV.23. Les tensions d'entrée UC1, UC2 ,UC3 et UC4(a). Les différences entre les tensions (b). Circuit Auxiliaire Capacitif ($C=10\text{ mF}$ $C_a=1\text{mF}$ $f=1\text{ kHz}$).....	122
Figure.IV.24. Caractéristiques de changement de l'éclairage rapide.....	123
Figure.IV.25. Caractéristiques des puissances Ppv , Phacheur et Pond injectée au réseau en changement rapide de l'éclairage.....	123
Figure.IV.26. Caractéristiques des puissances réactive Qond injectée au réseau en changement rapide de l'éclairage.....	123
Figure.IV.27. Caractéristiques des courants (idr,iqr) changement rapide de l'éclairage.....	124
Figure.IV.28. Caractéristiques de tension de charge de la sortie d'hacheur en cas de changement rapide de l'éclairage.....	124
Figure.IV.29. Les tensions d'entrée UC1, UC2 ,UC3 et UC4(a). Les différences entre les tensions (b). Circuit Auxiliaire Capacitif ($C=10\text{ mF}$ $C_a=1\text{mF}$ $f=1\text{ kHz}$).....	124

Chapitre V

Résultats Expérimentaux d'Application de la Commande MLI par d'Elimination d'Harmoniques (SHEPWM)

Figure.V.1. Architecture d'une carte DSPACE : cas du DS1103.....	129
Figure.V.2. Banc d'essai.....	129
Figure .V.3 Résultats de simulation pour onduleur NPC triphasé à trois niveaux ($r = 0,8$).	130
Figure.V.4 Mesure experimental pour onduleur NPC triphasé à trois niveaux ($r = 0,8$).	130
Figure.V.5 Mesure expérimentale de la commande des interrupteurs F11 et F12 de bras A de l'onduleur NPC à trois niveaux. Cas cinq angles ($r=0,7$)	131
Figure.V.6 Mesure expérimentale Vam pour cinq angles ($r=0,7$).....	131
Figure.V.7 Mesure expérimentale de Va pour cinq angles ($r=0,7$)	131
Figure.V.8 Mesure expérimentale des tensions Va Vb et Vc pour cinq angles ($r=0,7$)	132
Figure.V.9 Mesure expérimentale de Va pour quatre angles ($r=0,7$)	132
Figure.V.10 Mesure expérimentale de la tension Va pour trois angles ($r=0,7$)	132
Figure.V.11 Mesure expérimentale de la tension Va de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses triangulaire PH disposition ($m=15$)	133
Figure.V.12 Mesure expérimentale des tensions Va Vb et Vc pour la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses triangulaire PH disposition ($m=15$)	133
Figure.V.13 Mesure expérimentale de Va de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses triangulaire PO disposition ($m=15$)	133
Figure.V.14 Mesure expérimentale de Va de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses bipolaires triangulaire ($m=15$)	134
Figure.V.15 Mesure expérimentale de Va (a) de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses bipolaires en dent de scie triangulaires ($m=15$)	134
Figure.V.16. Tension de sortie Vam pour trois angles, cas onduleur NPC à trois niveaux monophasé.....	136
Figure.V.17. Banc d'essai avec le microcontrôleur	136
Figure.V.18. Mesure expérimentale de Vam pour trois angles	136
Figure.V.19 Mesure expérimentale de Vam pour deux angles ($r=0,6$)	137
Figure.V.20 Mesure expérimentale de Vam pour quatre angles ($r=0,6$)	137

LISTE DES TABLEAUX

Chapitre II

Application des Algorithmes Métaheuristiques sur la Commande MLI par d'Elimination d'Harmoniques (SHEPWM)

<i>Table. II.1. Comparaison des performances de la FA, GAs et PSO..</i>	<i>62</i>
<i>Table.II.2. Effet de la taille de la population sur la fonction objectif..</i>	<i>63</i>
<i>Table. II.3 Effet du nombre d'itérations sur la fonction objectif..</i>	<i>63</i>

. Chapitre III

Système Photovoltaïque et la technique de Poursuite du Point de Puissance Maximale (MPPT)

<i>Table.III.1. Table des règles pour une commande logique floue..</i>	<i>83</i>
<i>Tableau.III.2. Energie produite par les contrôleurs MPPT..</i>	<i>102</i>

Chapitre IV

Raccordement Système Photovoltaïque- Onduleur Multiniveaux au Réseau Electrique

<i>Table.IV.1. Table des règles pour la commande logique floue..</i>	<i>111</i>
<i>Table.IV.2. Paramètres de simulation..</i>	<i>116</i>

LISTE DES SYMBOLES ET ACRONYMES

SYMBOLES

(i_a, i_b, i_c)	: Les courants de ligne de la charge alternative
(U_{AB}, U_{BC}, U_{CA})	: Les tensions entre lignes A, B et C (V).
(U_{Ci})	: Les tensions au borne de condensateur i (V).
(V_{AM}, V_{BM}, V_{CM})	: Les tensions simple des bras 1, 2 et 3 (V).
(V_{AN}, V_{BN}, V_{CN})	: Les tensions des bras A, B et C (V).
I_{pv}	: Le courant photovoltaïque (A).
C_{ai}	: Condensateur de circuit auxiliaire capacitif
C_{f+}	: Condensateur de filtre (F).
C_i	: Condensateur i à la sortie de l'onduleur multiniveaux.
D	: le rapport de cyclique.
E_g	: Energie de la bande interdite (eV).
F_{k0}^b	: Fonction de connexion du demi-bras k bas
F_{k1}^b	: Fonction de connexion du demi-bras k haut
f_{CAC}	: Fréquence de circuit auxiliaire capacitif (Hz).
F_{DTD}	: Fonction de connexion de l'interrupteur DTD de circuit auxiliaire capacitif
F_{KS}	: Fonction de connexion de l'interrupteur s d'un bras k
G	: Eclairage (W/m^2).
I_{max}	: Courant qui correspond à la puissance maximale (A).
I_{opt}	: Courant optimum (A).
I_{ph}	: Le courant de cellule (A).
I_{sat}	: Courant de saturation (A).
I_{sc}	: Le courant de court-circuit (A).
K	: coefficient de Boltzmann ($1.38.10^{-23} J / K$).
L_f	: Inductance de filtre (H).
N_p	: Nombre de modules dans le panneau en parallèle.
N_s	: Nombre de modules dans le panneau en série.
P_{max}	: La puissance maximale produite PV (W).
R_p	: Résistances parallèle shunt(Ω).
R_s	: Résistance série (Ω).
S	: la surface du module photovoltaïque (m^2)
T_{amb}	: Température ambiante ($^{\circ}C$).
T_c	: Température de jonction ($^{\circ}K$).
T_{ref}	: La température de référence ($298^{\circ}K$).
V_{co}	: Tension à circuit ouvert (V).
V_{dc}	: Tension du bus continu (V).
V_{max}	: Tension qui correspond à la puissance maximale (V).
V_{opt}	: Tension optimale (V).

α : Le coefficient de courant en fonction de température (A/°C).
 α_i : Les angles de commutation des semi-conducteurs .

ACRONYMES

AF : Algorithme De FireFly.
AGs : Algorithmes Génétiques .
APO : Alternate Phase Opposition Disposition
CPCR : Centrales Photovoltaïques Connectées au Réseau.
D : Diode.
DC/AC : Convertisseur Continu / Alternatif
DC/DC : Convertisseur Continu / Continu
FA : Firefly Algorithm
FF : Facteur de Forme.
FLC : commande par Logique Floue (Fuzzy Logic Controller)
GA : Algorithmes génétiques (Genetic Algorithm)
GPV : Générateur Photovoltaïque.
GTO : Thyristor à extinction par la Gâchette (Gate Turn-Off Thyristor)
IGBT : Transistor Bipolaire à Grille Isolée (Insulated Gate Bipolar Transistor)
IncCond : l'incrémentale de la conductance (Incremental Conductance).
MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion
MPPT : Maximum Power Point Tracking
NG : Négatif Grand.
NP : Négatif Petit.
NPC : Neutrel Point Clamped.
OMTHD : MLI Optimisation de THD (Optimal Minimization of the Total Harmonic Distortion)
P&O : Perturbation et Observation.
PG : Positif Grand.
PH : Phase Disposition
PI : Proportionnel Intégral.
PO : Phase Opposition Disposition
PP : Positif Petit.
PPM : Point de Puissance Maximum.
PSO : Optimisation par essais particuliers (Particle Swarm Optimization)
PV : Photovoltaïque.
PWM : modulation de largeur d'impulsions (Pulse Width Modulation)
RNA : Réseau Neurones Artificiels.
SHEPWM : MLI d'élimination d'harmoniques (Selective Harmonic Eliminated Pulse Width Modulation)
SMC : Sliding Mode Controller 'Commande par mode glissant'
SPWM : Sinusoidal Pulse Width Modulation
T : Transistor.
THD : Distorsion d'Harmonique Totale (Total Harmonics Distorsion)
ZE : Zéro

Introduction Générale

Introduction Générale

Depuis de nombreuses années dans le domaine l'électronique de puissance, on assiste à une augmentation sans cesse croissante des puissances commutées par les convertisseurs statiques afin de répondre aux exigences industrielles. Cette élévation de puissance peut être obtenue en théorie de deux façon: augmentation du courant ou de la tension commutée. Mais d'un point de vue pratique à l'échelle du composant, ces augmentations sont difficiles à maîtriser et se traduisent par une détérioration importante des caractéristiques statiques et dynamiques: pertes par conduction et par commutation plus importantes. Pour répondre à cet inconvénient, la solution consiste à placer plusieurs semi-conducteurs basse-tension en série.

Des nouvelles structures ou topologies de convertisseurs apparus au début des années 80 ces les convertisseurs multiniveaux. Les convertisseurs multiniveaux, permet d'envisager un champ d'application beaucoup plus vaste comme la production et le transport de l'énergie électrique, la traction électrique. En effet, les convertisseurs multiniveaux permettent d'améliorer les formes d'ondes en sortie du convertisseur en termes de contenu harmonique [Tac-98] [Gup-16].

La commande de ces convertisseur multiniveaux nécessite l'utilisation des techniques modulation par largeur d'impulsion (MLI) adaptées pour les convertisseur multiniveaux ces stratégies MLI permettent de généré une onde de forme sinusoïdale. Pour avoir cette onde avec un THD le plus faible possible et le plus proche de la forme sinusoïdale on a deux solutions, soit d'augmenter le nombre de commutation qui va augmenter à son tour les pertes dans les interrupteurs ou bien calculer les instants de commutation des interrupteurs de tel sorte que le THD soit faible avec un nombre bien limité de commutations par période pour que les harmoniques de rend inferieur soient nuls.

Les stratégies MLI utilisées dans les onduleurs multiniveaux peuvent être classées selon la fréquence de commutation en deux groupes [Nik-14] [Oul-15a] [Ali-17]:

Groupe 1- Stratégies de commutation élevées telles que le MLI triangulo-sinusoïdale (SPWM) et la MLI vectorielle (SVM).

Groupe 2 - Stratégies de commutation basses telles que MLI Elimination d'harmoniques (SHEPWM) et MLI Optimisation de THD (OMTHD).

La technique d'élimination d'harmoniques « SHEPWM » se base sur la résolution d'un système d'équations non linéaire en utilisant des méthodes itératives classiques mais ces méthodes on le problème de choix de vecteur inertiel si non ces méthodes vont diverger de la solution si elle existe. d'autres méthodes sont utilisées dans ce cas ces les méthodes métaheuristiques comme les algorithmes AGs et le PSO. Un nouvel algorithme dite FAs a été développée dans la fin des années

2010 par Xin-She Yang [Yan-08] [Yan-09] ; cet algorithme s'inspire du comportement des insectes appelé Luciole « FireFly ».

Les sources des énergies renouvelables deviendront les seules sources fiables dans les prochaines années pour leur faible influence sur l'environnement et leur indépendance vis-à-vis des combustibles fossiles et nucléaires. De nos jours, les systèmes photovoltaïques sont sans entretien, sans pollution, de structures modulaires et disponibles dans le monde entier et ils sont utilisés dans de nombreuses applications et considérés comme l'une des sources renouvelables les plus importantes.

Dans le domaine de production de l'énergie électrique l'énergie solaire photovoltaïque a connu un vaste développement dans sa production et sa technologie de fabrication. Plusieurs travaux et recherches sont faits pour réduire le coût de production et augmenter le rendement des générateurs photovoltaïques (GPV). Pour cela, des techniques de poursuite appelées MPPT "Maximum Power Point Tracking" sont utilisées afin que le système photovoltaïque fonctionne à sa puissance maximale. Dans la littérature on trouve qu'il existe une très grande variété de méthodes MPPT : classique, intelligente...ect [Esr-07].

La présente thèse a comme objectif, d'une part l'étude de la commande par la MLI basée sur l'élimination d'harmoniques des onduleurs à N niveaux en utilisant des méthodes métaheuristiques et d'autre part l'étude d'un système photovoltaïque qui utilise un convertisseur multiniveaux.

Par conséquent, Le travail de cette thèse est organisé en cinq parties, dans la première partie une modélisation des convertisseurs multiniveaux a été effectuée permettant de simplifier leurs fonctions de connexions. et une étude de stratégies de commande MLI appliquées sur ces convertisseurs.

Dans la deuxième partie, on a développée l'extension de la stratégie d'élimination d'harmoniques aux onduleurs de niveaux 3, 5 et 7. La résolution des systèmes d'équations non linéaires, issus de cette MLI et pour les différents niveaux, est obtenue par application des algorithmes métaheuristiques. Dans cette partie c'est les algorithmes génétiques (AGs) et l'Optimisation par Essaim Particulaire (PSO) qui sont utilisées. Ensuite on a utilisé le nouvel algorithme Firefly.

Dans la troisième partie, on a modélisé le système photovoltaïque avec le convertisseur DC-DC. Ensuite on a appliqué différentes techniques de poursuite de point de puissance maximal MPPT. On a débuté par des MPPT classiques P&O et IndCond puis on a simulé des MPPT basées sur des commandes robustes, la première basée sur la commande par mode glissant une autre utilise un contrôleur flou et la dernière MPPT se base sur un réseau de neurone artificiel.

Dans la quatrième partie, on a étudié un système photovoltaïque de petite taille relié au réseau électrique basse tension via un convertisseur à cinq niveaux. Où, on a pu régler le problème de déséquilibre en utilisant un tout nouveau circuit auxiliaire d'équilibrage capacitif.

Dans la dernière partie, nous avons validé expérimentalement la simulation par l'implémentation des stratégies SHEPWM et SPWM sur une Carte dSpace DS1103 et on a aussi implémenté la stratégie SHEPWM sur un microcontrôleur. Dans les deux cas on a commandé un onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC.

A la fin la thèse sera clôturée par une conclusion générale.

Chapitre I

Onduleurs multiniveaux et la commande MLI

Onduleurs multiniveaux et la commande MLI

I.1 Introduction

Les onduleurs de tension constituent l'élément fondamental dans les applications industrielles à vitesse variable. Pendant plusieurs années la structure la plus utilisée est basée sur le groupement d'onduleurs à deux niveaux [Kan-05-b] [Sid-19]. Cette solution peut poser des problèmes suite à la dispersion des caractéristiques des composants électroniques. L'évolution rapide des semi-conducteurs, en termes de tension de blocage et fréquence de commutation, a donné naissance à une nouvelle structure dite multiniveaux capables de palier aux problèmes de groupement d'onduleurs [Nab-81] [Gup-16]. Différentes structures ont été proposées à savoir : NPC, à cellules imbriquées, à diodes flottantes et aussi celle en cascade ou en H [Ben-09][Annexe A]. Toutes ces structures ont montré leur efficacité selon le domaine d'application. Dans notre travail, on s'intéresse aux onduleurs de niveaux 3,5 et 7. Pour cela, dans ce chapitre une étude sur les structures des onduleurs multiniveaux est faite permettant de définir leurs fonctions de connexion. En deuxième lieu on va étudier les techniques MLI utilisées pour la commande des onduleurs multiniveaux.

I.2 Les onduleurs multiniveaux à structure NPC

On peut trouver dans le littérature plusieurs structures pour les onduleurs multiniveaux mais dans cette partie on va étudier brièvement et uniquement la structure utilisée dans la simulation qui est Onduleur multiniveaux à structure NPC [AIM-03] [Gup-16] [Nab-81] [Mam-17] [Naz-18].

Akira Nabe a proposé une topologie sous le nom onduleur à structure NPC en 1981 [Nab-81]. La structure NPC clampée par le neutre (Neutral Point Clamped) possède deux simples diodes connectées au point milieu de la source de tension, qui protègent les interrupteurs externes contre les tensions excessives. Indirectement, si les diodes sont en conduction, les interrupteurs du centre sont également protégés.

La structure représentée sur Figure.I.7 permet elle aussi de générer une tension de sortie sur trois niveaux, et peut fonctionner en montage onduleur. Là encore, la structure possède deux cellules de commutation [AIM-03] [Sin-18] [Rou-18].

Durant les phases où la tension de bras V_k oscille entre 0 et $+E/2$, k'_2 doit être passant, et les états de k'_1 et k_1 sont alors complémentaires. Inversement, pour obtenir une tension V_k oscillant entre $+E/2$ et $+E$, il faut fermer k_1 et commander k_2 et k'_2 dans des états complémentaires. La structure de convertisseur clampé par le neutre nécessite une bonne répartition des tensions entre les condensateurs C_1 et C_2 .

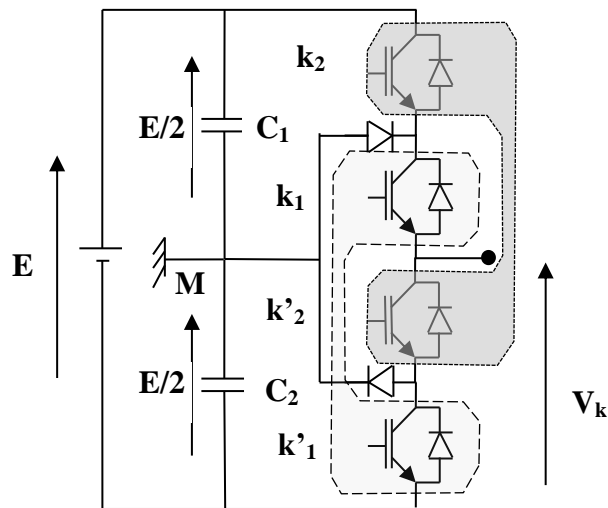


Figure.I. 1. Bras d'onduleur clampé par le neutre.

Pour cette raison, un asservissement du potentiel du point milieu peut s'avérer nécessaire. D'autre part, la généralisation de la structure NPC à un nombre de niveaux supérieur à trois est difficilement envisageable, car cela rend la commande très complexe Pour des niveaux supérieurs [AIM-03]. Figure.I.2 représente un bras onduleur à N niveaux et dans Figure.I.3.(a,b,c) on trouve une représentation générale pour des onduleurs triphasé à structure NPC à 3, 5 et 7 niveaux ces derniers seront utilisés dans la partie suivante consacrée pour les stratégies de commande MLI.

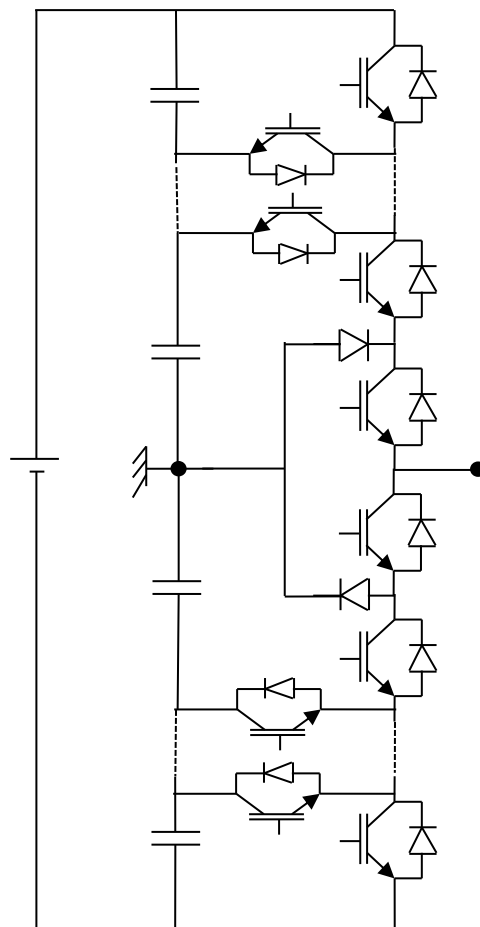
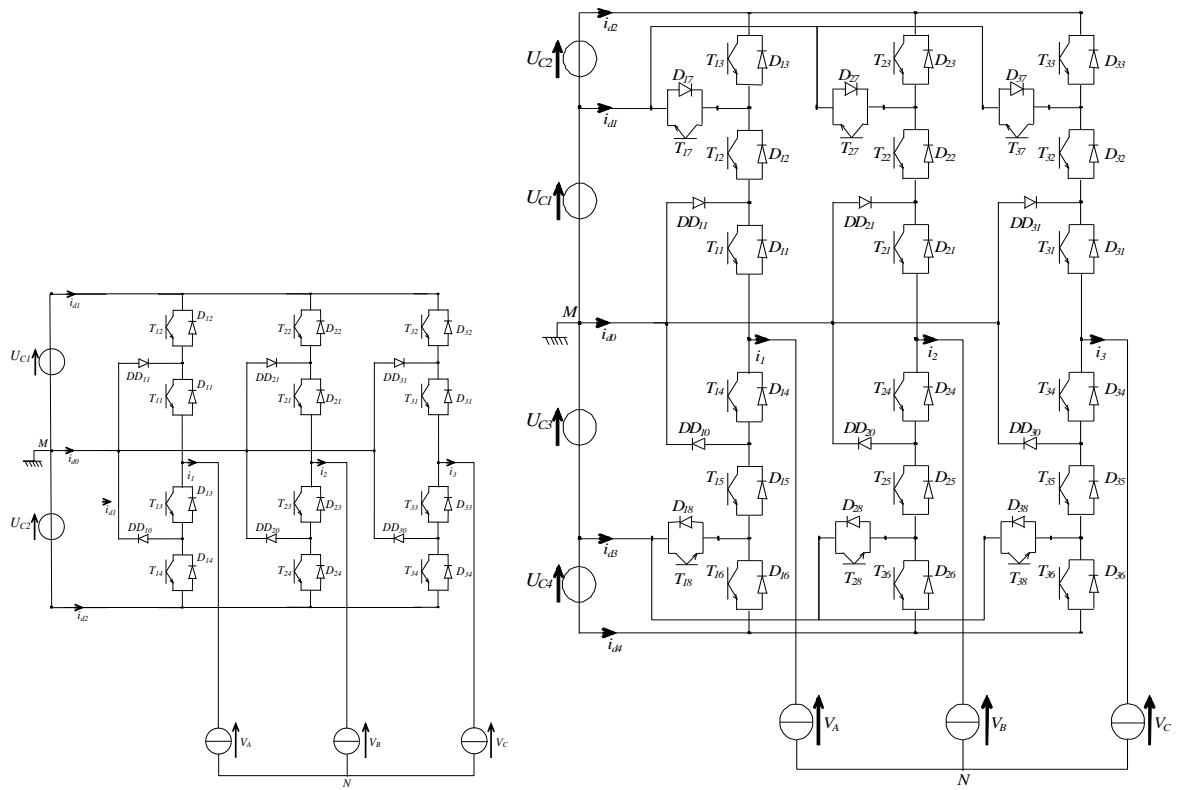
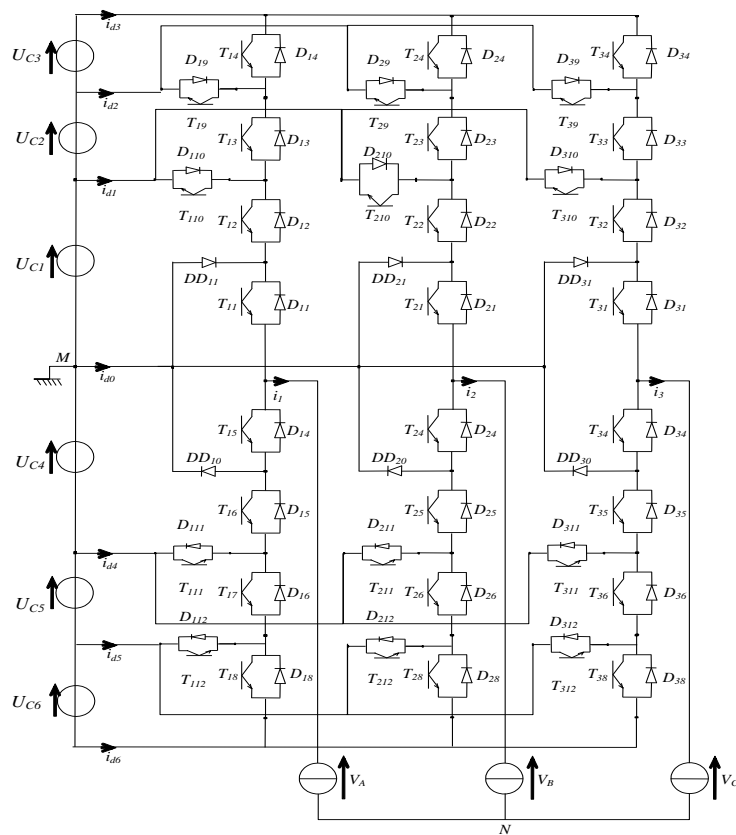


Figure.I. 2. Schéma d'un bras d'onduleur à N niveaux structure NPC



(a) trois niveaux

(b) cinq niveaux.



(c) sept niveaux

Figure.I.3. Onduleur triphasé multiniveaux à structure NPC.

1.2.1 Modélisation de l'onduleur multiniveaux à structure NPC

Dans cette partie on va modéliser l'onduleur triphasé à structure NPC pour 3, 5 et 7 niveaux.

a) Modélisation Onduleur à trois niveaux à structure NPC

La structure de l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux à structure NPC est représentée dans Figure.I.3.a.

Pour chaque interrupteur on a la fonction discontinue de connexion F_{ks} . Pour un bras k , les fonctions de connexion des demis bras s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit:

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11}F_{12} \\ F_{10}^b = F_{13}F_{14} \end{cases}; \quad \begin{cases} F_{21}^b = F_{21}F_{22} \\ F_{20}^b = F_{23}F_{24} \end{cases}; \quad \begin{cases} F_{31}^b = F_{31}F_{32} \\ F_{30}^b = F_{33}F_{34} \end{cases} \quad (I.1)$$

Les tensions simples aux bornes de la charge sont données par le système suivant :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} - \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C2} \right\} \quad (I.2)$$

les courants d'entrée de l'onduleur s'expriment en fonction des courants de la charge i_1 , i_2 et i_3

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11}F_{12}i_1 + F_{21}F_{22}i_2 + F_{31}F_{32}i_3 \\ i_{d2} = F_{13}F_{14}i_1 + F_{23}F_{24}i_2 + F_{33}F_{34}i_3 \end{cases} \quad (I.3)$$

$$i_{d0} = (i_1 + i_2 + i_3) - (F_{11}^b + F_{10}^b)i_1 - (F_{21}^b + F_{20}^b)i_2 - (F_{31}^b + F_{30}^b)i_3 \quad (I.4)$$

b) Modélisation Onduleur à cinq niveaux à structure NPC

La structure de l'onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC est représentée dans Figure.I.3.b.

Les fonctions de connexion des demi bras sont :

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11}F_{12}F_{13} \\ F_{10}^b = F_{14}F_{15}F_{16} \end{cases}; \quad \begin{cases} F_{21}^b = F_{21}F_{22}F_{23} \\ F_{20}^b = F_{24}F_{25}F_{26} \end{cases}; \quad \begin{cases} F_{31}^b = F_{31}F_{32}F_{33} \\ F_{30}^b = F_{34}F_{35}F_{36} \end{cases} \quad (I.5)$$

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

$$\begin{cases} F_{17} = F_{11}F_{12}(1 - F_{13}) \\ F_{18} = F_{14}F_{15}(1 - F_{16}) \end{cases}; \quad \begin{cases} F_{27} = F_{21}F_{22}(1 - F_{23}) \\ F_{28} = F_{24}F_{25}(1 - F_{26}) \end{cases}; \quad \begin{cases} F_{37} = F_{31}F_{32}(1 - F_{33}) \\ F_{38} = F_{34}F_{35}(1 - F_{36}) \end{cases} \quad (I.6)$$

Les tensions simples de l'onduleur sont donne par le system suivant

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{17} + F_{11}^b \\ F_{27} + F_{21}^b \\ F_{37} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C2} - \begin{bmatrix} F_{18} + F_{10}^b \\ F_{28} + F_{20}^b \\ F_{38} + F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C3} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C4} \right\} \quad (I.7)$$

les courants d'entrée de l'onduleur s'expriment en fonction des courants de la charge i_1 , i_2 et i_3

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{17}i_1 + F_{27}i_2 + F_{37}i_3 \\ i_{d2} = F_{11}F_{12}F_{13}i_1 + F_{21}F_{22}F_{23}i_2 + F_{31}F_{32}F_{33}i_3 \\ i_{d3} = F_{18}i_1 + F_{28}i_2 + F_{38}i_3 \\ i_{d4} = F_{14}F_{15}F_{16}i_1 + F_{24}F_{25}F_{26}i_2 + F_{34}F_{35}F_{36}i_3 \end{cases} \quad (I.8)$$

$$i_{d0} = (i_1 + i_2 + i_3) - (F_{17} + F_{18} + F_{11}^b + F_{10}^b)i_1 - (F_{27} + F_{28} + F_{21}^b + F_{20}^b)i_2 - (F_{37} + F_{38} + F_{31}^b + F_{30}^b)i_3 \quad (I.9)$$

c) Modélisation Onduleur à sept niveaux à structure NPC

La structure de l'onduleur de tension triphasé à sept niveaux à structure NPC est représentée dans Figure.I.3.c.

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

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

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

$$\begin{cases} F_{111} = F_{11}F_{12}(1 - F_{13}) \\ F_{112} = F_{14}F_{15}F_{13}(1 - F_{14}) \\ F_{113} = F_{15}F_{16}(1 - F_{17}) \\ F_{114} = F_{15}F_{16}F_{17}(1 - F_{18}) \end{cases} ; \quad \begin{cases} F_{211} = F_{21}F_{22}(1 - F_{23}) \\ F_{212} = F_{21}F_{22}F_{23}(1 - F_{24}) \\ F_{213} = F_{25}F_{26}(1 - F_{27}) \\ F_{214} = F_{25}F_{26}F_{27}(1 - F_{28}) \end{cases} ; \quad \begin{cases} F_{311} = F_{31}F_{32}(1 - F_{33}) \\ F_{312} = F_{31}F_{32}F_{33}(1 - F_{34}) \\ F_{313} = F_{35}F_{36}(1 - F_{37}) \\ F_{314} = F_{35}F_{36}F_{37}(1 - F_{38}) \end{cases} \quad (I.11)$$

Les tensions simples aux bornes de la charge sont données par le système suivant :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{111} + F_{112} + F_{11}^b \\ F_{211} + F_{212} + F_{21}^b \\ F_{311} + F_{312} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} + \begin{bmatrix} F_{112} + F_{11}^b \\ F_{212} + F_{21}^b \\ F_{312} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C2} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C3} - \begin{bmatrix} F_{113} + F_{114} + F_{10}^b \\ F_{213} + F_{214} + F_{20}^b \\ F_{313} + F_{314} + F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C4} - \begin{bmatrix} F_{114} + F_{10}^b \\ F_{214} + F_{20}^b \\ F_{314} + F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C5} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C6} \right\} \quad (I.12)$$

les courants d'entrée de l'onduleur s'expriment en fonction des courants de la charge i_1 , i_2 et i_3

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11}i_1 + F_{21}i_2 + F_{31}i_3 \\ i_{d2} = F_{112}i_1 + F_{212}i_2 + F_{312}i_3 \\ i_{d3} = F_{11}F_{12}F_{13}F_{14}i_1 + F_{21}F_{22}F_{23}F_{24}i_2 + F_{31}F_{32}F_{33}F_{34}i_3 \\ i_{d4} = F_{113}i_1 + F_{213}i_2 + F_{313}i_3 \\ i_{d5} = F_{114}i_1 + F_{214}i_2 + F_{314}i_3 \\ i_{d6} = F_{15}F_{16}F_{17}F_{18}i_1 + F_{25}F_{26}F_{27}F_{28}i_2 + F_{35}F_{36}F_{37}F_{38}i_3 \end{cases} \quad (I.13)$$

$$i_{d0} = (i_1 + i_2 + i_3) - (F_{111} + F_{112} + F_{113} + F_{114} + F_{11}^b + F_{10}^b)i_1 - (F_{211} + F_{212} + F_{213} + F_{214} + F_{21}^b + F_{20}^b)i_2 - (F_{311} + F_{312} + F_{313} + F_{314} + F_{31}^b + F_{30}^b)i_3 \quad (I.14)$$

1.3 Stratégies de commande de l'onduleur de tension multiniveaux

Le bon fonctionnement de l'onduleur multiniveaux exige l'utilisation une des stratégies de commande appelées MLI; Ces stratégies qui sont des méthodes très efficaces pour la commande des onduleurs à deux niveaux ils sont aussi efficaces pour commander un onduleur de tension triphasé multiniveaux quel que soit sa structure ; les plus connues sont la stratégie MLI triangulo-sinusoïdale, la commande hystérésis en courant et modulation vectorielle. Ces stratégies sont classées avec les stratégies de commutation élevées [Oul-11a] [Oul-11c]. Il existe une autre stratégie MLI mais classée avec les Stratégies de commutation basse c'est la stratégie d'élimination d'harmoniques SHEPWM et OHPWM (Optimized Harmonic Stepped-Waveform) [Oul-11b] [Bel-17] [Mem-18].

Dans cette partie on traite la commande MLI avec des stratégies différentes. Ces différentes stratégies traitées sont les suivantes :

- la commande triangulo-sinusoïdale avec à des porteuses triangulaires.
- la commande triangulo-sinusoïdale avec à des porteuses en dents de scie.
- la commande triangulo-sinusoïdale avec une seule porteuse.
- la commande élimination d'harmoniques.

Toutes ces stratégies sont appliquées pour la commande des onduleurs à trois, cinq et sept niveaux sans prendre en considération la structure utilisée parce que sont valables pour toutes les structures de même nombre de niveaux.

1.3.1 Commande triangulo-sinusoïdale avec des porteuses triangulaires.

La méthode de contrôle des onduleurs par modulation de largeurs d'impulsion (MLI) à partir d'une source de tension continue constante consiste à imposer aux bornes de la charge des créneaux de tension de manière que le fondamental de la tension soit le plus proche de la tension de référence sinusoïdale. Les instants des impulsions de commande des interrupteurs sont déterminés par l'intersection du signal de la tension de référence appelée « modulatrice » avec des signaux triangulaires de haute fréquence appelées « porteuses ». Dans le cas de la MLI triphasé, le principe de modulation est le suivant [Oul-11a] [Oul-11c]:

- Les porteuses sont communes pour les trois phases où on a 2 porteuses pour trois niveaux , quatre porteuses pour cinq niveaux et six porteuses pour sept niveaux .
- La modulatrice est propre à chaque phase.

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

- Indice de modulation m : égal au rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f de la

référence
$$m = \frac{f_p}{f}$$

- Taux de modulation, ou coefficient de réglage de la tension r : égal au rapport de l'amplitude de

La référence V_m à la valeur crête U_{pm} de la porteuse
$$r = \frac{V_m}{U_{pm}}$$

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

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé qui permettent d'obtenir un système de tension triphasé équilibré direct ou inverse sont données par les équations (I.15)

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m \sin(\omega t - \varphi) \\ V_{ref2} = V_m \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{2}{3}\pi \text{sens}\right) \\ V_{ref3} = V_m \sin\left(\omega t - \varphi + \frac{2}{3}\pi \text{sens}\right) \end{cases} \quad (I.15)$$

• **Algorithme de la stratégie :**

Pour l'onduleur triphasé à N niveaux. On utilise (N-1) porteuses en triangulaires ($U_{p1}, \dots, U_{p(N-1)}$).

Les porteuses peuvent prendre plusieurs forme triangulaire selon leurs disposition. On peut citer quatre variantes ou formes.

- a) Porteuses triangulaire bipolaires déphasées de $\left(\frac{T_p}{N-1}\right)$ l'une par rapport à l'autre (T_p période de la porteuse). Figure.I.4 donne l'exemple pour trois niveaux, cinq niveaux et sept niveaux.
- b) Porteuses triangulaires décalées en tension $\left(\frac{2.V_{Max}}{N-1}\right)$ (PH disposition). Toutes les porteuses sont en phase. Figure.I.5 donne l'exemple pour trois niveaux, cinq niveaux et sept niveaux.
- c) Porteuses triangulaires décalées en tension $\left(\frac{2.V_{Max}}{N-1}\right)$ (PO disposition). Toutes les porteuses au-dessus de zéro sont en phase entre eux, mais dans l'opposition avec ceux au-dessous de zéro. Figure.I.6 donne l'exemple pour trois niveaux, cinq niveaux et sept niveaux.
- d) Porteuses triangulaires décalées en tension $\left(\frac{2.V_{Max}}{N-1}\right)$ (APO disposition) . Toutes les porteuses sont on opposition alternativement cette configuration n'est possible que pour des onduleurs à cinq niveaux et plus. Figure.I.7 donne l'exemple pour cinq niveaux et sept niveaux.

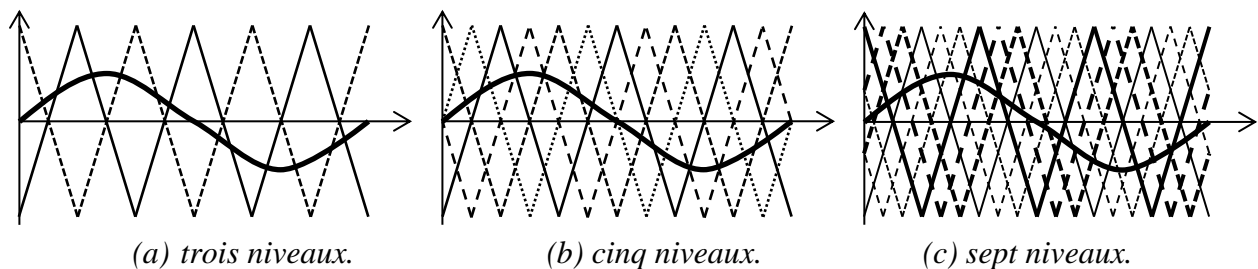


Figure.I.4. Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à porteuses triangulaire bipolaires

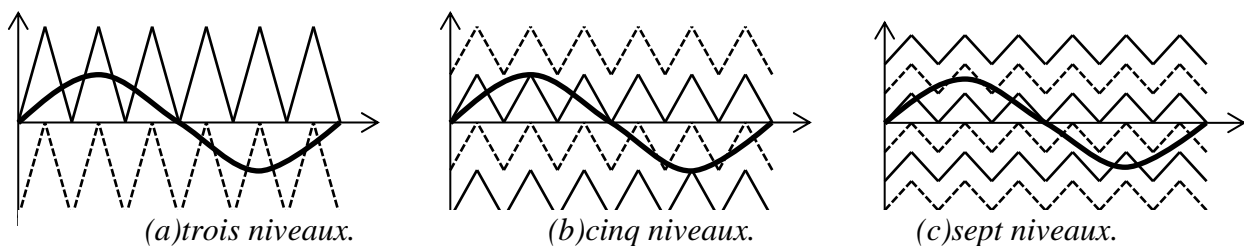


Figure.I.5. Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à porteuses triangulaire décalées en tension (PH disposition).

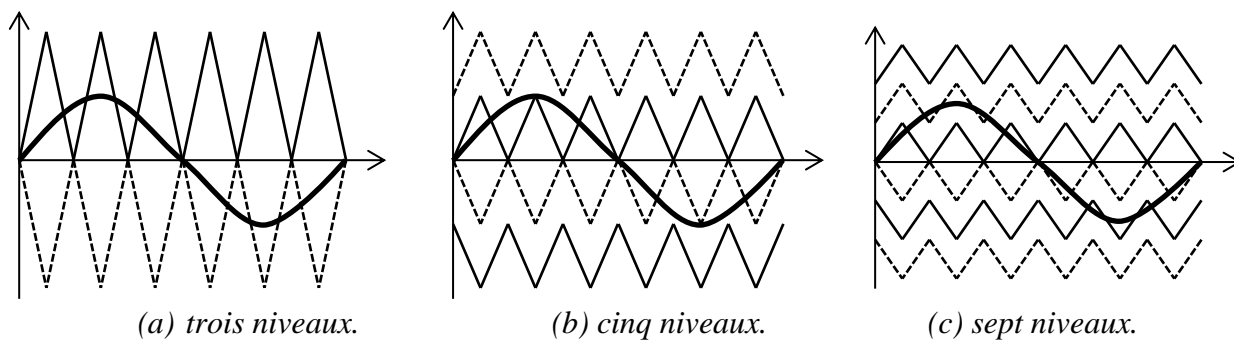


Figure.I.6. Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à porteuses triangulaire décalées en tension (PO disposition).

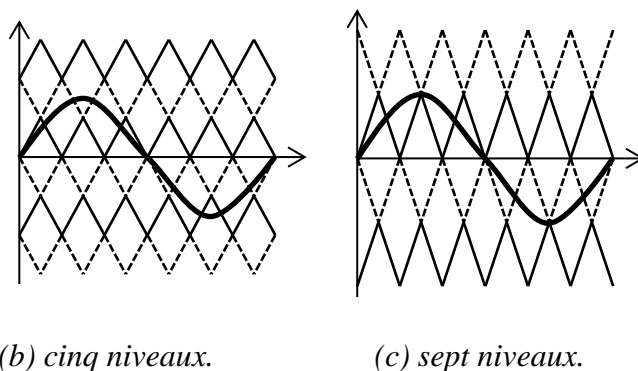


Figure.I.7. Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à porteuses triangulaire décalées en tension (APO disposition).

Pour générer les ordres de commande B_{ks} des interrupteur d'un onduleur multiniveaux on passe par deux étapes :

1^{er} étape : détermination des tension intermédiaires $(V_{k1}, V_{k2}, \dots, V_{k(N-1)})$ avec $k = 1, 2, 3$:

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \left\{ \begin{array}{l}
 V_{refk} \geq U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = \left(\frac{N-1}{2}\right) U_c \\
 V_{refk} < U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = \left(\frac{N-1}{2} - 1\right) U_c
 \end{array} \right. \\
 \left\{ \begin{array}{l}
 V_{refk} \geq U_{p2} \Rightarrow V_{k2} = \left(\frac{N-1}{2} - 1\right) U_c \\
 V_{refk} < U_{p2} \Rightarrow V_{k2} = \left(\frac{N-1}{2} - 2\right) U_c \\
 \vdots \\
 \left\{ \begin{array}{l}
 V_{refk} \geq U_{p \frac{N-1}{2}} \Rightarrow V_{k \frac{N-1}{2}} = \left(\frac{N-1}{2} - \left(\frac{N-1}{2} + 1\right)\right) U_c \\
 V_{refk} < U_{p \frac{N-1}{2}} \Rightarrow V_{k \frac{N-1}{2}} = 0
 \end{array} \right. \\
 \left\{ \begin{array}{l}
 V_{refk} \geq U_{p \frac{N-1}{2} + 1} \Rightarrow V_{k \frac{N-1}{2} + 1} = 0 \\
 V_{refk} < U_{p \frac{N-1}{2} + 1} \Rightarrow V_{k \frac{N-1}{2} + 1} = \left(\frac{N-1}{2} - \left(\frac{N-1}{2} - 1\right)\right) U_c \\
 \vdots \\
 \left\{ \begin{array}{l}
 V_{refk} \geq U_{p N-1} \Rightarrow V_{k N-1} = \left(-\frac{N-1}{2} + 1\right) U_c \\
 V_{refk} < U_{p N-1} \Rightarrow V_{k N-1} = \left(-\frac{N-1}{2}\right) U_c
 \end{array} \right.
 \end{array} \right. \quad (I.16)$$

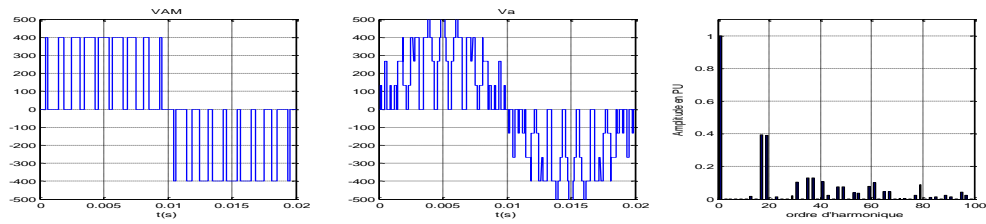
2^{ème} étape : détermination du signal V_{km} et des ordres de commande B_{ks} des interrupteurs. Les valeurs de chaque B_{ks} peuvent être 0 ou 1 selon la structure et le nombre de niveau de l'onduleur utilisé:

$$V_{km} = \sum_{i=1}^{N-1} V_{ki} \quad \text{avec } k=1,2,3 \quad (\text{I.17})$$

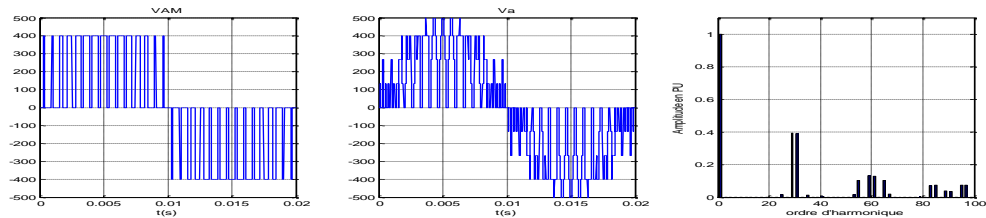
$$\left\{ \begin{array}{l} V_{km} = \left(\frac{N-1}{2}\right) E \Rightarrow B_{k1} = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}; B_{k2} = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}; \dots; B_{kJ} = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \\ V_{km} = \left(\frac{N-1}{2} - 1\right) E \Rightarrow B_{k1} = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}; B_{k2} = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}; \dots; B_{kJ} = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \\ \vdots \\ V_{km} = 0 \Rightarrow B_{k1} = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}; B_{k2} = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}; \dots; B_{kJ} = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \\ \vdots \\ V_{km} = -\left(\frac{N-1}{2} - 1\right) E \Rightarrow B_{k1} = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}; B_{k2} = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}; \dots; B_{k3} = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \\ V_{km} = -\left(\frac{N-1}{2}\right) E \Rightarrow B_{k1} = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}; B_{k2} = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}; \dots; B_{k3} = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \end{array} \right. \quad (\text{I.18})$$

Pour valider cette stratégie on simule la commande pour trois onduleurs multiniveaux de trois, cinq et sept niveaux.

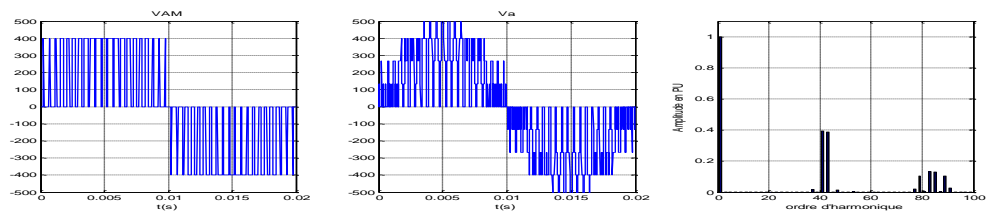
- Onduleur 3 niveaux : 2 porteuses triangulaires bipolaire, déphasage en $T_p/2$ (Figure.I.8)
- Onduleur 5 niveaux : 4 porteuses triangulaires bipolaire, déphasage en $T_p/4$ (Figure.I.9)
- Onduleur 7 niveaux : 6 porteuses triangulaires bipolaire, déphasage en $T_p/6$ (Figure.I.10)
- Onduleur 3 niveaux : 2 porteuses triangulaires en PH disposition (Figure.I.11)
- Onduleur 5 niveaux : 4 porteuses triangulaires en PH disposition (Figure.I.12)
- Onduleur 7 niveaux : 6 porteuses triangulaires en PH disposition (Figure.I.13)
- Onduleur 3 niveaux : 2 porteuses triangulaires en PO disposition (Figure.I.14)
- Onduleur 5 niveaux : 4 porteuses triangulaires en PO disposition (Figure.I.15)
- Onduleur 7 niveaux : 6 porteuses triangulaires en PO disposition (Figure.I.16)
- Onduleur 5 niveaux : 4 porteuses triangulaires en APO disposition (Figure.I.17)
- Onduleur 7 niveaux : 6 porteuses triangulaires en APO disposition (Figure.I.18)



(a) $r=0.8 ; m=9$

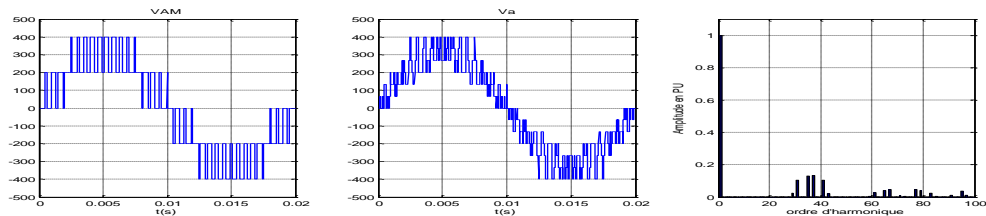


(b) $r=0.8 ; m=15$

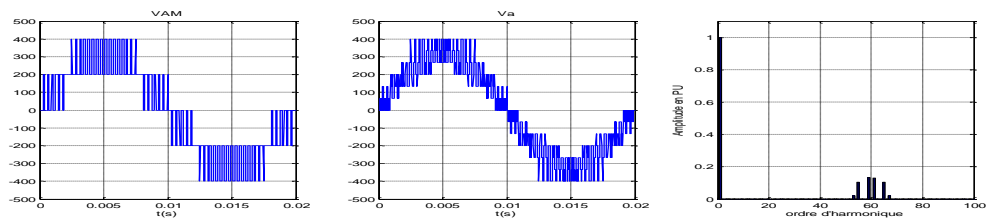


(c) $r=0.8 ; m=21$

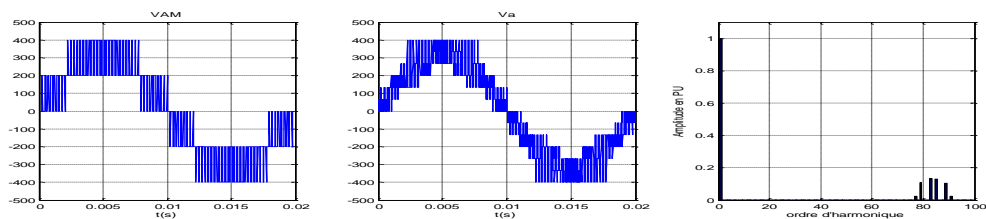
Figure.I.8 : Les tension simple V_{AM} , V_a et son spectre de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale bipolaires à 2 porteuses déphasage en $T_p/2$.



(a) $r=0.8 ; m=9$



(b) $r=0.8 ; m=15$



(c) $r=0.8 ; m=21$

Figure.I.9 : Les tension simple V_{AM} , V_a et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale bipolaires à 4 porteuses déphasage en $T_p/4$.

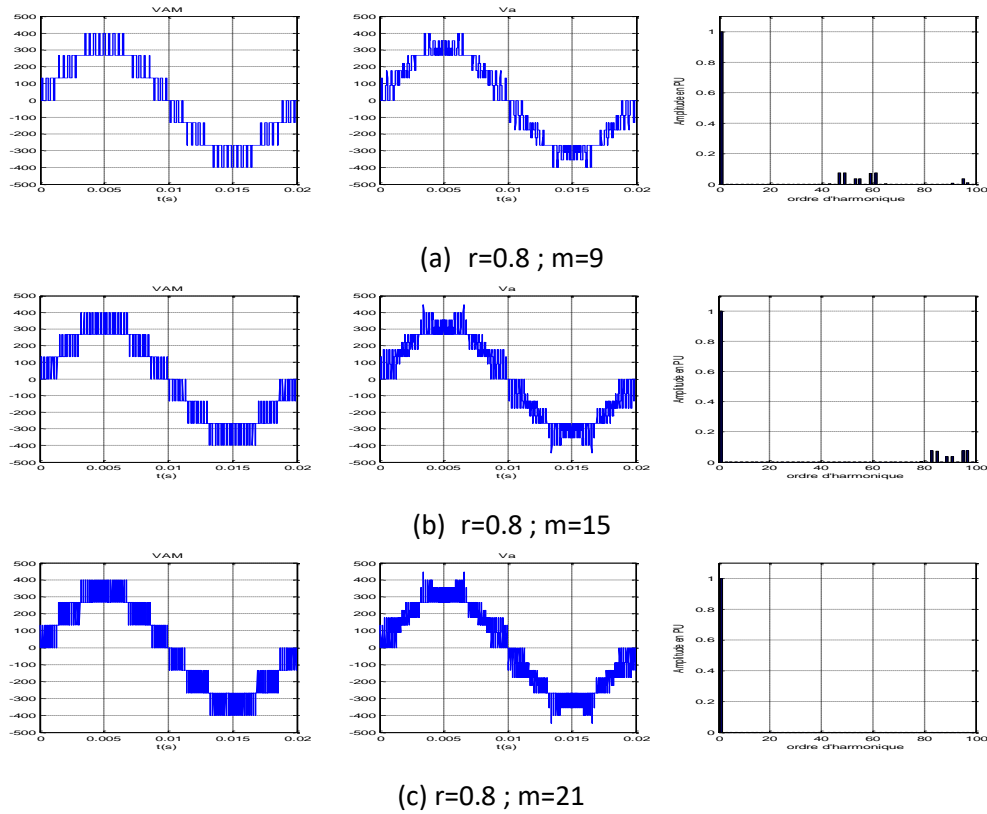


Figure.I.10 : Les tension simple V_{AM} , V_a et son spectre de l'onduleur triphasé à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale bipolaires à 6 porteuses déphasage en $T_p/6$.

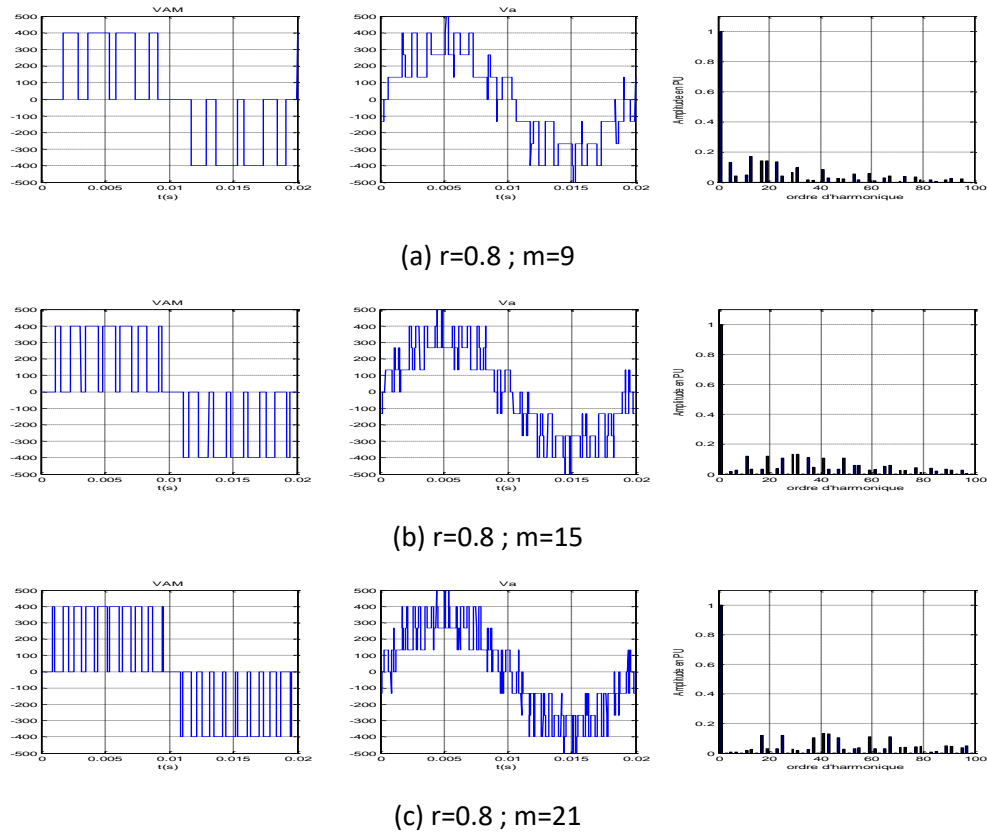


Figure.I.11 : Les tension simple V_{AM} , V_a et son spectre de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à 2 porteuses triangulaire décalées en tension (PH disposition)

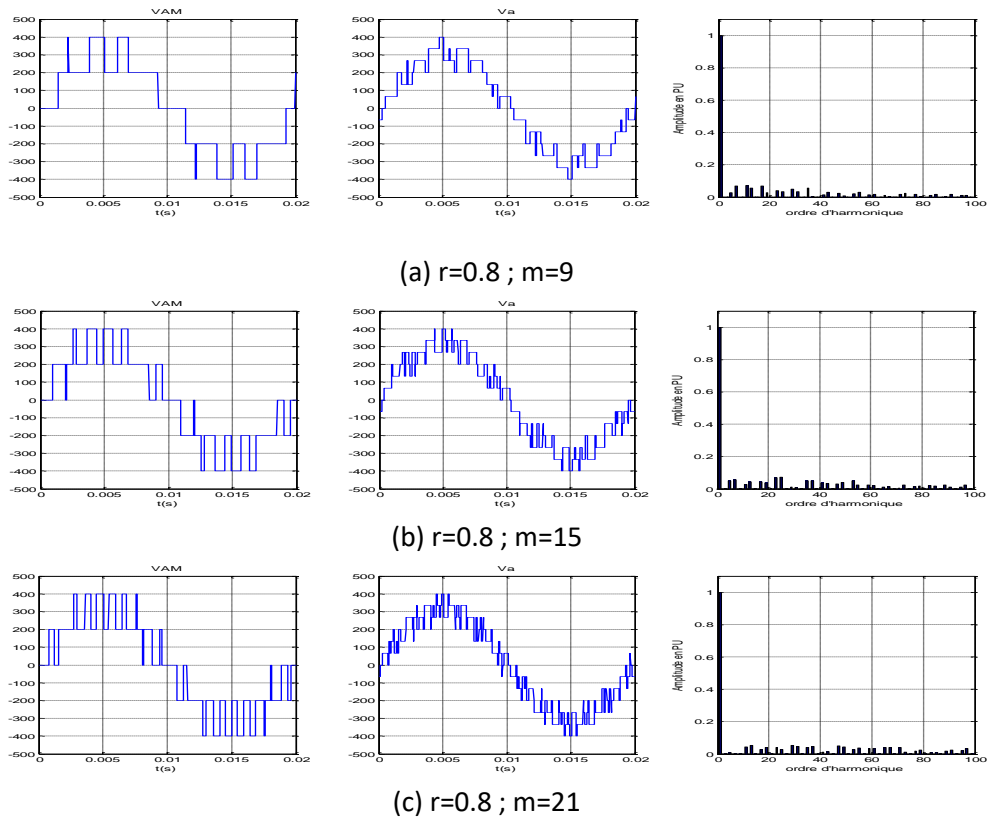


Figure.I.12 : Les tension simple V_{AM} , V_a et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à 4 porteuses triangulaire décalées en tension (PH disposition)

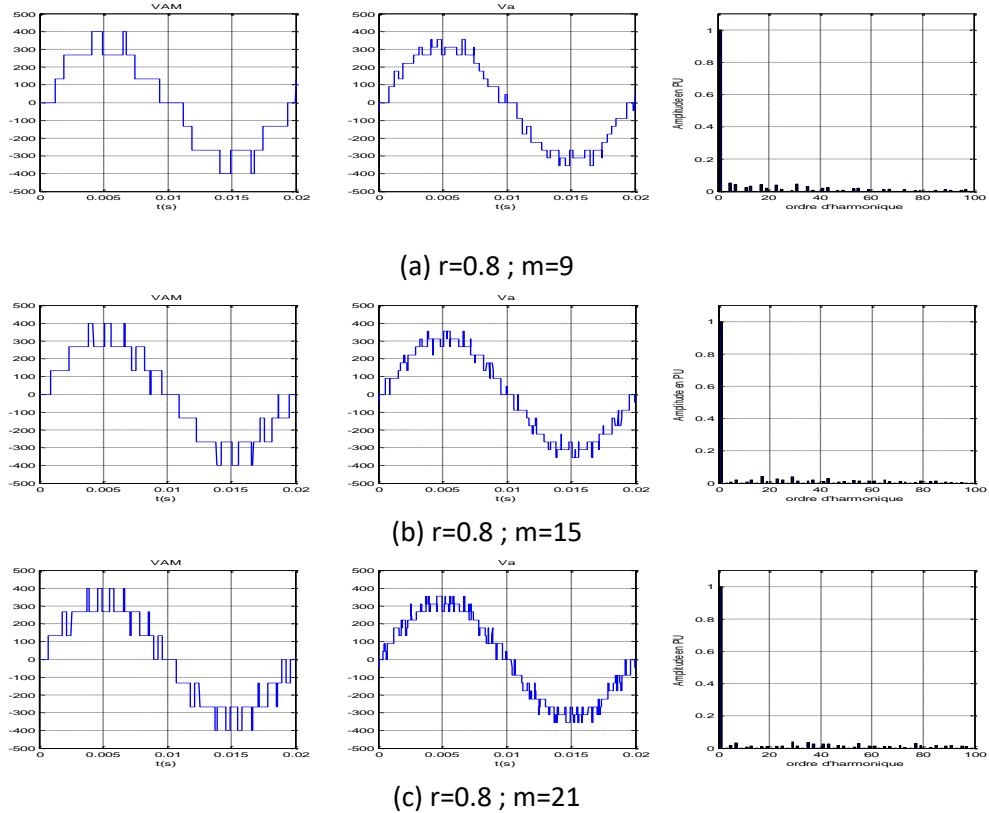


Figure.I.13 : Les tension simple V_{AM} , V_a et son spectre de l'onduleur triphasé à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale bipolaires à 6 porteuses triangulaire décalées en tension (PH disposition).

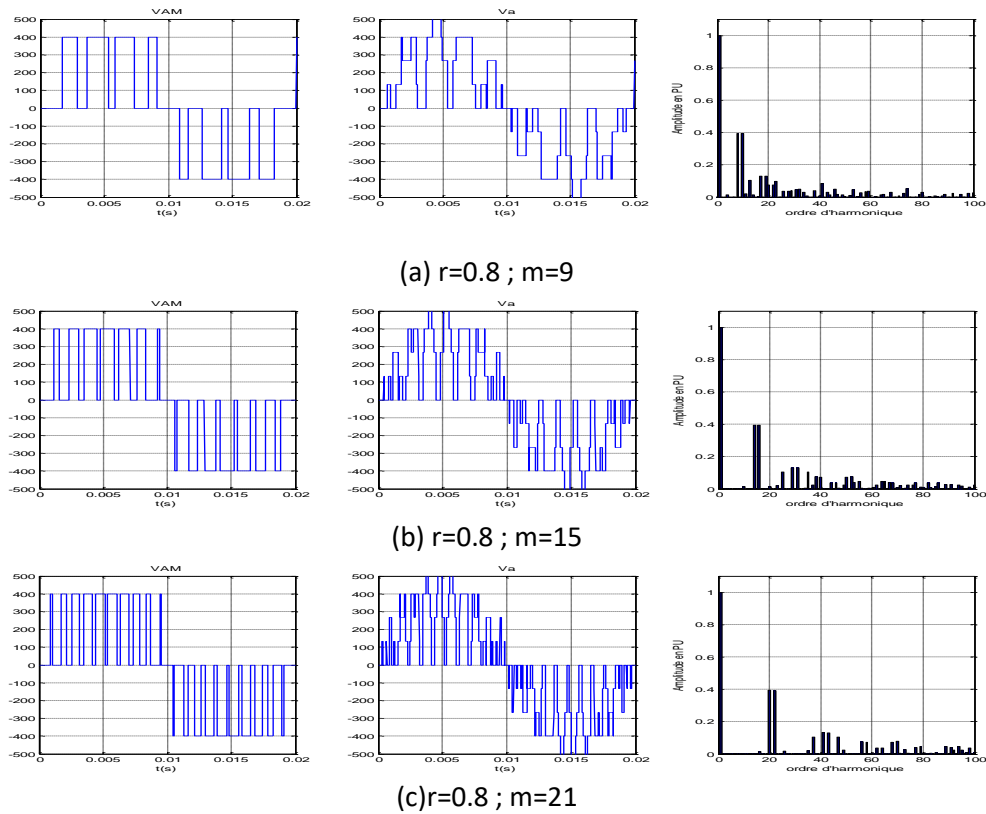


Figure.I.14 : Les tension simple V_{AM} , V_a et son spectre de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale bipolaires à 2 porteuses triangulaire décalées en tension (PO disposition).

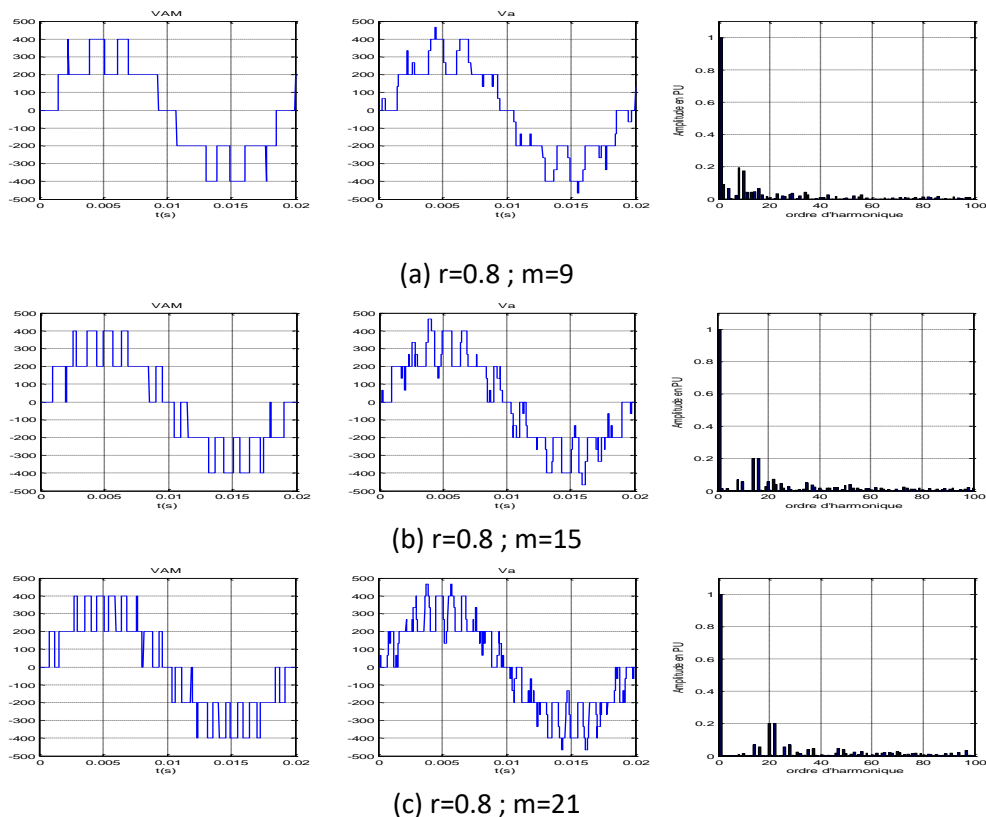


Figure.I.15 : Les tension simple V_{AM} , V_a et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à 4 porteuses triangulaire décalées en tension (PO disposition)

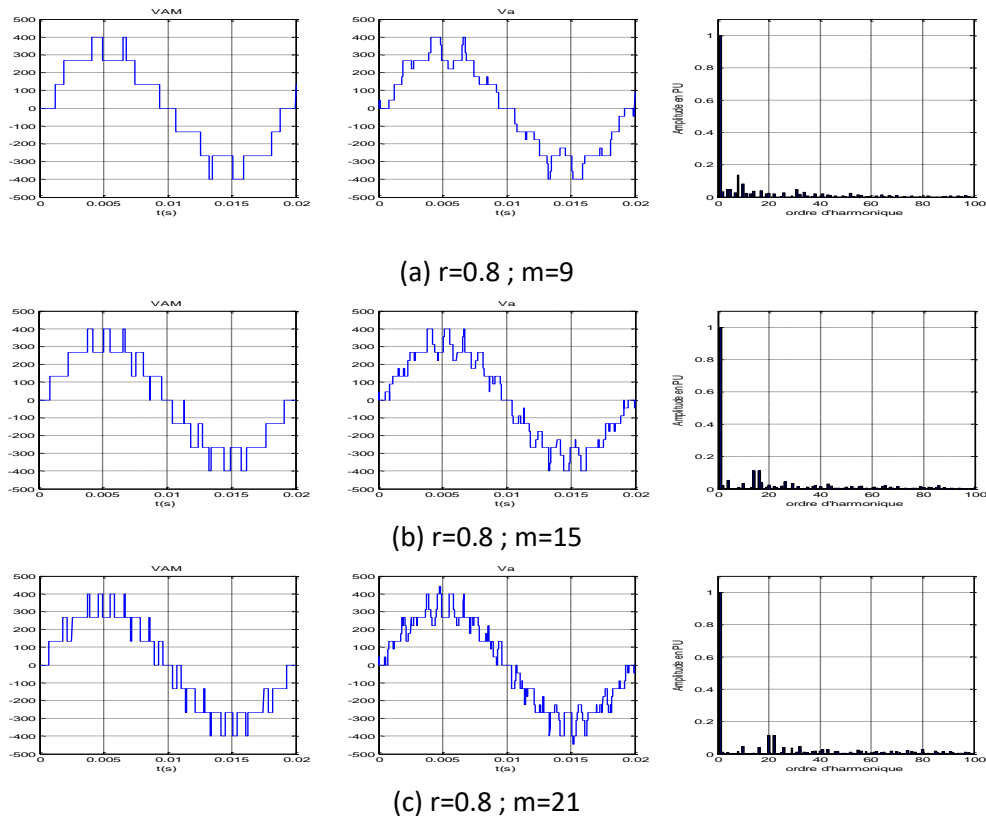


Figure.I.16 : Les tension simple V_{AM} , V_a et son spectre de l'onduleur triphasé à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale bipolaires à 6 porteuses triangulaire décalées en tension (PO disposition).

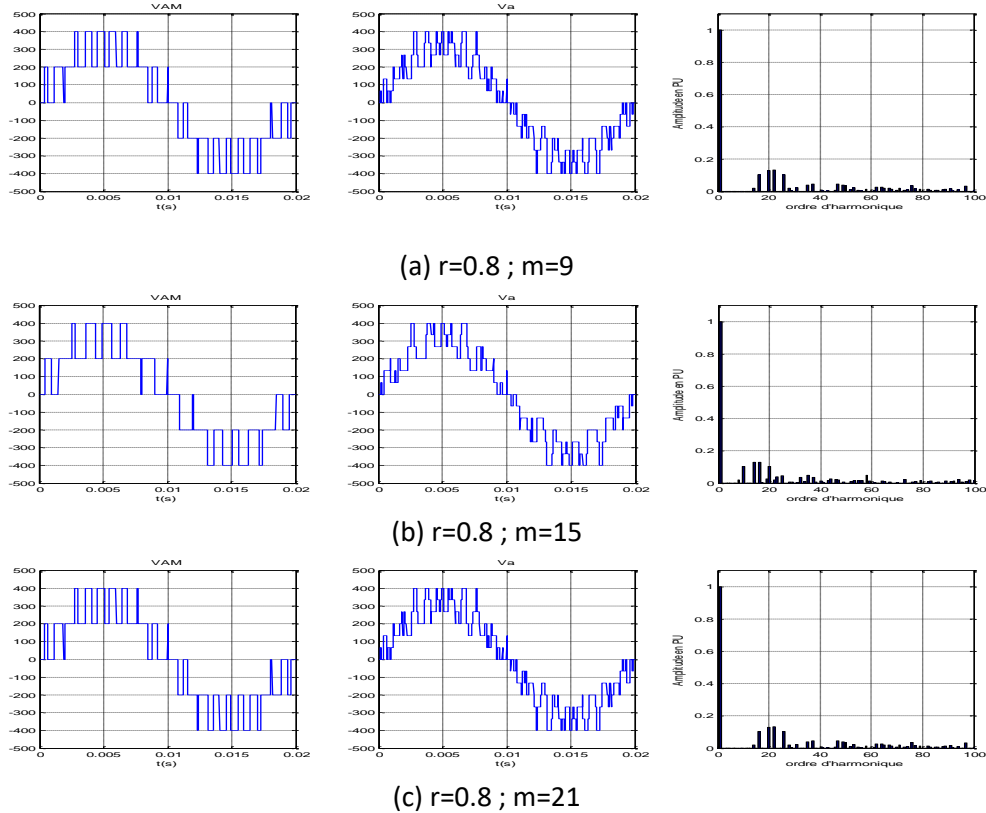
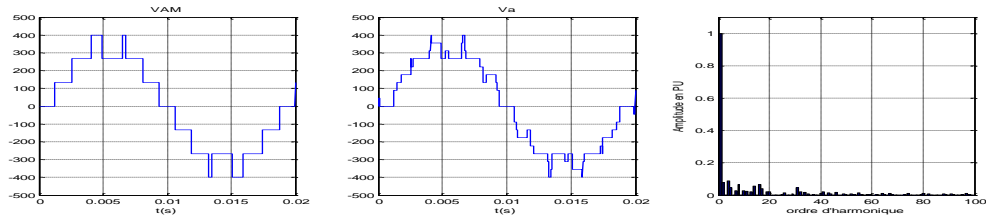
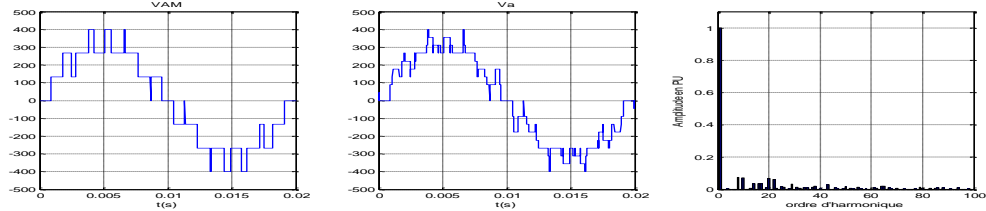


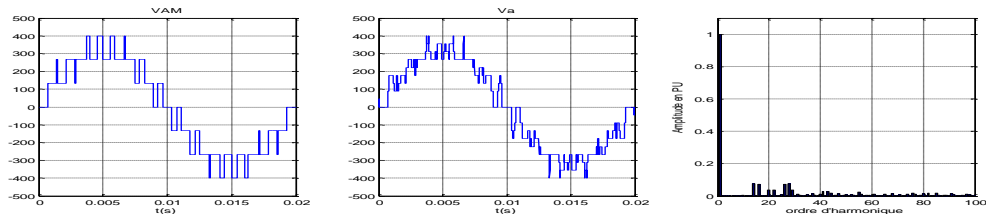
Figure.I.17 : Les tension simple V_{AM} , V_a et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale bipolaires à 4 porteuses triangulaire décalées en tension (APO disposition).



(a) $r=0.8$; $m=9$



(b) $r=0.8$; $m=15$



(c) $r=0.8$; $m=21$

Figure.I.18 : Les tension simple V_{AM} , V_a et son spectre de l'onduleur triphasé à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à 6 porteuses triangulaire décalées en tension (APO disposition)

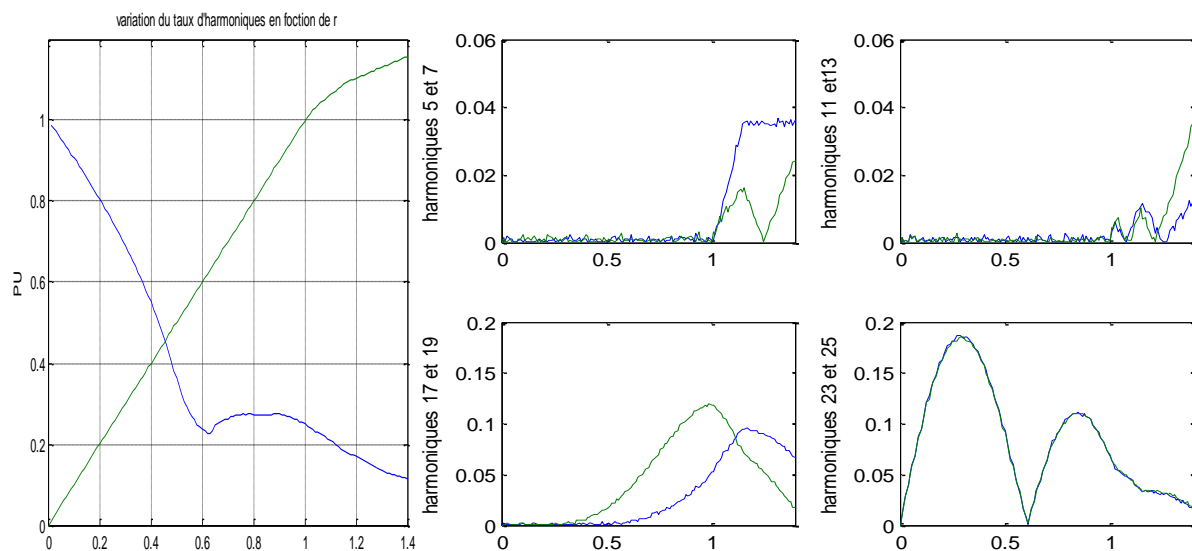


Figure.I.19: Les caractéristiques de la tension de sortie V_a de l'onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses triangulaires bipolaires. Les valeurs en (PU) ($m=6$)

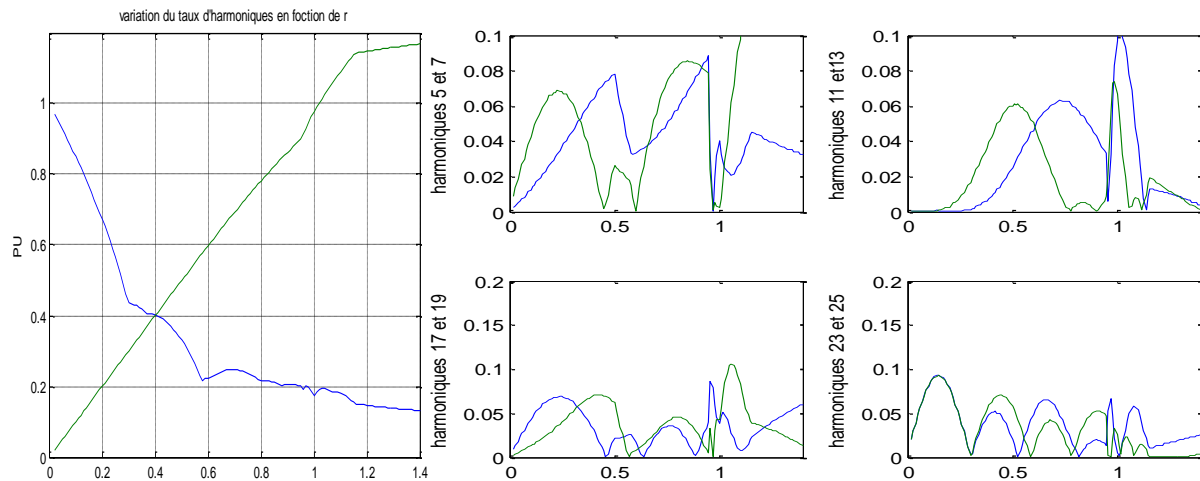


Figure I.20 : Les caractéristiques de la tension de sortie V_a de l'onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses triangulaires (PH disposition). Les valeurs en (PU) ($m=6$)

Interprétation

- Avec la stratégie où les porteuses sont bipolaires (Figure.I.8, Figure.I.9 et Figure.I.10) et quelques soit m pair ou impair, la tension V_A ne présente que des harmoniques impaires. On remarque aussi que ces harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de $(N-1)mf$.
- La caractéristique de réglage est linéaire de $r = 0$ à 1.0 (Figure.I.19)
- Le taux d'harmoniques représente - les porteuses sont bipolaires (Figure II.19)- un minimum à $r = 0.6$, et maximum à $r = 0.8$. La caractéristique de réglage est linéaire de 0 à 1 . Les harmoniques de rang 23 et 25 sont les plus importants, ont presque la même amplitude pour toute valeur de r . Ils représentent 18% par rapport au fondamental pour $r=0.3$ et 11% pour $r = 0.8$ (figure.II.18). Pour Les harmoniques de rang 5,7,11 et 13 qui sont les plus nuisibles pour la machine sont pratiquement négligeables dans la zone de réglage linéaire.
- Avec la stratégie où les porteuses sont PH, PO et APO (Figure.I.11.... Figure.I.18) et quelques soit m pair ou impair, la tension V_A ne présente que des harmoniques impaires pour PO et APO et représente des harmoniques paire et impaire pour PH. On peut dire que la meilleure disposition des porteuses et celle de APO.
- . On remarque aussi que ces harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de mf .
- La caractéristique de réglage est linéaire de $r = 0$ à 1.15 . (figure.I.20)

1.3.2 Commande triangulo-sinusoidale avec à des porteuses en dents de scie.

On a vu que pour la commande triangulo-sinusoidale à $N-1$ porteuses triangulaires on a utilisé des porteuses ont la forme triangulaire. Dans ce paragraphe, on va utiliser $N-1$ porteuses en dents de scie bipolaires.

Comme pour la commande triangulo-sinusoidale à N-1 porteuses triangulaires, cette stratégie est caractérisée par l'indice de modulation m , et le taux de modulation r .

Pour l'onduleur triphasé à N niveaux, On utilise (N-1) porteuses en dents de scie bipolaires ($U_{p1}, \dots, U_{p(N-1)}$).

Les porteuses peuvent prendre plusieurs formes en dents de scie selon leur disposition. On peut citer 4 variantes ou formes comme la stratégie de porteuses triangulaires. Mais on va voir uniquement la stratégie où on utilise des porteuses en dents de scie bipolaires (Figure.I.21).

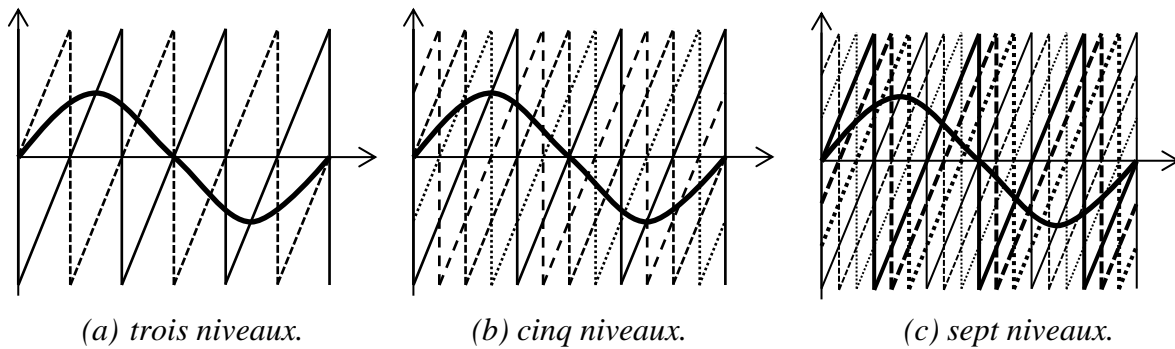


Figure.I.21: Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à N-1 porteuses en dents de scie bipolaires :

Les étapes de commande sont les mêmes que celles vue précédemment (partie I.3.1).

Pour valider cette stratégie on simule la commande pour trois onduleurs multiniveaux de trois, cinq et sept niveaux

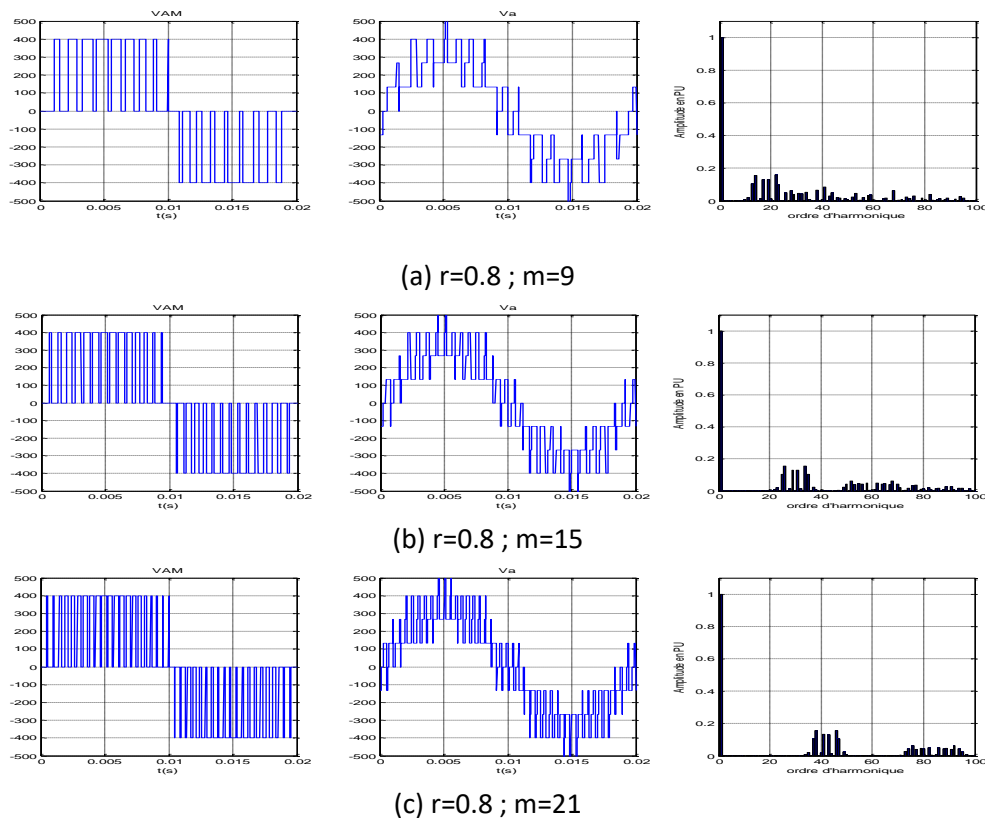


Figure.I.22 : Les tension simple V_{AM} , V_a et son spectre de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale en dents de scie bipolaires à 2 porteuses .

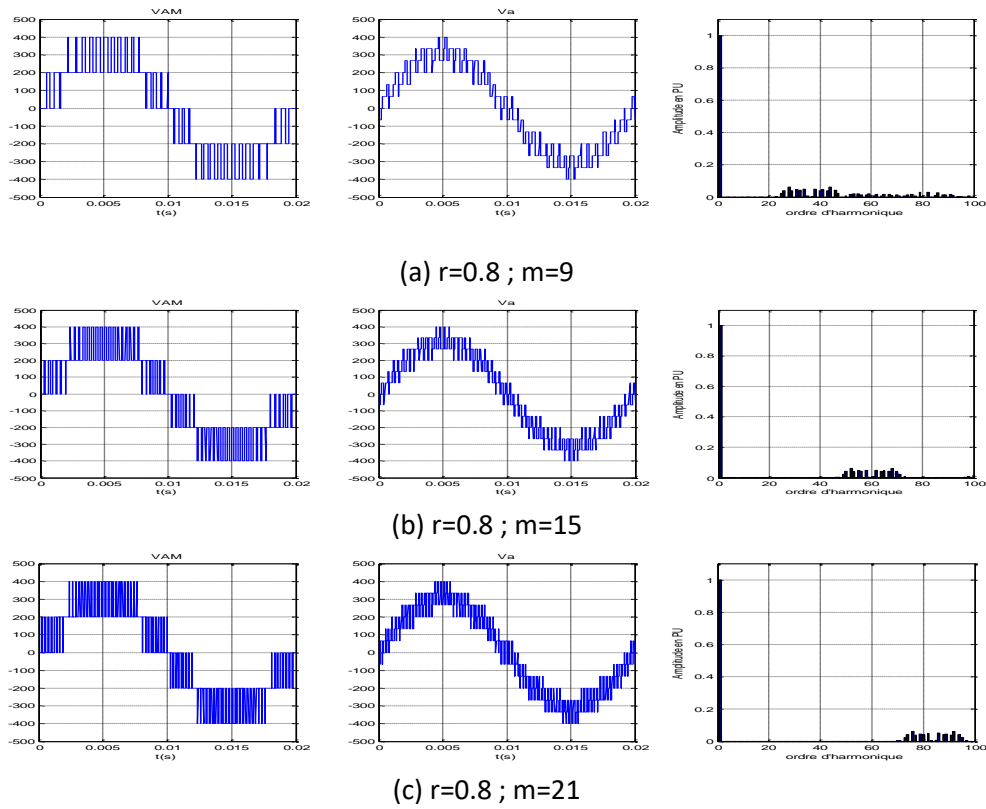


Figure.I.23 : Les tension simple V_{AM} , V_a et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à 4 porteuses en dents de scie bipolaires .

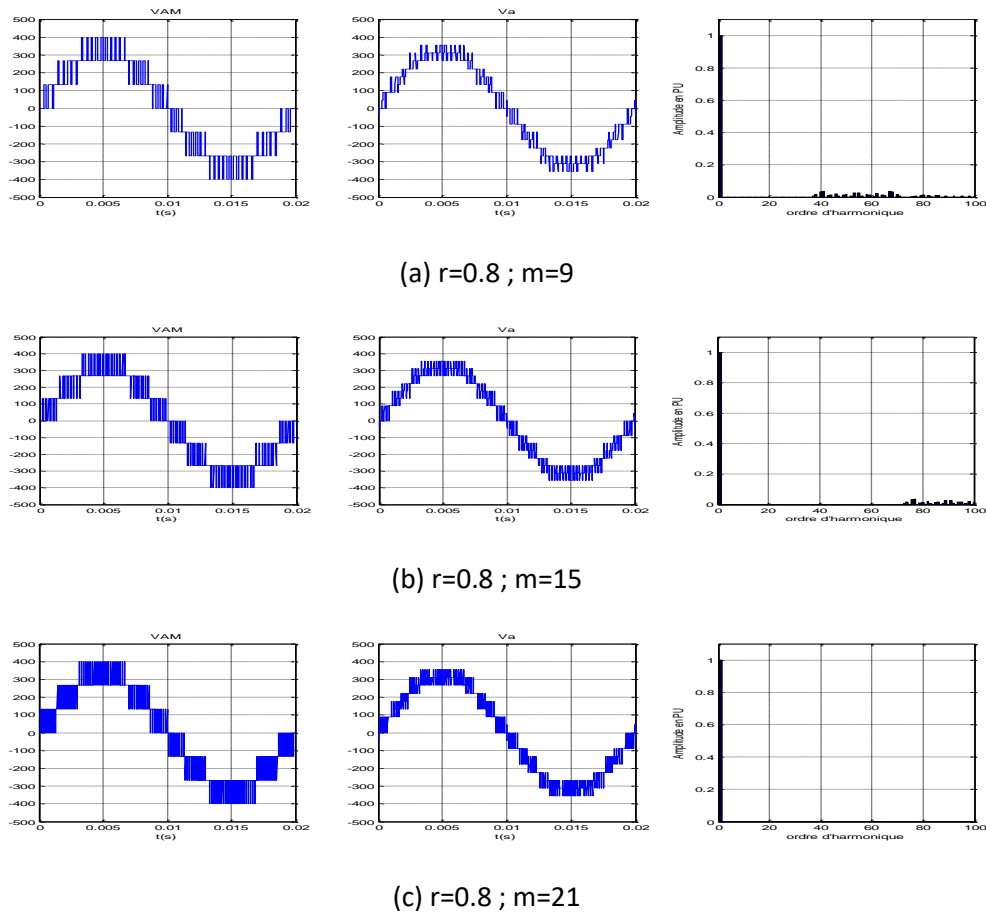


Figure.I.24 : Les tension simple V_{AM} , V_a et son spectre de l'onduleur triphasé à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à 6 porteuses en dents de scie bipolaires .

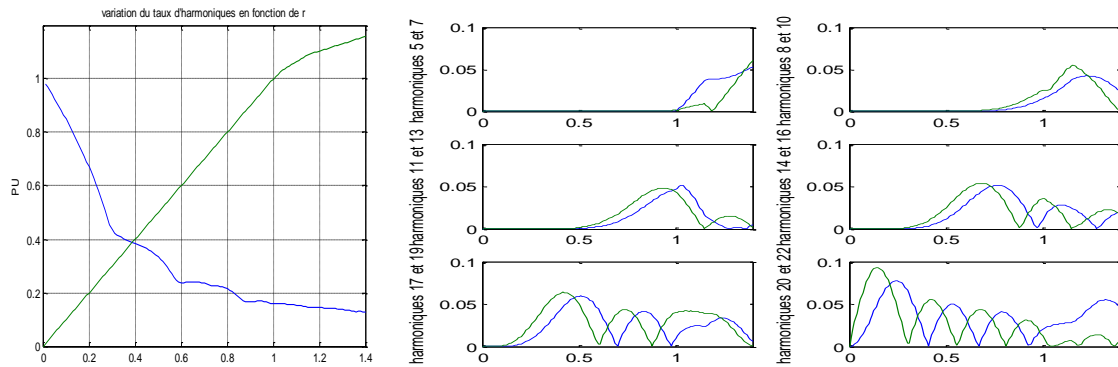


Figure I.25 : Les caractéristiques de la tension de sortie V_a de l'onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuse dent de scie. Les valeurs en (PU) ($m=6$)

Interprétation

- Pour toutes les valeurs de l'indice de modulation m , on n'a aucune symétrie et donc en plus des harmoniques impaires, des harmoniques paires existent (Figure.I.22, Figure.I.23 et Figure.I.24).
- Les harmoniques de tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de la fréquence $f_p = (N-1)mf = (N-1)f_p$ (avec f_p : fréquence des (N-1) porteuses).
- La première famille centrée autour de la fréquence $(N-1)mf$ est la plus importante du point de vue amplitude. L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées et donc facilement à filtrés (figure.II.24.c).
- Le taux de modulation permet, un réglage linéaire de l'amplitude du fondamentale de $r = 0$ à 1(Figure I.25).
- Le taux d'harmoniques diminue quand r augmente.
- Les harmoniques de rang 17 et 19 sont les plus importants pour $r = 0.4$, pour $r=1$ sont les harmoniques 11 et 13, et à partir de 0.4 jusqu'au 0.8 on a les harmoniques 14 et 16 qui sont importants (Figure I.25).

1.3.3 Commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse.

Dans ce paragraphe, on va présenter un algorithme de commande pour stratégie triangulo-sinusoïdale et au lieu d'utiliser plusieurs porteuses on va utiliser une seule porteuse triangulaire bipolaire (Figure.I.26). Cette stratégie est caractérisée par l'indice de modulation m , et le taux de modulation r .

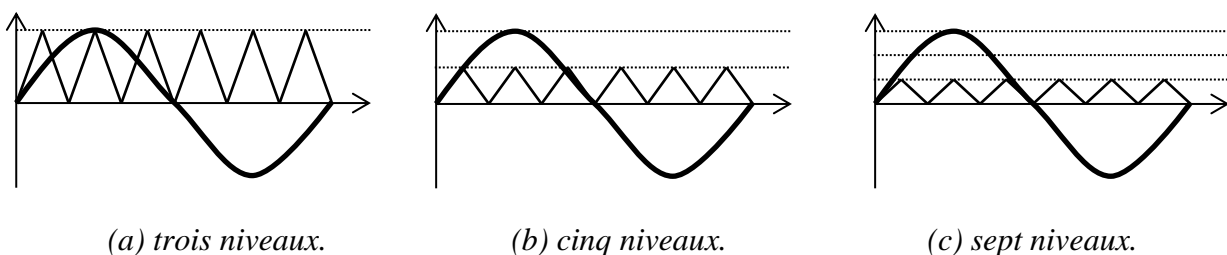


Figure.I.26: Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse

Pour valider cette stratégie on simule la commande pour un seul onduleur multiniveaux de cinq niveaux.

• **Algorithme de la stratégie**

L'algorithme de la stratégie pour un bras k de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC est le suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 C1: (0 \leq |V_{refk}| \leq U_{pm}) \& (|V_{refk}| \leq U_p) \Rightarrow V_{km} = 0 \Rightarrow B_{k1} = 1; b_{k2} = 0; B_{k3} = 0; \\
 C2: (0 \leq |V_{refk}| \leq U_{pm}) \& (|V_{refk}| \geq U_p) \& (V_{refk} > 0) \Rightarrow V_{km} = U_p \Rightarrow B_{k1} = 1; b_{k2} = 1; B_{k3} = 0; \\
 C3: (0 \leq |V_{refk}| \leq U_{pm}) \& (|V_{refk}| \geq U_p) \& (V_{refk} < 0) \Rightarrow V_{km} = -U_p \Rightarrow B_{k1} = 0; b_{k2} = 0; B_{k3} = 1; \\
 C4: (U_{pm} \leq |V_{refk}| \leq 2U_{pm}) \& (|V'_{refk}| \leq U_p) \& (V_{refk} > 0) \Rightarrow V_{km} = U_p \Rightarrow B_{k1} = 1; b_{k2} = 1; B_{k3} = 0; \\
 C5: (U_{pm} \leq |V_{refk}| \leq 2U_{pm}) \& (|V'_{refk}| \leq U_p) \& (V_{refk} < 0) \Rightarrow V_{km} = -U_p \Rightarrow B_{k1} = 0; b_{k2} = 0; B_{k3} = 1; \\
 C6: (U_{pm} \leq |V_{refk}| \leq 2U_{pm}) \& (|V'_{refk}| > U_p) \& (V_{refk} > 0) \Rightarrow V_{km} = 2U_p \Rightarrow B_{k1} = 1; b_{k2} = 1; B_{k3} = 1; \\
 C7: (U_{pm} \leq |V_{refk}| \leq 2U_{pm}) \& (|V'_{refk}| > U_p) \& (V_{refk} < 0) \Rightarrow V_{km} = -2U_p \Rightarrow B_{k1} = 0; b_{k2} = 0; B_{k3} = 0;
 \end{array} \right. \quad (I.19)$$

$$\text{Avec } V'_{refk} = \begin{cases} V_{refk} - U_{pm} ; \text{ si } V_{refk} \geq 0 \\ V_{refk} + U_{pm} ; \text{ si } V_{refk} < 0 \end{cases}$$

On déduit la tension de sortie de la phase k de l'onduleur par rapport au point milieu M de la source d'entrée à partir des impulsions de commande du système (I.19) de cette stratégie :

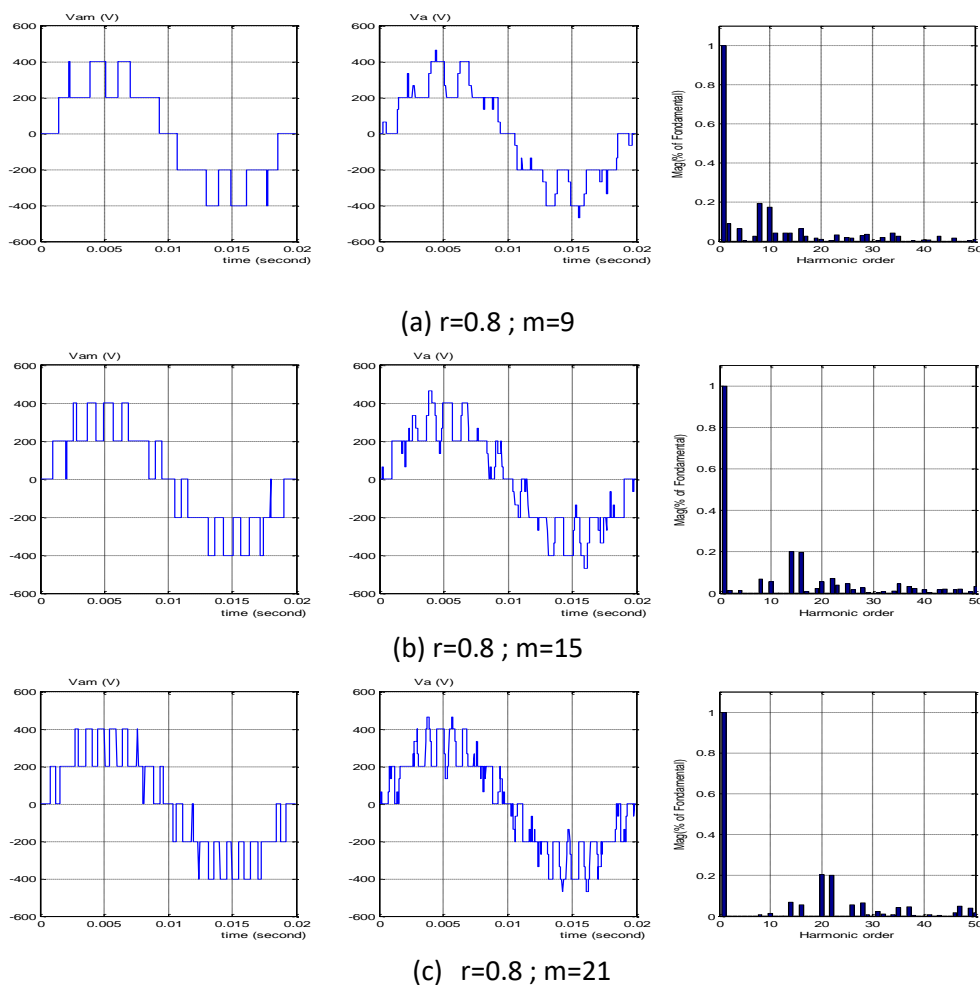


Figure.I.27 : Les tension simple V_{AM} , V_a et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse.

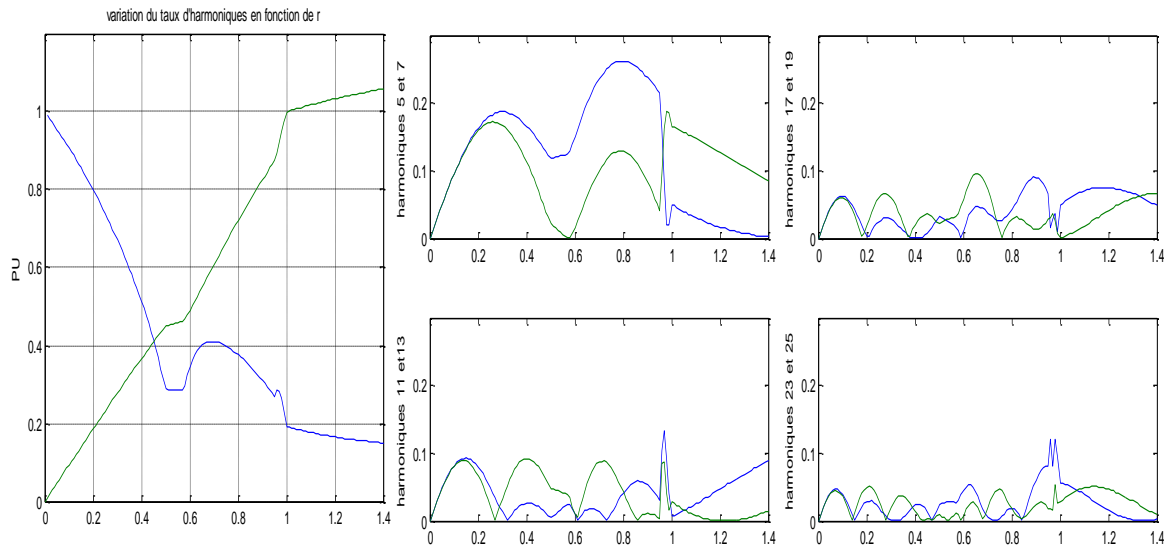


Figure I.28: Les caractéristiques de la tension de sortie V_a de l'onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse. Les valeurs en (PU) ($m=6$)

Interprétation

- pour m impaire, on n'a aucune symétrie et donc en plus des harmoniques impaires, des harmoniques pairs existent (Figure.I.27.a,b et c).
- les harmoniques de tension se regroupent en familles centrées autour des fréquence $m.f$ est la plus importante du point de vue de amplitude (Figure.I.27).
- L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers les fréquences élevées et donc facilement filtrées.
- La caractéristique de réglage est linéaire de $r = 0$ à 0.5, de 0.56 à 1 et de 0.5 à 0.56 est constante à cause de la condition $U_{pm} \leq |V_{refk}| \leq 2U_{pm}$. Et le taux d'harmoniques est décroissant en fonction de r (Figure.I.28)

1.3.4 Commande par MLI d'élimination d'harmoniques.

Cette stratégie sera traitée en détail dans le chapitre suivant alors dans cette partie on va juste voir les performances des onduleurs multiniveaux commandé par cette stratégie.

Le principe de cette stratégie est de prédéterminer les instants des commutations des semi-conducteurs de telle façon à éliminer le ou les harmoniques des rangs désirés. Lorsqu'on applique ces angles suivant une forme donné de la tension simple V_{am} à N niveaux. L'onduleur à N niveaux arrive à générer une tension à nombre de commutation réduit est connu où les harmoniques de premiers rang qui sont les plus gênantes pour le bon fonctionnement des charge seront éliminées. La façon de trouver les angles de commutations sera vu dans le chapitre suivant [Oul-09a].

La forme générale de la tension d'une phase, par rapport au point milieu M d'un onduleur à N niveaux, est représentée à Figure.I.29. D'après Figure.I.29 on constate que il y a une symétrie dans la tension V_{am} par rapport à quart de période et demi-période T. Le nombre de niveaux est N niveaux. Plus le niveau zéro, on a (N/2-1) niveaux positifs et (N/2-1) niveaux négatifs le tous donne N niveaux [Oul-09b].

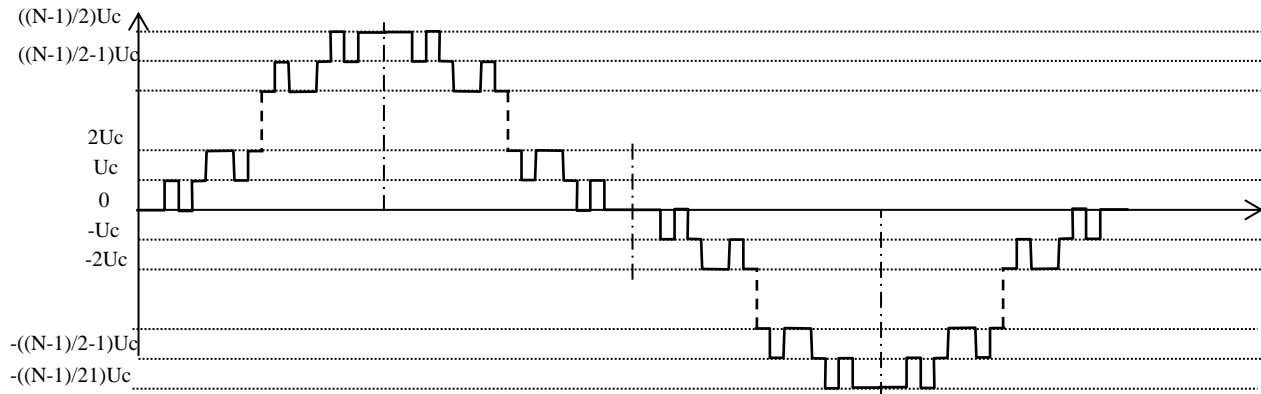


Figure.I.29. La forme de la tension V_{AM} pour un onduleur à N niveaux

Les Figure.I.30-32 donnent l'allure de la tension simple et son spectre harmonique dans le cas d'une commande SHEPWM pour des onduleurs trois, cinq et sept niveaux avec quatre angles sur une période.

Figure.I.33 donne l'allure des angles en fonction de r pour un onduleur 5 niveaux triphasé avec 6 angles pour éliminer les cinq harmoniques (h_5, h_7, h_{11}, h_{13} et h_{17})

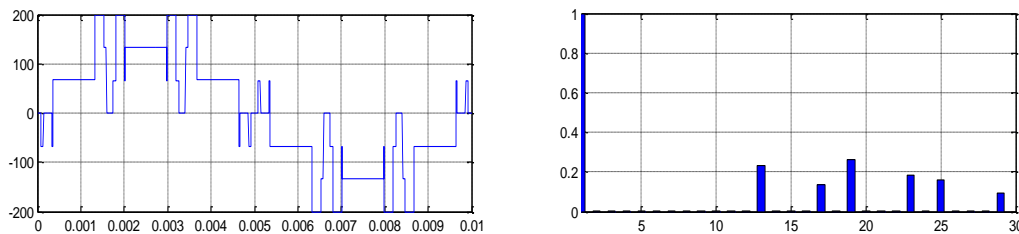


Figure.I.30: Tension simple V_a et son spectre de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie d'élimination d'harmoniques avec 4 angles et $r=0.7$.

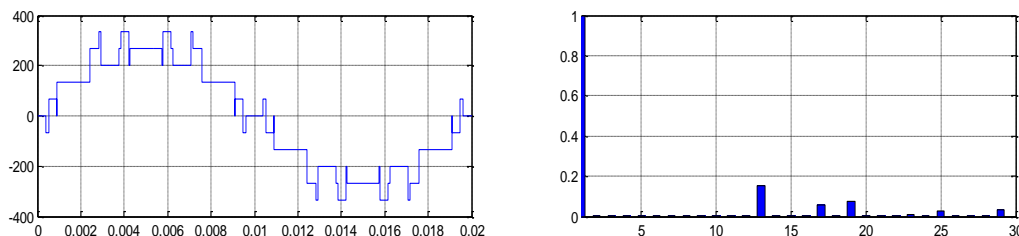


Figure.I.31 : Tension simple V_a et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie d'élimination d'harmoniques avec 4 angles.

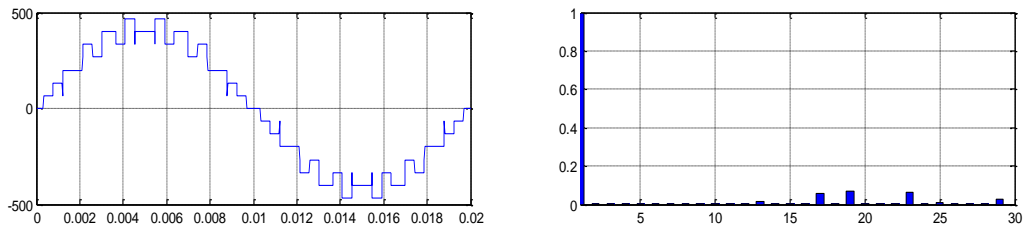


Figure.I.32 : Tension simple V_a et son spectre de l'onduleur triphasé à sept niveaux commandé par la stratégie d'élimination d'harmoniques avec 4 angles.

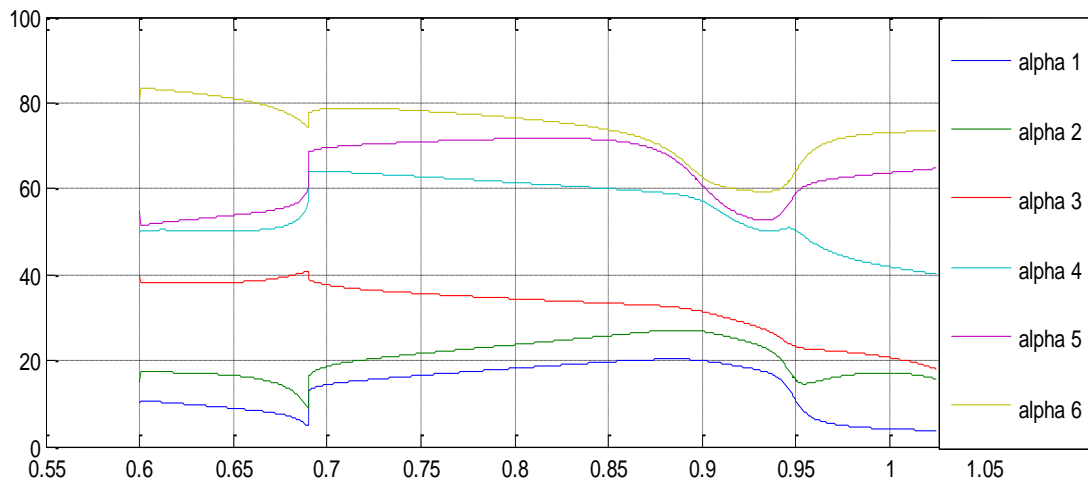


Figure.I.33 : Allures tracées par les six angles de commutations en fonction du taux de modulation r , pour la stratégie élimination d'harmoniques. Pour éliminer les 5 harmoniques de rang (5, 7, 11, 13 et 15)

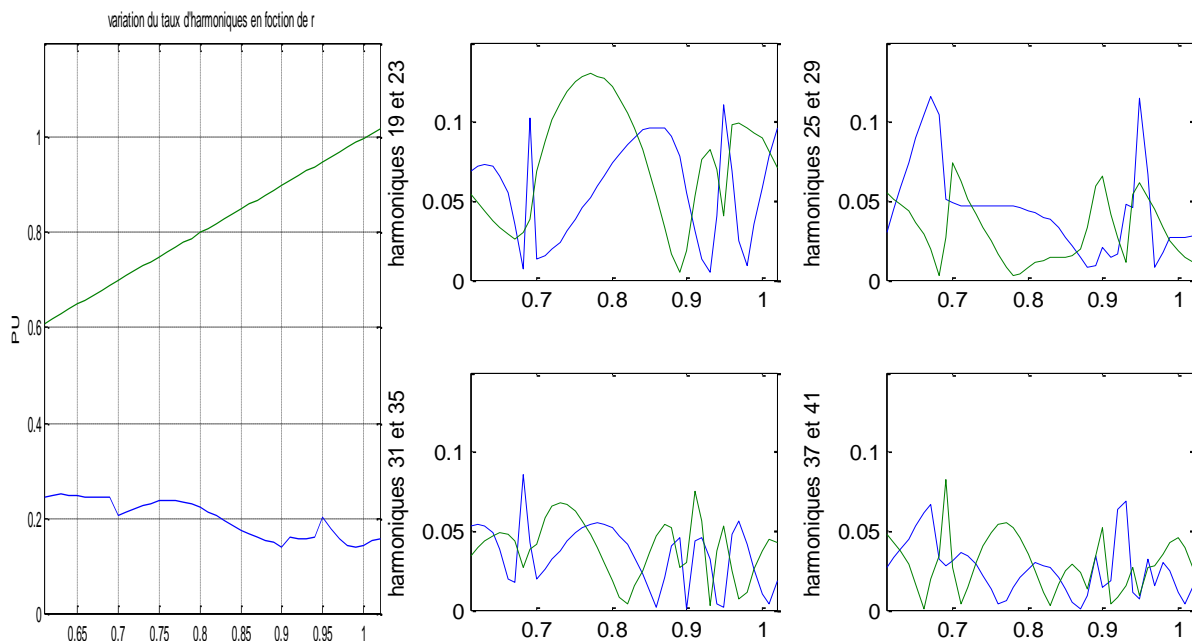


Figure II.34: Les caractéristiques de la tension de sortie V_A de l'onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie élimination des harmoniques (5, 7, 11, 13 et 17).

Les valeurs en (PU)

Interprétation

- L'analyse harmonique de la tension de phase montre que les harmoniques d'ordre 5, 7 et 11 sont effectivement disparus pour les trois cas (trois niveaux dans Figure.I.30 , cinq niveaux dans Figure.I.31 et sept niveaux dans *Figure.I.32*).
- On remarque dans Figure II.34 l'existence des harmoniques impairs seulement et les harmoniques qu'ils ont un amplitude plus importante sont les premières harmoniques qui suivent la dernière harmonique éliminée 19, 23, 25 et 29. Ces harmoniques seront filtrés par la charge inductive (la machine asynchrone).
- Le taux de modulation r est linéaire de $r = 0.6$ à 1.02 (figure II.33). au-delà de cet intervalle le système d'équation non linéaire n'a pas des solutions suivant la condition des angles. On constate que le taux d'harmoniques diminue quand r augmente. Et on constate aussi que la meilleure valeur pour r qui donne un taux d'harmonique faible est $r = 0.9$ et 1.00
- Les harmoniques de rangs 19, 23, 25 et 29 ont des amplitudes les plus importantes à cause de conservation d'énergie (l'énergie des harmoniques éliminées se transmettent ou harmoniques non éliminées).

I.4 Conclusion

La large utilisation des convertisseurs multiniveaux donne à chaque structure des caractéristiques spécifiques correspondant le mode de connexion de ses cellules et le domaine d'application industrielles (HT ou BT). On distingue quelques avantages et inconvénients pour chaque topologie.

On a étudié différentes stratégies de commande MLI pour l'onduleur triphasé à cinq niveaux et ces stratégies sont développées à partir des stratégies pour commander des onduleurs à trois, cinq et sept niveaux et on peut les utiliser pour des onduleurs à N niveaux.

La plus simple des stratégies de MLI pour la commande des onduleurs c'est la stratégie triangulo-sinusoïdale, elle peut être réalisée avec des circuits analogiques, on a vu les commandes avec une seule porteuse, avec plusieurs porteuses en dents de scie, avec des porteuses triangulaires, ensuite on a appliqué la commande à élimination d'harmoniques. Toutes ces commandes peuvent être appliquées en boucle ouverte. La dernière stratégie nécessite la résolution d'un système non linéaire par des méthodes de résolutions adaptées qu'elles seront traitées en détail dans le chapitre suivant.

Pour la stratégie triangulo-sinusoïdale, les harmoniques de tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de la fréquence f et le nombre des porteuses. L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers les fréquences élevées et donc facilement filtrées.

Chapitre II

**Application des Algorithmes
Métaheuristiques sur la
Commande MLI par
d'Élimination
d'Harmoniques (SHEPWM)**

Application des Algorithmes Métaheuristiques sur la Commande MLI par d'Élimination d'Harmoniques (SHEPWM)

II.1 Introduction

Plusieurs stratégies de modulation de largeur d'impulsion ont été présentées dans le chapitre précédent pour commander des onduleurs multiniveaux. Les plus connues sont la modulation vectorielle et la triangulosinoïdale. Elles permettent de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées en faisant travailler les interrupteurs à des fréquences de commutation assez élevées [Ber-95] [Ima-11] [Yao-08] [Boy-17]. Cependant, pour les applications de puissance électrique importante les composants électriques de puissance sont limités en fréquence de commutation. On peut remédier à ce problème en appliquant la stratégie d'élimination des harmoniques adaptée au cas des onduleurs multiniveaux. Ceci permet d'annuler les harmoniques les plus gênants et de contrôler le fondamental avec l'avantage majeur d'une faible fréquence de commutation [Oul-08]. La difficulté principale de l'utilisation de cette MLI réside dans la résolution d'un système d'équations non linéaires pour déterminer les instants de commutation des interrupteurs électroniques de puissance. Récemment, des nouvelles méthodes de résolution de ce système d'équations basée sur le principe des algorithmes métaheuristiques ont été développées [Pat-74].

Par conséquent, dans ce chapitre la commande des onduleurs de niveaux 3, 5 et 7 par la stratégie d'élimination d'harmoniques est étudié, dont la résolution des systèmes d'équations non linéaires est effectuée par l'application Algorithmes Métaheuristiques.

II.2 Les harmoniques

Un harmonique est une composante sinusoïdale d'une onde périodique ou d'une quantité possédant une fréquence qui est multiple entier de fréquence fondamentale.

Les inters harmoniques sont superposés à l'onde fondamentale mais ne sont pas des multiples entiers de la fréquence du réseau. L'apparition des inters harmoniques est en augmentation et leurs origines principales sont les convertisseurs de fréquence, les variateurs de vitesse et d'autres équipements similaires de contrôle-commande [Def-98].

Un signal périodique se compose d'un signal de fréquence f et de forme quelconque peut se décomposer en une somme de signaux sinusoïdaux comprenant.

- Un signal sinusoïdal à la fréquence fondamentale, courbe fondamentale.

- Des signaux sinusoïdaux dont les fréquences sont des multiples entiers du fondamental, Les harmoniques.

- Une éventuelle composante continue.

Chacun des harmoniques est caractérisé par une amplitude généralement exprimée en pourcentage de l'amplitude du fondamental et par une phase.

Le « rang » de l'harmonique est la valeur de l'entier qui détermine sa fréquence sur un réseau ($f=50\text{Hz}$, $h_7= 350 \text{ Hz}$).

En règle générale on distingue les harmoniques de rangs pairs (2, 4, 6,8..etc.) et les harmoniques de rangs impairs (3, 5, 7, 9 ...etc.) plus influents, dans les réseaux industriels [Annexe B]. Il excite aussi d'autre type d'harmonique tel que [Def-98] [Mem-18]:

♦**Inter harmoniques** : sont des signaux de fréquence non multiple de la fréquence fondamentale.

♦**Infra harmoniques**: ce sont des composantes qui sont à des fréquences inférieures à celle du fondamental.

II.3 Commande de l'onduleur à N niveaux par la stratégie d'élimination d'harmoniques

Cette technique de modulation, qui est une méthode très efficace et très importante pour la commande des onduleurs deux niveaux afin d'améliorer beaucoup plus la qualité de leurs tensions de sortie, sera présentée ici pour commande un onduleur multiniveaux. Elle consiste à former l'onde de sortie de l'onduleur d'une succession de créneaux de largeurs variables [Dah-15],[[Pat-74]. Généralement, on utilise une onde qui présente une double symétrie par rapport au quart et à la demi- période. Cette onde est caractérisée par le nombre C de créneaux ou d'impulsions par quart de période. Que C soit impair ou pair, C angles suffisent pour déterminer la largeur de l'ensemble des créneaux ; C représente aussi le nombre d'angles de commutation par quart de période. Ces angles de commutation sont déterminés de telle façon à éliminer certains harmoniques. Dans la présente étude nous nous sommes intéressés à éliminer les premiers harmoniques (5,7, 11, 13, 17, ... pour le triphasé et 3,5,7,9 ...pour le monophasé) qui sont les plus gênants et donc indésirables pour le fonctionnement des charges telles que les moteurs électriques [Dah-15] [Oul-05].

II.3.1 Définition des harmoniques

La Figure.II.1 illustre un exemple d'une courbe généralisée à cinq niveaux délivrée par l'onduleur triphasé.

A cause de la caractéristique de la courbe, qui est symétrique par rapport au demi et au quart de la période, la série de Fourier sera simplifiée et l'étude se limitera seulement au quart de période de cette même courbe [Oul-05] [Oul-07].

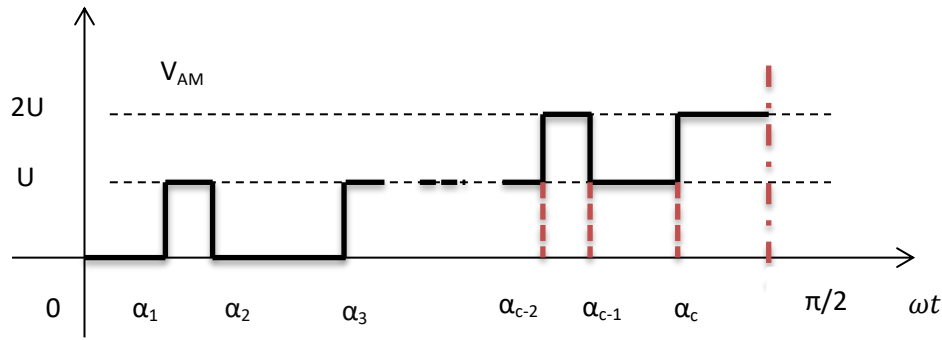


Figure.II.1. la forme générale du premier quart de la tension V_{AM} délivrée par l'onduleur à cinq niveaux

II.3.2 Principe de la Série de Fourier :

Le principe des séries de Fourier est introduit par Jean Baptiste Joseph Fourier. Les séries de Fourier sont des séries de fonctions périodiques. L'objectif est de décomposer un signal périodique en somme de sinus et de cosinus de fréquences égales à et multiples de, la fréquence du signal de base. La décomposition en série de Fourier, qui montre l'existence d'harmoniques est donnée par :

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)) \quad (\text{II.1})$$

$$a_n = \frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \cos(n\omega t) d\omega t \quad (\text{II.2})$$

$$b_n = \frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \sin(n\omega t) d\omega t \quad (\text{II.3})$$

Les paramètres a_0 , a_n et b_n sont dit : coefficients de Fourier. Leur valeur donne des indications sur la nature du signal. On note aussi que f_0 est appelée la fréquence fondamentale, et les multiples de f_0 les fréquences harmoniques.

La fonction $f(t)$ est donc une superposition continue de sinusoides dont les fréquences prennent leur valeur dans l'intervalle $[0, \infty]$.

II.3.3 : Coefficients de Fourier :

Pour une fonction périodique, continue par morceaux sur l'intervalle $[0, \infty]$, les coefficients a_0 , a_n et b_n sont déterminés à partir des relations suivantes :

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) dt \quad (\text{II.4})$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \cos(n2\pi f_0 t) dt \quad (\text{II.5})$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \sin(n2\pi f_0 t) dt \quad (\text{II.6})$$

Tel que T représente la période du signal $f(t)$.

$$\int_{t_0}^{t_0+T} f(t)dt = \int_{t_0}^{t_0+T} (a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(2\pi f_0 t) + b_n \sin(2\pi f_0 t)) dt$$

$$= \int_{t_0}^{t_0+T} a_0 dt + \int_{t_0}^{t_0+T} (\sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(2\pi f_0 t) + b_n \sin(2\pi f_0 t)) dt$$

$$= a_0 T + 0 \tag{II.7}$$

Dans ce cas, le développement en série de Fourier peut être appliqué sur une quart-période T/4 au lieu de T. Les coefficients de Fourier sont donc :

$$\begin{cases} a_n = 0 & \forall n \\ b_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} V_{AM}(\omega t) \sin(n\omega t) d\omega t & n \text{ impair} \\ b_n = 0 & n \text{ pair} \end{cases} \tag{II.8}$$

On note que pour les différents rangs d’harmoniques, il suffit de remplacer *n* par le nombre impair correspondant à l’harmonique.

Après intégration, on aura l’équation suivante :

$$b_n = h_n = \frac{4U}{n\pi} [S_1 \cos(n\alpha_1) + S_2 \cos(n\alpha_2) + \dots + S_c \cos(n\alpha_c)] \tag{II.9}$$

La décomposition en série de Fourier, qui montre l’existence d’harmoniques d’ordres impairs seulement [Pat-74][Bar-08][Oul-15a] [Nik-14], est donnée pour **n** harmoniques le système algébrique d’équations non linéaires suivant :

$$\begin{cases} h_1 = \frac{4U}{\pi} [S_1 \cos(\alpha_1) + S_2 \cos(\alpha_2) + \dots + S_c \cos(\alpha_c)] \\ h_3 = \frac{4U}{3\pi} [S_1 \cos(3\alpha_1) + S_2 \cos(3\alpha_2) + \dots + S_c \cos(3\alpha_c)] \\ \vdots \\ h_n = \frac{4U}{n\pi} [S_1 \cos(n\alpha_1) + S_2 \cos(n\alpha_2) + \dots + S_c \cos(n\alpha_c)] \end{cases} \tag{II.10}$$

Pour éliminer C-1 harmoniques il faut C angles et C équations à C inconnues. La solution doit respecter la condition suivante

$$0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_{c-1} < \alpha_c < \frac{\pi}{2} \tag{II.11}$$

α_i : angles de commutation.

S_i : le signe des cos $S_i = +1$ ou -1 .

n: nombre impair.

U : tension d’alimentation.

V_{max} : Fondamental de la tension de sortie.

Dans le cas des onduleurs triphasés, les tensions simples et composées coté charge ne comportent pas d'harmoniques trois et multiples de trois donc le système algébrique d'équations non linéaires ne contient pas les composantes h_3, h_9, \dots

II.4 : Méthodes de résolution des systèmes non linéaires

La résolution du système d'équations algébriques non linéaires, afin de trouver les angles de commutation, peut être faite par plusieurs méthodes. On trouve dans la littérature des méthodes itératives comme la méthode de Newton-Raphson [Annexe C] ou des méthodes métaheuristiques dans cette partie on va étudier le principe de quelques méthodes métaheuristiques.

II.4.1 Application Algorithme de FireFly

L'algorithme de Firefly (FA) (Firefly Algorithm ou algorithme de luciole en français), proposé par Xin-She Yang à l'Université de Cambridge, est un nouvel algorithme métaheuristique, qui est inspirée par le comportement de lucioles [Annexe D] [Dek-19].

Dans l'algorithme de FireFly, la fonction objectif (ou Fitness) d'un problème d'optimisation fournie est basée sur les différences d'intensité lumineuse. Il aide les lucioles de se déplacer vers des endroits plus lumineux et plus attrayants pour obtenir des solutions optimales. Toutes les lucioles sont caractérisées par leur intensité lumineuse associée à la fonction objectif. Chaque luciole est en train de changer sa position de manière itérative (Figure.II.2).

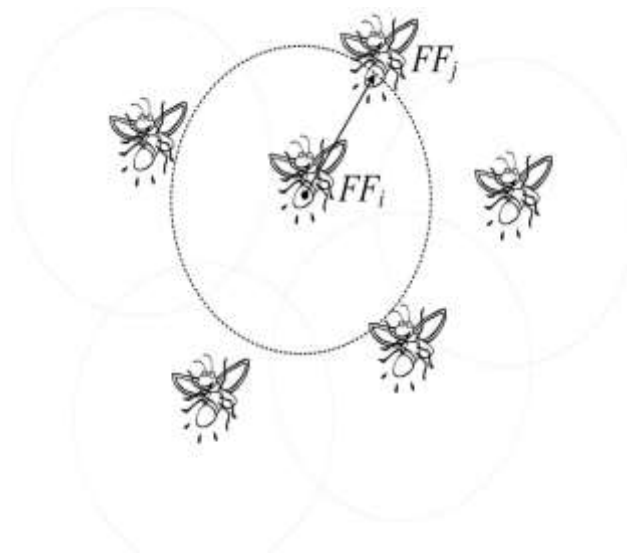


Figure.II.2 : Principe de déplacement de Firefly

L'algorithme de luciole a trois règles [Yan-08] [Oul-15a] [Gho-18] [Tes-17]:

- Tous les lucioles sont unisexes, et ils vont se déplacer vers la luciole la plus attrayant et plus lumineuse.
- L'attractivité d'une luciole est proportionnelle à sa luminosité qui diminue lorsque la distance par rapport aux autres lucioles augmente. S'il n'y a pas une luciole plus attrayante que les autres alors la luciole se déplace de façon aléatoire.

• La luminosité d'une luciole est déterminée par la valeur de la fonction objectif. Pour les problèmes de maximisation, la luminosité est proportionnelle à la valeur de la fonction objectif.

Chaque luciole a son attractivité décrite par la fonction de la distance r entre deux des lucioles monotone décroissante [Yan-08] [Qi-17]:

$$\beta(r) = \beta_0 e^{-\gamma r^m}, \quad m \geq 1 \quad (\text{II.12})$$

Où β_0 représente l'attractivité maximale (à distance nulle, $r = 0$), et γ est le coefficient d'absorption de la lumière, qui contrôle la diminution de l'intensité lumineuse.

La distance entre deux lucioles i et j , en positions x_i et x_j peut être définie comme suit [Yan-08]:

$$r_{ij} = \|x_i - x_j\| = \sqrt{\sum_{k=1}^d (x_{i,k} - x_{j,k})^2} \quad (\text{II.13})$$

Où $x_{i,k}$ est $k^{\text{ième}}$ dimension de l'espace x_i de $i^{\text{ième}}$ luciole et d représente le nombre de dimensions.

Le mouvement d'une luciole i est déterminé par la forme suivante [Yan-08]:

$$x_i = x_i + \beta_0 e^{-\gamma r_{ij}^2} (x_j - x_i) + \alpha \left(\text{rand} - \frac{1}{2} \right) \quad (\text{II.14})$$

Où le premier terme est la position actuelle de luciole i , le second terme désigne l'attractivité de luciole et le dernier terme est utilisé pour le mouvement aléatoire s'il n'y a pas une luciole plus brillante α est le paramètre aléatoire (rand est un générateur de nombre aléatoire uniformément répartie dans la gamme $[0, 1]$). Pour la plupart des cas $\alpha \in [0, 1]$, $\beta_0 = 1$. En pratique, le coefficient d'absorption de lumière varie entre 0,1 et 10 . Ce paramètre décrit la variation de l'attractivité et sa valeur est responsable de la vitesse de convergence de FA [Yan-08][Oul-14c] [Sri-17]:

Le pseudo-code de l'algorithme de lucioles ou Firefly peut se montrer en trois étapes comme suit [Yan-08][Oul-14b] [Bid-17]:

1- initialiser les paramètres de l'algorithme :

Nombre de lucioles (n)

- α , β_0 et γ
- Nombre maximal de générations (itérations, MaxGen)
- Définir la fonction objectif $f(x)$, $x = (x_1, \dots, x_d)^T$.

Générer population initiale de lucioles x_i ($i = 1, 2, \dots, n$) // générer n solutions initiales

L'intensité lumineuse de luciole I_i à x_i est déterminée par la valeur de la fonction objectif $f(x_i)$

2- **tant que** $k < \text{MaxGen}$ // ($k = 1: \text{MaxGen}$)

Pour $i = 1: n$ // tous les n lucioles

Pour $j = 1: n$

Si ($I_j > I_i$) luciole i se déplacent en direction de luciole j dans d -dimension selon l'éq.II.14;

fin de si

Obtenir attractivité, qui varie en fonction de r de la distance selon l'éq.II.12.

Trouver de nouvelles solutions et mettre à jour l'intensité lumineuse

Fin de j

Fin de i

Classez les lucioles et trouver la meilleur solution en fonction de $f(x_i)$

Fin tant que

3- Trouver la luciole avec la plus grande intensité de la lumière

La population initiale de lucioles est générée sous la forme suivante :

$$x_i = LB + rand(UB - LB) \tag{II.15}$$

Où LB et UB désignent les limites inférieures et supérieures de $i^{ème}$ luciole .

II.4.1.1 Résultats de Simulation

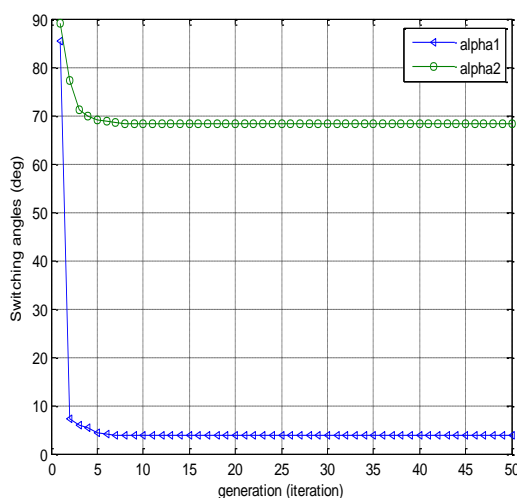
La fonction objectif est définie comme suit :

$$Fitness = -(|h_1 - r|^4 + |h_3|^2 + |h_5|^2 + \dots + |h_n|^2) \tag{II.16}$$

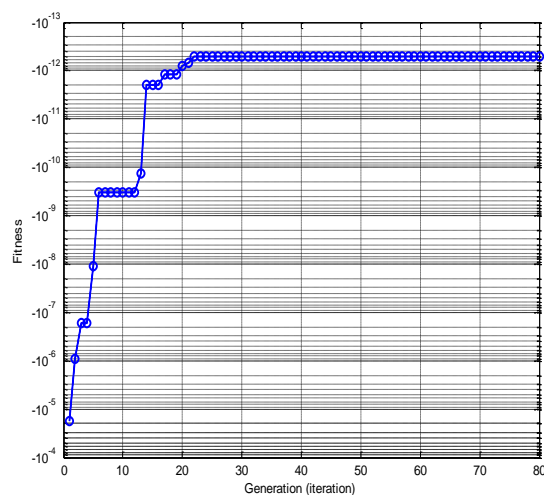
$$\text{Où } r = \frac{h_1}{U_{MAX}}$$

Figure.II.6.a et Figure.II.6.b montrent le comportement du meilleur individu c-à-d les angles (α_1 α_2) et dans la population la meilleur fonction objectif pour éliminer l’harmoniques 5 dans le cas d’un onduleur triphasé à trois niveaux ($r=0.8$). À partir des données de Figure.II.6.a, il apparaît que la solution (angles) converge vers la solution finale, où elle se trouve en degré, ($\alpha_1 = 3.689848200642502^\circ$ et $\alpha_2 = 68,308028335496740^\circ$).

Comme le montre Figure.II.6.b, il existe une nette tendance à la diminution de la fonction objectif des meilleurs individus jusqu’à la 23^e itération; au-delà de cette itération, la fonction objectif des meilleurs individus prend une valeur presque constante.



(a)



(b)

Figure.II.3 Comportement des meilleurs individus (α_1 α_2) dans la population pour éliminer la 5^{ème} harmonique ($r = 0.8$) (a). Fonction objectif des meilleurs individus (α_1 , α_2) versus générations (itérations) (b).

II.4.2 Application de la stratégie d'élimination d'harmoniques aux onduleurs multiniveaux

L'application de la stratégie d'élimination d'harmoniques à l'onduleur multiniveaux, nécessite d'imposer, au préalable, un profil à la tension délivrée par chaque bras dont la forme dépend du nombre d'harmoniques à éliminer. Les équations mathématiques obtenues expriment l'amplitude des harmoniques en fonction des angles de commutation pour chaque cas étudié.

II.4.2.1 Onduleur triphasé à trois niveaux

- **Éliminer les harmoniques (5), (5,7) et (5, 7, 11) (5, 7, 11 et 13)**

La sortie de cet onduleur délivre un signal de trois niveaux de tension (E_c , 0, $-E_c$), qui peut être représentée par différentes formes selon le nombre d'harmoniques à éliminer. En effet pour éliminer uniquement le 5^{ème} harmonique, il est alors nécessaire de déterminer deux angles de commutation (α_1 et α_2).

Pour chacune des formes de Figure.II.4 dans le cas d'un onduleur à trois niveaux, les S_i de eq.II.10 prend les valeurs présentées sur Figure.II.3 entre les crochets « [] ». Par exemple pour la forme Figure.II.4.a, on a $S_1=1$ et $S_2=-1$ et delà on obtient le système eq.II.17

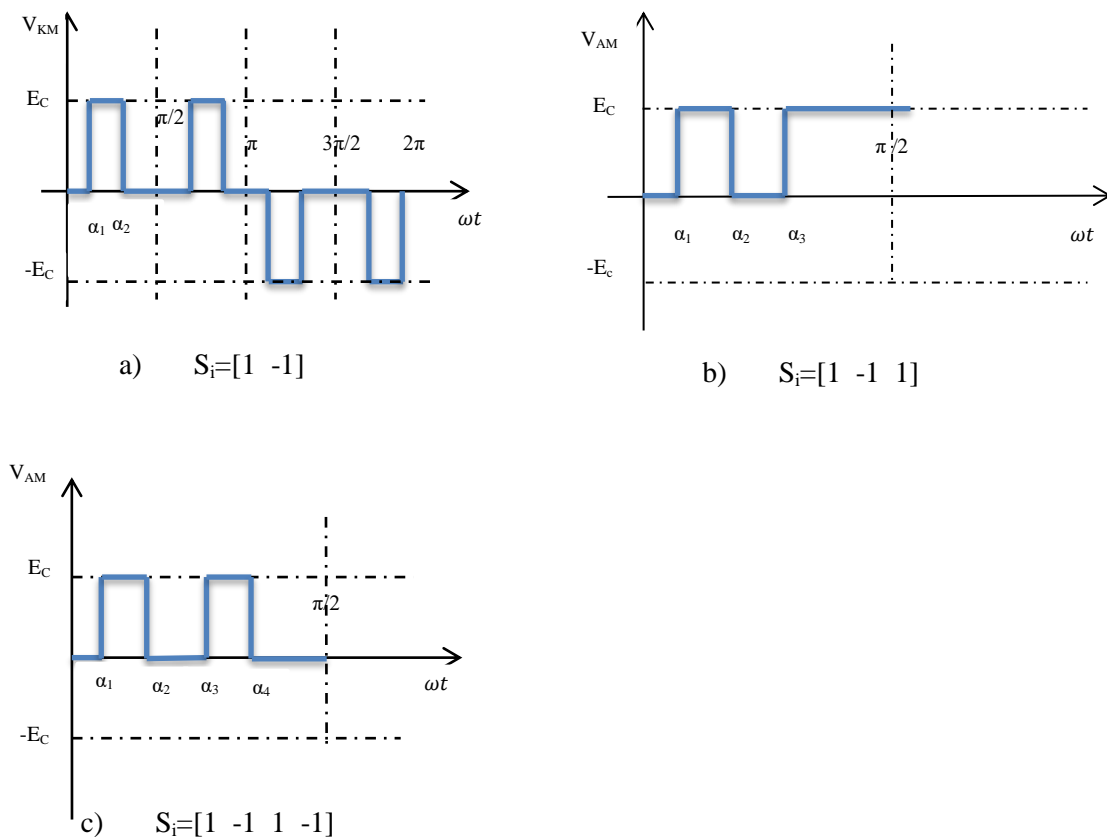


Figure.II.4 :Tensions de sortie de la phase une par rapport au point milieu M d'un onduleur triphasé à trois niveaux.

Systèmes d'équations obtenus en fonction du taux de modulation r . Ceci permet d'aboutir aux quatre systèmes d'équations algébriques présentées ci-dessous.

- **Elimination de l'harmonique 5 (N=3, h5) :**

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_2) = \frac{\pi r}{4} \\ \cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) = 0 \end{cases} \quad (II.17)$$

- **Eliminer les harmoniques 5 et 7 (N=3, h5, h7) :**

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) = \frac{\pi r}{4} \\ \cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) = 0 \\ \cos(7\alpha_1) - \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) = 0 \end{cases} \quad (II.18)$$

- **Eliminer les harmoniques 5, 7 et 11 (N=3, h5, h7, h11)**

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) - \cos(\alpha_4) = \frac{\pi r}{4} \\ \cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) - \cos(5\alpha_4) = 0 \\ \cos(7\alpha_1) - \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) - \cos(7\alpha_4) = 0 \\ \cos(11\alpha_1) - \cos(11\alpha_2) + \cos(11\alpha_3) - \cos(11\alpha_4) = 0 \end{cases} \quad (II.19)$$

Pour les trois cas étudiés nous présentons sur les Figures (II.5, II.6 et II.7) la variation des angles de commutations α_i en fonction du taux de modulation r.

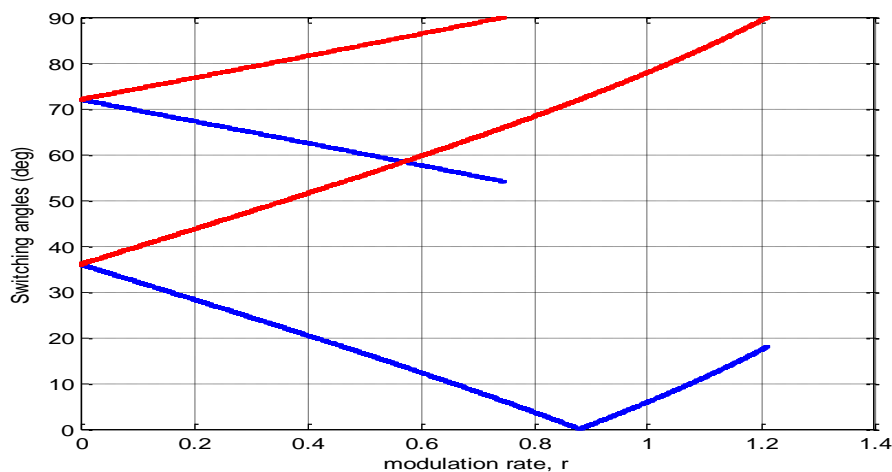


Figure.II.5 : résultats pour éliminer l'harmonique rang 5 (N=3)

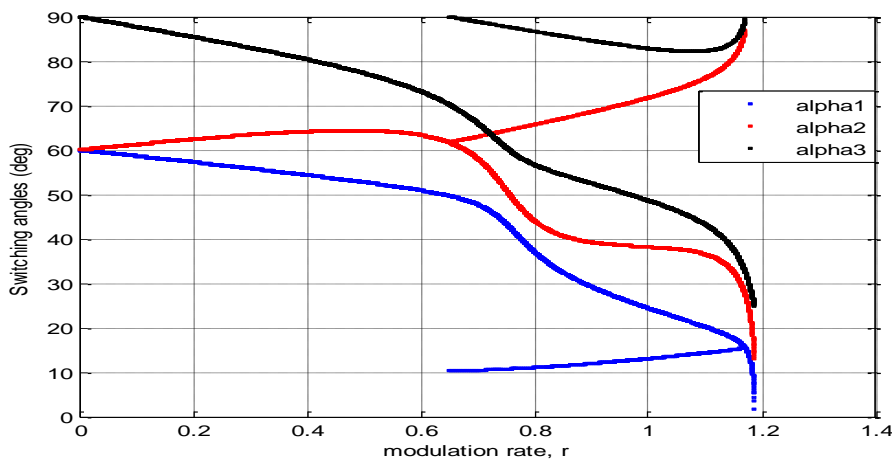


Figure.II.6 : résultats pour éliminer les harmoniques de rang 5 et 7 (N=3)

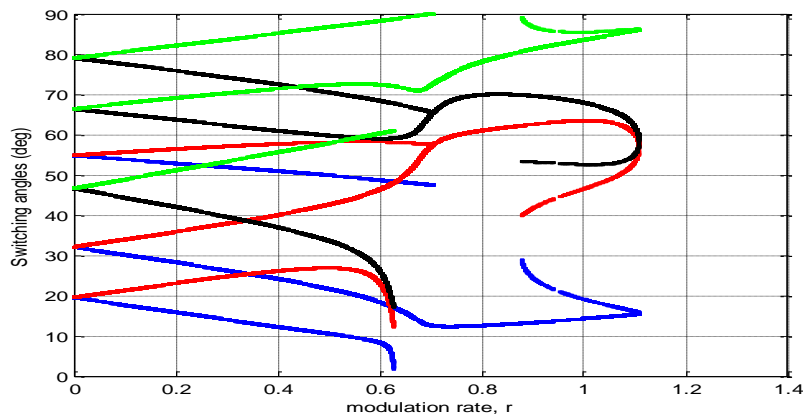
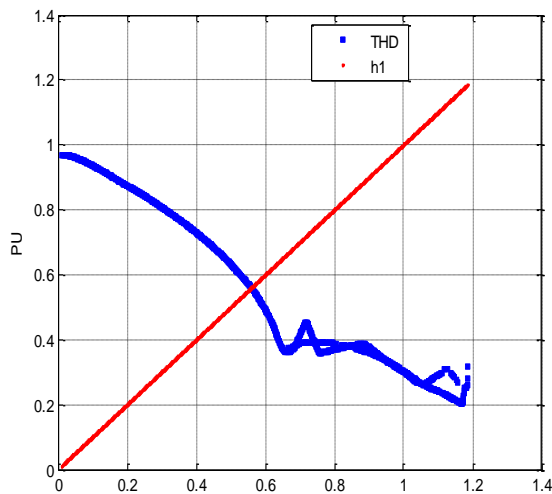
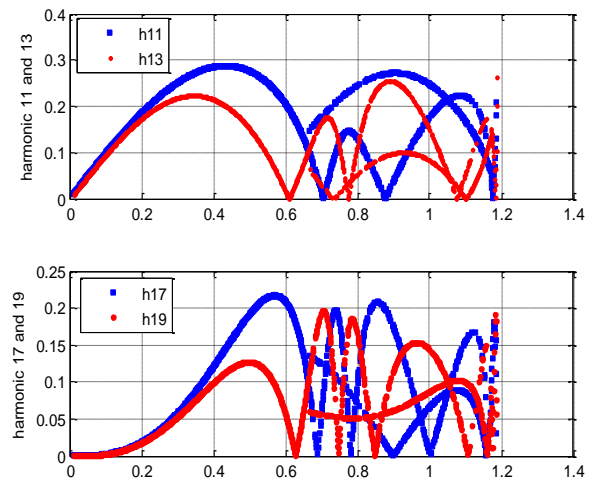


Figure.II.7 : résultats pour éliminer les harmoniques de rang 5, 7 et 11 ($N=3$)



(a) THD et h



(b) première harmonique non éliminer

Figure.II.8 caractéristiques de la tension simple V_a en fonction de r pour un onduleur trois niveaux ($C=3$, valeurs en (PU))

II.4.2.2 Onduleur triphasé à cinq niveaux

- **Éliminer des harmoniques (5), (5,7) et (5, 7, 11) et (5, 7, 11,13)**

Cet onduleur délivre cinq niveaux de tension ($2E_c, E_c, 0, -E_c, -2E_c$). Pour avoir les deux niveaux positifs avec le zéro sur le premier quart de période, il faut au minimum deux angles de commutation. Ces angles permettront d'éliminer l'harmonique rang 5 seulement. La forme de la tension d'un bras k est donnée alors à Figure.II.9.a. Pour annuler les harmoniques de rang 5 et 7, est ajouté un troisième angle (Figure.II.9.b). Figure.II.9.c, donne la forme de la tension d'un bras d'un onduleur à cinq niveaux comportant quatre angles de commutation qui assurent l'élimination du 5^{ème}, 7^{ème} et le 11^{ème} harmoniques et Figure.II.9.d de cinq angles de commutations pour éliminer les 5^{ème}, 7^{ème}, 11^{ème} et 13^{ème} harmoniques.

Pour les quatre cas étudiés nous présentons sur les Figures (II.10, II.11, II.12 et II.13) la variation des angles de commutations α_i en fonction du taux de modulation r .

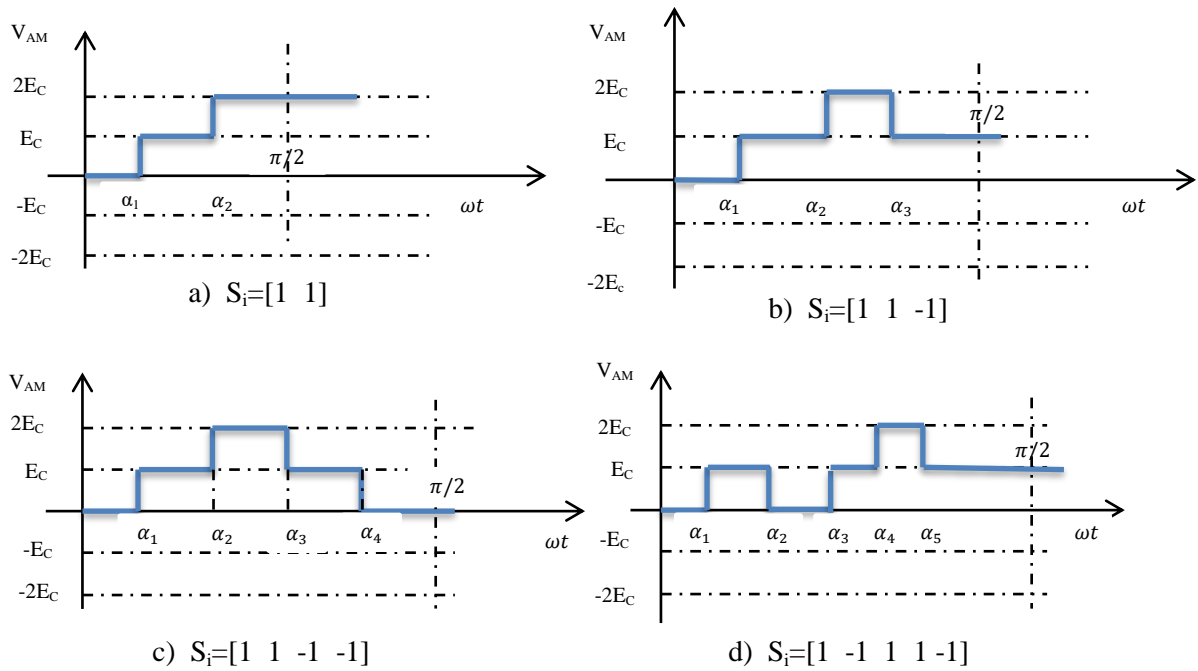


Figure.II.9: Tensions de sortie de la phase une par rapport au point milieu M d'un onduleur triphasé à cinq niveaux.

- **Elimination de l'harmonique 5 ($N=5, h5$) :**

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) = \frac{\pi r}{4} \\ \cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) = 0 \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

- **Elimination des harmoniques 5, 7 ($N=5, h5, h7$) :**

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) - \cos(\alpha_3) = \frac{\pi r}{4} \\ \cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) - \cos(5\alpha_3) = 0 \\ \cos(7\alpha_1) + \cos(7\alpha_2) - \cos(7\alpha_3) = 0 \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

- **Elimination des harmoniques 5, 7 et 11 ($N=5, h5, h7, h11$)**

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) - \cos(\alpha_3) - \cos(\alpha_4) = \frac{\pi r}{4} \\ \cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) - \cos(5\alpha_3) - \cos(5\alpha_4) = 0 \\ \cos(7\alpha_1) + \cos(7\alpha_2) - \cos(7\alpha_3) - \cos(7\alpha_4) = 0 \\ \cos(11\alpha_1) + \cos(11\alpha_2) - \cos(11\alpha_3) - \cos(11\alpha_4) = 0 \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

- **Elimination des harmoniques 5, 7 et 11 ($N=5, h5, h7, h11, h13$)**

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) + \cos(\alpha_4) - \cos(\alpha_5) = \frac{\pi r}{4} \\ \cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) + \cos(5\alpha_4) - \cos(5\alpha_5) = 0 \\ \cos(7\alpha_1) - \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) + \cos(7\alpha_4) - \cos(7\alpha_5) = 0 \\ \cos(11\alpha_1) - \cos(11\alpha_2) + \cos(11\alpha_3) + \cos(11\alpha_4) - \cos(11\alpha_5) = 0 \\ \cos(13\alpha_1) - \cos(13\alpha_2) + \cos(13\alpha_3) + \cos(13\alpha_4) - \cos(13\alpha_5) = 0 \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

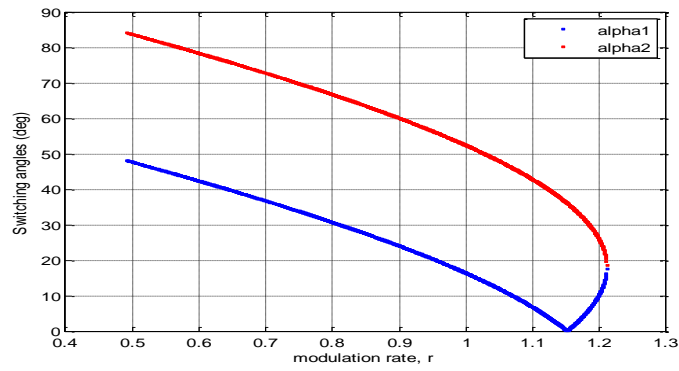


Figure.II.10 : résultats pour éliminer les harmoniques de rang 5 ($N=5$)

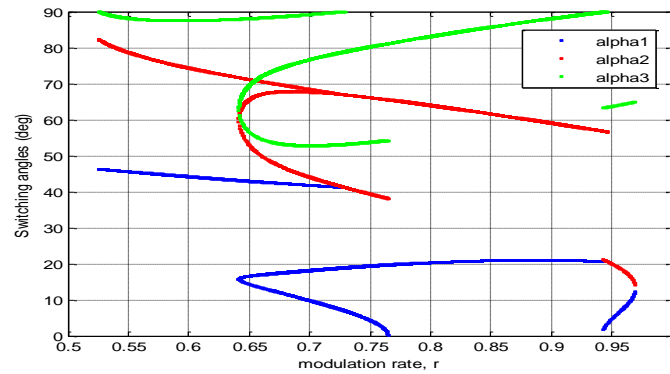


Figure.II.11 : résultats pour éliminer les harmoniques de rang 5 et 7 ($N=5$)

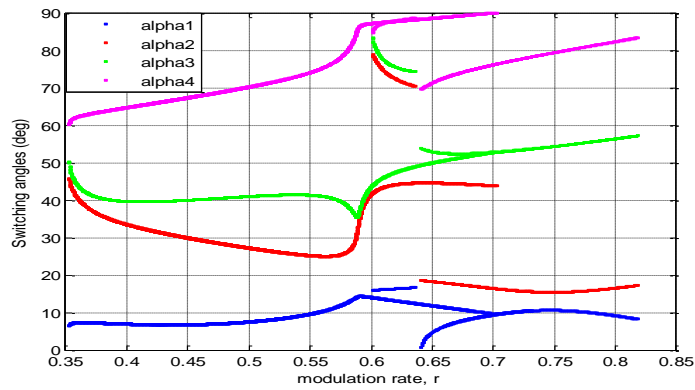


Figure.II.12: résultats pour éliminer les harmoniques de rang 5,7 et 11 ($N=5$)

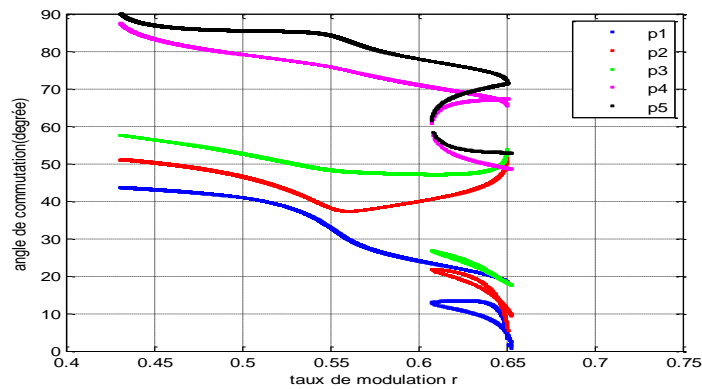


Figure.II.13 : résultats pour éliminer les harmoniques de rang 5, 7,11 et 13 ($N=5$)

II.4.2.3 Onduleur triphasé à sept niveaux

- **Éliminer des harmoniques (5,7) et (5, 7, 11)**

Ce type d'onduleur possède six sources continues E_c . A sa sortie, la tension d'un bras présente sept niveaux de tension ($3E_c, 2E_c, E_c, 0, -E_c, -2E_c, -3E_c$). Le nombre de niveau ($N=7$) impose directement un nombre minimal d'angles de trois ce qui correspond à la possibilité d'éliminer l'harmonique rang 5 et 7. La forme de la tension délivrée par bras de l'onduleur est alors représentée à Figure.II.14.a. Pour annuler le 5^{ème}, 7^{ème} et le 11^{ème} harmonique, il faut un quatrième angle de commutation pour que la tension par bras peut être de la forme illustrée à Figure.II.14.b.

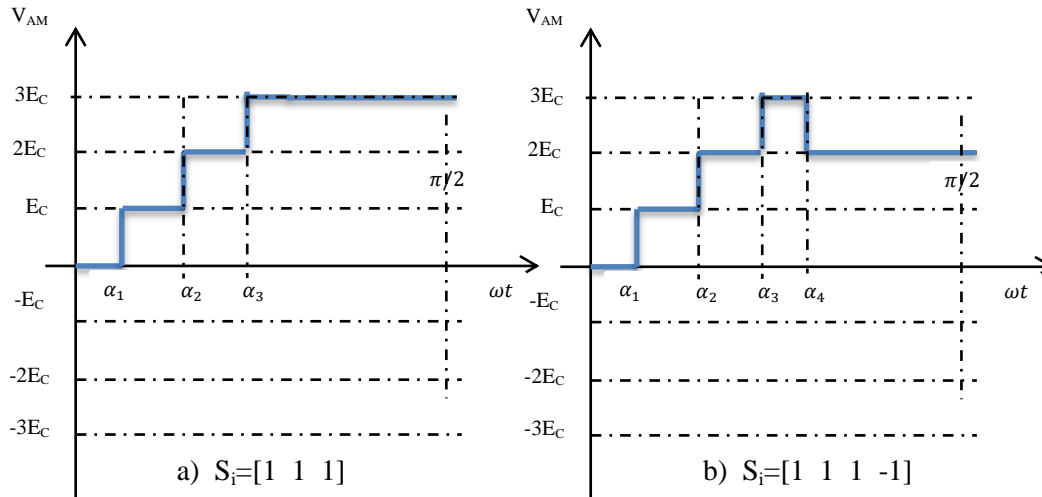


Figure.II.14 : Tensions de sortie de la phase une par rapport au point milieu M d'un onduleur triphasé à sept niveaux.

Après avoir remplacé ces coefficients et le taux de modulation dans le système eq.II.10, les deux systèmes obtenus en fonction des angles α_i et du paramètre r sont alors:

- **Élimination des harmoniques 5 et 7 ($N=7, h5, h7$) :**

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) = \frac{\pi r}{4} \\ \cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) = 0 \\ \cos(7\alpha_1) + \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) = 0 \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

- **Éliminer les harmoniques 5, 7 et 11 ($N=7, h5, h7, h11$)**

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) - \cos(\alpha_4) = \frac{\pi r}{4} \\ \cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) - \cos(5\alpha_4) = 0 \\ \cos(7\alpha_1) + \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) - \cos(7\alpha_4) = 0 \\ \cos(11\alpha_1) + \cos(11\alpha_2) + \cos(11\alpha_3) - \cos(11\alpha_4) = 0 \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

Pour les deux cas étudiés nous présentons sur les Figures (II.15 et II.16) la variation des angles de commutations α_i en fonction du taux de modulation r .

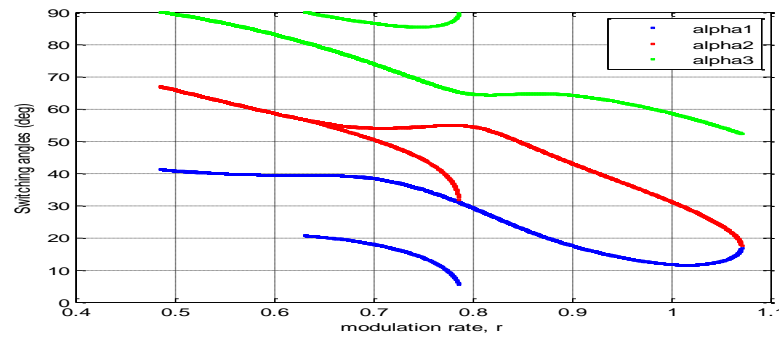


Figure.II.15 : résultats pour éliminer les harmoniques de rang 5, 7 (N=7)

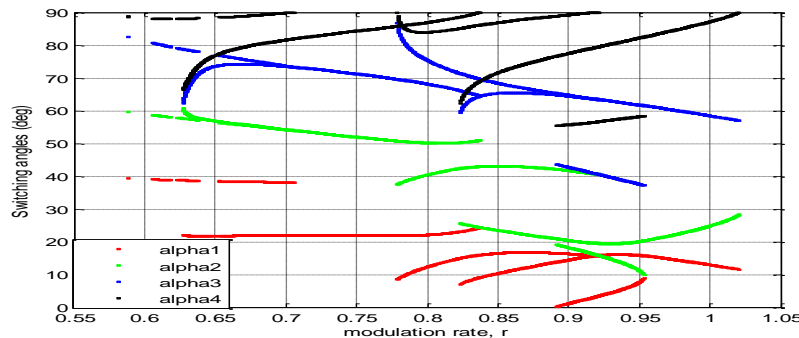


Figure.II.16 : résultats pour éliminer les harmoniques de rang 5, 7 et 11 (N=7)

Interprétation

D’après les résultats de simulation on constate que [Oul-15a] [Oul-14b]:

- D’après quelque générations (ou itérations) la bonne solution est trouvé avec le bon choix des paramètres des FA .
- la variation des valeurs des angles n’est pas linéaire en fonction de r.
- le system eq.II.10 possède des solutions dans un intervalle distinct de r pour les différents C

L’algorithme de firefly (FA) a donné des bons résultats pour la résolution du système algébrique non linéaire eq.II.10 ou la fitness trouvé a une valeur nulle (un zéro avec une précision de $e=10^{-4}$ et moins) . Lorsqu’on change le système eq.II.10 c.-à-d. le nombre C et N et les harmoniques à éliminées il faut parfois adapter les paramètres de FA (α , β_0 , γ , d et n).

Pour tous les cas d’un onduleur multiniveaux triphasé ; il y a des intervalle ou on a trouvé des solutions doubles et même triples(Figure.II.5, Figure.II.12 Figure.II.15) et on a constaté aussi qu’ il y a des points où on a deux angles α_i et α_{i+1} ont la même valeur c’est à dire une valeur double et des point où l’angle $\alpha_i \cong 0^\circ$ ou $\alpha_i \cong 90^\circ$ pour cela le système a d’autre valeur d’angles qui donne la solution. Et parfois il n’admet pas des solutions (Figure.II.5 pour $r \approx 0.64$ et Figure.II.9 pour $r \approx 1.22$). À cause de cette dernière remarque; il n’y aura pas des commutations dans les interrupteurs et la méthode donne des valeurs qui ne respectent pas la condition eq.II.11 et la Fitness prend une valeur proche de zéro mais pas nulle.

On note que le system eq.II.10 parfois ne possède aucune solution pour certaine valeur de r (Figure.II.5 pour $r > 1.2$ et Figure.II.10 pour $0.4 > r$ et $r > 1.22$) et parfois il ne possède qu'une seule solution pour une valeur de r surtout pour le cas de deux angles (Figure.II.10).

Pour avoir des solutions satisfaisantes du système eq.II.10 pour les petites valeurs de r ($r < 0.5$), il faut mieux appliquer la stratégie pour un nombre inferieur de niveaux.

Lorsque on augmente le nombre d'angle (C de commutation) et le nombre de niveaux (N) on constate que la forme de la tension se rapproche de la forme sinusoïdale (vu dans le 1^{er} chapitre).

II.4.3 Application Algorithmes Génétiques

Les GAs sont des algorithmes d'optimisation stochastique qui s'inspirent fortement des mécanismes de l'évolution biologique liés aux principes de sélection et d'évolution naturelle pour les transposer à la recherche de solutions adaptées au problème qu'on cherche à optimiser.

Un GA fera évoluer un ensemble de solutions, appelé population, aléatoirement initialisé, dans le but de guider efficacement la recherche vers de bonnes solutions dans l'espace de recherche. La recherche est réglée par trois opérateurs qui sont appliqués successivement pendant deux phases : la phase de coopération qui fait appel aux opérateurs de sélection et de croisement et la phase d'adaptation individuelle qui fait appel à l'opérateur de mutation pour générer de nouveaux gènes. Pendant la phase de coopération, les solutions sont comparées puis combinées entre elles pour produire de nouvelles solutions admissibles qui héritent des caractéristiques prédominantes contenues dans les solutions de la population courante.

Les GAs sont caractérisés par les paramètres suivants [Dav-91] [Bar-08] [Oul-09a] :

- Nombre maximal de génération : Génération_{Max}
- Taille de la population : N
- Nombre d'élites : $N_{élites}$
- Type de sélection : par roulette- par tournoi....
- Type de croisement : simple – arithmétique – heuristique...
- type de mutation : Uniforme – non uniforme – frontière...
- Probabilité de la sélection : $P_{sélection}$
- Probabilité de croisement : P_c
- Probabilités de mutation : P_{m1} P_{m2}
- Taux de mutation τ_{m1} τ_{m2}

La résolution de notre système d'équations non linéaires (4) et afin de trouver les angles de commutation justes, est effectuée par l'implantation des GAs selon les étapes suivantes [Dav-91] [Bar-08] [Oul-09a] :

Etape1 : Génération aléatoire d'une population initiale de N individus en tenant compte de la contrainte de eq.II.11.

génération =0

tant que génération < génération_{max} (nombre maximal de generation)

génération=génération+1

Etape 2 : Evaluation de la fonction d'adaptation de chaque individus selon le système eq.II.33

Etape 3 : Sélection de N_{élites} premières élites basées sur leur adaptation pour la reproduction dans la nouvelle population

Etape 4 : le reste de la population de taille N-N_{élites} est généré moyennant la sélection par tournoi à deux avec une probabilité P_{tournoi}

Opération = nombre aléatoire tiré dans [0,1]

Si Opération < Probabilité de croisement P_c

Sélection aléatoire de deux individus (parents) parmi les individus de la population sans élites

Etape 5 : Croisement des deux parents pour donner naissance à deux enfants

Sinon si Opération Probabilité de mutation P_{m1}

Etape 6 : mutation d'un individu choisi aléatoirement

Sinon si Probabilité de croisement P_c < Opération < P_c + Probabilité de mutation P_{m2}

Etape7 : mutation de l'un des élites choisi aléatoirement avec un taux de mutation τ_{m1}

Sinon

Etape 8 : mutation du meilleur individu avec un taux de mutation

Fin si

Contraires : il faut s'assurer que les solutions retenues ne doivent pas violer la contrainte eq.II.11

Fin tant que

Retourner la meilleure solution

On n'applique la même fonction objectif que pour les algorithmes Firefly. La fonction objective est définie comme suit :

$$Fitnessse = +(|h_1 - r|^4 + |h_3|^2 + |h_5|^2 + \dots + |h_n|^2) \quad (II.26)$$

II.4.4 Application d'Optimisation par Essaim Particulaire(PSO)

L'algorithme d'optimisation par essaim particulaire (PSO) (en anglais Partiale Swarm Optimization) est caractérisé par sa convergence rapide [Bar-09] [Deb-12] [Kou-10],

Pour appliquer la PSO il faut définir un espace de recherche constitué de particules et une fonction objectif à optimiser. Le principe de l'algorithme est de déplacer ces particules afin qu'elles trouvent l'optimum.

Cette méthode d'optimisation se base sur la collaboration des individus entre eux. Elle a d'ailleurs des similarités avec les algorithmes de colonies de fourmis, qui s'appuient eux aussi sur le concept d'auto-organisation. Cette idée veut qu'un groupe d'individus peu intelligents puisse posséder une organisation globale complexe [Ken-95].

Ainsi, grâce à des règles de déplacement très simples (dans l'espace des solutions), les particules peuvent converger progressivement vers un minimum local. Cette métaheuristique semble cependant mieux fonctionner pour des espaces en variables continues.

La fonction objectif est définie comme suit :

$$Fitness = +(|h_1 - r|^4 + |h_3|^2 + |h_5|^2 + \dots + |h_n|^2) \tag{II.27}$$

II.4.5 Validation d'Algorithmes Firefly

L'algorithme de Firefly a été comparé à deux algorithmes connus: Algorithmes génétiques (GAs) et d'Optimisation par Essaim Particulaire(PSO). Les tests ont été appliqués sur la fonction eq.II.29 pour validation. La fonction objectif est décrite pour calculer deux angles (α_1 α_2) dans le cas d'un onduleur triphasé à trois niveaux pour le système eq.II.17 avec $r=0.8$.

$$Fitness = +(|h_1 - r|^4 + |h_5|^2) \tag{II.28}$$

AGs et PSO sont deux algorithmes de minimisation par contre FA est un algorithme de maximisation pour cela il y a une différence de signe (-) entre les eq.II.16 avec eq.II.26 et eq.II.27.

Les tests ont été effectués en prenant une taille de population $n = 40$ pour tous les algorithmes. Chaque algorithme a été lancé 20 fois. Les critères d'arrêt ont été fixés à $\epsilon \leq 10^{-5}$. Les données obtenues sont indiquées dans Table.II.1:

Table. II.1 Comparaison des performances de la FA, GAs et PSO

Algorithme	GA	PSO	FA
Temps de calcul pour eq.II.35 (s)	0.0802607 (95%)	0.0604587 (95%)	0.0543942 (100%)

Dans la deuxième étape, on va étudier le comportement de l'approche proposée en vers les modifications de paramètres. Premièrement, on fera varier la taille de la population, puis le nombre d'itérations pour voir l'influence de ces paramètres dans la convergence de l'algorithme de Firefly. Chaque test a été lancé 20 fois.

Tout d'abord, la taille de la population sur l'efficacité de l'algorithme a été analysée. Les paramètres choisis sont les suivants: nombre d'itérations $t = 30$, $\gamma = 0,0005$, $\beta = 1$ et taille de la population variable de 5 à 80. Dans le deuxième test, le nombre d'itérations sur l'efficacité de l'algorithme a été analysé. Les paramètres choisis sont: taille de la population $n = 10$, $\gamma = 0,0005$, $\beta = 1$ et le nombre d'itérations est variable de 10 à 80.

Les résultats obtenus à partir du premier test et du second test sont présentés dans Table.II.2 et Table.II.3 respectivement.

Table.II.2. Effet de la taille de la population sur la fonction objectif

Taille de la population	Fitness
n=5	-7.127862843781462 10^{-04}
n=20	-8.642399194498761 10^{-05}
n=30	-1.508583870544631 10^{-05}
n=40	-6.099724198703145 10^{-12}
n=50	-5.012606728321372 10^{-13}
n=80	-4.973607346501129 10^{-13}

Table. II.3 Effet du nombre d'itérations sur la fonction objectif

nombre d'itérations	Fitness
t=10	-3.309583503014216 10^{-10}
t=20	-7.905861111542063 10^{-13}
t=30	-5.013135900639226 10^{-13}
t=50	-5.012606728321372 10^{-13}
t=80	-5.012606728321372 10^{-13}

Selon les données du Table.II.1 par rapport à la GAs simple, il est noté que l'algorithme proposé a montré de meilleures performances. Cela signifie que le taux de réussite est d'environ 100% pour l'FA et de 95% pour l'AGs. FA est plus rapide et plus précis dans la recherche de l'optimum global. En comparant FA avec PSO on trouve une similitude de résultats et ça est montré par X. Yang que PSO est une classe exceptionnelle de FA [Yan-09].

Il ressort du Table.II.2, que lorsque la taille de la population augmente, la fonction objectif (fitness) diminue et tend à être nulle jusqu'à n=40 puis elle garde la précision de calcul d'ordinateur utilisé. Mais de table.II.3, le nombre d'itérations a un effet sur l'amélioration de la fitness jusqu'à 20 itérations; au-delà de cette valeur, la condition physique reste à peu près constante.

II.3.5.1 Résultats de simulations

Les résultats de simulation donnant les différents angles de commutations et pour différentes valeurs de C en fonction de l'indice de modulation r sont donnés sur Figure.II.17 et Figure.II.18 pour le cas d'un onduleur triphasé à trois niveaux.

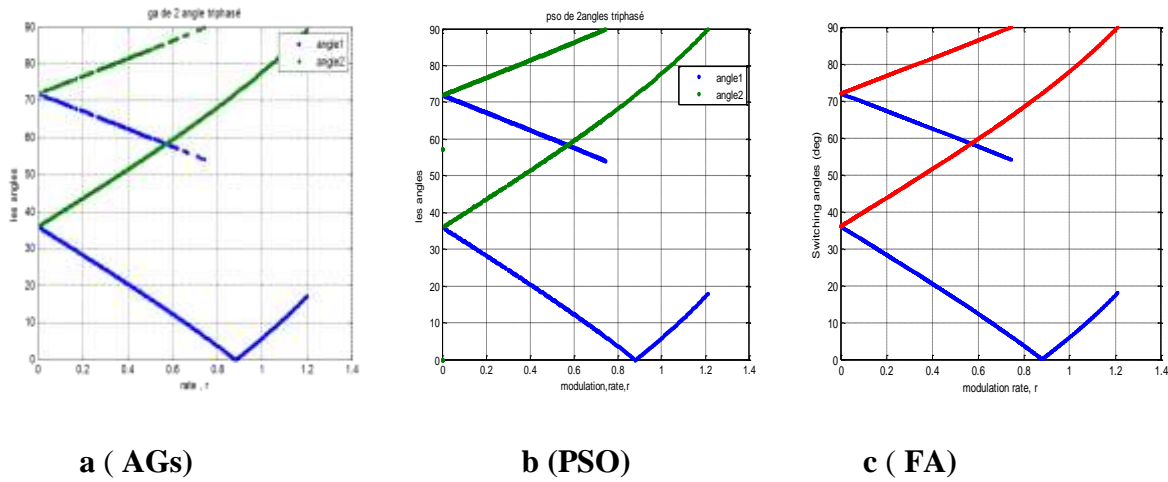


Figure.II.17. Résultats pour éliminer les harmoniques de rang 5 par les trois méthodes ($S=[1-1]$)

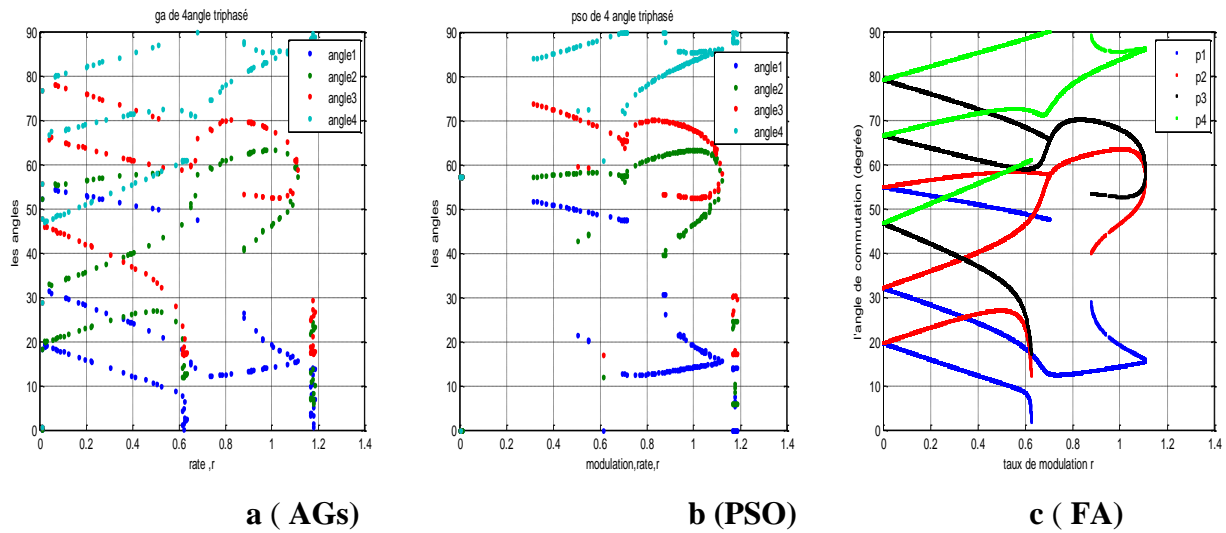


Figure.II.18. Résultats pour éliminer les harmoniques de rang 5,7 et 11 par les trois méthodes ($S=[1-1 1 -1]$)

Pour le calcul des angles de commutation, On constate que les trois méthodes ont donné les mêmes résultats c-à-d les mêmes valeurs d'angles. Mais le FA à peu balayer le r mieux que les deux autres méthodes.

II.5 Conclusion :

Dans ce chapitre, on a étudié la stratégie d'élimination d'harmoniques (SHEPWM). L'objectif est d'éliminer les harmoniques de bas ordre et d'imposer le fondamental à une valeur désirée à l'aide des instants de commutation précalculées.

La détermination des instants de commutation des interrupteurs revient à la résolution de systèmes d'équations non linéaires du type trigonométrique. Trois méthodes de résolution sont

Chapitre II : Application des Algorithmes Métaheuristiques sur la Commande SHEPWM
présentées ; les trois algorithmes métaheuristiques : l'Algorithme Firefly, les algorithmes génétique et optimisation par essaims particulaires, qui sont applicables sans aucune initialisation au préalable.

Les trois algorithmes métaheuristiques utilisés sont de type optimum global. Il faut noter que les AGs et PSO sont des algorithmes de minimisation par contre le FA est un algorithme de maximisation ; il cherche à maximiser la fonction objectif. Les résultats trouvés par calcul, dans les différents cas étudiés par les méthodes appliquées, sont les mêmes puisque on a les mêmes systèmes équations. Le FA converge rapidement vers la solution optimale contrairement au l'AGs et PSO. Le FA exige par fois l'adaptation de ses paramètres dans le cas où on change la fonction objectif.

La stratégie MLI d'élimination d'harmoniques permette à réduire les pertes de commutation aux bornes des interrupteurs. Ceci a l'avantage d'augmenter leur durée de vie. D'où le choix de cette stratégie dans la commande d'un onduleur multiniveaux.

L'implémentation de la stratégie MLI par élimination d'harmoniques sur une Carte DSP et un microcontrôleur pour le cas d'un onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC sera traité dans le cinquième chapitre.

Chapitre III

**Systeme Photovoltaïque et la
technique de Poursuite du
Point de Puissance
Maximale (MPPT)**

Systeme Photovoltaïque et la technique de Poursuite du Point de Puissance Maximale (MPPT)

III.1 Introduction

Dans le domaine de production de l'énergie électrique, l'énergie solaire photovoltaïque a connu un vaste développement dans sa production et sa technologie de fabrication. Plusieurs travaux et recherches sont faits pour réduire le coût de production et augmenter le rendement des générateurs photovoltaïques (GPV). Pour cela, des techniques de poursuite appelées MPPT "Maximum Power Point Tracking" sont utilisées afin que le système photovoltaïque fonctionne à sa puissance maximale. Dans la littérature on trouve qu'il existe une très grande variété de méthodes MPPT : classique, intelligente...ect [Esr-07] [Saj-17] [Kar-19] [Par-17].

Il y a un nombre important de techniques de commande MPPT ont été élaborées depuis les années 70, commençant par des techniques simples comme les contrôleurs MPPT basés sur le retour d'état de la tension et du courant [Esr-07], aux contrôleurs plus performants utilisant des algorithmes pour calculer PPM du MLI comme les différentes techniques que nous allons étudier dans ce chapitre. Et plus de ça, ces dernières années d'autres techniques de commande plus robustes ont été associées à la commande MPPT telle que l'intelligence artificielle (logique floue, réseau de neurones artificiels ou un contrôleur par mode glissement...) afin d'augmenter le rendement des panneaux solaires [Oul-14a]. Dans ce chapitre, nous allons présenter l'étude des commandes MPPT utilisant un contrôleur P&O, INdCond, FLC, RNA et SMC [Oul-13c] [Oul-14e] [Oul-15b] [Rak-18].

III.2. La cellule photovoltaïque

Le fonctionnement de la photopile est basé sur les propriétés électroniques acquises par le silicium quand des atomes étrangers en petit nombre (des impuretés) sont substitués dans un réseau cristallin [Annexe E].

Pour trouver le modèle de ce générateur, il faut tout d'abord retrouver le circuit électrique équivalent à cette source. De nombreux modèles mathématiques de générateurs photovoltaïques, ont été développés pour représenter leur comportement très fortement non linéaire qui résulte de celui des jonctions semi-conductrices qui sont à la base de leurs réalisations.

Le module fait intervenir un générateur de courant pour la modélisation d'une diode pour les phénomènes de polarisation de la cellule, une résistance série R_s représentant les diverses résistances de contacts et de connexions et une résistance parallèle R_p caractérisant les divers courants de fuites dus à la diode et aux effets de bords de la jonction.

Le générateur photovoltaïque est représenté par un modèle standard à une seule diode, établi par Shockley pour une seule cellule PV, et généralisé à un module PV en le considérant comme un ensemble de cellules identiques branchées en série-parallèle. On présente le schéma du circuit électrique par Figure.III.1 :

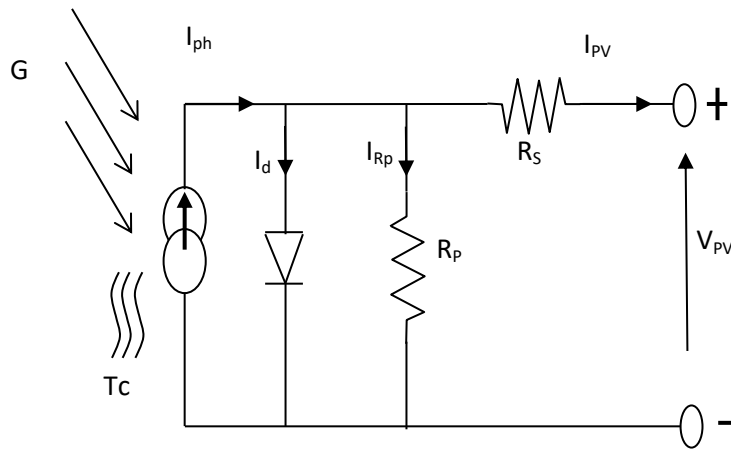


Figure.III.1 : Circuit électrique équivalent d'une cellule photovoltaïque

Dans Figure.III.1, les différents paramètres caractéristiques des cellules photovoltaïques sont:

I_{ph} : Les courants générés par les cellules solaires (A) .

R_s : Série de résistance (Ω) .

R_p : Résistance parallèle (Ω) .

G : Éclairement de la lumière du soleil (W/m^2) .

I_d : courant de diode (A) .

I : courant de sortie du PV (A) .

V : tension de sortie du PV (V) .

III.2.1 Caractéristique Courant-Tension

Figure.II.2 représente la courbe $I_{pv} = f(V_{pv})$ d'un module photovoltaïque typique dans des conditions constantes d'irradiation et de température.

L'irradiation standard adoptée pour mesurer la réponse des modules photovoltaïques est une intensité rayonnante de $1000 W/m^2$ et une température de $25^\circ C$.

Il est difficile de donner un caractère source de courant ou de tension à un module photovoltaïque sur toute l'étendue de la caractéristique courant-tension. Par conséquent, le module photovoltaïque est considéré comme une source de puissance avec un point P_m où la puissance se trouve être maximale. Il est donc intéressant de se placer sur ce point pour tirer le maximum d'énergie et ainsi exploiter au mieux la puissance crête installée. Il est important de noter que certains régulateurs solaires réalisent une adaptation d'impédance afin qu'à chaque instant on se trouve proche de ce point P_m [Bas-06] [Sel-19].

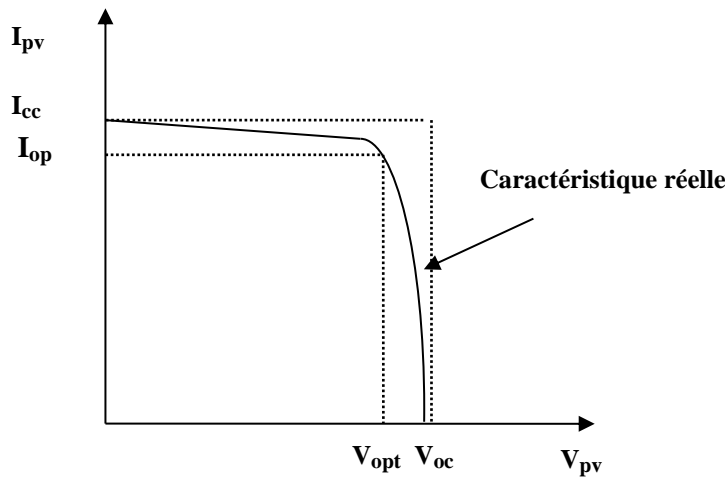


Figure.III.2 : Caractéristique $I=f(V)$ d'un module photovoltaïque.

III.2.2 Influence de l'éclairement et la température sur $I=f(V)$ et $P=f(V)$

Figure.III.3 montre l'influence de l'éclairement sur la caractéristique $I_{pv}=f(V_{pv})$. A une température constante, on constate que le courant subit une variation importante, mais par contre la tension varie légèrement. Car le courant de court-circuit est une fonction linéaire de l'éclairement alors que la tension de circuit ouvert est une fonction logarithmique.

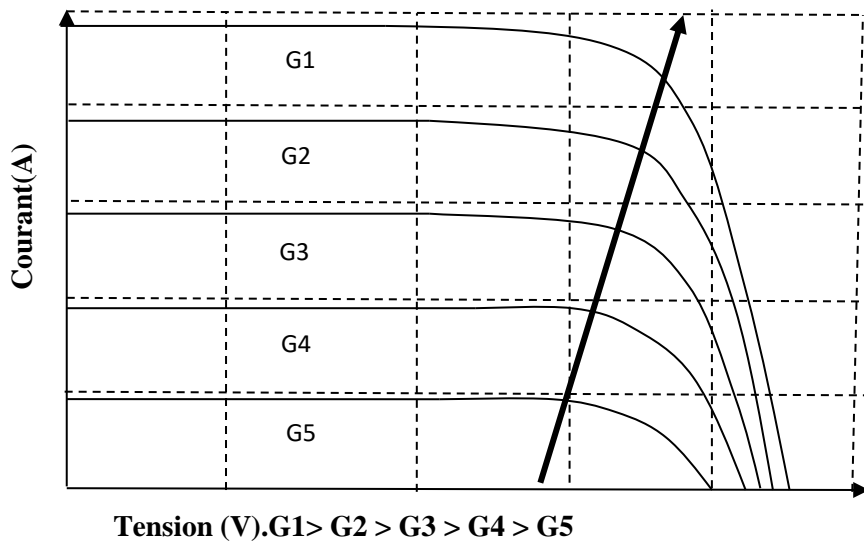


Figure.III.3: L'influence de l'éclairement sur la caractéristique $I_{pv}=f(V_{pv})$.

Figure.III.4 illustre la variation de la puissance délivrée par le générateur en fonction de la tension pour différentes valeurs d'éclairement, ce qui nous permet de déduire l'influence de l'éclairement sur la caractéristique $P(V)$ [Bas-06].

Il est essentiel de comprendre l'effet de changement de la température d'une cellule solaire sur la caractéristique $I_{pv}=f(V_{pv})$ pour cela Figure.III.5 montre l'influence de la température sur la caractéristique $I_{pv}=f(V_{pv})$.

Le courant dépend de la température puisque le courant augmente légèrement à mesure que la température augmente, mais la température influence négativement sur la tension de circuit ouverte.

Quand la température augmente la tension de circuit ouvert diminue. Par conséquent la puissance maximale du générateur subit une diminution.

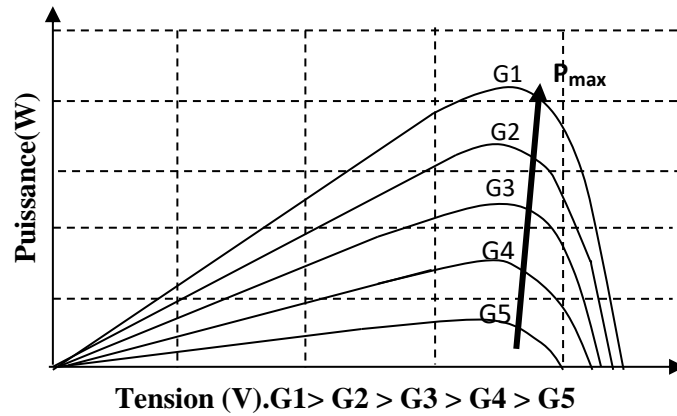


Figure.III.4: L'influence de l'éclairement sur la caractéristique $P_{pv}=f(V_{pv})$.

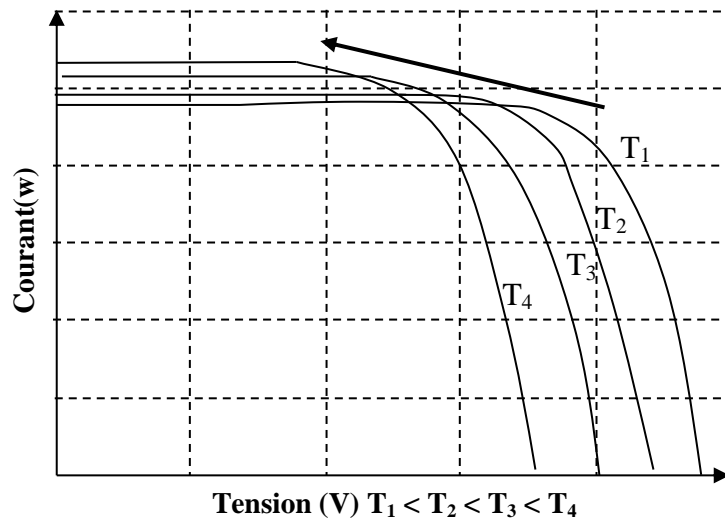


Figure.III.5: L'influence de la température sur la caractéristique $I_{pv}=f(V_{pv})$.

Figure.III.6 illustre la variation de la puissance délivrée par le générateur en fonction de la tension pour différentes valeurs de la température, ce qui nous permet de déduire l'influence de la température sur la caractéristique $P_{pv}=f(V_{pv})$.

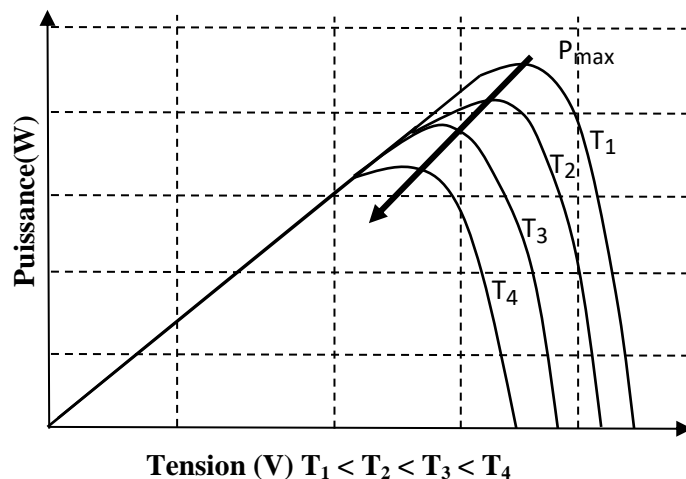


Figure.III.6: L'influence de la température sur la caractéristique $P_{pv}=f(V_{pv})$.

III.3. Commandes MPPT des convertisseurs DC-DC :

On peut classer d'une manière générale les commandes du MPPT selon le type d'implémentation électronique: analogique, numérique ou mixte. Il est cependant plus intéressant de les classer selon le type de recherche qu'elles effectuent et selon les paramètres d'entrée de la commande du MPPT. Bien qu'il existe un grand nombre de publications scientifiques qui présentent des commandes du MPPT plus ou moins complexes [Esr-07] [Sar-15] [You-17].

Figure.III.7 montre le diagramme synoptique d'un système photovoltaïque, avec un module MPPT qui a pour entrées la tension et le courant de sortie du module [Esr-07]. Dans la plupart des cas, on fait une maximisation de la puissance fournie par le module solaire.

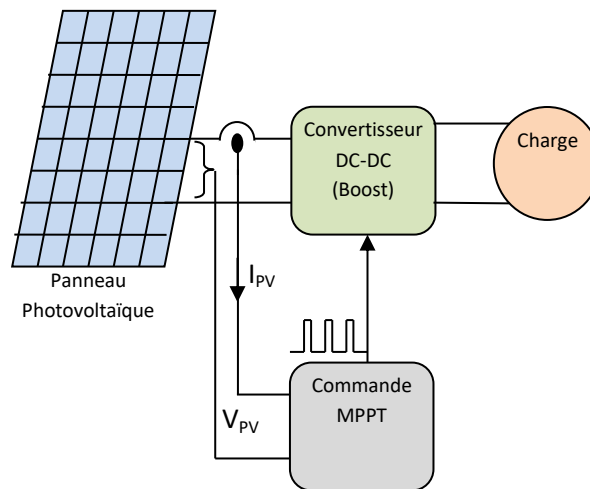


Figure.III.7: Schéma synoptique d'un système photovoltaïque avec MPPT.

Ces méthodes sont basées sur des algorithmes de recherche itérative pour trouver le point de fonctionnement du module solaire pour que la puissance générée soit maximale sans interruption de fonctionnement du système. Elles ne sont pas basées sur des valeurs de références prédéfinies ou à partir des paramètres opérationnels, mais sur la maximisation permanente de la puissance générée par les modules photovoltaïque PV.

La puissance extraite du module est calculée à partir des mesures de courant I et de tension V_{pv} du module et la multiplication de ces deux grandeurs $P_{PV} = I_{PV} \cdot V_{PV}$.

Ces mesures sont utilisées par diverses méthodes qui poursuivent le PPM réel [Esr-07] [You-17].

III.3.1. Méthode d'incrément de l'inductance :

Dans cette méthode, la dérivée de la puissance de sortie du panneau est calculée d'une autre manière. Elle est calculée en fonction de la tension V et sa différence dV et du courant I et sa différence dI .

Cette dérivée est nulle au point de puissance maximale, positive à gauche du point PPM et négative à droite [Oul-15d] [Aou-13] [Esr-07].

La puissance du panneau solaire est donnée par :

$$P = I \cdot V \quad \text{(III.1)}$$

La dérivé partielle $\frac{dP}{dV}$ est donnée par :

$$\frac{dP}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \quad (III.2)$$

$$\frac{1}{V} \frac{dP}{dV} = \frac{1}{V} + \frac{dI}{dV} \quad (III.3)$$

On définit la conductance de la source $G = \frac{1}{V}$ et l'incrémentale conductance $\Delta G = \frac{dI}{dV}$.

Puisque la tension V du panneau est toujours positive, les relations eq.III.2 et eq.III.3 explique que le point de puissance maximale PPM est atteint si la conductance de la source G égale l'incrémentale conductance ΔG de la source avec un signe moins, et qu'elle est à gauche de ce point lorsque la conductance G est supérieure à l'incrémentale conductance ΔG et vice-versa, comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dP}{dV} > 0 \text{ si } \frac{1}{V} > -\frac{dI}{dV} \\ \frac{dP}{dV} = 0 \text{ si } \frac{1}{V} = -\frac{dI}{dV} \\ \frac{dP}{dV} < 0 \text{ si } \frac{1}{V} < -\frac{dI}{dV} \end{array} \right. \quad (III.4)$$

Figure.III.8 présent le signe de $\frac{dP}{dV}$ pour différentes zones de fonctionnement.

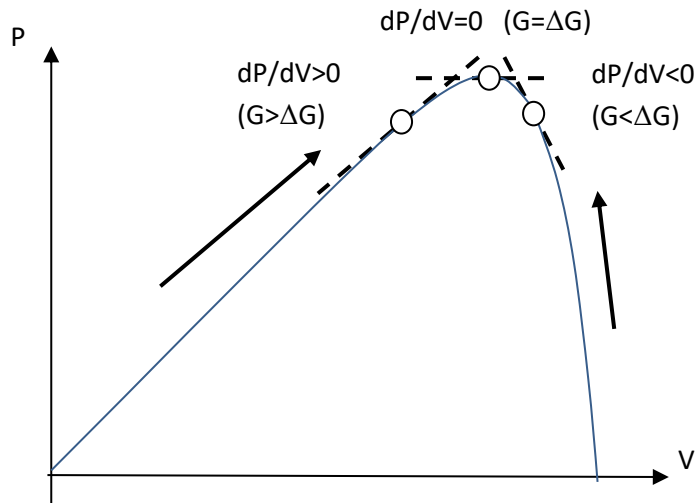


Figure.III.8: Signe de dP/dV pour différentes zones de fonctionnement.

Les tensions et courants du panneau sont monitoires, de telle manière que le contrôleur peut calculer la conductance et la conductance incrémentale, et décider de son comportement.

Cet algorithme implique un nombre important de calculs de dérivées [Oul-15d] [Esr-07] [You-17].

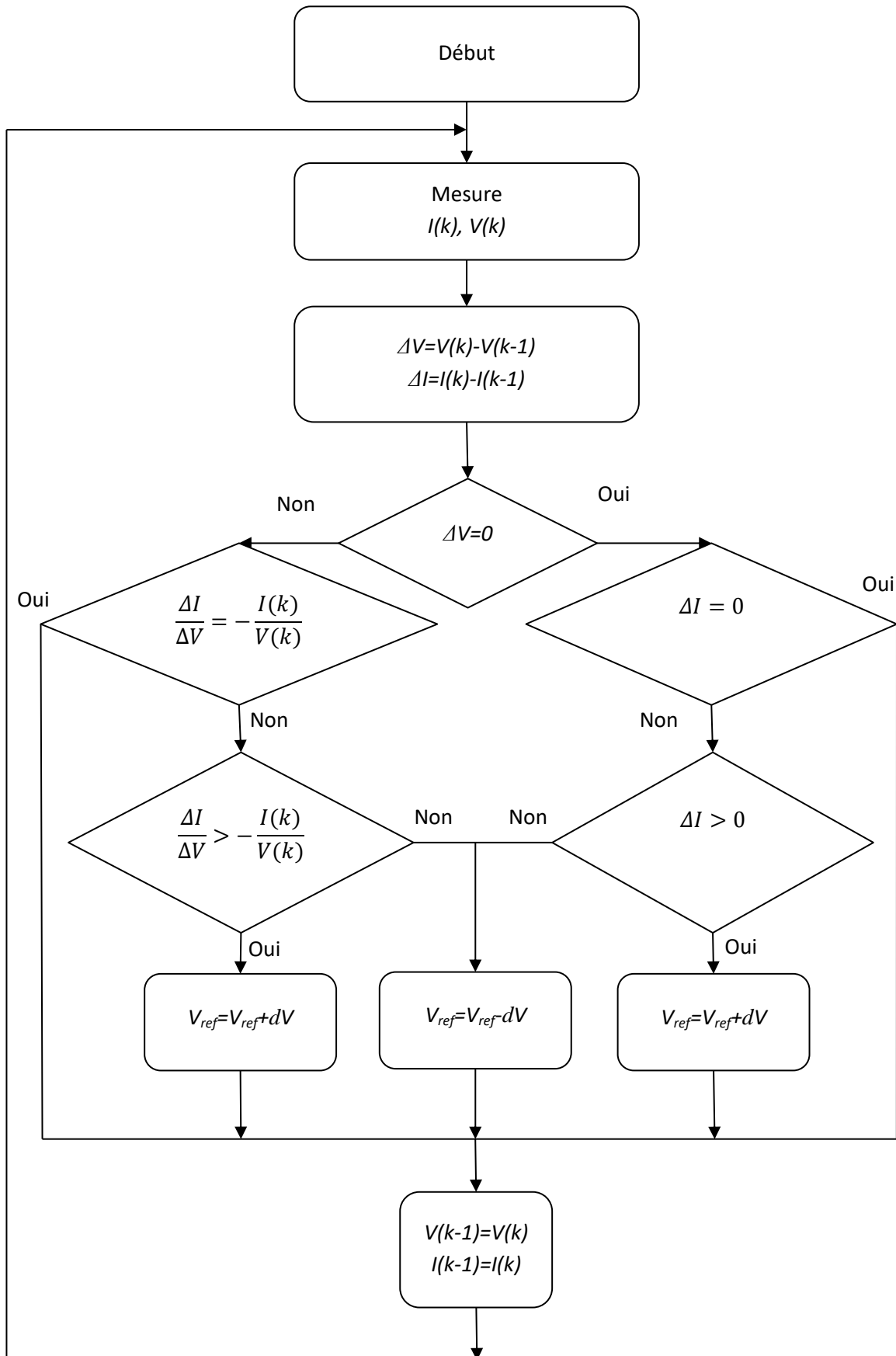


Figure.III.9. Organigramme de la méthode d'incrémentation de l'inductance.

III.3.2. Méthode de perturbation et d'observation (P&O) :

La méthode perturbation et observation 'P&O', est la plus répandue dans le milieu industriel, car son algorithme est facile à implémenter. Elle est une approche largement répandue dans la recherche de MPPT parce qu'elle est simple et exige seulement des mesures de tension et du courant du panneau photovoltaïque V_{pv} et I_{pv} respectivement, elle peut dépister le point maximum de puissance même lors des variations de l'éclairement et la température. [Aou-13][Oul-13c].

Comme son nom l'indique, la méthode P&O fonctionne avec la perturbation de la tension V_{pv} et l'observation de l'impact de ce changement sur la puissance de sortie du panneau photovoltaïque.

Figure.III.10 représente l'algorithme de la méthode P&O. À chaque cycle V_{pv} et I_{pv} sont mesurés pour calculer $P_{pv}(k)$. Cette valeur de $P_{pv}(k)$ est comparée à la valeur $(k-1)$ calculée au cycle précédent.

Si la puissance de sortie a augmenté, V_{pv} est ajustée dans la même direction que dans le cycle précédent. Si la puissance de sortie a diminué V_{pv} est ajustée dans la direction opposée que dans le cycle précédent V_{pv} et ainsi perturbée à chaque cycle de MPPT.

Quand le point de puissance maximale est atteint, oscille autour de la valeur optimale. Ceci cause une perte de puissance qui augmente avec le pas de l'incrément de la perturbation. Si ce pas dV d'incrément est large, l'algorithme du MPPT répond rapidement aux changements soudains des conditions de fonctionnement

D'autre part, si le pas est petit, les pertes, lors des conditions de changements atmosphériques lents ou stables, seront inférieures mais le système ne pourra pas répondre rapidement aux changements rapides de la température ou de l'éclairement. Le pas idéal est déterminé expérimentalement en fonction des besoins.

Si une augmentation brutale de l'ensoleillement est produite, on aura une augmentation de la puissance du panneau.

L'algorithme précédent réagit comme si cette augmentation est produite par l'effet de perturbation précédente, alors il continue dans la même direction qui est une mauvaise direction, ce que l'éloigne du vrai point de puissance maximale.

Ceci cause un retard de réponse lors des changements soudains de fonctionnement et des pertes de puissance.

Pour remédier à l'inconvénient majeur de la déviation de cette méthode lors de la recherche du PPM durant l'augmentation rapide des niveaux d'insolation, une version améliorée de cet algorithme est proposée [Kol-14].

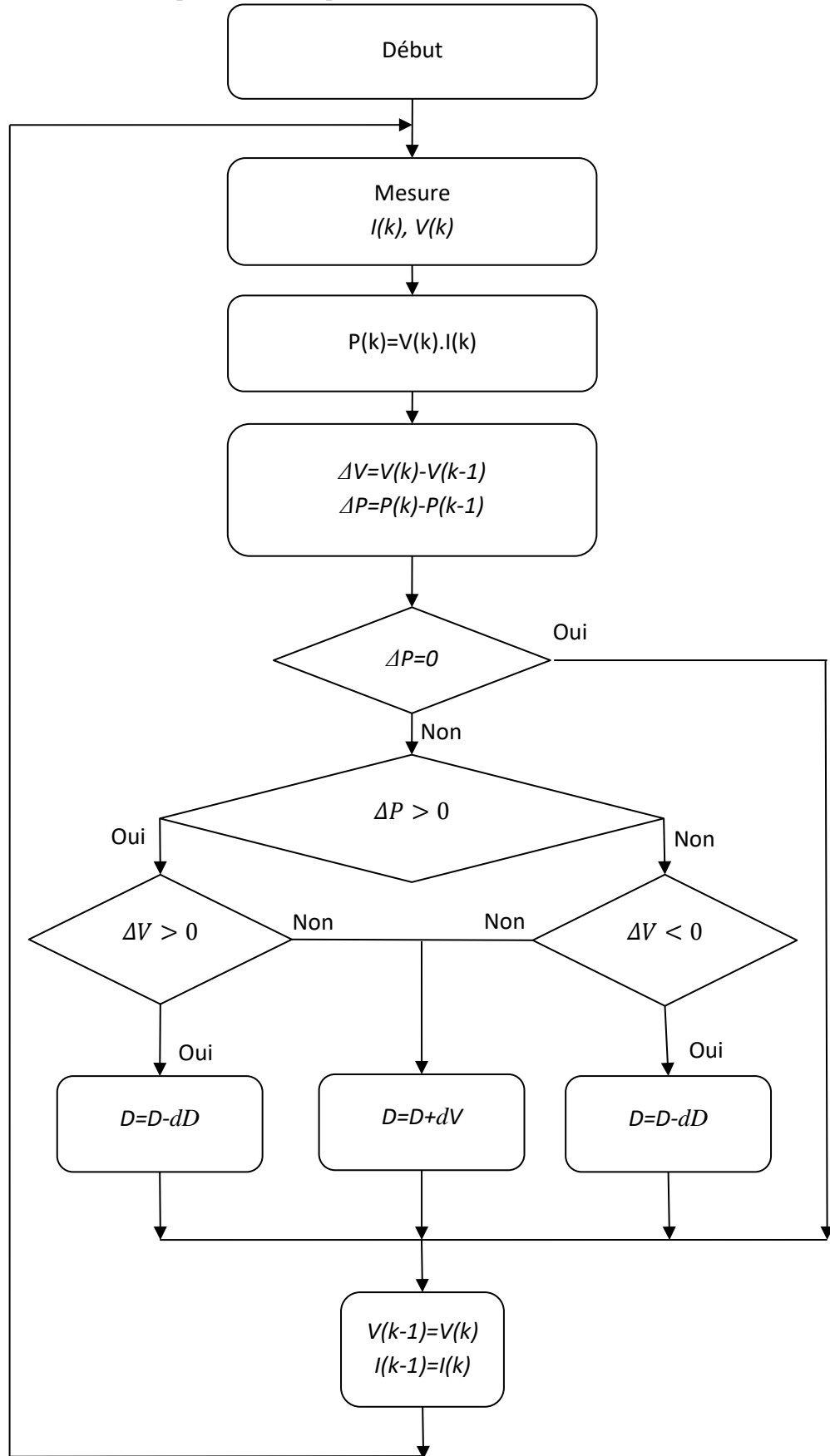


Figure.III.10: Organigramme de la méthode de perturbation et d'observation.

III.3.3 Commande par mode glissant (SMC)

Dans cette section on va voir comment on peut appliquer la commande par mode glissant comme une commande MPPT.

III.3.3.1 Définition de la commande par mode glissant

La commande par mode glissant (SMC pour Sliding Mode Control) est un contrôle de type non linéaire, qui a été introduit initialement pour le contrôle des systèmes à structure variable. Ses principaux avantages sont la garantie de la stabilité et de la robustesse pour de larges variations des paramètres du système, de l'entrée et des perturbations sur le système. De plus, étant donné sa flexibilité en ce qui concerne la synthèse, la commande par mode glissant est relativement facile à mettre en œuvre par rapport à d'autres types de commande non linéaires.

Ces propriétés font que cette loi de commande est adaptée à de nombreuses applications industrielles, comme dans les domaines de l'automobile ou de l'aéronautique [Buh-86].

III.3.3.2 Système à structure variable

La commande à structure variable (CSV) qui, par sa nature, est une commande non linéaire. Elle est basée sur la commutation de fonctions de variables d'état, utilisées pour créer une variété ou hyper surface de glissement, dont le but est de forcer la dynamique du système à correspondre avec celle définie par l'équation de l'hyper surface. Quand l'état est maintenu sur cette hyper surface, le système se trouve en régime glissant. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et paramétriques tant que les conditions du régime glissant sont assurées. Aujourd'hui, la recherche et développement continuent à s'appliquer CSV à une grande variété de système de technologie telles que des robots avions, systèmes d'alimentation, à régulation de processus et ainsi de suite.

III.3.3.3 Différent structure de la théorie du contrôle de mode glissement

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par mode de glissement, on peut trouver trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple ou la commutation a lieu au niveau de l'organe de commande lui-même. La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre réaction d'état. Et en fin, la dernière structure est une structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la "commande équivalente" [Buh-86]. Dans notre travail on a opté pour la dernière structure.

III.3.3.4 Conception de la commande par mode glissant

La conception de la commande peut être effectuée en trois étapes principales très dépendantes l'une de l'autre [Buh-86] :

- Le choix de la surface.
- L'établissement des conditions d'existence de la convergence.
- La détermination de la loi de commande.

On considère le système non linéaire de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}^{(n)} = f(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)})u \\ y = x \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Où f et g sont des fonctions continues et connues, $u \in \mathcal{R}$ et $y \in \mathcal{R}$ sont l'entrée et la sortie du système respectivement.

Le but du contrôle de la poursuite est de trouver une loi de commande tel que, étant donné une trajectoire désirée $x_d(t)$, l'erreur de poursuite tend vers zéro malgré la présence des perturbations. L'erreur de poursuite est définie par :

$$e(t) = x(t) - x_d(t) \quad (\text{III.6})$$

III.3.3.5 Choix d'une surface de glissement

Une forme assez générale, elle est proposée par *Slotine* pour déterminer la surface de glissement qui assure une convergence de la grandeur à régler vers sa valeur de référence, elle est donnée par :

$$S(x,t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} e(t) \quad (\text{III.7})$$

Avec :

$e(t)$: écart entre la variable à régler et sa référence ;

λ : constante positive choisie par le concepteur ;

r : degré relatif, (nombre de fois qu'il faut driver la surface pour faire apparaitre la commande).

L'objectif de la commande est de maintenir la surface à zéro cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x) = 0$ pour un choix convenable du paramètre, ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire qui est équivalente à une linéarisation exacte de l'écart tout en respectant la condition de convergence.

III.3.3.6 Conditions d'existence et de convergence

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. Il existe deux considérations pour assurer le mode de convergence:

A. Fonction discrète de commutation

Cette approche est la plus ancienne. Elle est proposée et étudiée par *Emelyanov* et *Utkin*. Il s'agit de donner à la surface une dynamique converge vers zéro. Elle est donnée par:

$$\begin{cases} \dot{s}(x) > 0 & \text{si } s(x) < 0 \\ \dot{s}(x) < 0 & \text{si } s(x) > 0 \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

Cette condition peut être formulée comme suit:

$$\dot{s}(x) \cdot s(x) < 0 \quad (\text{III.9})$$

Elle est globale mais ne garantit pas en revanche un temps d'accès fini.

Cette condition est toutefois difficile à utiliser pour faire la synthèse de la loi de commande, particulièrement dans le cas d'un système multi-entrées [Bel-14].

B. La fonction de Lyapounov [Afg-13] [Bel-14]

Soit V une fonction de *Lyapounov* candidate :

$$V = \frac{1}{2} s^2(x) \quad (\text{III.10})$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V} = s(x)\dot{s}(x) \quad (\text{III.11})$$

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative. Ceci n'est vérifiée que si la condition eq.III.12 est vérifiée.

$$\dot{V} = s(x)\dot{s}(x) < 0 \quad (\text{III.12})$$

L'équations eq.III.10 explique que le carré de la distance entre un point donné du plan de phase et la surface de glissement exprime par $S(x)$ diminue tout le temps, c'est à dire que l'état du système sera attiré vers la surface de glissement, d'où le nom d'attractivité. Cette condition suppose un régime glissant idéal ou la fréquence de commutation est infinie [Afg-13].

III.3.3.7 Commande MPPT basée sur principe de la commande par mode glissant

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la variable à régler vers la surface, ensuite vers son point d'équilibre, en maintenant la condition d'existence de mode glissant. Lorsqu'il y a un régime glissant, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande. De ce fait, on peut introduire une partie continue pour diminuer l'amplitude de la discontinuité, on aura donc [Oul-15b]:

$$U = U_{eq} + U_C \quad (\text{III.13})$$

Les systèmes à structure variable sont des systèmes dont leur structure varie. Ce type de systèmes possède une caractéristique intéressante pour les applications de commande par mode glissant, ce mode se produit sur la surface de commutation, et le système reste insensible aux variations des paramètres et des perturbations. Dans ce cas, la surface, de glissement peut être conçue avec l'erreur de la puissance de sortie et de l'erreur de sortie intégrale a été ajouté pour atteindre l'état d'équilibre à zéro. Un choix possible de la structure d'un dispositif de commande de mode glissant est où u_{eq} est appelé contrôle équivalent qui dicte le mouvement de la trajectoire de l'état le long de la surface de glissement [Oul-15b].

$$u = u_{eq} + K \cdot \text{sing}(s) \quad (\text{III.14})$$

La structure d'un dispositif de commande par mode de glissement est définie par: $u = D(t + I)$, $u_{eq} = D(t)$.

Avec D (t) rapport cyclique à l'instant t

et D (t +1) rapport cyclique à l'instant t+1.

- K est une constante, qui représente la sortie maximale de contrôleur nécessaire pour surmonter les incertitudes des paramètres et des perturbations.
- S est appelée la fonction de commutation, car le réglage de la commande fait changer son signe sur les deux côtés de la surface de commutation S est défini comme suit:

$$\frac{p_{pv}(k) - p_{pv}(k-1)}{I_L(k) - I_L(k-1)} = 0 \quad (\text{III.15})$$

et:

$$\begin{aligned} \frac{p_{pv}(k) - P_{PV}(k-1)}{I_L(k) - I_L(k-1)} &= \frac{I_L(k)^2 R_{pv}(k) - I_L(k)^2 R_{PV}(k-1)}{I_L(k) - I_L(k-1)} \\ &= I_L(k) \left((2R_{PV}(k) + I_L(k) \frac{R_{PV}(k) - R_{PV}(k-1)}{I_L(k) - I_L(k-1)}) \right) = 0 \\ \Rightarrow 2R_{PV}(k) + I_{PV}(k) \frac{R_{PV}(k) - R_{PV}(k-1)}{I_L(k) - I_L(k-1)} &= 0 \end{aligned} \quad (\text{III.16})$$

Pour assurer le bon fonctionnement du système autour du point on doit choisir la surface de glissement égal à zéro.

La résistance aux bornes du generateur photovoltaïque est donnée par :

$$R_{PV}(k) = \frac{V_{PV}(k)}{I_L(k)}, \quad (\text{III.17})$$

Afin d'obtenir une commande équivalente (u_{eq}) qui est proposée par eq.III.18

$$s_u(k) = (2R_{PV}(k) + I_L(k) \frac{R_{PV}(k) - R_{PV}(k-1)}{I_L(k) - I_L(k-1)}) \quad (\text{III.18})$$

$$R_{PV}(k) = \frac{V_{PV}(k)}{I_L(k)}$$

La commande équivalente est ensuite dérivée de eq.III.18

$$u_{eq} = 1 - \frac{V_{pv(IL)}}{V_{out}} = D(k) \quad (III.19)$$

Comme l'intervalle du rapport cyclique doit être $0 \leq D(k) \leq 1$

Le signal de commande réelle est proposé en tant que

$$D(k+1) = \begin{cases} 1 & \text{si } D(k) + K \cdot \text{sing}(su) \geq 1 \\ 0 & \text{si } D(k) + K \cdot \text{sing}(su) \leq 0 \\ D(k) + K \cdot \text{sing}(su) & \text{dans le reste} \end{cases} \quad (III.20)$$

Pour éliminer le phénomène du claquage, on doit assurer que la commande soit $D(k)$ limitée entre $0 \leq D(k) \leq 1$.

Ainsi, l'algorithme qui correspond à cette méthode est représenté sur la figure ci-dessous:

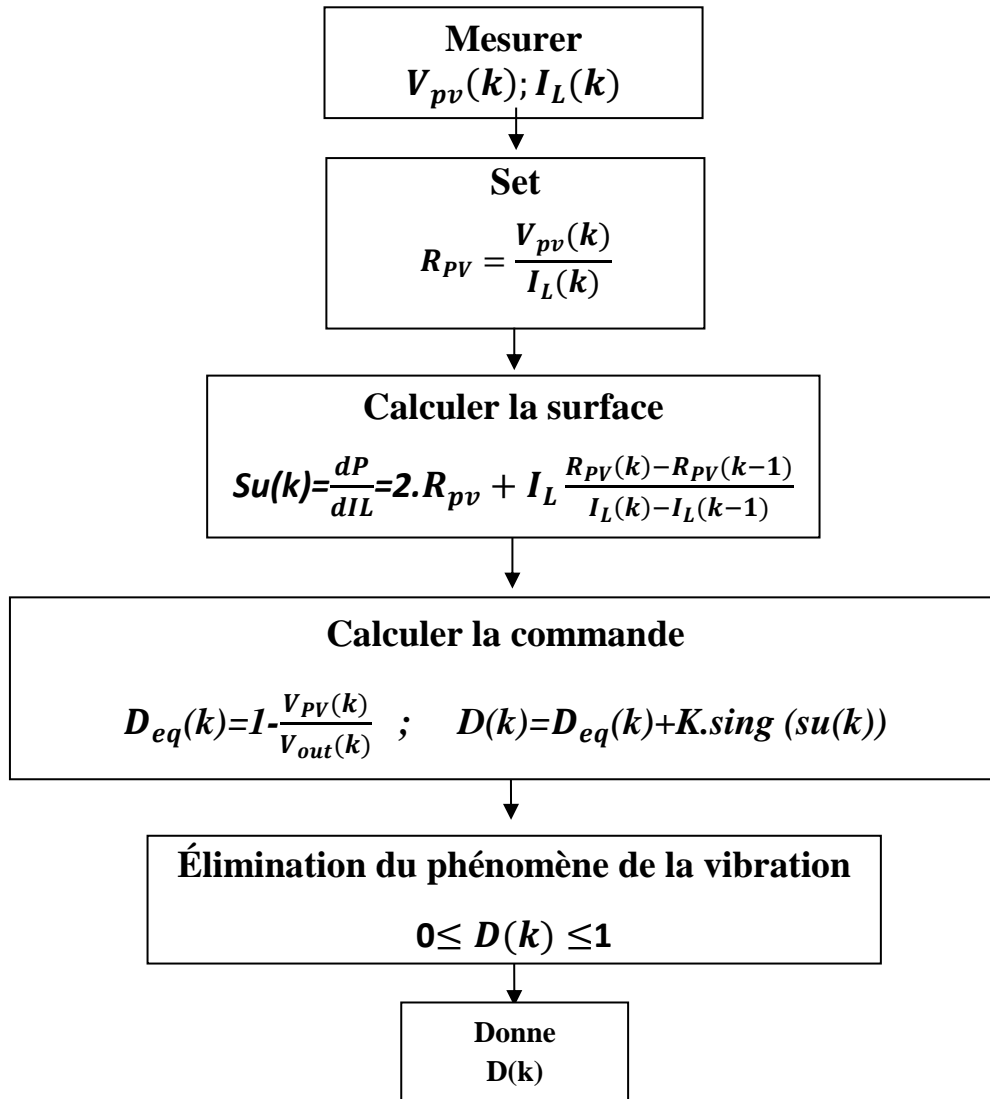


Figure.III.11 Controller MPPT par Mode glissant

III.3.4 Logique floue:

Les commandes basées sur la logique floue (dans la littérature anglo-saxonne Fuzzy Logic Control) sont de plus en plus populaires grâce à l'évolution des microcontrôleurs [Aja-13] [Sar-15]. L'avantage de ces techniques est qu'elles peuvent fonctionner avec des valeurs d'entrées peu précises et qu'elles n'ont pas besoin de modèle mathématique de grande précision. De plus, elles peuvent traiter des systèmes non linéarités.

Le principe d'une commande floue se base sur deux variables d'entrées qui sont l'erreur E et le changement d'erreur ΔE et une variable de sortie ΔU

En général, la commande logique floue comprend donc trois étapes communément nommées dans la littérature (Figure.III.12):

- la fuzzification.
- la lecture de la table de vérité ou base des règles.
- la defuzzification.

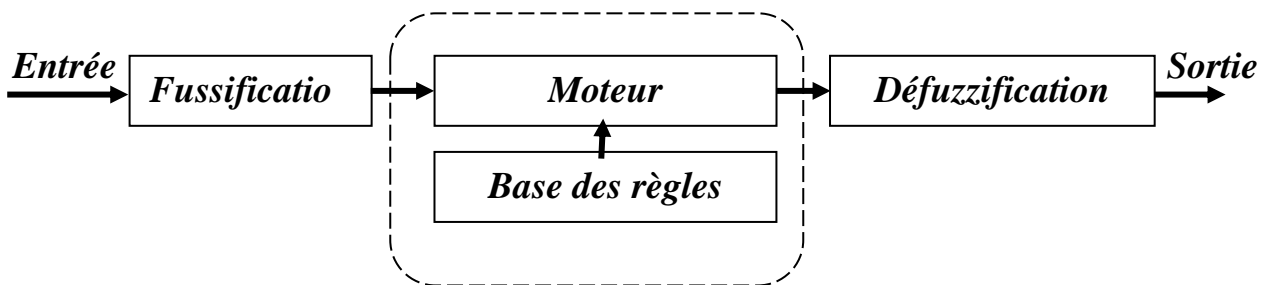


Figure.III.12: Structure générale d'un régulateur par logique floue.

III.4.4.1 Fuzzification :

Durant la fuzzification, les variables d'entrées numériques sont converties en variable linguistique pouvant prendre les cinq valeurs suivantes (dans notre étude):

- **NG**: Negative grand,
- **NP**: Negative petit,
- **ZE**: Zero,
- **PG**: Positive grand,
- **PP** : Positive petit.

Comme le montre la structure de base de la commande logique floue illustrée en Figure.III.13.

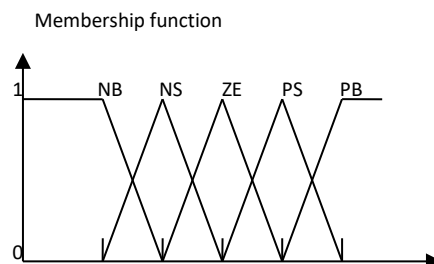


Figure.III.13- Structure de base de la commande floue.

III.3.4.2 Lecture de la table des règles :

Le mécanisme d'inférence calcule les sous-ensembles flous relatifs à la variation de la sortie à partir d'appartenance des variables d'entrées fuzzifiées et de la table des règles fournie par l'expert.

III.3.4.3. Défuzzification :

La défuzzification transforme la variable floue de sortie en valeur non floue permettant la commande effective du système.

La méthode de défuzzification que nous avons utilisée est celle du centre de gravité de la variable floue de sortie.

III.3.4.4 Commande MPPT basée sur le principe de la logique floue:

Le régulateur MPPT élaboré possède deux entrées définies par [Ait-07a] [Ait-07b] [Aja-13]:

$$E(k) = \frac{P(k)-P(k-1)}{V(k)-V(k-1)} \tag{III.21}$$

$$CE(k) = E(k) - E(k - 1) \tag{III.22}$$

Où $E(k)$ et $CE(k)$ désignent, respectivement, l'erreur et le changement d'erreur. $P(k)$ Et $V(k)$ étant respectivement la puissance du GPV et sa tension de sortie à l'instant d'échantillonnage k .

La sortie du régulateur flou est la variation du rapport cyclique dD du convertisseur statique [Ait-07a]. La commande floue consistera à imposer une valeur forte pour le rapport cyclique lorsque l'erreur est importante puis diminuer ce rapport cyclique lorsque l'erreur devient faible, de sorte à éviter les oscillations. La commande floue permet, ainsi, d'assurer une transition harmonieuse entre les différents modes de fonctionnement du système [Ait-07a] [Ben-11].

La Fuzzification permet de transformer les grandeurs physiques d'entrée en sous-ensembles flous en fonction de la valeur réelle de la variable d'entrée. Elle consiste à définir les fonctions d'appartenances pour l'ensemble des variables du système.

Les fonctions d'appartenance que nous avons utilisées sont schématisées sur les Figure.III.14.(a, b ,c) [Ait-07].

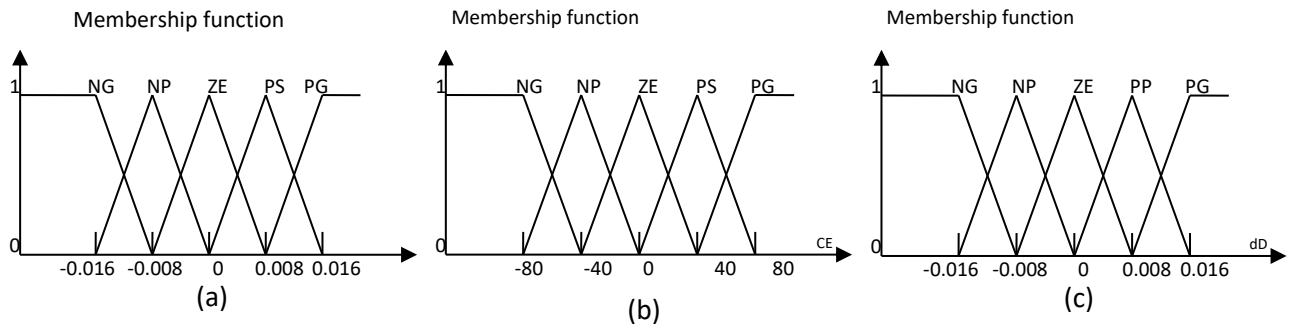


Figure.III.14.Fonctions d'appartenances de : (a) L'entrée E ; (b) L'entrée CE et (c) La sortie dD.

La stratégie de réglage consiste à modifier le rapport cyclique du convertisseur statique de telle sorte à annuler l'erreur E .

Deux cas sont à envisager :

Premier cas : E est positif, c'est-à-dire, on se trouve à gauche du point de puissance maximale. Si le changement d'erreur CE est positif, alors le point de fonctionnement converge vers le point de puissance maximale. Si CE est négatif c'est l'inverse qui se produit.

Deuxième cas : E est négatif, on se trouve, donc, à droite du point de puissance maximale. Dans ce cas si CE est positif, le point de fonctionnement s'éloigne du point de puissance maximale et inversement si CE est négatif.

Table.III.1. représente la matrice d'inférence adoptée pour la poursuite du PPM [Ait-07a].

Table.III.1. Table des règles pour une commande logique floue.

$E \backslash CE$	NG	NP	ZE	PP	PG
NG	ZE	ZE	PG	PG	PG
NP	ZE	ZE	PP	PP	PP
ZE	PP	ZE	ZE	ZE	NP
PP	NP	NP	NP	ZE	ZE
PG	NG	NG	NG	ZE	ZE

III.3.4.5 Optimisation de la MPPT basée sur le principe de la logique floue

Le problème majeure du contrôleur floue est la définition des gains d'entrée et de sortie (G_E , G_{CE} et G_{dB}) de ce contrôleur alors on a appliqué les algorithmes génétiques (AGs) pour trouver les valeurs optimales afin de minimiser la fonction objectif. Pour réaliser cette idée on trouve plusieurs travaux qui utilisent le critère quadratique à minimiser; Où dans [Lar-09] [Mes-11] ont proposé d'utiliser l'équation eq.III.23 comme fonction objectif et eq.III.24 comme la différence entre la puissance maximale produite par le GPV et la puissance réel.

$$J = \int_0^{t_1} e^2(t)dt \quad (III.23)$$

$$e = P_{\max} - P_{\text{réel}} \quad (III.24)$$

J : représente la fonction de Fitness

e : la différence entre la puissance maximale produite par le GPV et la puissance réel.

Mais cette proposition ne prend pas en considération les fluctuations dans la puissance produite P_{pv} cette perte dans les ondulations (fluctuations) c'est de l'énergie non produite qui sera significative dans le temps (addition). Lorsque la réponse de système est lente (P_{pv_1} dans Figure.III.15), on perd de l'énergie dans le régime transitoire mais on n'aura pas des ondulations dans le régime établi. Lorsque la réponse est rapide (P_{pv_3} dans Figure.III.15), on aura des

Chapitre III : Système Photovoltaïque et la technique de Poursuite du Point de Puissance Maximale MPPT
ondulations dans le régime établi et on perde de la puissance dans ce régime. Il y aura forcément une solution optimale entre les deux (P_{pv_2} dans Figure.III.15) , où on aura une réponse rapide optimale et pas d'ondulations en même temps. Pour cela on a proposé une autre fonction objectif (eq.III.25) où on prend en considération la différence entre la puissance maximale et la puissance réel produite par le panneaux photovoltaïque dans deux intervalles D_1 et D_2 (Figure.III.15); la première intervalle (D_1) est entre $t_0=0$ et t_1 ce qui représente le régime transitoire et plus de ça on ajoute la différence de production dans le régime établi dans l'intervalle (D_2) entre t_2 et t_3 . Pour augmenter la sensibilité de la fonction objectif pour le deuxième intervalle ; on a deux solutions :

- Soit on prend l'intervalle (D_2) très grande mais les algorithmes génétiques sont très gourmands en temps de calcul. On aura une contrainte de temps.
- Soit on prend l'intervalle (D_2) court mais le multiplié par un gain (X20). On a opté pour la deuxième solution.

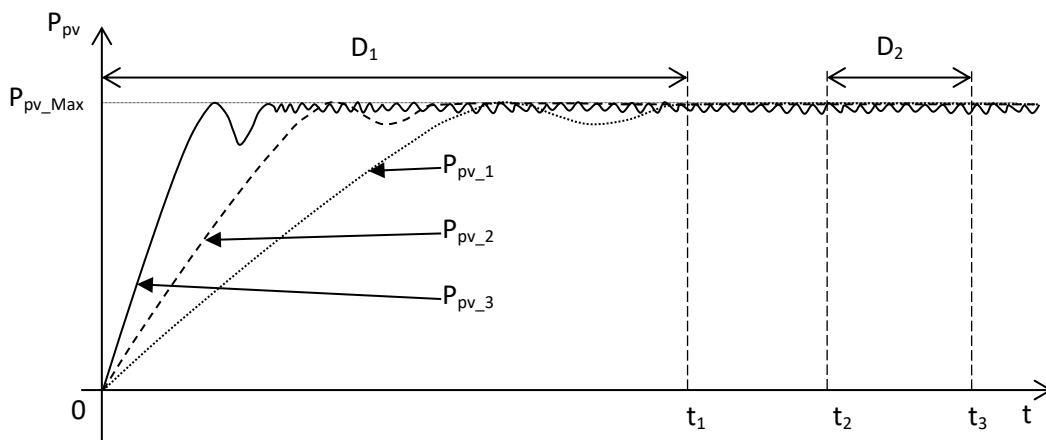


Figure.III.15. Différentes allures de la puissance P_{pv}

$$J = \int_0^{t_1} e^2(t)dt + 20 \int_{t_2}^{t_3} e^2(t)dt \quad (III.25)$$

Ce choix d'équation eq.III.25 a été fait dans le but d'améliorer le temps de réponse et de réduire les fluctuations dans la puissance.

Les résultats de simulation pour l'optimisation de gains sont montrés dans Figure.III.16, Où les valeurs optimales trouvées sont :

$$G_E = 0.009964, G_{CE} = 0.065623 \text{ et } G_{dD} = 0.159941$$

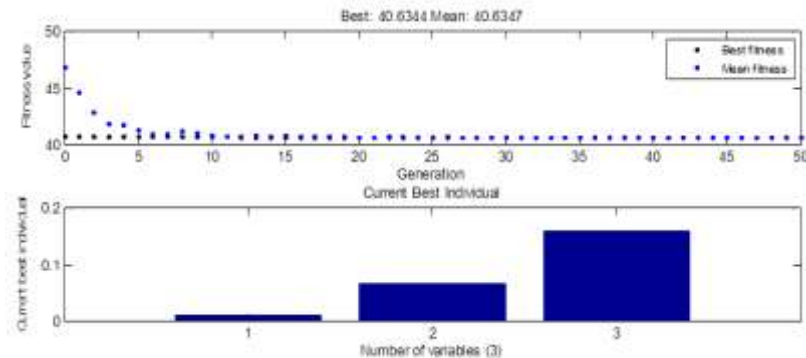


Figure.III.16. Résultat de la simulation du contrôleur Flou avec des fonctions d'appartenance triangulaire.

III.3.5 Les réseaux neuronaux artificiels :

Réseau de neurones (RNA) la technologie artificielle a été appliquée avec succès pour résoudre des problèmes très complexes. Récemment, son application dans divers domaines augmente rapidement. La science du réseau neuronal artificiel est basé sur le neurone. Afin de mieux comprendre la structure de réseau artificiel, l'élément de base du neurone doit être entendu. Un système avec intelligence informatique embarquée est considéré comme un système intelligent qui a l'apprentissage, l'auto-organisation et la capacité de généralisation. En effet réseau neuronal est plus de nature génétique qui tend à imiter le RN biologique directement. Ces deux dernière décennie, la technologie RN captive l'attention d'un grand nombre de communautés scientifiques, depuis lors, la technologie a été progressée rapidement et ses applications sont en expansion dans différents domaines [Ren-94].

Le fonctionnement des neurones artificiels est inspiré par leurs homologues naturels. Chaque neurone artificiel a plusieurs entrées et une seule ou plusieurs sorties, l'axone. Chaque entrée est caractérisée par un poids indiquant l'influence du signal correspondant sur le neurone de sortie. Le neurone calcule un signal d'entrée totale équivalente à la somme pondérée des signaux d'entrée individuels. La quantité obtenue est ensuite comparée à une valeur constante nommés au niveau de seuil et le signal de sortie est calculé en fonction de leur différence, cette fonction est appelée la fonction d'activation. Les coefficients de pondération d'entrée, le niveau de seuil et la fonction d'activation sont les paramètres qui décrivent complètement un neurone artificiel.

Au cours des quelques dernières années, les types plus sophistiqués de neurones et de fonctions d'activation assemblés dans les algorithmes ont été introduites afin de résoudre différents types de problèmes pratiques. En particulier, quasi-Newton méthode de Levenberg Marquardt a été utile pour de nombreux systèmes de contrôle et les applications d'identification du système [Ren-94].

III.3.5.1 Architecture de réseau de neurones artificiels :

On peut distinguer quatre structures pour les connexions entre les neurones qui composent le réseau ces structure sont représentés par Figure.III.17 :

- ✓ Réseau de neurones multicouches : Tous les neurones d'une couche sont connectés aux neurones de la couche en aval.
- ✓ Réseau à connexions locales : Chaque neurone est relié à quelques neurones de la couche en aval.
- ✓ Réseau à connexions récurrentes : Les connexions récurrentes ramènent l'information en arrière.
- ✓ par rapport au sens de propagation défini dans un réseau multicouche.
- ✓ Réseau à connexions complètes : Chaque neurone est lié à tous les autres neurones du réseau.

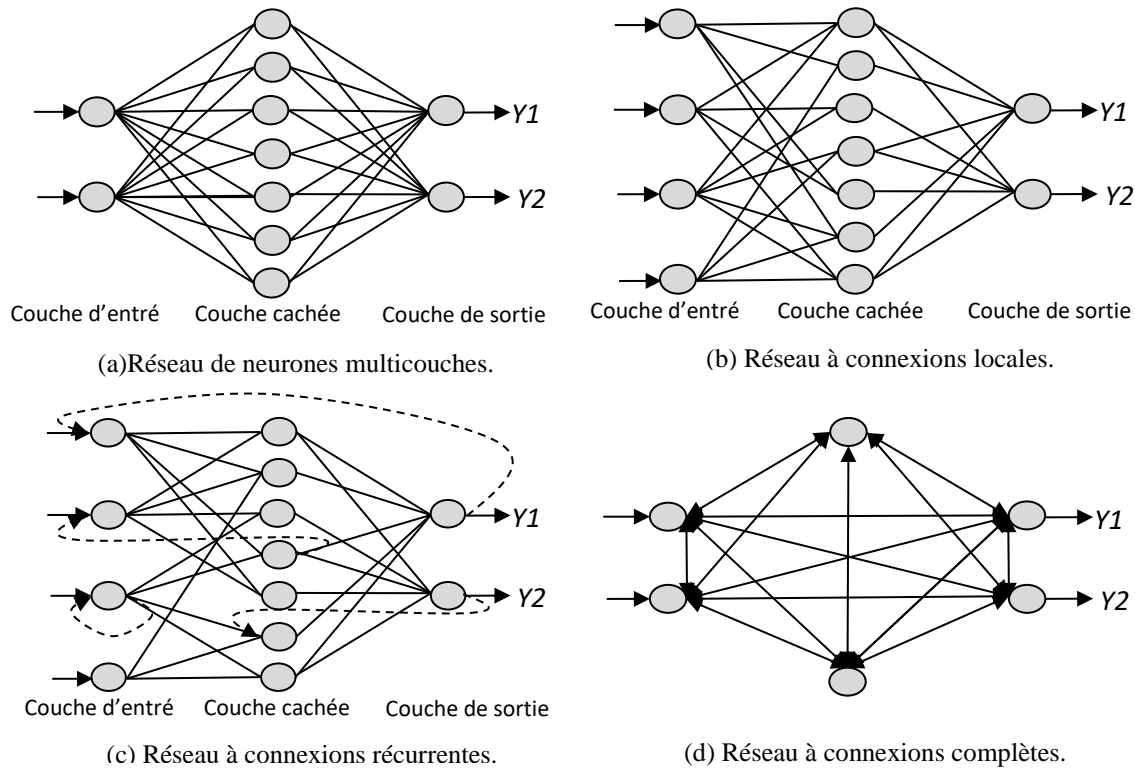


Figure. III.17. Les différentes structures des réseaux de neurones

Dans cette étude on va utiliser le réseau de neurones multicouches. En général, un réseau de neurones se compose de trois types de couches :

- La couche d'entrée: La première couche est appelée couche d'entrée. Elle recevra les données sources que nous voulons utiliser pour l'analyse. Sa taille est directement déterminée par le nombre de variables d'entrées.
- La couche cachée: La couche cachée est la couche suivante après la couche d'entrée, dans un réseau nous pouvons avoir une couche cachée ou plusieurs. Nous notons que si les fonctions de transfert sont linéaires alors, toutes les couches cachées, nous considérons, comme une seule couche.

Or les fonctions d'activations sont en général non linéaires sur cette couche, mais il n'y a pas de règle à respecter. Le choix de sa taille n'est pas implicite et doit être ajusté. En général, nous pouvons commencer par une taille moyenne des couches d'entrée et de sortie, mais ce n'est pas toujours le meilleur choix. Il sera souvent préférable pour obtenir de bons résultats, d'essayer le plus de tailles possible.

- La couche de sortie: La troisième couche est appelée couche de sortie. Elle donne le résultat obtenu après compilation par le réseau des données entrée dans la première couche. Sa taille est directement déterminée par le nombre de variables que nous voulons en sortie.

III.3.5.2 Formation de réseau neurones artificiels :

Réseau de neurones artificiels ont la mémoire, ce qui correspond à des poids dans les neurones. Les poids et les préjugés du réseau sont ajustés par le taux d'apprentissage afin de déplacer la sortie du réseau au plus près des cibles. L'utilisateur doit de spécifier le nombre de couches, le nombre de

Chapitre III : Système Photovoltaïque et la technique de Poursuite du Point de Puissance Maximale MPPT
 neurones dans la couche cachée et la fonction d'activation utilisée. Après la formation, les poids de réseau sont définis par la règle d'apprentissage back-propagation. Pendant la formation, le vecteur d'entrée sera passé à travers le réseau de neurones et les poids W_{ij} seront ajusté N fois.

III.3.5.3 Commande MPPT basée sur le principe de réseau neurones artificiels:

Pour une commande MPPT, les variables d'entrées peuvent donc être la température T et l'irradiation G [Oul-15d]. La sortie est généralement un ou plusieurs signaux de référence comprenant au moins le rapport cyclique permettant de commander le convertisseur statique (CS) pour fonctionner le plus souvent possible au PPM (Figure.III.18). La qualité de la recherche du PPM dépend essentiellement de l'algorithme utilisé dans la couche cachée et de la construction proprement dite du réseau. Ainsi, l'importance entre deux noeuds de la valeur du poids choisi W_{ij} est à prendre en compte. Pour identifier avec précision les différents PPM éventuels, les poids W_{ij} doivent être initialement déterminés avec le plus de soin possible à travers des procédures d'apprentissage pénibles et spécifiques à chaque GPV, chaque site d'implantation et chaque type de charge. De plus, cet apprentissage doit être révisé régulièrement (typiquement chaque mois) pour mettre à jour les relations entre les entrées et les sorties du réseau. Ce qui rend cette commande fastidieuse en entretien et en maintenance [Elg-12].

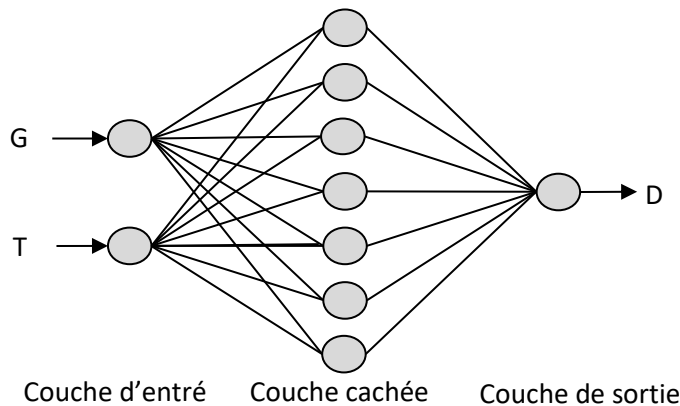


Figure.III.18. L'architecture du réseau neuronal proposé.

Pour la technique d'apprentissage, il existe deux techniques :

- **Apprentissage supervisé** : cette technique nécessite l'utilisation d'un exemple existant auparavant qui est sous la forme de couples de données entrées/sorties.
- **Apprentissage non supervisé** : parfois un exemple d'apprentissage n'existe pas c-à-d on n'a pas un exemple d'apprentissage dans ce cas-là le réseau doit être capable d'apprendre tout seul.

Dans notre étude on a utilisé l'apprentissage supervisé .ou on a utilisé les entrées et les sorties d'un contrôleur MPPT basée sur le principe de la logique floue optimisée vue dans la partie III.4.4. Le schéma dans la Figure III.19 représente les différentes positions de rapport cyclique (D) par rapport les valeurs de température T et l'éclairement G ces données sont pour les points PPM [Oul-15d].

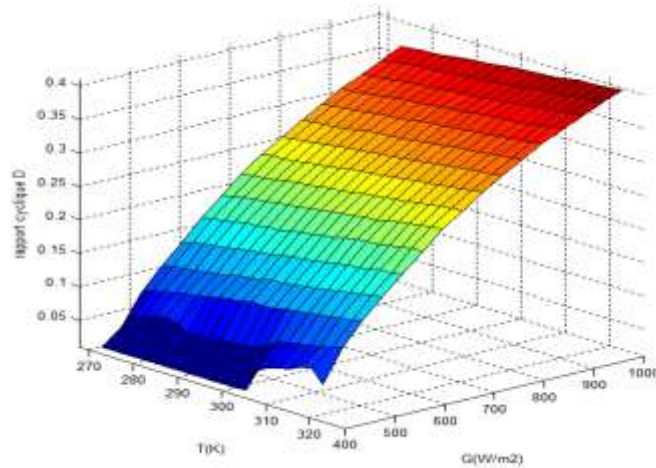


Figure.III.19. Schéma en 3D représenté la variation de rapport cyclique (D) en fonction (T) et (G).

l'apprentissage a été effectué pour vérifier la méthode proposée de réseau neuronal artificiel. L'intrigue de la performance est mappé entre l'erreur quadratique moyenne et du nombre d'époques (epochs) qui mène les données de train, à la meilleure performance. Figure.III.20 Figure.III.21 et Figure.III.22 présentent l'état de la formation qui détermine la position du gradient, mu et la vérification de validation à l'époque 1000 dans lequel le réseau est complètement formé.

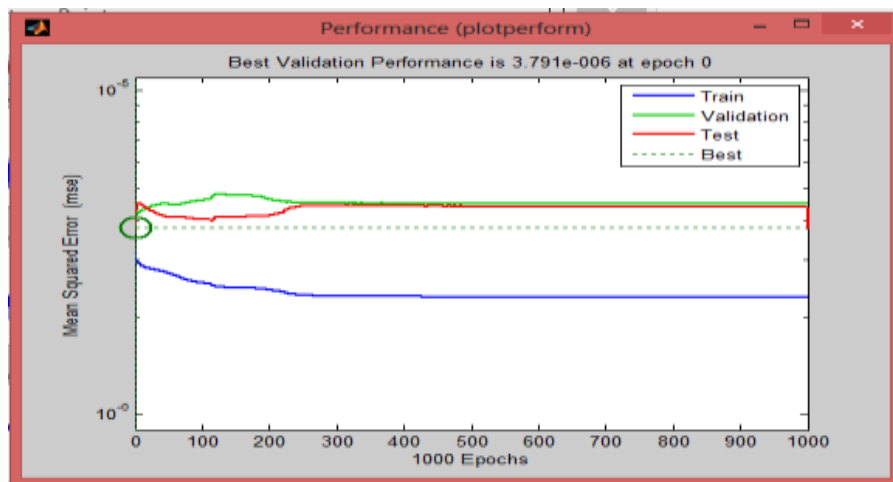


Figure.III.20 : performance plot model PV

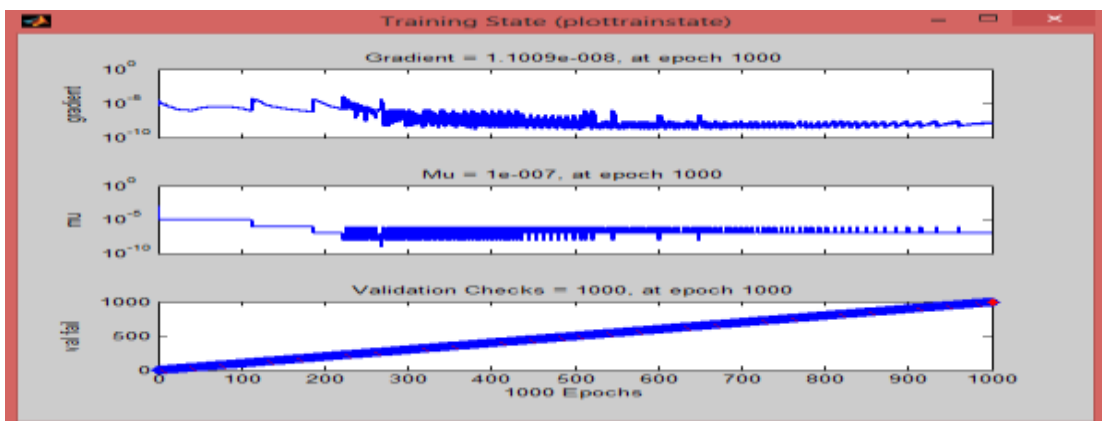


Figure.III.21: training model PV

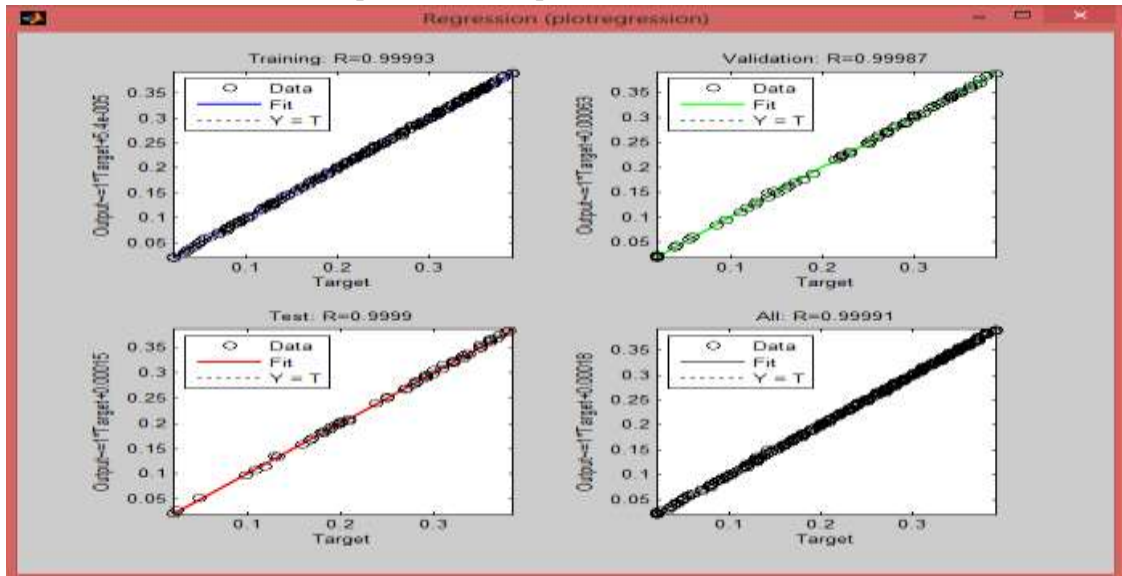


Figure.III.22: Regression (plot) model PV

III.4. Simulation du système photovoltaïque adapté par les cinq commandes MPPT (P&O, logique floue, INC, RNA, SMC) :

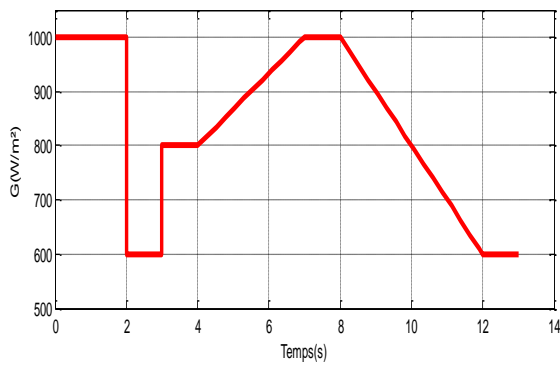
Dans cette simulation, nous nous proposons trois tests différents (à conditions standards, avec un changement d'irradiation, et un changement de température).

- **Test 1** : A Conditions standards : les Valeurs d'irradiation et la température sont fixées à : $G=1000\text{W/m}^2$ et $T=298^\circ\text{K}$ (25°C).
- **Test 2** : Pour un changement d'irradiation : Dans ce cas la température étant considérée constante ($T=298^\circ\text{K}$, 25°C).

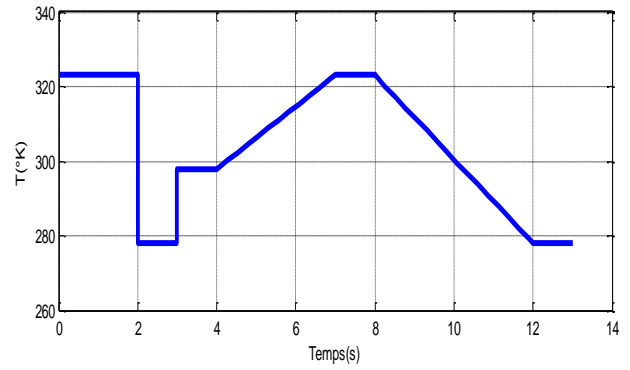
L'irradiation stabilise à la valeur 1000W/m^2 pendant 2 secondes comme il est présenté dans Figure.III.23.a puis elle diminue rapidement jusqu'à la valeur 600W/m^2 et se stabilise dans l'intervalle [2s-3s] et après, elle augmente rapidement jusqu'à la valeur 800W/m^2 et se stabilise encore dans l'intervalle [3s-4s] puis augmente lentement dans l'intervalle [4s-7s] jusqu'à la valeur 1000W/m^2 et puis se stabilise à cette valeur dans l'intervalle [7s-8s], après elle diminue lentement dans l'intervalle [8s-12s] jusqu'à 600W/m^2 . A la fin, elle est stable dans l'intervalle [12s-13s] à la valeur 600W/m^2 .

- **Test 3** : pour un changement de température : Dans ce comportement éclaircissement standard est $G=1000\text{W/m}^2$.

La température stabilise à la valeur 323°K (50°C) pendant 2 secondes comme il est présenté dans Figure.III.23.b puis elle diminue rapidement jusqu'à la valeur 278°K (5°C) et se stabilise dans l'intervalle [2s-3s] et après, elle augmente rapidement jusqu'à la valeur 298°K (25°C) et se stabilise encore dans l'intervalle [3s-4s] puis augmente lentement dans l'intervalle [4s-7s] jusqu'à la valeur 323°K (50°C) et puis se stabilise dans cette valeur dans l'intervalle [7s-8s], après elle diminue lentement dans l'intervalle [8s-12s] jusqu'à 278°K (5°C). A la fin, elle est stable dans l'intervalle [12s-13s] à la valeur 278°K .



(a) l'irradiation G

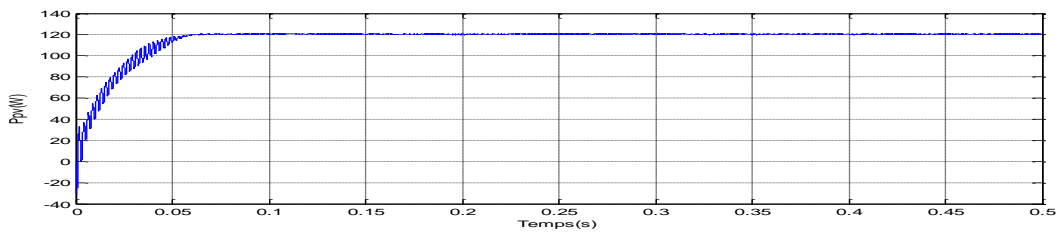


(b) température T

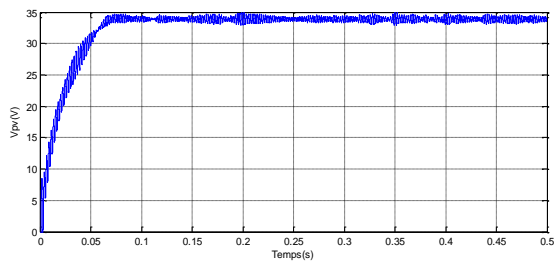
Figure.III.23. variation d'irradiation et température

III.4.1 simulation de la méthode P&O :

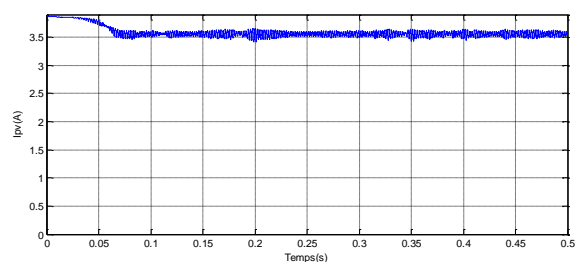
Les résultats de simulation du système photovoltaïque contrôlé par la commande MPPT « Perturbation et observation » pour les 3 tests c.-à-d. Test1, Test2 et Test3 , sont représentés dans Figure.III.24, Figure.III.25 et Figure.III.26 respectivement.



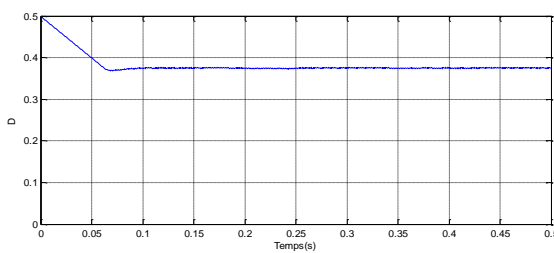
a-Puissance P_{pv} (W)



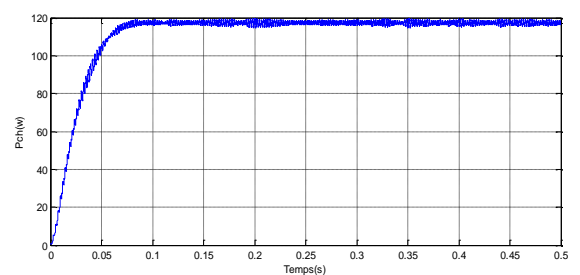
b-Tension V_{pv} (V)



c- Courant I_{pv} (A)



d-Rapport de cyclique D.



e- P_{charge} (W).

Figure.III.24: réponse de l'algorithme P&O dans les conditions standards ($T=25^{\circ}C$ & $G=1000W/m^2$)

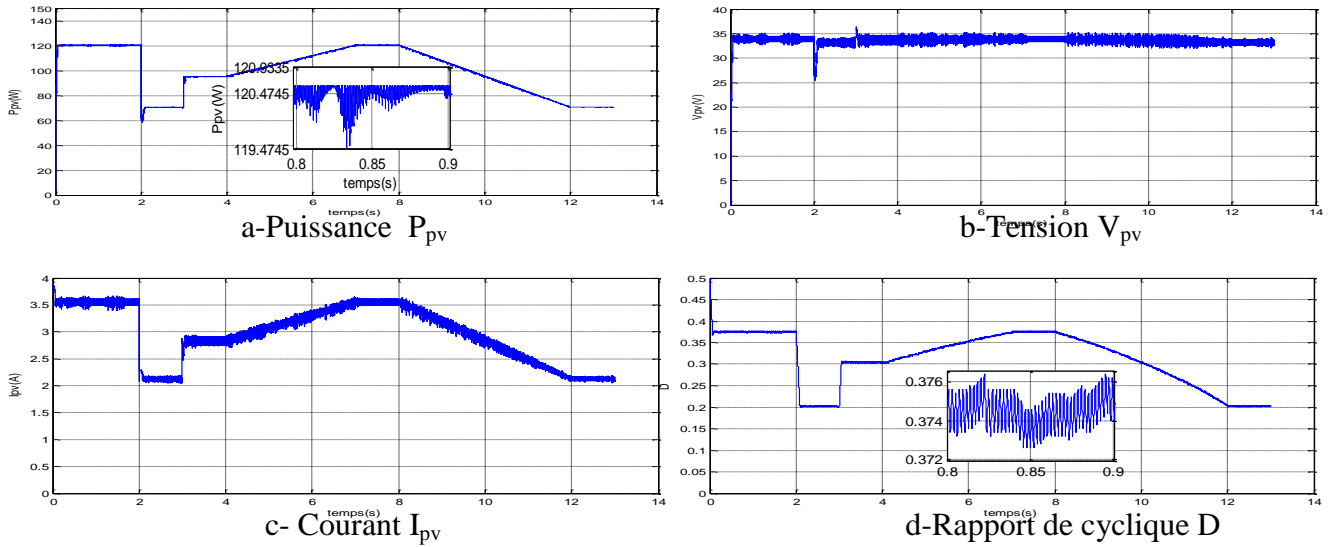


Figure.III.25. Réponse du contrôle P&O pour une variation d'irradiation dans ($T=25C^{\circ}$).

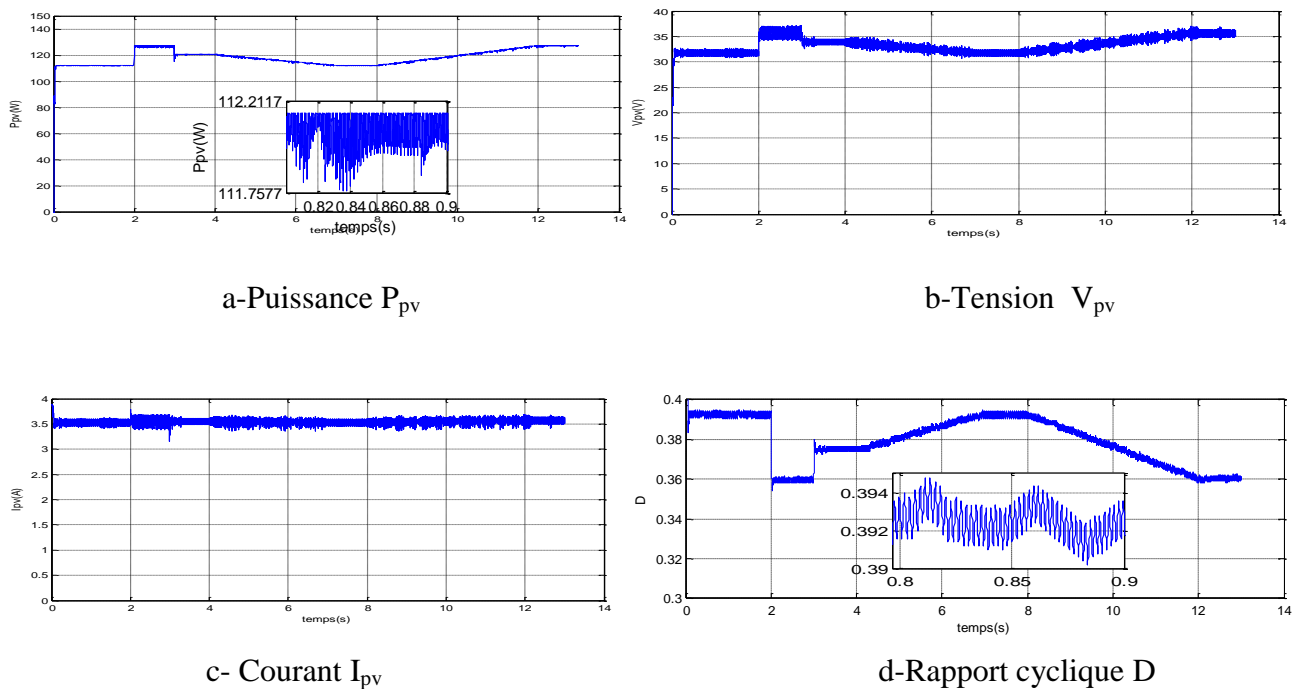


Figure.III.26. Réponse du contrôle P&O pour une variation de température pour ($G=1000W/m^2$)

Dans des conditions standard en appliquant la technique MPPT P&O, on remarque que le système prend un peu de temps pour atteindre la puissance maximale avec des oscillations autour du PPM (Figure.III.24.a).

Lorsqu'on fixe la température T et on varie l'éclairement G , le système suit toujours la puissance maximale mais on constate qu'il y a des oscillations autour du PPM dans la puissance P_{pv} le courant, le rapport cyclique et la tension. La variation de la puissance délivrée par le panneau photovoltaïque P_{pv} est proportionnelle avec la variation de l'éclairement. Lorsque l'éclairement augmente la puissance produite augmente aussi et vice-versa (Figure.III.25.a). Le rapport cyclique à

Chapitre III : Système Photovoltaïque et la technique de Poursuite du Point de Puissance Maximale MPPT
 une relation proportionnelle avec la variation de l'éclairement mais il y a une légère courbure dans la variation de rapport cyclique lorsque l'éclairement varié lentement (Figure.III.25.d).

En fixant l'éclairement G et en variant la température T la technique MPPT-P&O appliquée parvient à trouver la puissance maximale PPM et la suivre et on constate qu'il y a toujours des oscillations dans la puissance, la tension, le courant et le rapport cyclique (Figure.III.26). La variation de la puissance délivrée par le panneau photovoltaïque P_{pv} est l'inverse de la variation de l'éclairement. Lorsque l'éclairement augmente la puissance produite diminue et vice-versa (Figure.III.26.a). Le rapport cyclique à une relation proportionnelle avec la variation de la température mais il y a une légère courbure dans la variation de rapport cyclique lorsque la température varié lentement (Figure.III.25.d). La tension délivrée par le panneau solaire V_{pv} est plus sensible aux variations de la température que la variation de l'éclairement (Figure.III.25.b et Figure.III.26.b).

III.4.2 Simulation de la méthode IncCond

Les résultats de simulation du système photovoltaïque contrôlé par la commande MPPT «Incrément de Conductance» pour les 3 tests c.-à-d. Test1, Test2 et Test3 , sont représentés dans Figure.III.27, Figure.III.28 et Figure.III.29 respectivement.

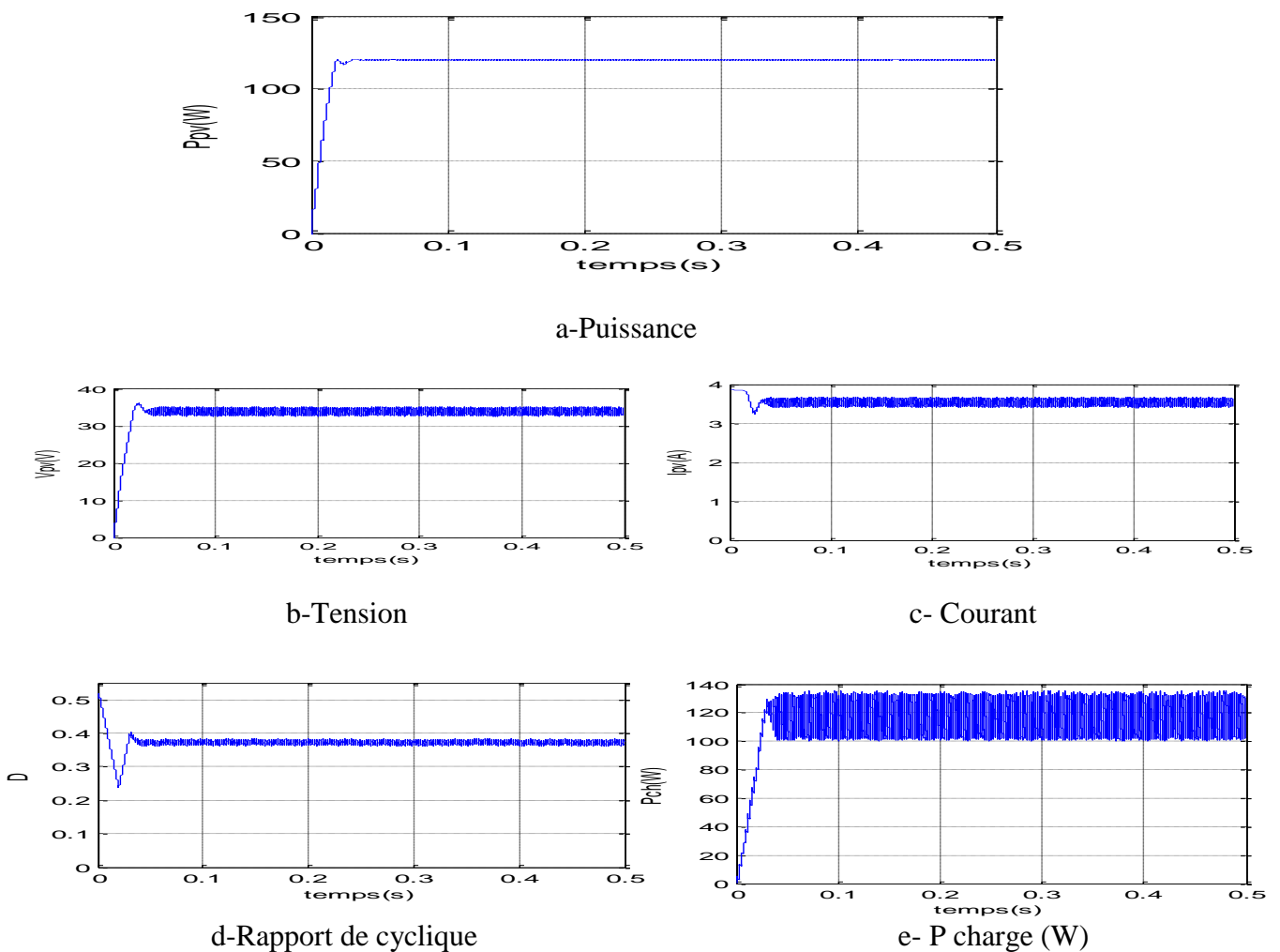
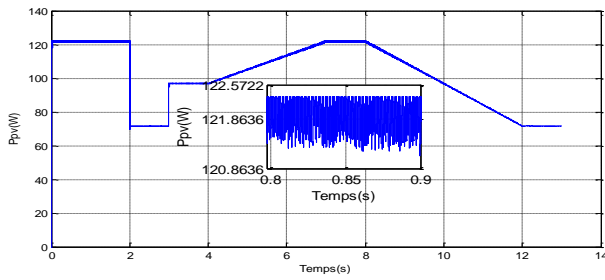
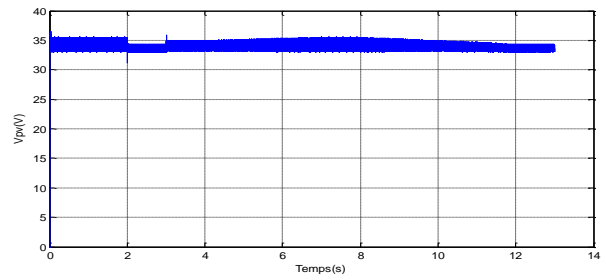


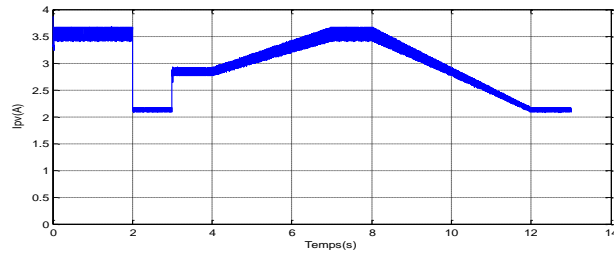
Figure.III.27: Réponse du contrôle mode d'incrément de conductance dans les conditions standards ($T=25^{\circ}C$ & $G=1000W/m^2$)



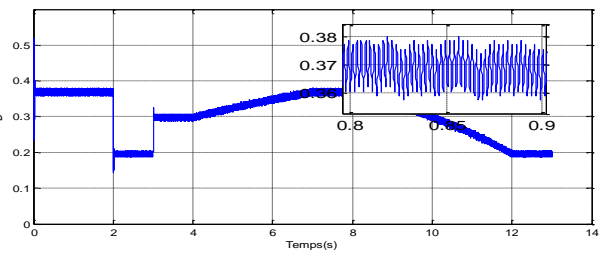
a-Puissance



b-Tension

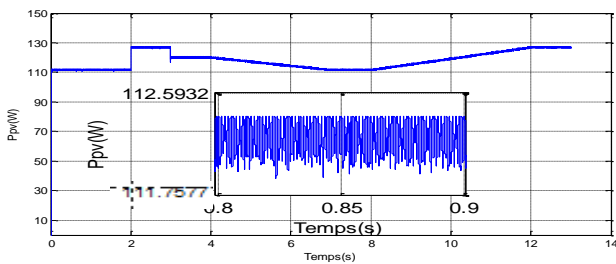


c – Courant

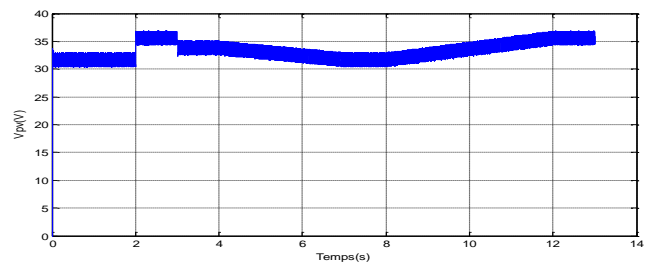


d-Rapport cyclique

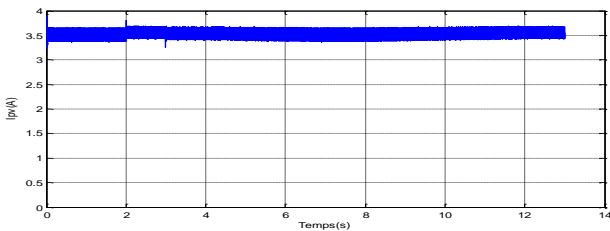
Figure.III.28: Réponse du contrôle mode d'incrément de conductance pour une variation d'irradiation pour ($T=25^{\circ}C$)



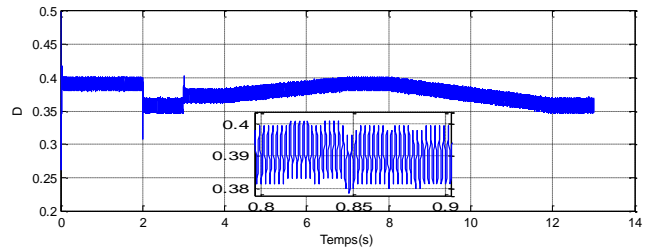
a-Puissance



b-Tension



c- Courant



d-Rapport cyclique

Figure.III.29. Réponse du contrôle mode d'incrément de conductance pour une variation de température pour ($G=1000W/m^2$)

En appliquant la technique MPPT IndCond, on peut citer les mêmes marque que la technique précédente MPPT-P&O. dans des conditions standard le système prend un peu de temps pour

Chapitre III : Système Photovoltaïque et la technique de Poursuite du Point de Puissance Maximale MPPT atteindre la puissance maximale PPM (Figure.III.28.a). Il y a toujours des oscillations mais ces oscillations sont plus importantes que la commande précédente (P&O) dans Pcharge (Figure.III.27.d). Lorsqu'on fixe la température et on varie l'éclairement il y a toujours des oscillations autour du PPM de la puissance PPV (Figure.III.28.a). quand on fixe l'éclairement et on varie la température la technique suis le point de puissance maximale (Figure.III.29.a).

III.4.3 simulation de la commande FLC

Les résultats de simulation du système photovoltaïque contrôlé par la commande MPPT «un contrôleur logique flou» pour les 3 tests c.-à-d. Test1, Test2 et Test3 , sont représentés dans Figure.III.30, Figure.III.31 et Figure.III.32 respectivement.

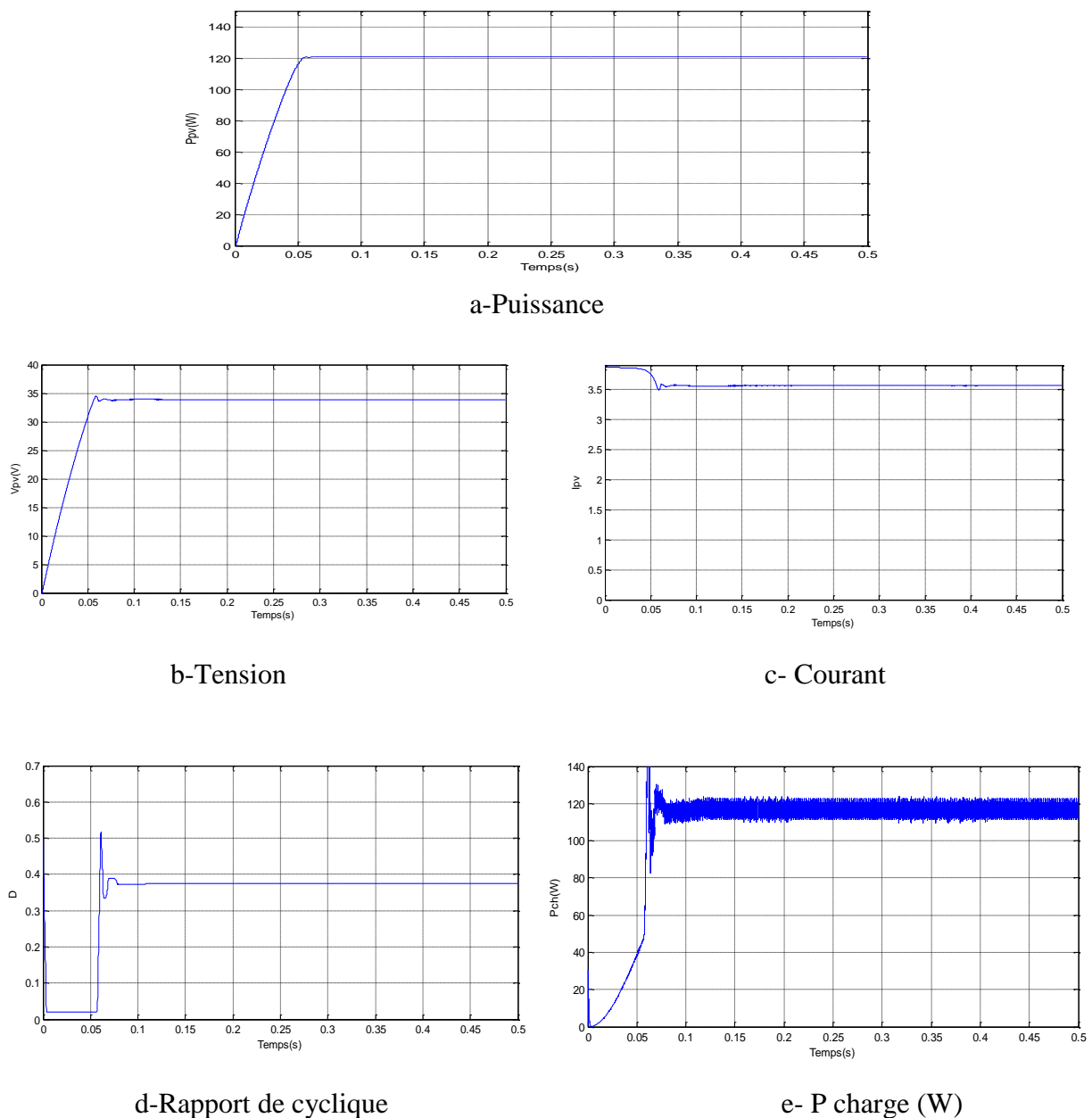
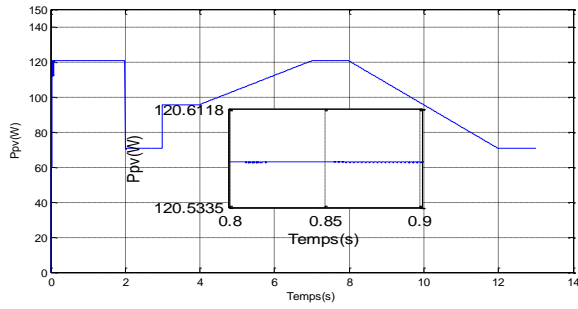
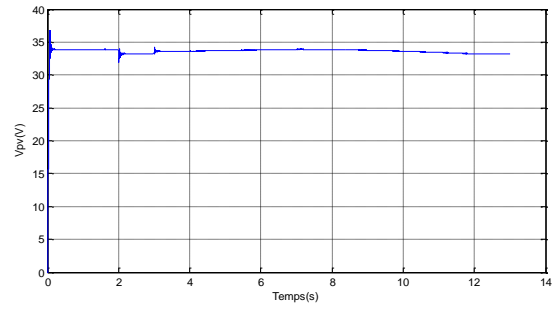


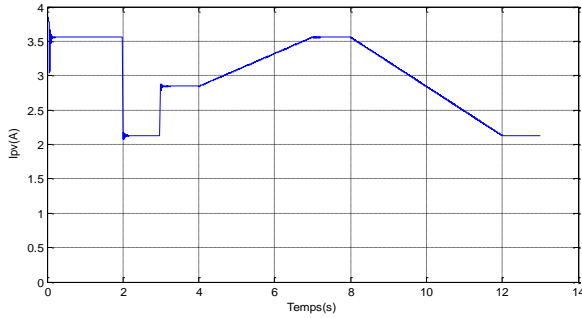
Figure.III.30: réponse de l'algorithmme logique flou dans les conditions standards ($T=25^{\circ}C$ & $G=1000W/m^2$)



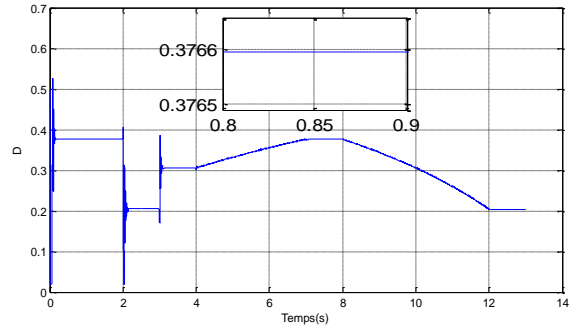
a-Puissance



b-Tension

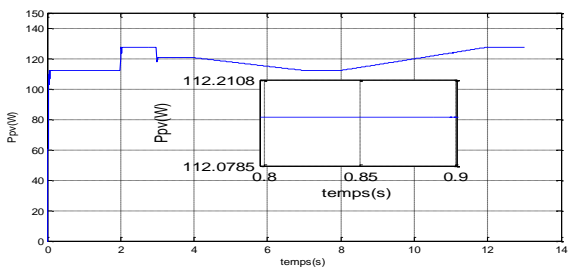


c- Courant

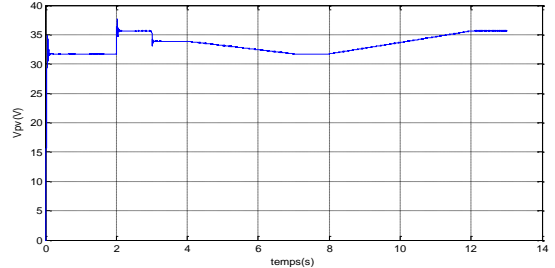


d-Rapport cyclique

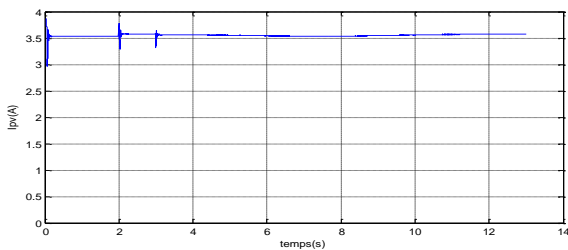
Figure.III.31. Réponse du contrôle de la logique floue pour une variation d'irradiation dans ($T=25C^{\circ}$).



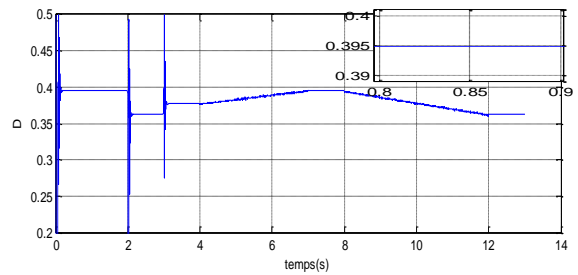
a-Puissance



b-Tension



c- Courant



d-Rapport cyclique

Figure.III.32. Réponse du contrôle logique floue pour une variation de température pour ($G=1000W/m^2$)

En appliquant la technique MPPT FLC, on peut citer les mêmes marque que la technique MPPT-P&O. mais dans des conditions standard le système plus rapide et prend mois de temps pour atteindre la puissance maximale PPM (Figure.III.30.a). Le résultat montre que le contrôleur flou a

Chapitre III : Système Photovoltaïque et la technique de Poursuite du Point de Puissance Maximale MPPT
 une très bonne performance, il est stable dans des conditions d'éclairement changeantes (pas d'oscillations) (Figure.III.31). Et même lorsque la température varie (Figure.III.32). Dans les cas où l'éclairement varie rapidement ou la température varie aussi rapidement on constat qu'il y a des pics dans le rapport cyclique de petit instant (Figure.III.31.d et Figure.III.32.d).

III.4.4 simulation de la commande RNA :

Les résultats de simulation du système photovoltaïque contrôlé par la commande MPPT «réseau de neurones artificiels» pour les 3 tests c.-à-d. Test1, Test2 et Test3 , sont représentés dans Figure.III.33, Figure.III.34 et Figure.III.35 respectivement.

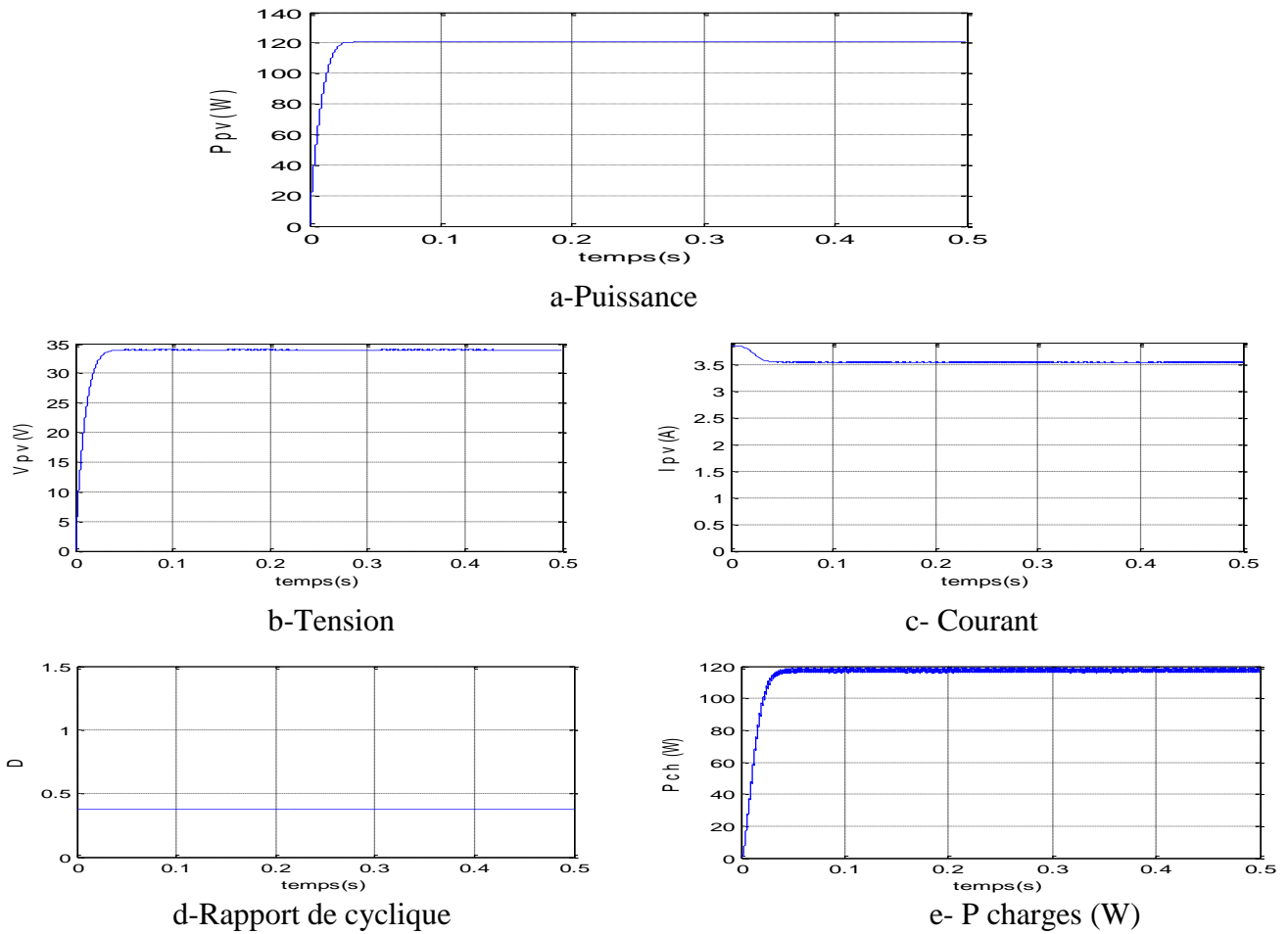
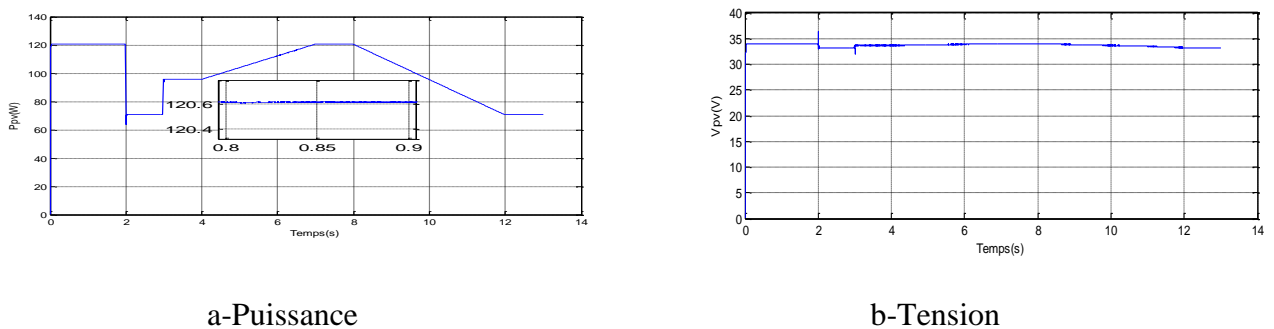
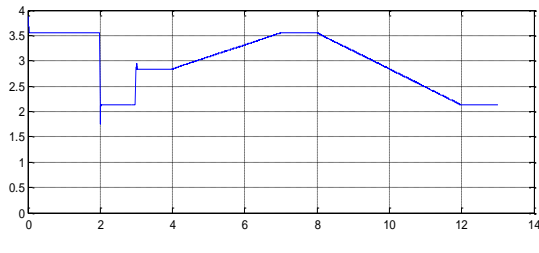
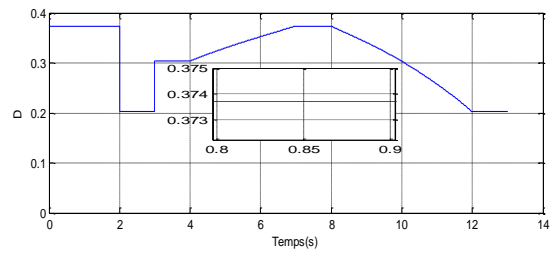


Figure.III.33: réponse de l'algorithm de logique floue dans les conditions standards ($T=25^{\circ}C$ & $G=1000W/m^2$).



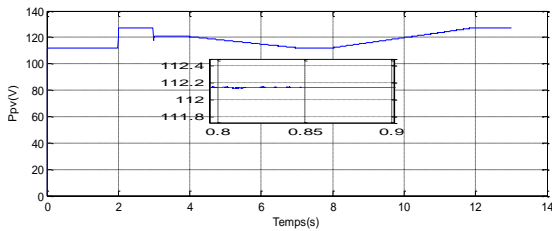


c- Courant

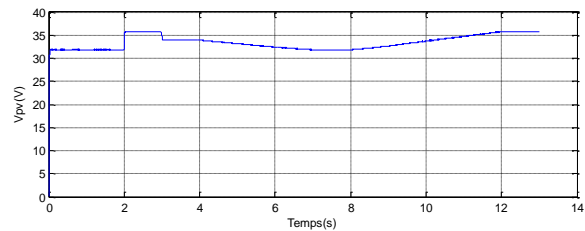


d-Rapport cyclique

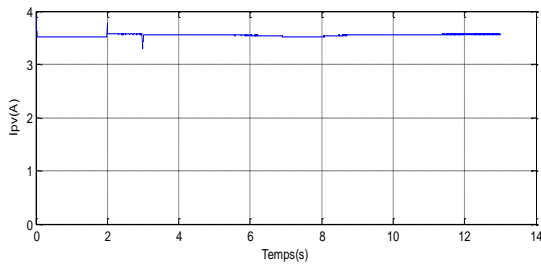
Figure.III.34. Réponse du contrôle RNA pour une variation d'irradiation dans ($T=25C^{\circ}$).



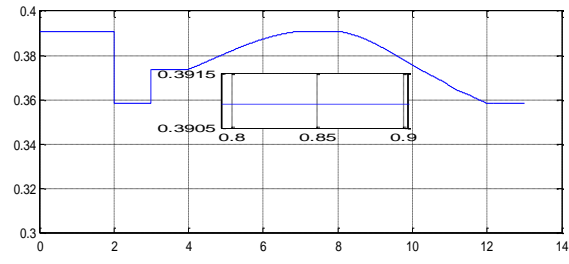
a-Puissance



b-Tension



c- Courant



d-Rapport cyclique

Figure.III.35. Réponse du contrôle RNA pour une variation de température pour ($G=1000W/m^2$)

En appliquant la technique MPPT RNA, on peut citer les mêmes remarques que la technique présidente MPPT-FLC. Le résultat montre que le contrôleur RNA a une très bonne performance, il est stable dans des conditions d'irradiation changeantes (pas d'oscillations) (Figure.III.34) et même lorsque la température varie (Figure.III.35). Cette technique n'est pas influencée dans son comportement par les paramètres du hacheur et de la charge parce que elle a comme entrées l'éclairement et la température pour générer la commande D et non comme les autres techniques MPPTs présidentes ou elles utilisent la tension V_{pv} et le courant I_{pv} comme entrées. La petite oscillation remarquée dans la puissance P_{charge} (Figure.III.33.e) est due aux paramètres internes du hacheur (f , L et C) et non à la commande D (Figure.III.34.d et Figure.III.35.d).

III.4.5 simulation de la commande SMC :

Les résultats de simulation du système photovoltaïque contrôlé par la commande MPPT «commande par mode glissant» pour les 3 tests c.-à-d. Test1, Test2 et Test3, sont représentés dans Figure.III.36, Figure.III.37 et Figure.III.38 respectivement.

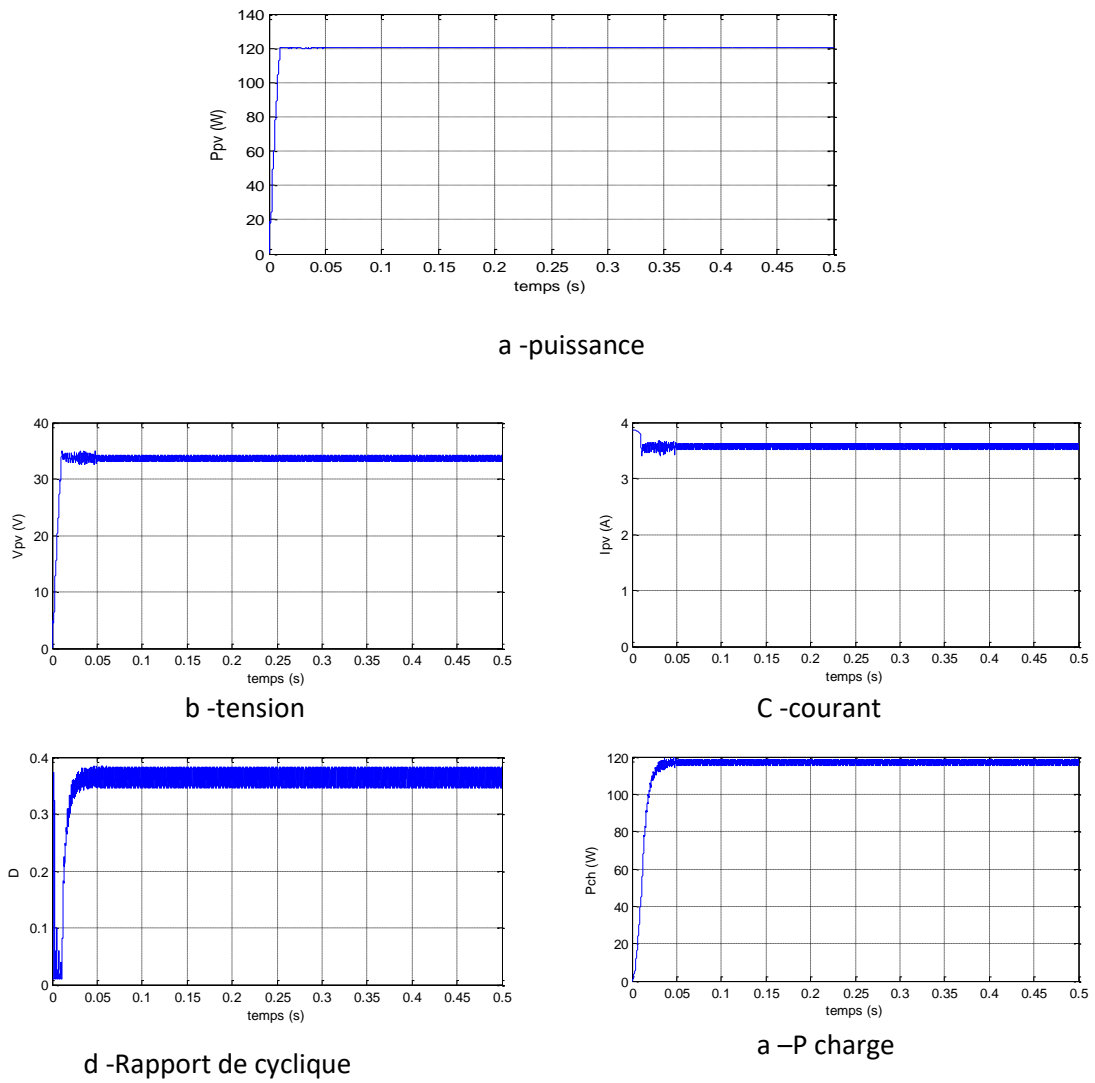


Figure.III.36: Réponse du contrôle mode SMC dans les conditions standards ($T=25^{\circ}C$ & $G=1000W/m^2$)

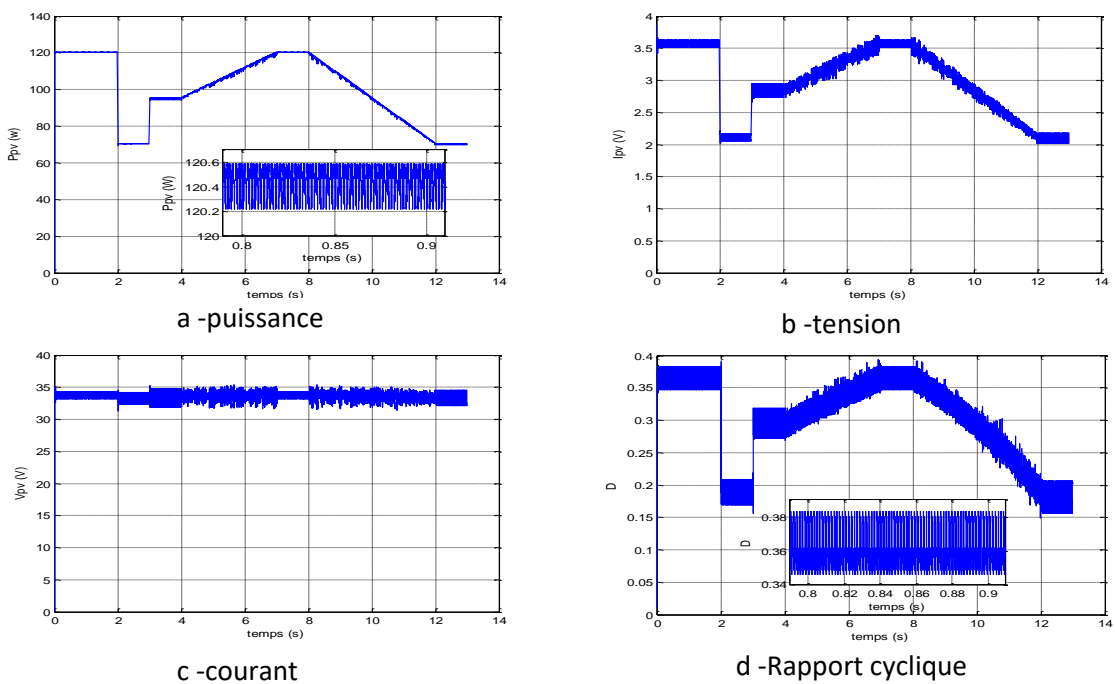


Figure.III.37. Réponse du contrôle SMC pour une variation d'irradiation dans ($T=25^{\circ}C$).

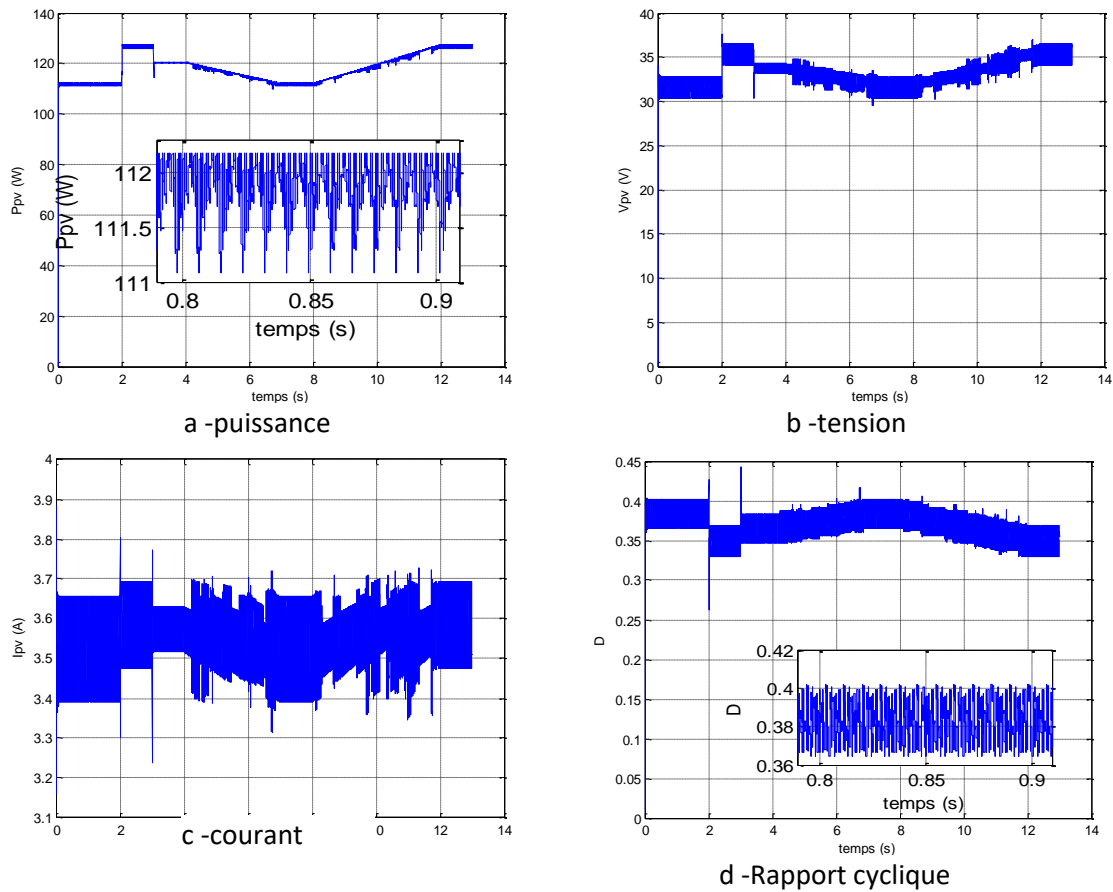


Figure.III.38. Réponse du contrôle SMC pour une variation de température pour ($G=1000W/m^2$)

En appliquant la technique MPPT SMC, on peut citer les mêmes remarques que la technique MPPT-P&O. mais dans des conditions standard le système est très rapide et prend moins de temps pour atteindre la puissance maximale PPM (Figure.III.36.a). Le résultat montre que le contrôleur SMC a une très bonne performance, il est stable dans des conditions d'irradiation changeantes (Figure.III.37.a) et même lorsque la température varie (Figure.III.38.a). Il y'a des oscillations plus importantes dans le rapport cyclique D (Figure.III.38.d et Figure.III.38.d).

III.5 Etude comparative de la puissance entre les cinq contrôleurs MPPT:

Les cinq techniques doivent être simulées dans des conditions quasiment similaires pour pouvoir faire des comparaisons de performances des étages d'adaptation et en déduire s'il y a amélioration des performances.

III.5.1. Simulation de les cinq contrôleurs dans les conditions ($T=25^{\circ}C$ et G variable):

On fait la comparaison entre les cinq contrôleurs au niveau de la puissance produite par le système PV avec un changement d'irradiation G (stable, rapide et lent) à température fixe $T=25^{\circ}C$.

Pour ces cinq contrôleurs, on remarque l'effet de l'augmentation de la puissance produite par le système PV, causée par une augmentation de l'éclairement G si la température est fixe (Figure.III.39).

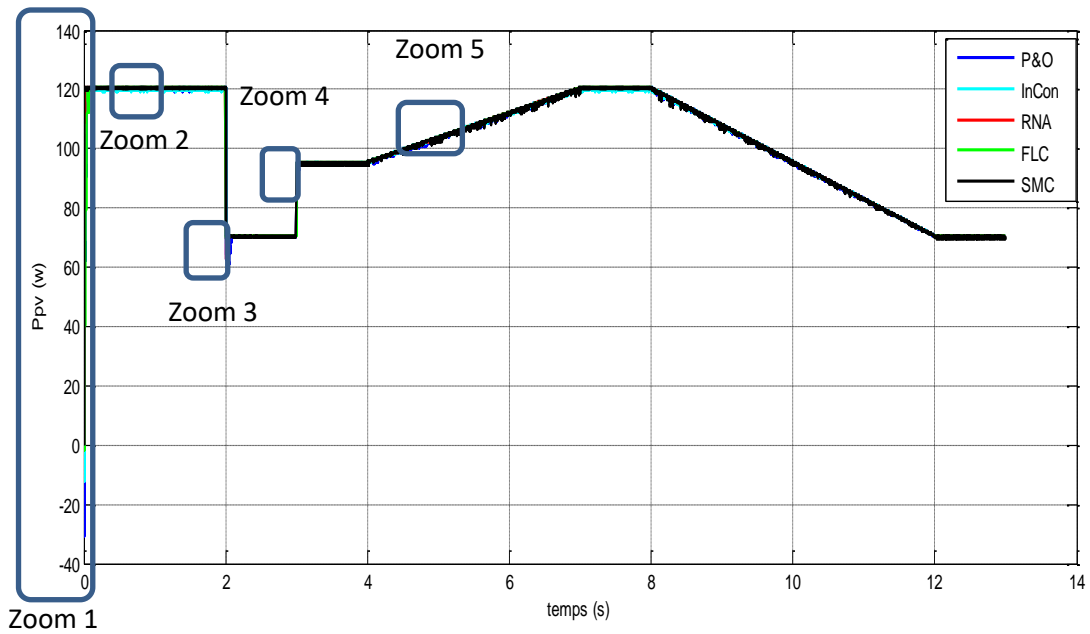


Figure.III.39.variation de la puissance des quatre contrôleurs dans les conditions ($T=25^{\circ}\text{C}$ et G variable).

- On a vu dans Figure.III.40.a que le temps de convergence ou temps de réponse du contrôleur « SMC » est plus rapide à 0.01 s suivie par « RNA » et « IndCond » à 0.02s puis le contrôle "P&O" à 0.06s ensuite le contrôleur « logique floue » avec un lent réponse à 0.09s .
- Dans Figure.III.40.b les contrôleurs « P&O », « SMC » et « IncCond » présentes des oscillations autour du PPM, ils ne présentent pas assez de précision et par la suite le système ne fonctionne pas toujours au point optimal exactement. tandis que les contrôleurs "Floue" et " RNA " restent assez constants.
- A partir de Figure.III.40.c lorsque le changement rapide de l'irradiation G (à $G= 800\text{W}/\text{m}^2$) Nous remarquons que la commande MPPT « SMC » suivi rapidement le PPM suivie par « FLC », « IncCond » et « RNA » Puis le P&O avec une réponse lent.
- Pour le changement rapide de l'irradiation G (à $G= 800\text{W}/\text{m}^2$) on a vu que le temps de convergence ou temps de réponse des contrôleurs, « FLC » et « RNA » est plus rapide que celui du contrôleur « SMC » et « IncCond » le temps de réponse du contrôleur P&O est très lent par rapport les autres. (Figure.III.40.d).
- Dans Figure.III.40.e lorsque le changement lent d'irradiation G on a le contrôleur Floue toujours qui donne le meilleur résultat puis le RNA qui suivi le PPM avec des résultats stables et très bonne performance, tandis que les contrôleurs « SMC », « P&O » et « IncCond » ils suivent avec des oscillations autour du PPM .

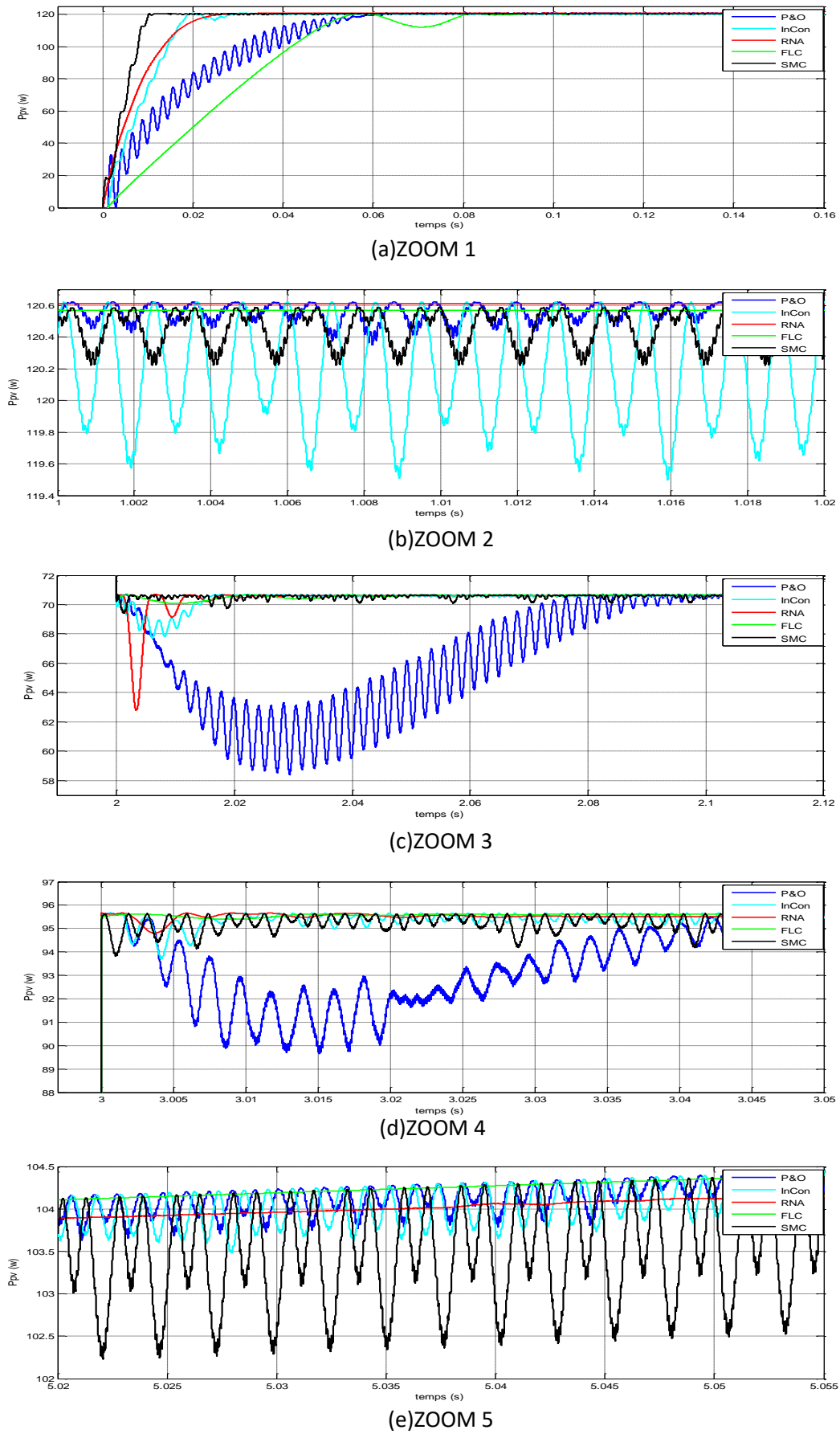


Figure.III.40. Zoom sur la variation de la puissance des quatre contrôleurs dans les conditions ($T=25^{\circ}\text{C}$ et G variable).

III.5.2 Etude comparative de l'énergie entre les contrôleurs MPPT :

Nous allons étudier l'énergie produite par le panneau photovoltaïque en appliquant les cinq contrôleurs MPPT, à partir de Figure.III.40 l'étude sera divisée en cinq intervalles de temps comme est montre dans Table.III.2.

Tableau.III.2. Energie produite par les contrôleurs MPPT

temps(s) MPPT	t=[0 ,0.15]	t=[1 , 1.5]	t=[2 ,2.1]	t=[3 ,3.05]	t=[5 , 5.5]
P&O	15.9108	60.2541	6.5886	4.6658	52.9506
IncCond	16.9879	60.0873	7.0426	4.7686	52.8901
RNA	17.1923	60.3048	7.0439	4.7749	52.9249
LF	14.9328	60.2849	7.0577	4.7778	53.0100
SMC	17.5681	60.2169	7.0451	4.7621	51.6524

- Dans le premier intervalle (t= [0s, 0.15s]) le meilleure contrôleur qui nous a donné la plus grande production d'énergie c'est le « SMC », suivie par les contrôleurs « RNA », « P&O » et « IndCond ». puis le contrôleur « FLC » qu'il est le plus basse à cause de son temps réponse lent.

-pour le deuxième intervalle (t= [1s, 1.5s]) la meilleure valeur d'énergie est produite par le contrôleur « RNA », suivie par « FLC » puis les contrôleurs « P&O » « SMC » et « INC » qu'ils sont les plus basse.

-le troisième intervalle (t= [2s, 2.1s]) lorsque le changement rapide l'irradiation G, le contrôleur « FLC » nous a donné le meilleure résultat au niveau de la production d'énergie à cause de son rapidité de réponse suivie par les contrôleurs « SMC », « RNA » et « INC » puis le contrôleur « P&O ».

-pour le quatrième intervalle (t= [3s ,3.05s]) reste toujours le contrôleur « FLC » donne le meilleur résultat et le « P&O » est le dernier.

-le cinquième intervalle (t= [5s, 5.05s]) lorsque le changement lent l'irradiation G le contrôleur « FLC » aussi nous a donné le meilleure résultat au niveau de la production d'énergie à cause de son stabilité suivie par les contrôleurs « RNA », « INC » et « P&O » puis le contrôleur « SMC ».

III.6. Conclusion

Dans ce chapitre, on a fait l'étude d'un système photovoltaïque avec un convertisseur DC-DC de type BOOST et aussi on a présenté les contrôleurs MPPT. Les caractéristiques d'un générateur photovoltaïque ont montré bien que la puissance maximale reproduite dépend fortement de l'intensité des éclairagements solaires ainsi que de la température ambiante (les conditions climatiques). En plus de ces dépendances, le générateur photovoltaïque ne peut générer sa

Chapitre III : Système Photovoltaïque et la technique de Poursuite du Point de Puissance Maximale MPPT
puissance maximale que pour une certaine tension et courant de fonctionnement. Pour que le générateur fournisse sa puissance maximale, on a inséré un convertisseur DC-DC (hacheur Boost) contrôlé par un mécanisme de poursuite MPPT. Dans ce travail, on a présenté plusieurs contrôleurs MPPT et afin de comparer les résultats de simulations obtenus par les différents contrôleurs, on les a soumette sous mêmes conditions environnementales dans un but de voir leurs performances et robustesse.

Les contrôleurs basées sur contre réaction de puissance, comme la méthode de perturbation et la méthode observation et incrémentation de la conductance. La première est une méthode simple à réaliser par contre la deuxième est plus complexe à élaborer mais ces deux méthodes présentent la présence des oscillations fluctuations dans la puissance P_{pv} produite qui engendre une puissance non produite par le GPV. Elles ont un temps de repense un peu lent surtout pour la P&O.

Une autre méthode plus rapide que ces dernières était présentée dans ce chapitre. Elle se base sur la théorie de la commande par mode glissant ou on a présenté brièvement son principe. Cette méthode MPPT est robuste au changement dans ces entrées ; elle montre une repense très rapide au changement de conditions climatiques (éclairagements et température) mais présente toujours des fluctuations dans la puissance P_{pv} .

On a étudié aussi dans cette partie les commandes intelligentes basées sur la commande par Logique floue et pour avoir des bon résultats on a fait appel aux algorithmes génétiques qui on a permes d'améliorer les performances de système pour une rapidité en transitoire et stabilité en régime permanent et avoir une puissance maximale sans pertes (rapide et pas de fluctuations dans P_{pv}) une autre commande intelligente basée sur le RNA, qui utilise les données de MPPT FLC optimisée comme data d'apprentissage, mais contrairement aux autres méthodes présentées auparavant qui utilisent les sorties de GPV, la tension V_{pv} et le courant I_{pv} , comme entrées la MPPT RNA utilise l'éclairagements et la température comme entrées ce qui peut rendre cette méthode indépendante des paramètres internes de système photovoltaïque la simulation on donnée des bons résultats.

Chapitre IV

**Raccordement Système
Photovoltaïque- Onduleur
Multiniveaux au Réseau
Electrique**

Raccordement Système Photovoltaïque- Onduleur Multiniveaux au Réseau Electrique.

IV.1 Introduction

Les problèmes d'approvisionnement en énergie rencontrés à l'échelle mondiale ne sont pas uniquement dus à la destruction de l'environnement et aux changements climatiques qui en découlent, mais bien aussi à une croissance de la consommation et à la tarification des ressources fossiles. Une consommation mondiale en hausse, en particulier en ce qui concerne l'énergie électrique et une tendance à la libéralisation sont à l'origine de changements considérables, tant dans le domaine des réseaux d'alimentation que pour le remplacement du parc des centrales électriques. Les conséquences, pour le moins préoccupantes, se répercutent sur la disponibilité et la qualité de l'énergie. C'est pourquoi les solutions recherchées doivent être réalisables techniquement parlant tout en répondant aux exigences en matière de durabilité.

Dans ce chapitre, une étude descriptive générale des systèmes photovoltaïques reliés au réseau électrique est présentée [Oul-15b] [Kar-17]. Cette étude comprend : la conception des systèmes photovoltaïques, leurs types, les problèmes produits, les techniques et les conditions des normes d'interconnexions [Has-10]. Ensuite on va simuler dans l'environnement Simulink/Matlab le système photovoltaïque et les résultats de simulation de PV sont présentés. Ce système est constitué d'un générateur photovoltaïque, un convertisseur DC-DC survolteur « Boost » raccordé au réseau par un onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC, on va présenter une nouvelle proposition d'un circuit auxiliaire capacitif qui sera utilisé pour résoudre le problème de déséquilibre des tensions du bus continu à l'entrée de l'onduleur multiniveaux. La commande basés sur Logique floue sera utilisée pour le contrôleur MPPT et le réglage des courants et à la fin on va simuler le système globale [Oul-13b] [Oul-13d] [Oul-18] [Cos-16].

IV.2 Le photovoltaïque dans les systèmes énergétiques

Les consommateurs de l'énergie électrique sont surtout alimentés par des centrales électriques situées à de grandes distances. Ceci nécessite de longues lignes de transmission et réseaux de distribution. Ces réseaux d'alimentation fournissent au consommateur un courant alternatif présentant une fréquence et une tension pratiquement constantes (par exemple 220V pour 50 Hz).

On peut parler d'une augmentation de l'efficacité globale allant de pair avec une amélioration de la situation économique qui répond aux critères de durabilité. Cette structure décentralisée de l'alimentation en énergie correspond au caractère décentralisé des énergies renouvelables. En fonction des conditions régionales, le concept peut être mis en application soit par le raccordement d'une installation photovoltaïque au réseau public, soit par le montage d'un système autonome ou en

flotage servant à alimenter les consommateurs éloignés non raccordés à un réseau d'alimentation. Ainsi, on peut opérer la classification des configurations des systèmes photovoltaïques décentralisés pour l'alimentation en courant alternatif comme suit :

- a) Photovoltaïque dans les réseaux d'alimentation
 - Photovoltaïque seul.
 - Photovoltaïque avec accumulateurs électriques.
- b) Photovoltaïque dans des applications éloignées du réseau
 - Systèmes photovoltaïque batterie.
 - Systèmes hybrides photovoltaïques (avec présence d'autres sources).

Les configurations d'alimentation représentées par Figure.IV.1 possèdent une structure modulaire. La structure couplée au réseau est l'application photovoltaïque qui prédomine actuellement dans les nations industrialisées que sont l'Europe, le Japon et les Etats-Unis [Abb-11] [Def-98] [Has-10].

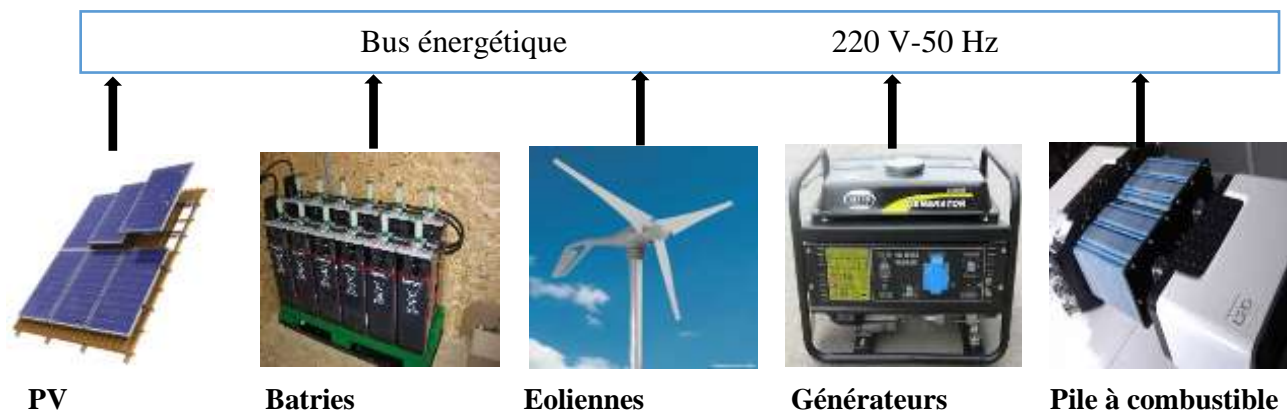


Figure.IV.1. Représentation de l'ingénierie des systèmes hybrides.

IV.2.1 Hypothèses de modélisation et de commande

Le but de ces hypothèses est de simplifier les calculs afin de pouvoir conserver une écriture formelle. Les régulateurs sont censés fonctionner en régime dit « normal ». Dans la suite, nous ferons l'hypothèse suivante [Cos-16] :

Hypothèse 1. On suppose que le système fonctionne en régime triphasé équilibré.

Hypothèse 2. L'amplitude des oscillations de tension reste dans les bornes admissibles du fonctionnement des réseaux.

Hypothèse 3. Les producteurs modélisés ne sont pas synchrones au réseau.

Hypothèse 4. Le temps d'échantillonnage T_e du régulateur de puissance des producteurs est de l'ordre d'une seconde.

Hypothèse 5. Le filtre de mesure est linéaire et fonctionne à temps discret et tous les filtres de mesure des producteurs sont synchronisés.

Hypothèse 6. La loi de commande de la consigne de puissance est affine par morceaux.

Hypothèse 7. Les régulations existantes sur les réseaux de distribution répondent suffisamment lentement pour être considérées en régime permanent pendant l'étude de stabilité des régulateurs de puissance des producteurs décentralisés.

Hypothèse 8. Les variations des puissances de fuites dans les branches du réseau sont négligeables devant celles des puissances injectées aux différents nœuds du réseau.

Hypothèse 9. La loi de commande de la puissance d'un producteur en fonction de sa tension est affine par morceaux.

Hypothèse 10. L'espace d'état continu du système X est borné.

Hypothèse 11. Le terme de perturbation est considéré constant,

Hypothèse 12. Tous les N producteurs d'un départ électrique ont un régulateur de puissance identique, soit le même filtre de mesure, et la même loi de commande et sont synchronisés.

Hypothèse 13. Le filtre de mesure de chacun des producteurs est un filtre passe-bas du premier ordre à temps discret et de gain unitaire.

Hypothèse 14. Les seuls cycles pouvant existé sont des cycles simples.

IV.3 Technologies des onduleurs couplés au réseau

L'onduleur couplé au réseau est utilisé pour les installations photovoltaïques. Il permet de transformer le courant continu, produit par les modules solaires, en un courant ondulé conforme à celui du réseau. Il adapte également le courant produit à la fréquence et à la tension du réseau. Dans les installations d'habitation, le courant solaire produit est d'abord utilisé par l'habitation elle-même, si le courant produit pour l'habitation est excédentaire, l'excédent est injecté dans le réseau.

L'installation d'un onduleur couplé au réseau électrique se fait avec l'accord de l'organisme de distributeur de d'énergie électrique [Kja-05] [Pan-06] [Has-10].

Pour des raisons de sécurité, un onduleur couplé au réseau doit constamment surveiller ces perturbations et interrompre immédiatement l'injection en cas de défaillance ou de coupure.

Ceci est absolument nécessaire pour permettre une intervention sans danger sur le réseau.

IV.3.1 Onduleurs modulaires (module inverter)

Suivant ce concept, chaque module solaire dispose d'un onduleur individuel (Figure.IV.2.a). Pour les installations plus importantes, tous les onduleurs sont connectés en parallèle côté courant alternatif. Les onduleurs modulaires sont montés à proximité immédiate du module solaire correspondant.

IV.3.2 Onduleurs centralisés (central inverter)

Un onduleur centralisé de forte puissance transforme l'ensemble du courant continu produit par un champ de cellules solaires en courant alternatif.

Le champ de cellules solaires est en règle générale constitué de plusieurs rangées connectées en parallèle (Figure.IV.2.c).

Chaque rangée est elle-même constituée de plusieurs modules solaires connectés en série.

Pour éviter les pertes dans les câbles et obtenir un rendement élevé, on connecte le plus possible de modules en série.

IV.3.3 Onduleurs "String" ou "de Rangée"

L'onduleur String est le plus utilisé. Le plus souvent, huit (ou plus) de modules solaires sont connectés en série (Figure.IV.2.b).

Comme une seule connexion série est nécessaire, les coûts d'installation sont réduits. Il est important de noter qu'en cas d'ombrage partiel des modules solaires, il n'y a pas de perte, l'emploi de diodes de by-pass est fortement recommandé.

Les installations jusqu'à 3 Kilowatt de puissance sont fréquemment réalisées avec un onduleur String. Pour une puissance plus élevée, il est possible de connecter plusieurs onduleurs string en parallèle, côté courant alternatif. L'intérêt dans ce concept est d'utiliser un plus grand nombre d'onduleurs du même type. Cela réduit les coûts de production et apporte un intérêt supplémentaire : si un onduleur tombe en panne, seule la production de la rangée concernée est défaillante.

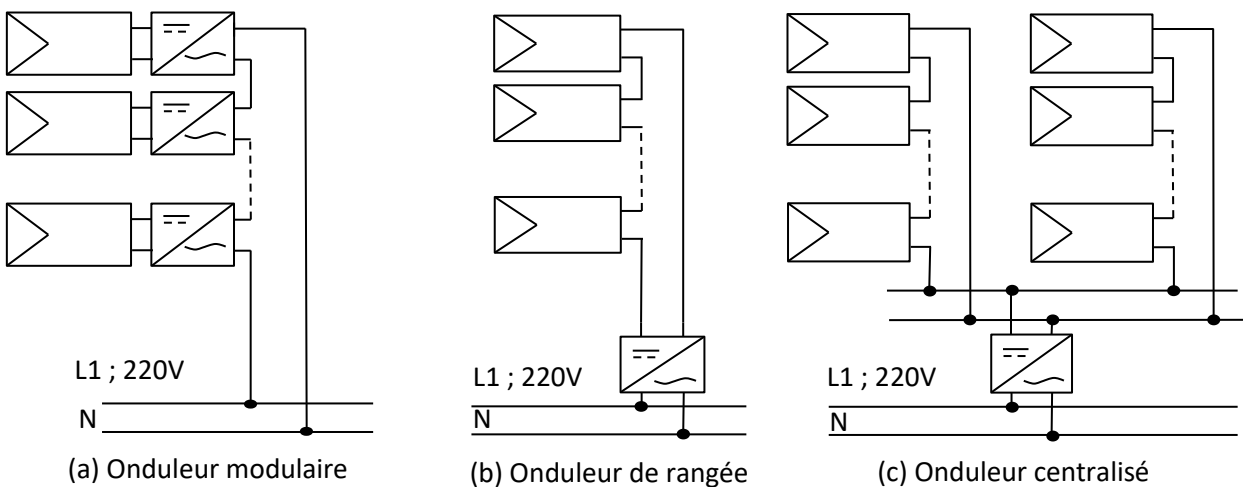


Figure.IV.2. Classification des onduleurs PV connectés au réseau.

Ils sont toujours conçus en triphasé. La plupart du temps, les systèmes (PV) sont installés dans les réseaux de distribution basse tension avec une puissance allant jusqu'à 30 KVA.

Le type du réseau choisi au raccordement détermine la possibilité du choix des systèmes de surveillance, et la détection en cas d'islanding (défaut).

IV.4 Classifications des centrales photovoltaïques connectées au réseau (CPCR)

Une première classification des (CPCR) en fonction de leur taille peut être faite de la manière suivante [Bou-03] [Abb-11]:

- **Centrales de petite taille ($P_w = 1 \text{ à } 10 \text{ KW}$)**

Pour des applications sur les toits de maisons individuelles ou d'institutions publiques telles que les écoles, parkings,... Elles se connectent au réseau basse tension.

- **Centrales de taille moyenne ($P_w = 10 \text{ à } 500 \text{ KW}$)**

Ce type de système peut se trouver installé et intégré sur un édifice, sur un toit ou une façade. Il peut être connecté à la basse ou à la moyenne tension du réseau de distribution électrique selon sa taille.

- **Centrales de grande taille ($P_w \geq 500 \text{ KW}$)**

Ce sont des systèmes centralisés et sont de la propriété de compagnies d'électricité. On peut également classer ces systèmes selon qu'ils soient munis de batteries de stockage ou non.

IV.5 Structure générale d'un système photovoltaïque

Il existe deux types de structures de système photovoltaïque [Bou-03] [Abb-11]:

- **Les systèmes à connexion directe au réseau**

Cette installation est constituée d'un générateur photovoltaïque connecté directement, à l'aide d'un onduleur au réseau électrique.

- **Le système à bus continu intermédiaire**

Le générateur photovoltaïque est connecté par l'intermédiaire d'un convertisseur continu-continu. Un onduleur délivre une tension modulée, celle-ci est filtrée pour réduire le taux d'harmonique, on obtient alors en sortie de ce dispositif une tension utilisable pouvant être injectée dans le réseau.

Il existe plusieurs architectures pour les dispositifs permettant de convertir la tension continue issue du générateur photovoltaïque en une tension sinusoïdale utilisable (220V).

IV.6 Caractéristiques des onduleurs compatibles avec le réseau

Les critères de compatibilité de l'onduleur avec le réseau sont [Kja-05] [Abb-11]:

- Temps de réponse
- Facteur de puissance
- Commande de fréquence
- Rendement harmonique
- Synchronisation
- Contribution de courant de défaut
- Injection de courant continu
- Protection

IV.7 Problème de connexion des systèmes photovoltaïques au réseau

Les problèmes concernant l'interconnexion du système photovoltaïque au réseau sont [Kja-05] [Abb-11]:

- Le débrogage de système photovoltaïque si le réseau présente une défaillance (le problème d'islanding).
- La protection contre la foudre.

- La qualité de puissance fournie au réseau.
- Les effets des systèmes multiples sur une partie du réseau, en particulier monophasé non équilibré.
- Le dosage fiable des flux de puissance.
- Risques techniques et financiers.

IV.8 Etude de la partie contrôle et la commande

La structure du système de commande de l'onduleur peut être séparée en deux sous-systèmes ayant des dynamiques différentes : l'une dite rapide (boucle interne) qui est liée aux courants I_d et I_q , et une autre dite lente (boucle externe) qui est associée à la tension continue V_{dc} .

La référence du courant I_d est la sortie du régulateur externe de V_{dc} . la référence du courant I_q est fixée à zéro, afin de maintenir le facteur de puissance à une valeur unitaire c-à-d 1. Les sorties de tension V_d et V_q du régulateur de courant sont converties en 3 signaux de modulation V_{ref_abc} utilisés par le générateur d'impulsions MLI (PWM) à cinq niveaux [Oul-15c] [Oul-18].

Pour le réglage de la tension continue, l'utilisation de commandes classiques, en particulier du type proportionnel intégral, semble être suffisante pour obtenir des performances acceptables.

IV.8.1 Régulateur du courants I_d et I_q :

Pour le réglage des deux courants I_d et I_q on va utiliser pour chacune des courants un régulateur Flou et pour atténuer les signaux hautes fréquences venant de la MLI on a ajouté un filtre passe bas du premier ordre comme est présentée dans Figure.IV.3.

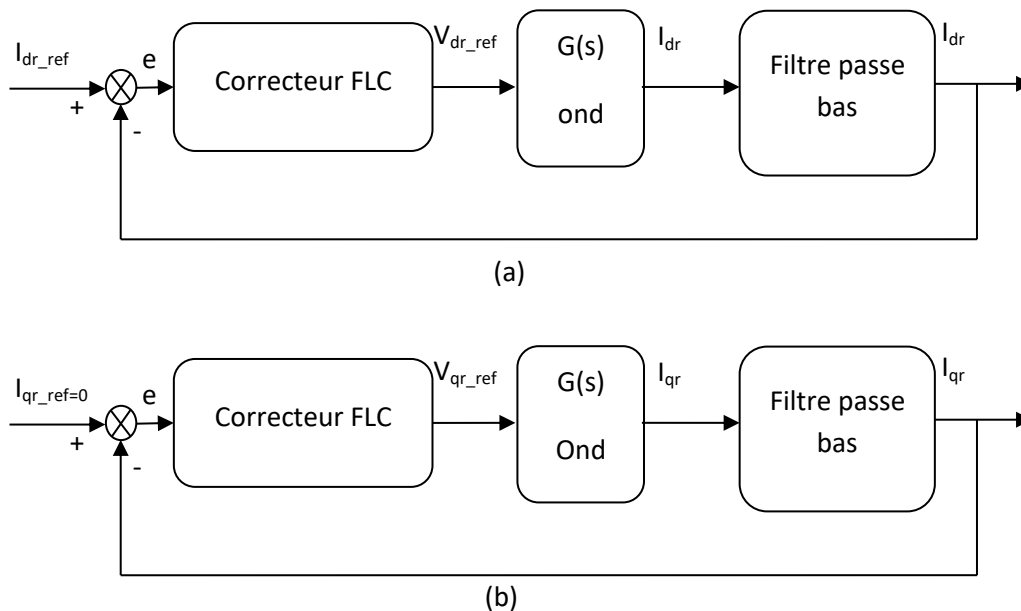


Figure.IV.3. Schéma bloc du régulateur Flou du courant I_{dr} (a) I_{qr} (b)

La majorité des régulateurs flous développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani pour les systèmes mono-variables (Figure.IV.4).

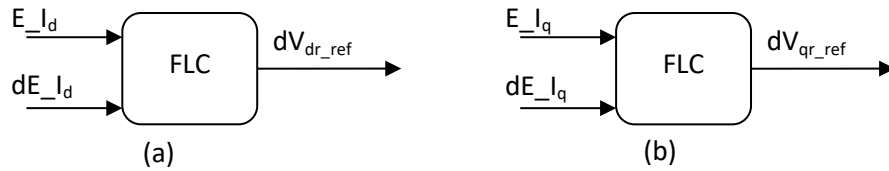


Figure.IV.4 Schéma bloc du régulateur Flou du courant I_d (a) I_q (b)

$$\begin{cases} E_{I_d} = I_{d_ref} - I_d \\ dE_{I_d} = E_{I_d}(k) - E_{I_d}(k) \end{cases} \quad (IV.1)$$

$$\begin{cases} E_{I_q} = I_{q_ref} - I_q \\ dE_{I_q} = E_{I_q}(k) - E_{I_q}(k) \end{cases} \quad (IV.2)$$

Les fonctions d'appartenance que nous avons utilisées sont schématisées sur les Figure.IV.5.(a, b ,c).

- NG** : négative grande.
- NP** : négative petite
- ZE** : zéro
- PP** :positive petite
- PG**: positive grande .

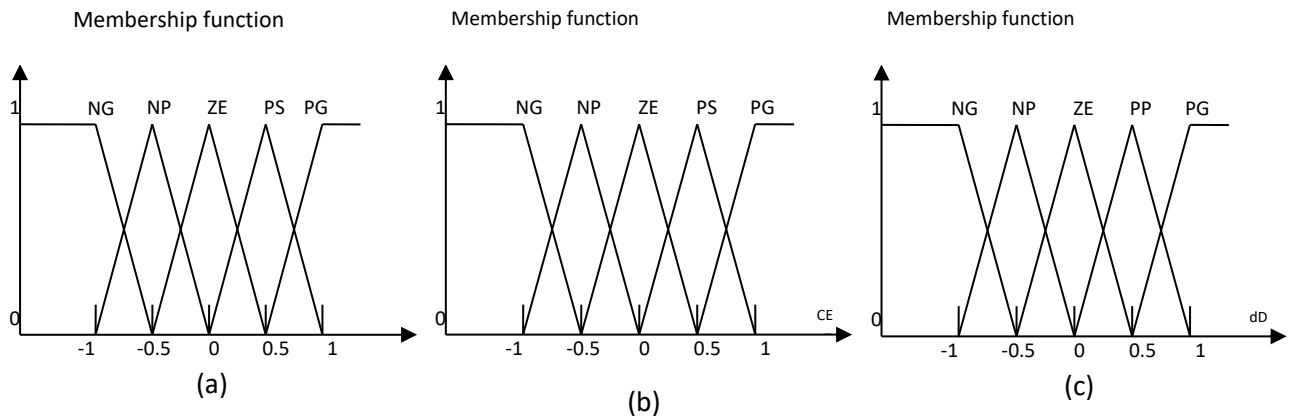


Figure.IV.5. Fonctions d'appartenances de : (a) L'entrée E_I ; (b) L'entrée dE_I et (c) La sortie dV_{ref} .

Le tableau suivant représente la matrice d'inférence adopté pour les deux régulateurs Flous des courants I_d et I_q .

Table.IV.1. Table des règles pour la commande logique floue

$E_I \backslash dE_I$	NG	NP	ZE	PP	PG
NG	NG	NG	NP	NP	ZE
NP	NG	NP	NP	ZE	NP
ZE	NP	NP	ZE	NP	NP
NP	NP	ZE	NP	NP	PG
PG	ZE	NP	NP	PG	PG

IV.9 Etude de la synchronisation du convertisseur sur le réseau

Dans cette partie on va étudier le principe de synchronisation du convertisseur sur le réseau à l'aide de PLL.

IV.9.1 PLL triphasé dans le domaine de Park

Le principe de PLL dans le domaine de Park est rappelé sur Figure IV.6.

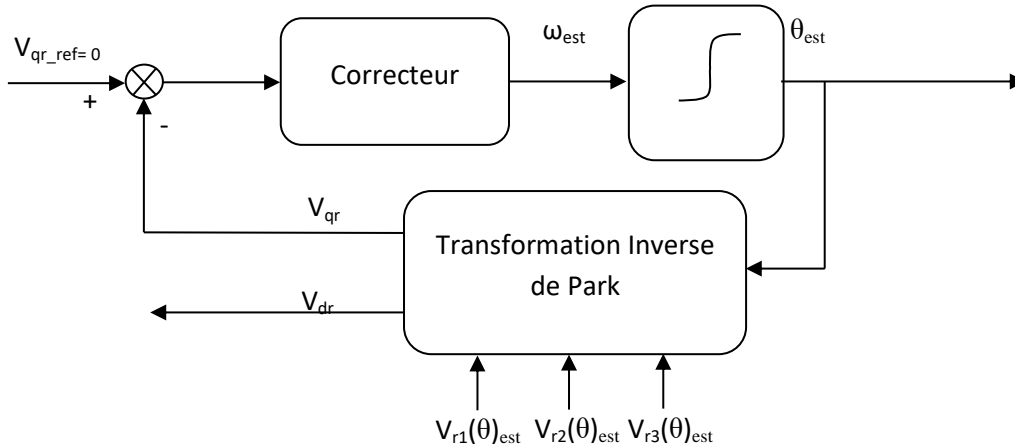


Figure.IV.6. Principe de la PLL dans le domaine de Park.

Dans le cas d'un système équilibré, la tension du système triphasé s'exprime de la manière suivante:

$$\begin{cases} Vr1(t) = Vm \cdot \sin(\theta) \\ Vr2(t) = Vm \cdot \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ Vr3(t) = Vm \cdot \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (IV.3)$$

Le principe de base de la PLL triphasée consiste à appliquer une transformation inverse de Park sur les tensions triphasées du réseau. La composante d'axe q générée par cette transformation est asservie à zéro par action sur l'angle du repère de Park (θ_{est}). En régime établi l'angle (θ_{est}) est égal à l'angle (θ_r) du réseau.

$$v_{qr} = 0, v_{dr} = |Vm| \text{ et } \theta_r = \theta_{est}.$$

IV.9.2 Elaboration et réglage des correcteurs d'une PLL triphasée

La PLL triphasée développée utilise une transformée de Park comme suit (Figure.IV.7) [Gho-03]:

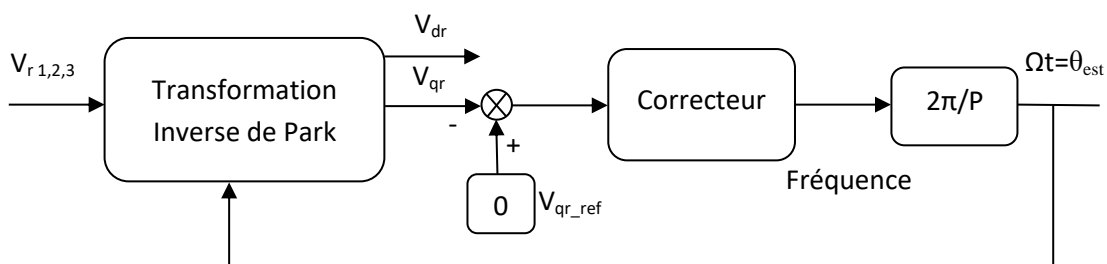


Figure.IV.7. Schéma de régulateur de la PLL.

La transformée de Park a le rôle de comparateur de phase. Cette PLL a pour avantage de pouvoir également mesurer la fréquence du signal d'entrée. La figure suivante montre le fonctionnement de la PLL triphasée. En régime permanent, lorsque la PLL « est accrochée », $d = 0$ et $V_{qr} = 0$. On a alors $V_{dr} = V_r$.

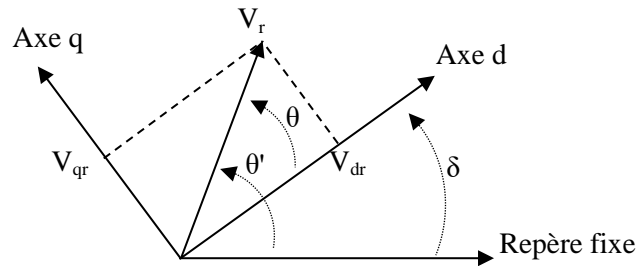


Figure.IV.8. Fonctionnement de la PLL triphasée

IV.10 Modélisation du filtre LC et la charge

IV.10.1 Fonction de transfert du filtre

Afin de déterminer plus facilement la transmittance du filtre, on utilise le schéma monophasé équivalent suivant [Abb-11]:

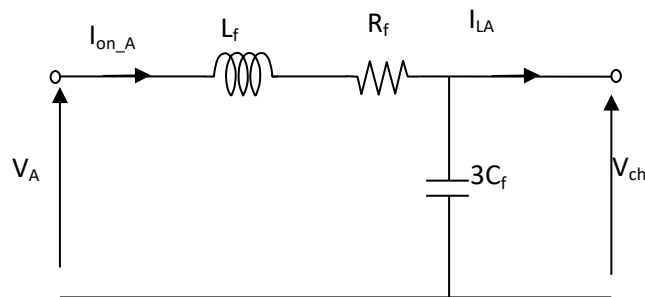


Figure.IV.9. Schéma monophasé équivalent du filtre LC.

- la fonction de transfert du filtre est donnée par l'expression suivante :

$$H(p) = \frac{V_{ch}}{V_a} = \frac{1}{1 + 3.C_f.R_f.P + 3.C_f.L_f.P^2} \quad (IV.5)$$

Et la pulsation :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{3.C_f.L_f}}$$

IV.10.2 Modèle d'état de l'ensemble (onduleur, filtre LC et la charge (RL))

Le modèle d'état de l'ensemble onduleur, filtre LC et la charge RL est donnée par Figure.IV.10.

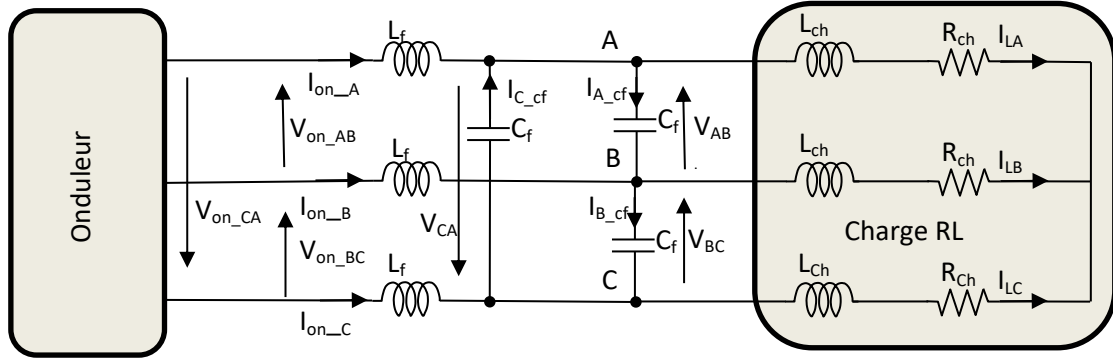


Figure.IV.10. Schéma du filtre LC et la charge RL.

En appliquant la loi de Kirchhoff aux nœuds A, B, et C, les équations des courants et des tensions du filtre LC décrites par Figure.IV.10, sont données comme suit :

- Nœud (A) :

$$i_{on_A} + i_{C_cf} = i_{A_cf} + i_{LA} \Rightarrow i_{on_A} + C_f \cdot \frac{dV_{CA}}{dt} = C_f \cdot \frac{dV_{AB}}{dt} + i_{LA} \quad (IV.6)$$

- Nœud (B) :

$$i_{on_B} + i_{A_cf} = i_{B_cf} + i_{LB} \Rightarrow i_{on_B} + C_f \cdot \frac{dV_{AB}}{dt} = C_f \cdot \frac{dV_{BC}}{dt} + i_{LB} \quad (IV.7)$$

- Nœud (C) :

$$i_{on_C} + i_{B_cf} = i_{C_cf} + i_{LC} \Rightarrow i_{on_C} + C_f \cdot \frac{dV_{BC}}{dt} = C_f \cdot \frac{dV_{CA}}{dt} + i_{LC} \quad (IV.8)$$

Avec :

$$i_{A_cf} = C_f \cdot \frac{dV_{AB}}{dt}, \quad i_{B_cf} = C_f \cdot \frac{dV_{BC}}{dt} \quad \text{et} \quad i_{C_cf} = C_f \cdot \frac{dV_{CA}}{dt}$$

En substituant eq.IV.7 dans eq.IV.6, on trouve :

$$\begin{aligned} i_{on_A} - i_{on_B} + C_f \cdot \left(\frac{dV_{CA}}{dt} - \frac{dV_{AB}}{dt} \right) &= C_f \cdot \left(\frac{dV_{AB}}{dt} - \frac{dV_{BC}}{dt} \right) + i_{LA} - i_{LB} \\ \Rightarrow C_f \cdot \left(\frac{dV_{CA}}{dt} + \frac{dV_{BC}}{dt} - 2 \cdot \frac{dV_{AB}}{dt} \right) &= -i_{on_A} + i_{on_B} + i_{LA} - i_{LB} \end{aligned} \quad (IV.9)$$

En substituant eq.V.8 dans eq.IV.7, on trouve :

$$\begin{aligned} i_{on_B} - i_{on_C} + C_f \cdot \left(\frac{dV_{AB}}{dt} - \frac{dV_{BC}}{dt} \right) &= C_f \cdot \left(\frac{dV_{BC}}{dt} - \frac{dV_{CA}}{dt} \right) + i_{LA} - i_{LB} \\ \Rightarrow C_f \cdot \left(\frac{dV_{AB}}{dt} + \frac{dV_{CA}}{dt} - 2 \cdot \frac{dV_{BC}}{dt} \right) &= -i_{on_B} + i_{on_C} + i_{LB} - i_{LC} \end{aligned} \quad (IV.10)$$

En substituant eq.IV.6 dans eq.IV.8 on trouve :

$$\begin{aligned} i_{on_C} - i_{on_A} + C_f \cdot \left(\frac{dV_{BC}}{dt} - \frac{dV_{CA}}{dt} \right) &= C_f \cdot \left(\frac{dV_{CA}}{dt} - \frac{dV_{AB}}{dt} \right) + i_{LC} - i_{LA} \\ \Rightarrow C_f \cdot \left(\frac{dV_{BC}}{dt} + \frac{dV_{AB}}{dt} - 2 \cdot \frac{dV_{CA}}{dt} \right) &= -i_{on_C} + i_{on_A} + i_{LC} - i_{LA} \end{aligned} \quad (IV.11)$$

Afin de simplifier l'équation eq.IV.09 et eq.IV.11, nous utilisons le rapport de la somme des tensions algébriques égales à zéro entre les phases de la charge, tel que :

$$V_{AB} + V_{BC} + V_{CA} = 0 \quad (IV.12)$$

D'après l'équation eq.IV.12, l'équation eq.IV.9 et eq.IV.11 peuvent être écrites respectivement comme suit :

$$\begin{cases} \frac{dV_{AB}}{dt} = \frac{1}{3.C_f} \cdot i_{on_AB} - \frac{1}{3.C_f} \cdot i_{LAB} \\ \frac{dV_{BC}}{dt} = \frac{1}{3.C_f} \cdot i_{on_BC} - \frac{1}{3.C_f} \cdot i_{LBC} \\ \frac{dV_{CA}}{dt} = \frac{1}{3.C_f} \cdot i_{on_CA} - \frac{1}{3.C_f} \cdot i_{LCA} \end{cases} \quad (IV.13)$$

Avec :

$$\begin{aligned} i_{on_AB} &= i_{on_A} - i_{on_B}, & i_{on_BC} &= i_{on_B} - i_{on_C}, & i_{on_CA} &= i_{on_C} - i_{on_A} \\ i_{LAB} &= i_{LA} - i_{LB}, & i_{LBC} &= i_{LB} - i_{LC}, & i_{LCA} &= i_{LC} - i_{LA} \end{aligned}$$

En appliquant la loi des mailles aux tensions du côté de l'onduleur, les équations des courants peuvent être écrites comme suit :

$$\begin{cases} \frac{di_{on_AB}}{dt} = -\frac{1}{L_f} \cdot V_{AB} + \frac{1}{L_f} \cdot (V_{on_AB}) \\ \frac{di_{on_BC}}{dt} = -\frac{1}{L_f} \cdot V_{BC} + \frac{1}{L_f} \cdot (V_{on_BC}) \\ \frac{di_{on_CA}}{dt} = -\frac{1}{L_f} \cdot V_{CA} + \frac{1}{L_f} \cdot (V_{on_CA}) \end{cases} \quad (IV.14)$$

En appliquant la loi des mailles du côté charge, les équations des tensions peuvent être décrites comme suit :

$$\begin{cases} V_{AB} = L_{ch} \cdot \frac{di_{LA}}{dt} + R_{ch} \cdot i_{LA} - L_{ch} \cdot \frac{di_{LB}}{dt} - R_{ch} \cdot i_{LB} \\ V_{BC} = L_{ch} \cdot \frac{di_{LB}}{dt} + R_{ch} \cdot i_{LB} - L_{ch} \cdot \frac{di_{LC}}{dt} - R_{ch} \cdot i_{LC} \\ V_{CA} = L_{ch} \cdot \frac{di_{LC}}{dt} + R_{ch} \cdot i_{LC} - L_{ch} \cdot \frac{di_{LA}}{dt} - R_{ch} \cdot i_{LA} \end{cases} \quad (IV.15)$$

L'équation eq.IV.15 peut être réécrite comme suit :

$$\begin{cases} \frac{di_{LAB}}{dt} = -\frac{R_{ch}}{L_{ch}} \cdot i_{LAB} + \frac{1}{L_{ch}} \cdot V_{AB} \\ \frac{di_{LBC}}{dt} = -\frac{R_{ch}}{L_{ch}} \cdot i_{LBC} + \frac{1}{L_{ch}} \cdot V_{BC} \\ \frac{di_{LCA}}{dt} = -\frac{R_{ch}}{L_{ch}} \cdot i_{LCA} - \frac{1}{L_{ch}} \cdot V_{CA} \end{cases} \quad (IV.16)$$

Par conséquent, nous pouvons écrire les équations eq.IV.13, eq.IV.14 et eq.IV.16 sous forme matricielle, respectivement :

$$\begin{cases} \frac{dV}{dt} = \frac{1}{3.C_f} \cdot I_{on} - \frac{1}{3.C_f} \cdot I_L \\ \frac{dI_{on}}{dt} = \frac{1}{L_f} \cdot V + \frac{1}{L_f} \cdot V_{on} \\ \frac{dI_L}{dt} = -\frac{1}{L_r} \cdot V + \frac{R_r}{L_r} \cdot I_L \end{cases} \quad (IV.17)$$

Avec

$$V = [V_{AB} \ V_{BC} \ V_{CA}]^T, \quad V_{on} = [V_{on_AB} \ V_{on_BC} \ V_{on_CA}]^T$$

$$I_{on} = [i_{on_A} - i_{on_B} \ i_{on_B} - i_{on_C} \ i_{on_C} - i_{on_A}]^T, \quad I_L = [i_{LA} - i_{LB} \ i_{LB} - i_{LC} \ i_{LC} - i_{LA}]^T$$

A la fin de cette étude du côté onduleur et charge, nous avons programmé sur Matlab/SIMULINK l'ensemble, onduleur, filtre LC et la charge (LR) plus le réseau, les paramètres de ces derniers sont donnés dans le tableau suivant :

Table.IV.2. Paramètres de simulation.

Paramètre	L _f	C _f	R _{ch}	L _{ch}	R _r	L _r
valeur	70 mH	100 µF	20 Ohm	0.5 mH	0.89 Ohm	16.6 mH

IV.11 Circuit auxiliaire d'équilibrage capacitif

Pour avoir quatre tensions intermédiaires égales ($U_{C1}=U_{C2}=U_{C3}=U_{C4}$), on a utilisé un montage intermédiaire à base de quatre condensateurs appelé filtre intermédiaire, avec $C_1=C_2=C_3=C_4=20mF$ (Figure.IV.11.b).

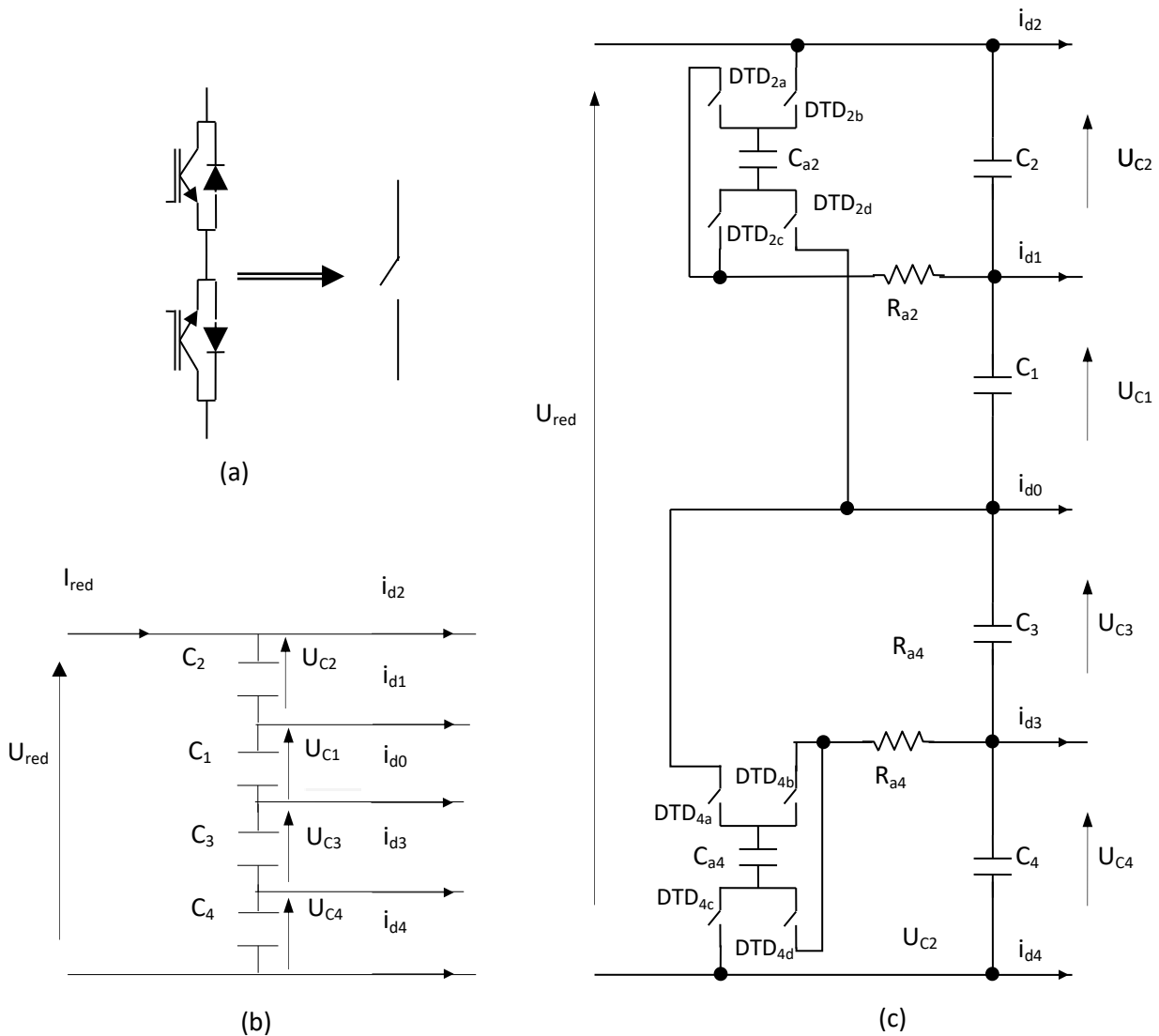


Figure.IV.11. Interrupteur Bidirectionnel (a). Structure du filtre intermédiaire (b). Structure du circuit d'équilibrage capacitif proposé (c).

On a constaté que les tensions à l'entrée de l'onduleur sont déséquilibrées [Chi-09] [Gue-07] [Abd-10]. Ce déséquilibre est dû à la présence de trois points à potentiel flottant (entre les condensateurs (C_1, C_2) , (C_1, C_3) et (C_3, C_4)). Alors pour régler ce déséquilibre on a proposé d'utiliser des circuits auxiliaires à l'entrée de l'onduleur à cinq niveaux (pont de Climping).

Dans le littérature, on trouve des circuits d'équilibrage résistif et inductif [Abd-10] [Chi-09] [Oul-13d] [Annexe E]. Mais dans ce travail, on a proposé un tout nouvel circuit auxiliaires d'équilibrage basé sur l'utilisation des condensateurs ; on va l'appelé circuit auxiliaire d'équilibrage capacitif.

IV.11.1 Principe de circuit auxiliaire d'équilibrage capacitif.

On sait que si un condensateur se charge il signifie qu'il stocke de l'énergie sous forme de tension ($W_c = 1/2.C$) et le condensateur qui se décharge il perd de l'énergie.

Dans notre circuit capacitif présenté dans Figure.IV.11.c, on a proposé de laisser les condensateurs de filtrage et régler le déséquilibre par l'utilisation d'autres condensateurs auxiliaires C_{a2}, C_{a4} ($C_a = 1mF$) pour transférer l'énergie entre les condensateurs de filtrage et faire l'équilibrage des tensions. Pour éviter le problème de la connexion de deux sources de même nature (deux condensateurs). On a utilisé deux résistances R_{a2} et R_{a4} de petite valeur avec chaque condensateur auxiliaires C_{a2}, C_{a4} (Figure.IV.11.c).

Chaque condensateur C_{a2} et C_{a4} est entouré par quatre intercepteurs DTD_i . Les interrupteurs DTD_i sont commandables en courant et en tension et ils sont bidirectionnels. On a associé deux transistors avec deux diodes comme est présenté sur Figure.IV.11.a

Si on prend la fréquence de permutation des DTD est f_{CA} et la période est T_{CAC} où la fonction de connexion de l'interrupteur DTD est F_{DTD} alors on aura l'algorithme suivant

$$\begin{aligned} \text{Si } 0 \leq t < T/2 \Rightarrow & F_{DTDia}=1; F_{DTDid}=1; F_{DTDib}=0; F_{DTDic}=0 \\ \text{Si } T/2 \leq t < T \Rightarrow & F_{DTDia}=0; F_{DTDid}=0; F_{DTDib}=1; F_{DTDic}=1 \\ & \text{Avec } i= 2, 4 \end{aligned}$$

Les avantages de ce circuit sont:

- Il ne nécessite pas l'utilisation des capteurs de tension
- Il fonctionne en boucle ouverte
- Pas de gaspillage d'énergie électrique ; il la transfère d'un condensateur vers un autre condensateur adjacent.

V.12 Schéma synoptique de connexion au réseau

Il existe dans la littérature plusieurs concepts pour la connexion d'un GPV aux réseaux [Kja-05] [Has-10]. On a opté pour le schéma synoptique que se présente dans Figure.IV.12.

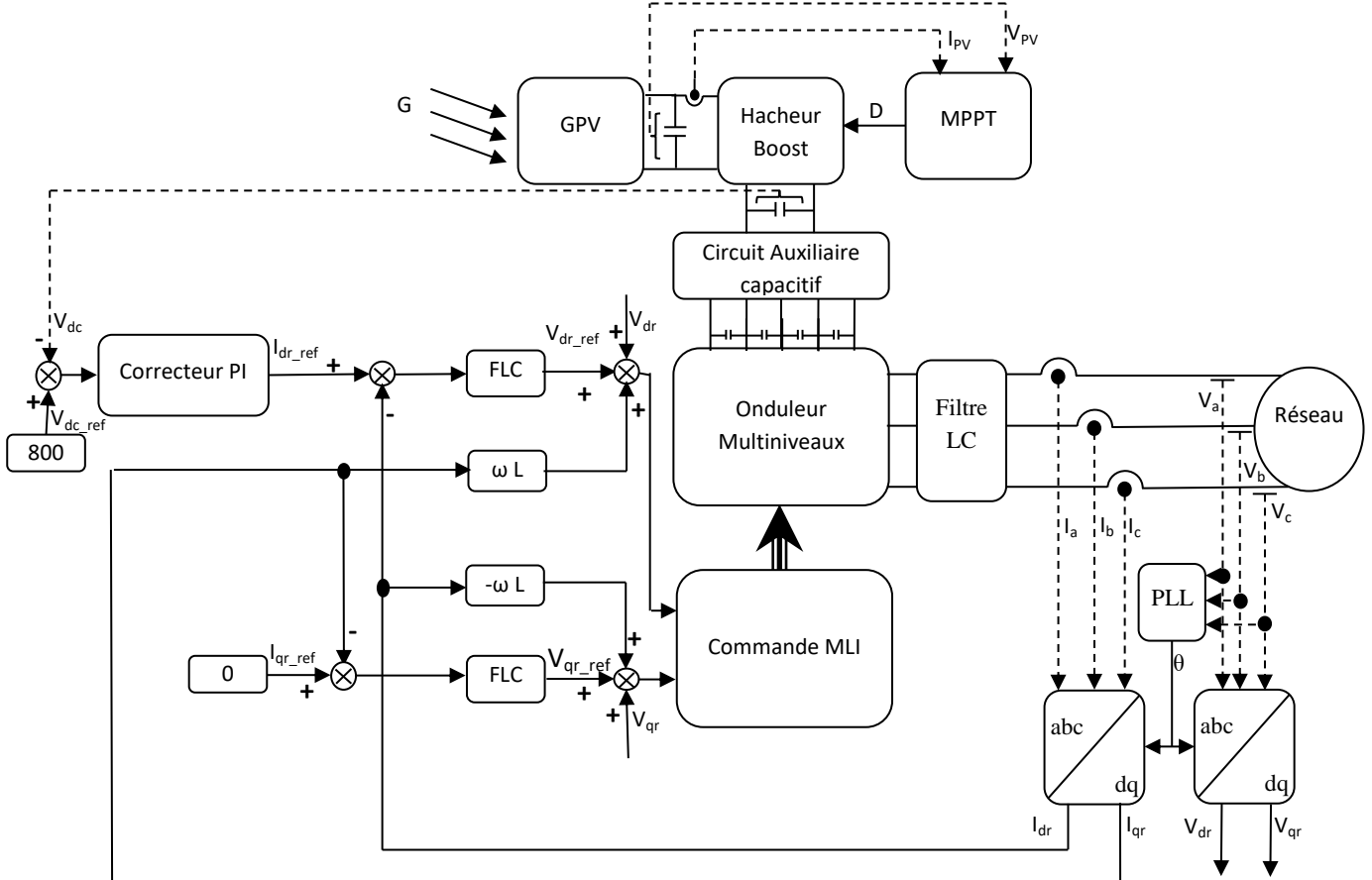


Figure IV.12. Schéma synoptique de commande de la connexion au réseau

Les différents blocks du schéma synoptique de commande de la connexion au réseau en simulation sont :

- Block GPV :

On a utilisé 36 panneaux (6X6) de modèle BP MSX120 [Annexe H] est le hacheur de type Boost [Annexe E]. La technique MPPT utilisée pour la poursuite de PPM est de type floue (MPPT FLC). Le principe de cette technique a été présenté dans la partie III.4.4.

- Block onduleur multiniveaux:

On a utilisé un onduleur triphasé à structure NPC à cinq niveaux . Le schéma circuit de cet onduleur est présenté dans le premier chapitre (Figure.I.9.b.) ; la commande MLI utilisée est de type MLI triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaire (Figure.I.10) où l'indice $m=21$.

- Block circuit auxiliaire:

Le circuit auxiliaire utilisé pour équilibrer les quatre tensions aux bornes des condensateurs est de type capacitif commande en boucle ouverte d'une fréquence de $f_{CAC}=1\text{kHz}$.

- Block régulation :

Pour le réglage de la tension de bus continu V_{dc} à une valeur de 800Volts on a utilisé un régulateur PI et pour les courant I_d et I_q des régulateurs Flous.

- Block du filtre :

Le schéma circuit de filtrage après l'onduleur est donné par Figure IV.13

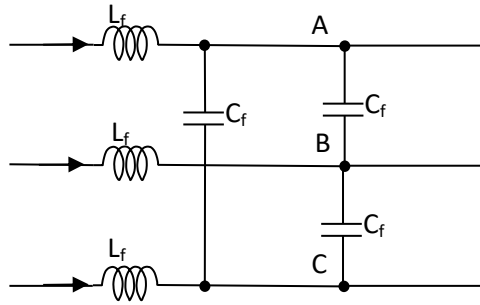


Figure.IV.13. Schéma circuit de filtrage après l'onduleur.

Les résultats de simulations de Figure.IV.12 caractérisant les tensions, et les courants sont donnés par les figures suivantes :

- Tensions simples à la sortie de l'onduleur

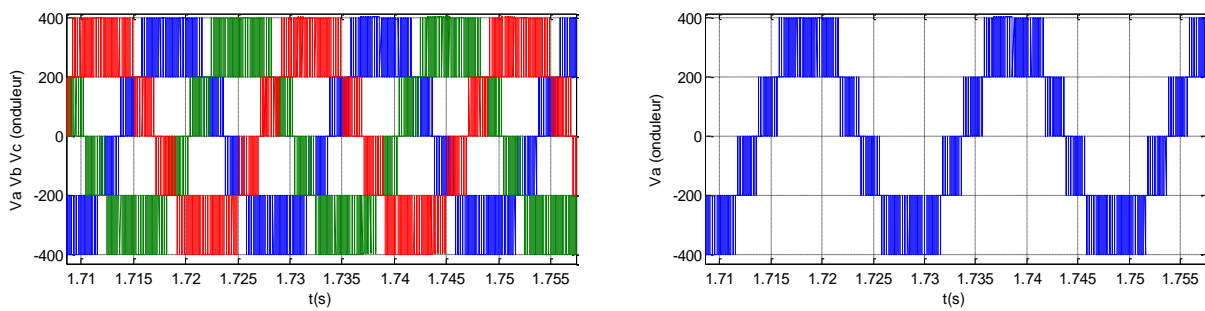


Figure.IV.14. Caractéristiques des tensions simple délivrées par l'onduleur.

- Courants de lignes à la sortie de l'onduleur

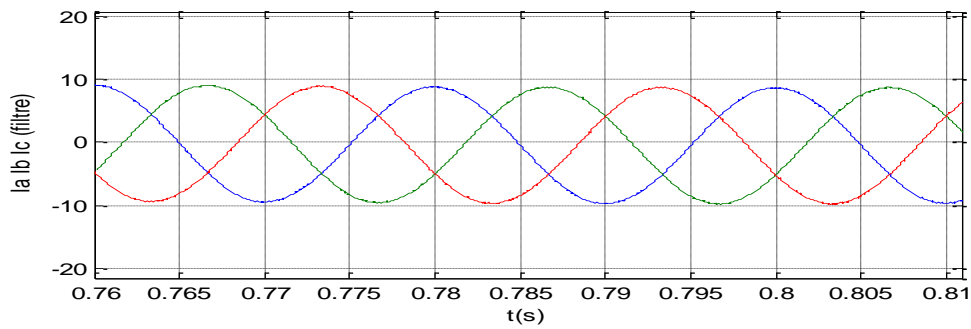


Figure.IV.15. Caractéristiques des courants de ligne à la sortie de l'onduleur.

- Tensions filtrées (aux bornes des condensateurs et de la charge)

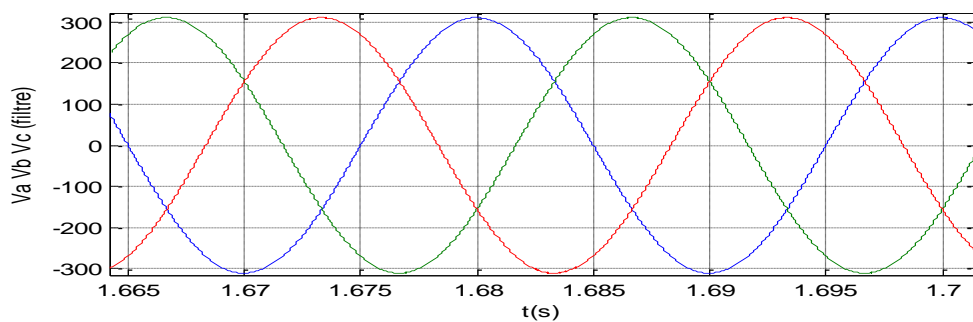


Figure.IV.16. Caractéristiques des tensions à la sortie du filtre.

IV.13 Résultat de simulation

D’après Figure.IV.12, on a simulé le schéma global de simulation de la connexion au réseau électrique.

Pout vérifier le bon fonctionnement de notre montage on a préparé deux tests.

Test 1 : le premier test dans le cas où on a une variation lente de l’éclairement avec une température fixe à 25°C (Figure.IV.17)

Test 2 : le deuxième test pour une variation rapide de l’éclairement avec une température fixe à 25°C (Figure.IV.24).

IV.13.1 Test 1 simulation le cas d’un changement de lent l’éclairement

Un test sera fait supposons que l’éclairement maximal $G=1000W/m^2$ ensuit l’éclairement va changer vers $700W/m^2$ lentement et une température $T= 25^\circ$ suivant l’indication de Figure.IV.17.

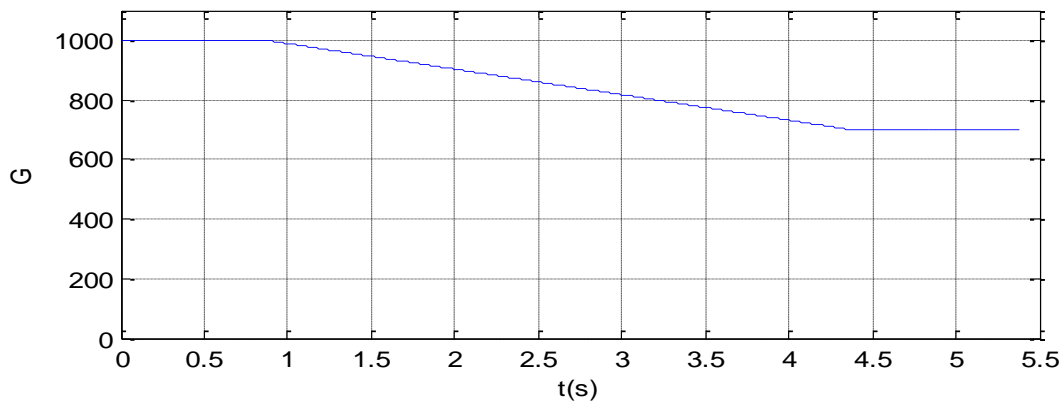


Figure.IV.17. Caractéristiques de changement de l’éclairement

- Les caractéristiques de puissance injectée au réseau en cas de changement lent de l’éclairement donnée par Figure.IV.18 et Figure.IV.19.

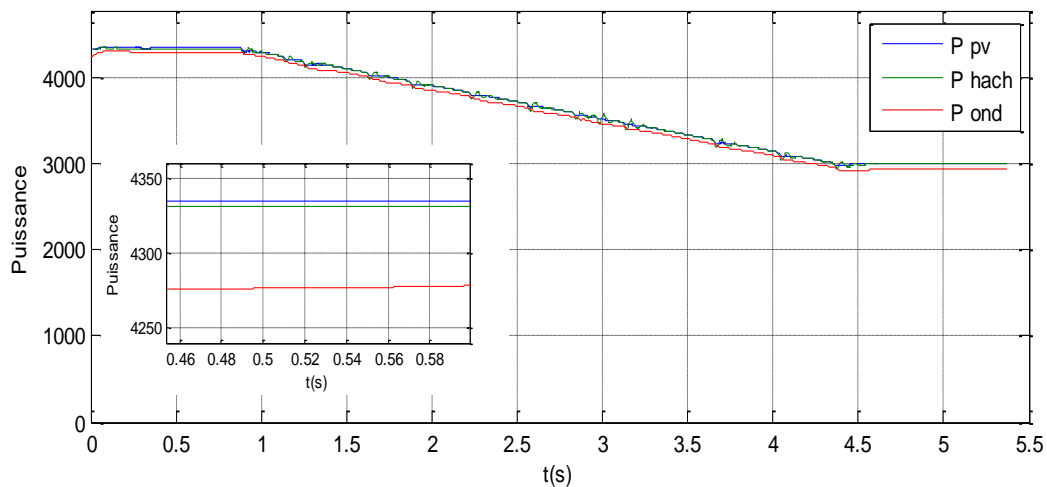


Figure.IV.18. Caractéristiques des puissances P_{pv} , $P_{hacheur}$ et P_{ond} injectée au réseau en changement lent de l’éclairement

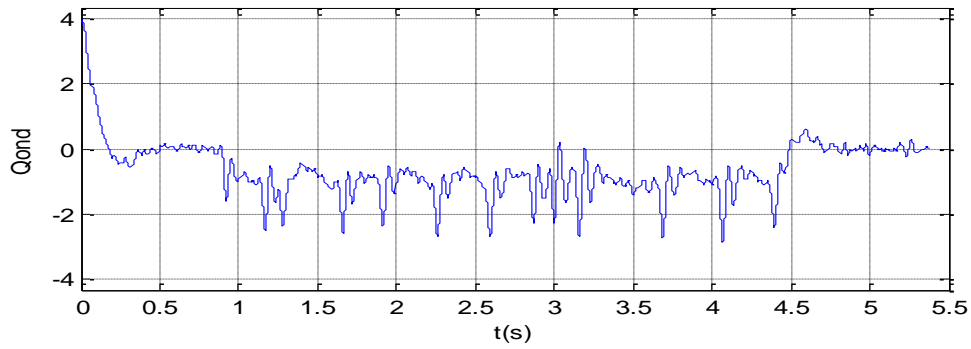


Figure.IV.19. Caractéristiques des puissances réactive Q_{ond} injectée au réseau en changement lent de l'éclairément

- Les caractéristiques du courant et tension injectes au réseau en cas de changement lent de l'éclairément donné par Figure.IV.20.

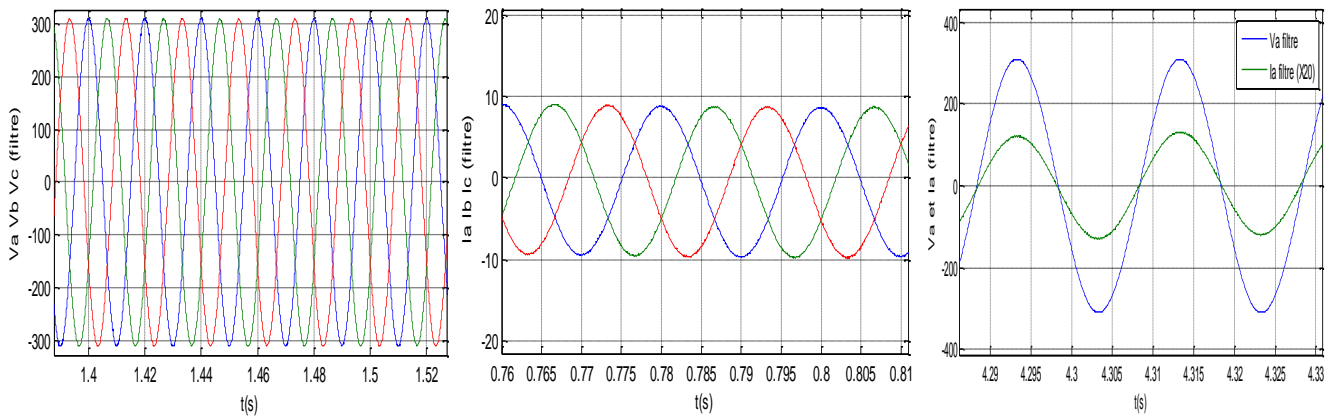


Figure.IV.20. Caractéristiques du courant et tension injectée au réseau en changement lent de l'éclairément

- Les caractéristiques du courant simple représenté dans le domaine de park (I_{dr}, I_{qr}) avec changement lent de l'éclairément sont données par Figure.IV.21.

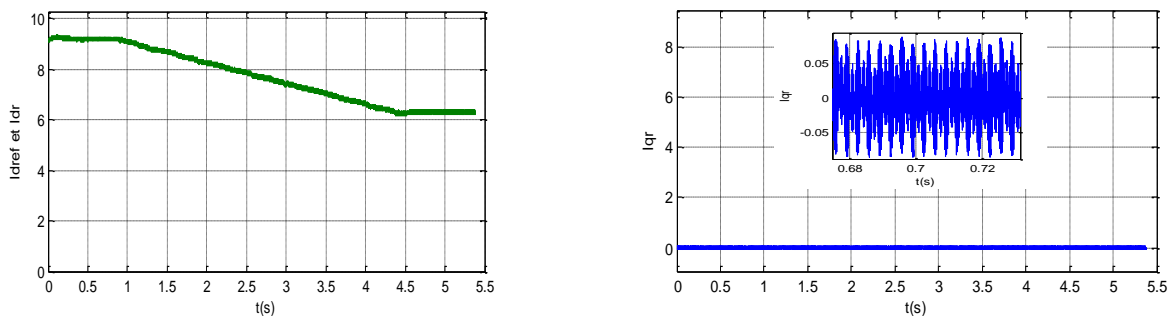


Figure.IV.21. Caractéristiques des courants (i_{dr}, i_{qr}) changement lent d'irradiation

- Les caractéristiques des tensions de charge de la sortie d'hacheur en cas de changement lent de l'éclairément sont données par Figure.IV.22 et Figure.IV.23 .

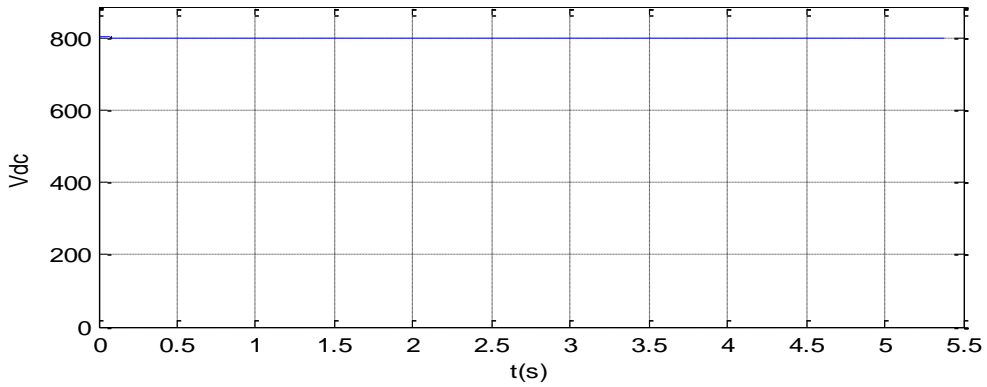
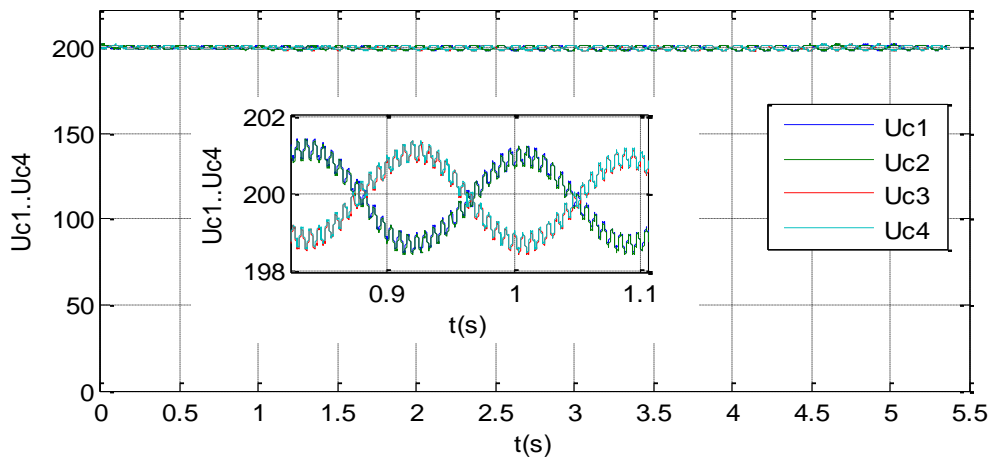
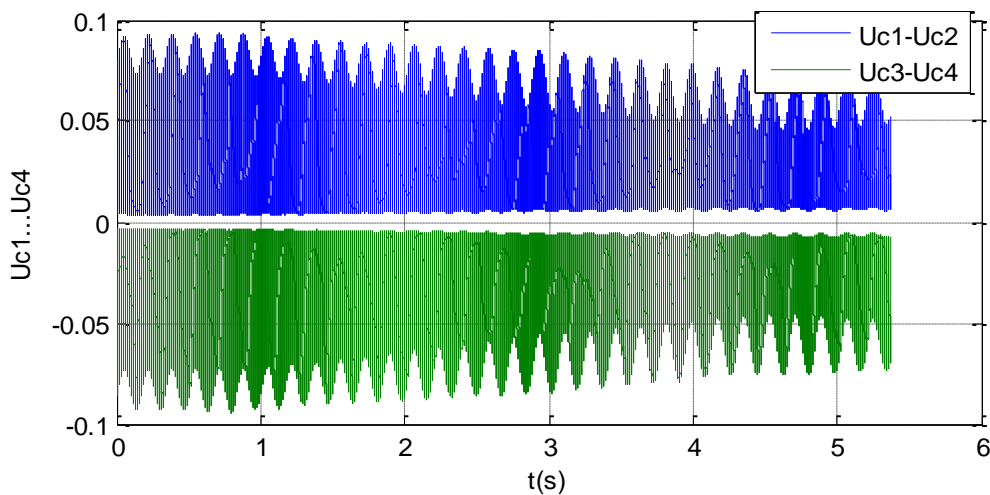


Figure.IV.22. Caractéristiques de tension de charge de la sortie d'hacheur en cas de changement lent de l'éclairage



(a)



(b)

Figure.IV.23. Les tensions d'entrée U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4} (a). Les différences entre les tensions (b).
Circuit Auxiliaire Capacitif ($C=10\text{ mF}$ $C_a=1\text{mF}$ $f=1\text{ kHz}$)

IV.13.2 Test 2 simulation le cas d'un changement rapide de l'éclairage

Un test sera fait supposons que l'éclairage maximal $G=1000\text{W/m}^2$ ensuite l'éclairage va changer vers 700W/m^2 rapidement et une température $T=25^\circ$ suivant l'indication de Figure.IV.24

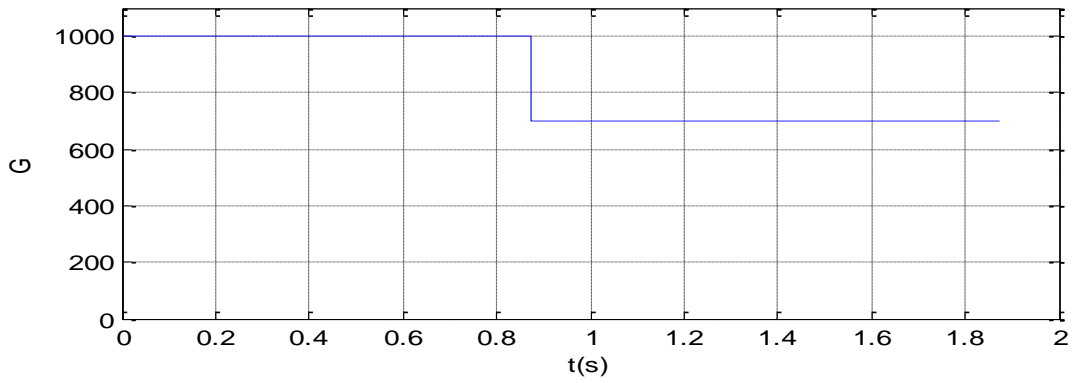


Figure.IV.24. *Caractéristiques de changement de l'éclairement rapide*

- Les caractéristiques de puissance injectée au réseau en cas de changement rapide d'irradiation donnée par Figure.IV.25 et Figure.IV.26

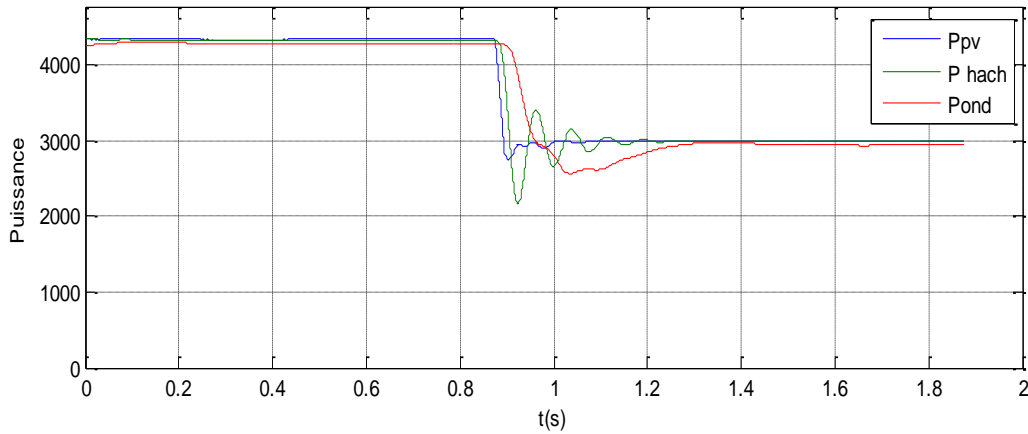


Figure.IV.25. *Caractéristiques des puissances P_{pv} , $P_{hacheur}$ et P_{ond} injectée au réseau en changement rapide de l'éclairement*

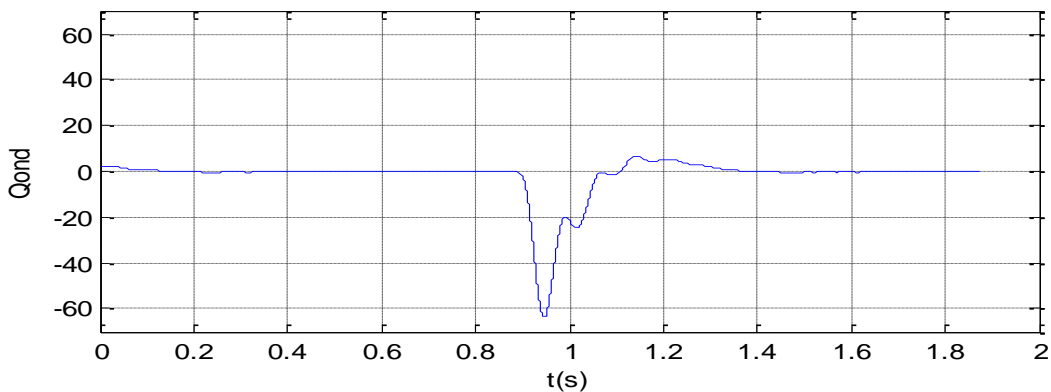


Figure.IV.26. *Caractéristiques des puissances réactive Q_{ond} injectée au réseau en changement rapide de l'éclairement*

- Les caractéristiques du courant simple représenté dans le domaine de park (I_{dr} , I_{qr}) avec changement rapide de l'éclairement sont données par Figure.IV.27.

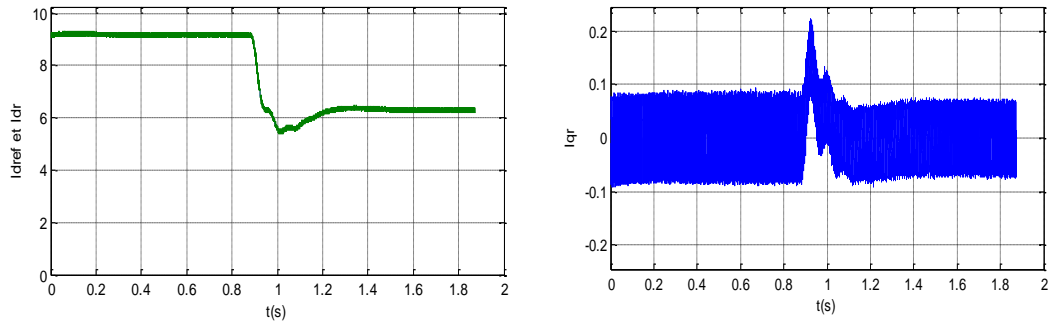


Figure.IV.27. Caractéristiques des courants (i_{dr}, i_{qr}) changement rapide de l'éclairement

- Les caractéristiques de tension de charge de la sortie d'hacheur en cas de changement rapide de l'éclairement sont données par Figure.IV.28 et Figure.IV.29

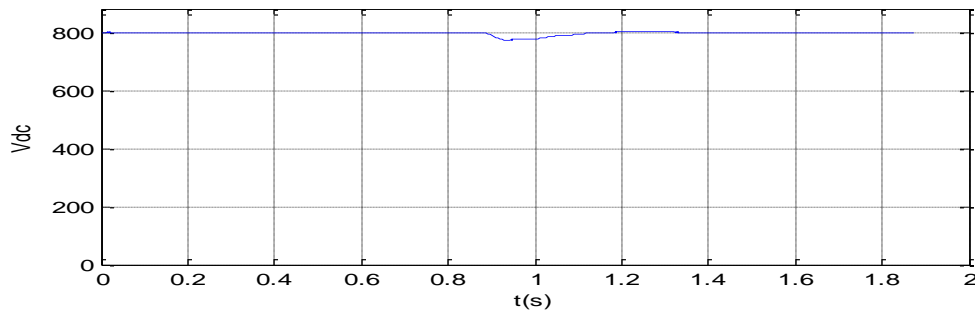
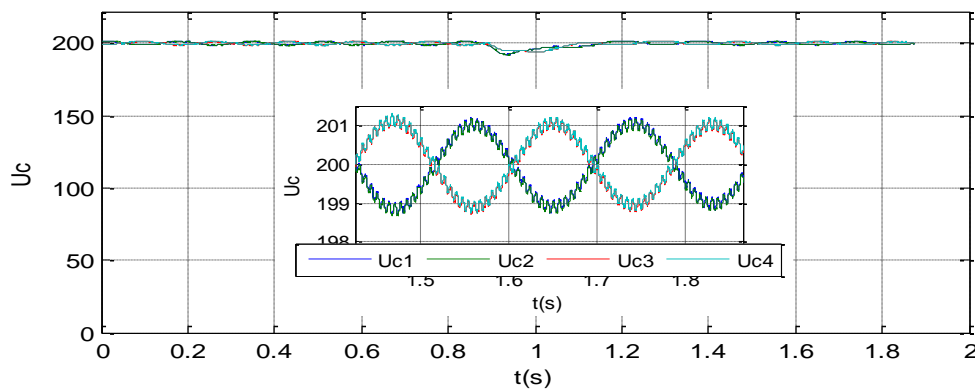
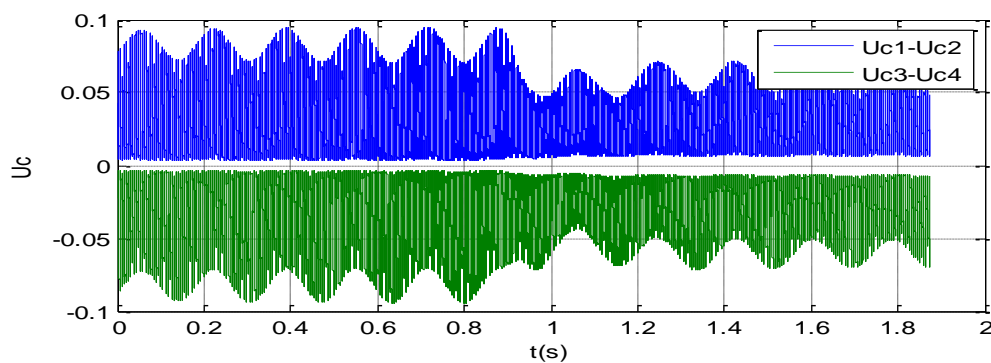


Figure.IV.28. Caractéristiques de tension de charge de la sortie d'hacheur en cas de changement rapide de l'éclairement



(a)



(b)

Figure.IV.29. Les tensions d'entrée U_{C1}, U_{C2}, U_{C3} et U_{C4} (a). Les différences entre les tensions (b).
Circuit Auxiliaire Capacitif ($C=10 \text{ mF}$ $C_a=1\text{mF}$ $f=1 \text{ kHz}$)

Interprétations:

Les résultats présentés dans la simulation présentent la simulation des panneaux (6x6) connectée au réseau par une cascade d'un hacheur Boost et un onduleur multiniveaux à structure NPC à l'entrée de l'onduleur il y a un circuit auxiliaire d'équilibrage capacitif et la sortie de l'onduleur on a utilisé un filtre LC et dernièrement on fait la simulation du système globale lorsque on a un changement l'éclairement une fois rapide et autre lent, on observant à la sortie d'onduleur dans le premier cas (mode parfait) une puissance active de bon rendement et puissance réactive nulle (Figure.IV.19 et Figure.IV.26), courant et tension synchroniser avec le réseau et dans les deux autre cas on observe une poursuite de courant I_{dr} et le courant I_{qr} est nulle (Figure.IV.20 et Figure.IV.27).

- A partir des Figure.IV.18 et Figure.IV.25, on constate que les trois puissances poursuivent exactement l'allure de l'éclairement dans les deux tests ; variation lente et rapide. il y a une petite différence de puissance entre la puissance des panneaux photovoltaïques P_{pv} et la puissance délivrée par le hacheur P_{hach} et c'est dû aux pertes de commutation dans l'interrupteur du hacheur et les autres composants cette différence est plus importante entre la puissance P_{hach} et la puissance à la sortie de l'onduleur P_{ond} et c'est dû aussi aux pertes de commutation dans les interrupteurs de l'onduleur multiniveaux et celle de circuit auxiliaire capacitif.
- Le circuit auxiliaire capacitif nous a permis de régler le problème de déséquilibre de tension aux bornes des quatre condensateurs. Les 4 tensions sont presque identiques et ont la même valeur avec une petite oscillation entre eux (Figure.IV.23 et Figure.IV.29).
- La tension de bus continu reste constante (Figure.IV.22 et Figure.IV.28) avec une légère perturbation à l'instant $t = 0.9s$ (Figure.IV.28) et ça c'est dû à la variation rapide de l'éclairement pour le test2. Le régulateur utilisé de type classique PI à jouer son rôle pour rejeter cette perturbation alors on peut dire qu'il est efficace pour ce genre de problème. Plus de ça, il n'est pas nécessaire d'utiliser un régulateur plus compliqué comme un régulateur flou pour ce genre de réglage.
- le filtre LC utilisé à la sortie de l'onduleur multiniveaux, nous a permis d'avoir des tensions et des courants de phase parfaitement sinusoïdaux (Figure.IV.14, Figure.IV.15 ; Figure.IV.16).
- Les deux régulateurs flous utilisés pour régler les deux courants I_{dr} et I_{qr} ont donnés des bons résultats (Figure.IV.21 et Figure.IV.27). on peut constater que le courant I_{dr} a une allure identique à l'allure de l'éclairement dans les deux cas par contre le courant I_{qr} garde une valeur égale à zéro ou presque avec une petite perturbation à l'instant $t=0.9s$ pour le test2 dû à la variation rapide de l'éclairement (Figure.IV.27.b) mais le régulateur flou du courant nous a permis de rejeter cette perturbation.
- le schéma de commande utilisé pour injecter l'énergie photovoltaïque sur le réseau nous a permis d'avoir des courants et tensions synchronisés avec le réseau et un déphasage entre tension et courant nul et cela a donné un facteur de puissance égal à 1 (Figure.IV.20). puisque le courons I_{qr} est presque nul alors la puissance réactive P_Q injecté au réseau et presque égale à zéro (Figure.IV.19 et Figure.IV.26). Elle est négligeable.

V.14 Conclusion

Dans ce chapitre, Le comportement dynamique du système est étudié, à l'aide des outils de simulation, montrant l'interaction entre différents paramètres de panneau photovoltaïque PV connecté au réseau électrique. En plus de la recherche dynamique de comportement, la simulation a montré l'échange de flux de puissance entre différents composants du système pour différents modes d'opération. L'utilisation d'un contrôleur MPPT basé sur la logique floue à montre son efficacité de poursuivre le point de puissance maximal en fonction de la variation de l'éclairement.

Le circuit auxiliaire capacitif a permet de garder les tensions aux bornes des condensateurs de bus continu équilibrées.

Chapitre V
Résultats Expérimentaux
d'Application de la
Commande MLI par
d'Élimination
d'Harmoniques (SHEPWM)

Résultats Expérimentaux d'Application de la Commande MLI par d'Elimination d'Harmoniques (SHEPWM)

V.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons une description des cartes dSPACE DS1103 et DS1104 qu'on a utilisées. Nous exposons ensuite les bancs d'essais qui ont fait dans Laboratoire de Recherche en Electronique et en Automatique – LREA, université Yahia Farès de Médéa. Enfin nous concluons ce chapitre par une validation expérimentale où nous pouvons comparer les résultats obtenus en simulation et ceux obtenus expérimentalement de la technique de Commande MLI par d'Elimination d'Harmoniques (SHEPWM) et même la stratégie triangulo-sinusoïdale vue dans le premier chapitre.

V.2 Description de la carte dSPACE 1104

Le système numérique dSPACE (carte de prototypage DS1103) nous permet de réaliser l'identification des courants harmoniques en l'associant avec l'environnement MATLAB/Simulink par le bloc d'interface « Real Time Interface (RTI) ».

Comme nous montre Figure.V.1, les constituants du système DS1103 sont les suivants:

La carte DS 1103 est composée :

- Une mémoire SDRAM de 32 Mo, une mémoire Flash de 8Mo et un port-dual RAM.
- Un générateur MLI fonctionnant en monophasé et en triphasé.
- Interface d'encodeurs incrémentaux.
- Huit ADC et huit DAC.
- Une interface série.
- 20 E/S numérique.
- Un bus PCI, qui permet la connexion entre la carte et le connecteur d E/S.
- Un processeur maitre Motorola MPC8240.
- Un sous ensemble du processeur DSP esclave TMS320F240 de Texas Instruments.

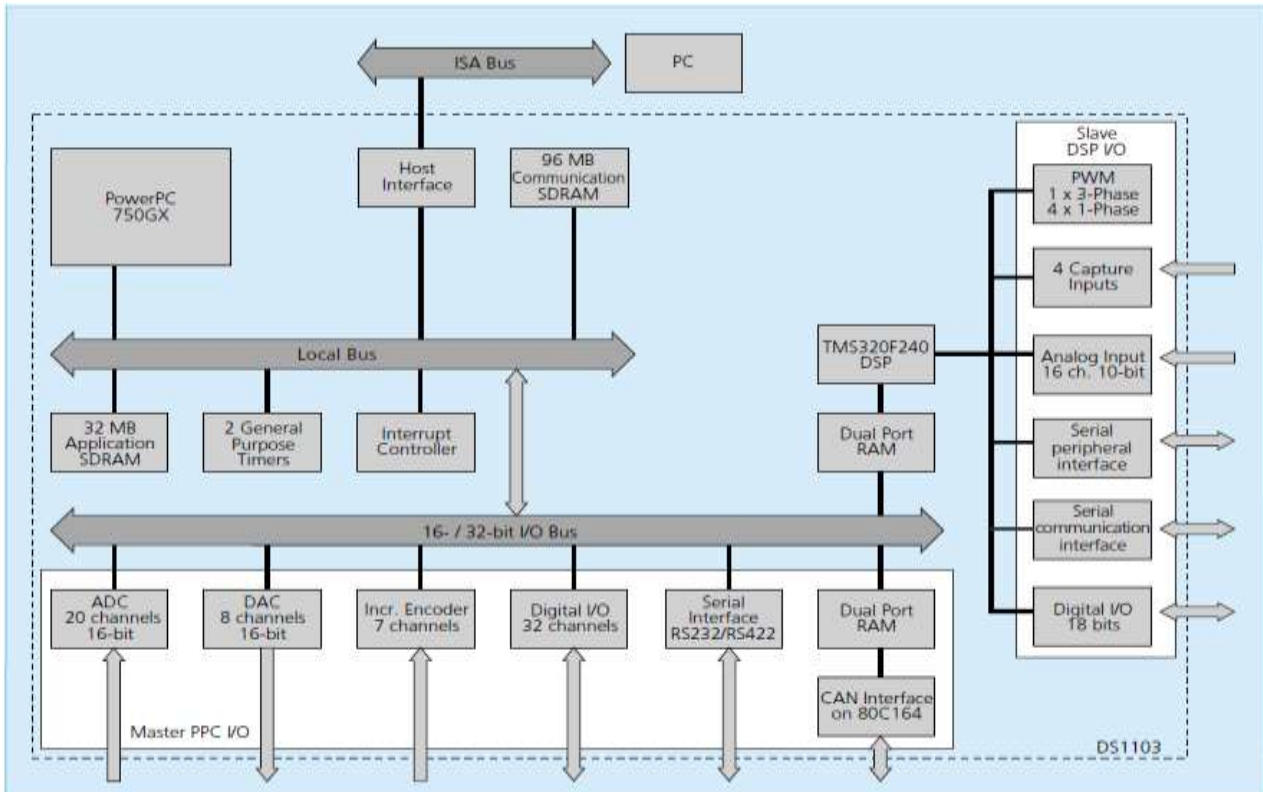


Figure.V.1. Architecture d'une carte DSPACE : cas du DS1103. [Web-1][Dar-15].

V.3 Implémentation de la SHEPWM sur dSpace DS1103

Le prototype de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC est réalisé au niveau de l'université de Médéa, le banc d'essai est présenté dans Figure.V.2. Les deux tensions continues (U_{C1} et U_{C2}) sont réglées sur 30V et la charge résistive sur 100 ohms. Les interrupteurs d'alimentation sont choisis IGBT et la carte contrôleur est dSpace DS1103. Avec quatre angles on peut éliminer trois harmoniques (h_5 , h_7 et h_{11}), les valeurs des angles sont $\alpha_1=12.6079^\circ$, $\alpha_2=61.0159^\circ$, $\alpha_3=69.9154^\circ$ et $\alpha_4=78.0880^\circ$. Figure.V.3 montre la tension V_a simulée d'un onduleur triphasé à trois niveaux pour le cas de quatre angles ainsi que l'analyse spectrale de cette tension et Figure.V.4 montre les résultats expérimentaux.

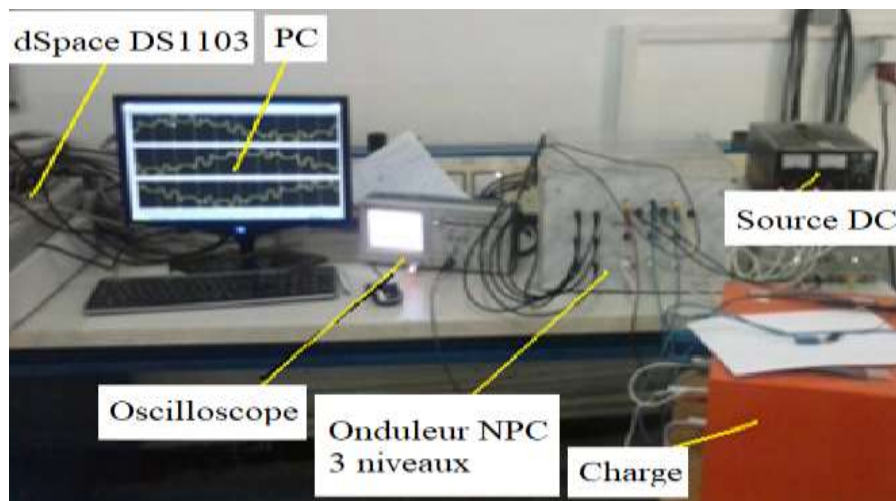
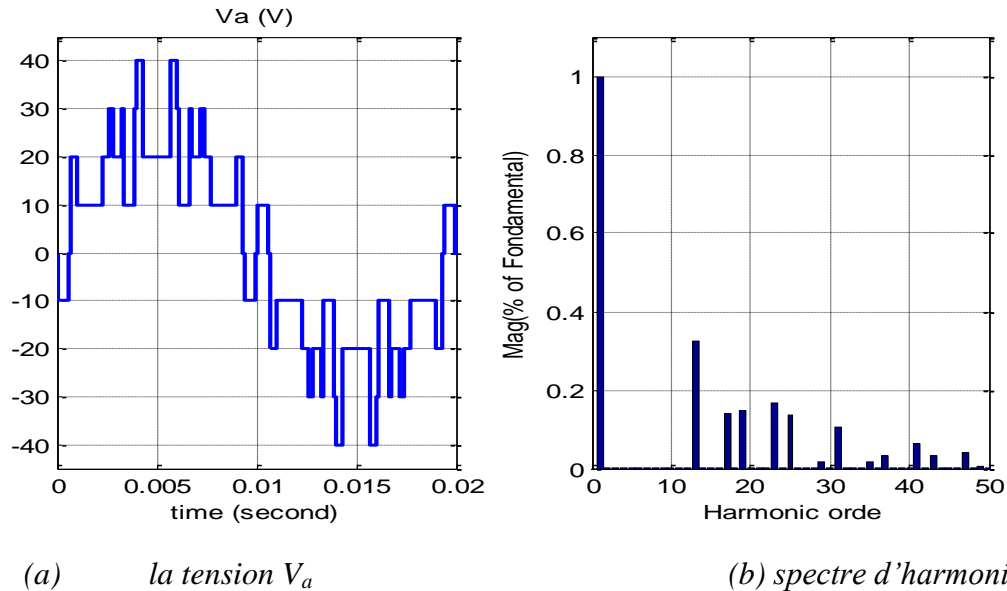
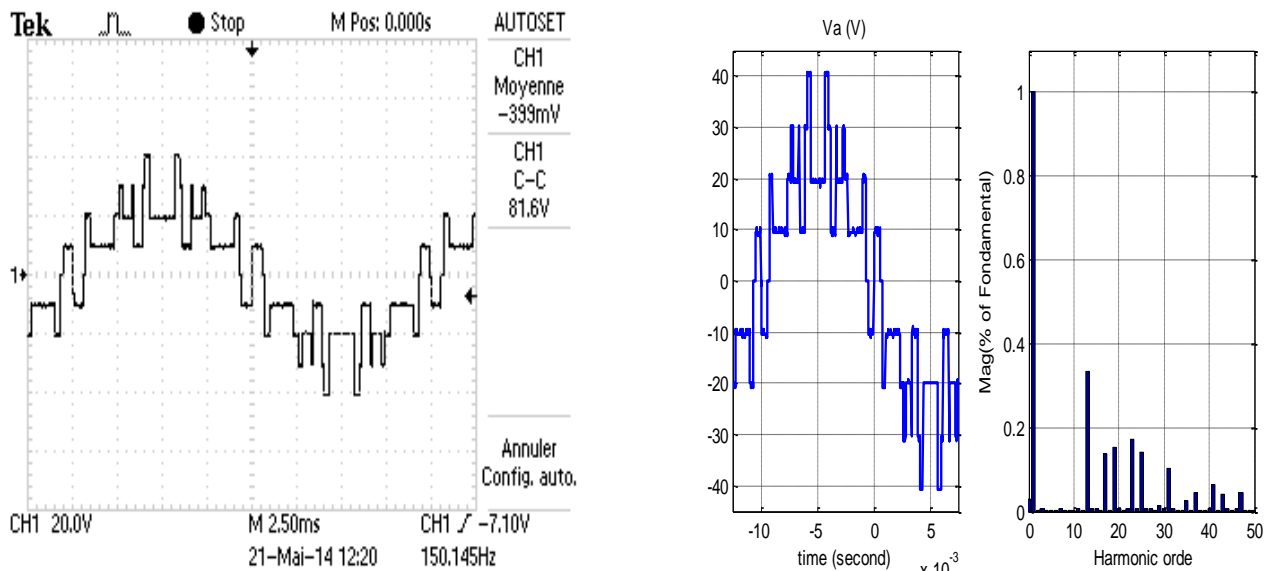


Figure.V.2. Banc d'essai

Figure .V.3. Résultats de simulation pour onduleur NPC triphasé à trois niveaux ($r = 0,8$).Figure.V.4. Mesure expérimental pour onduleur NPC triphasé à trois niveaux ($r = 0,8$).

• D'autres tests expérimentaux

Dans cette partie, on a utilisé le même montage et banc d'essai que la partie précédente (Figure.V.2) mais avec un autre oscilloscope de quatre voix qui nous permet de tracer les trois tensions de l'onduleur triphasé à trois niveaux. On a implémenté sur la carte dSpace DS1103 la stratégie SHEPWM pour différentes angles et aussi implémenter les autres stratégies triangulo-sinusoidale (SPWM) vu dans le premier chapitre (parties 1.3.1 et 1.3.2).

Les résultats expérimentaux dans le cas de la stratégie SHEPWM sont présentés par Figure.V.5 jusqu'à Figure.V.10.

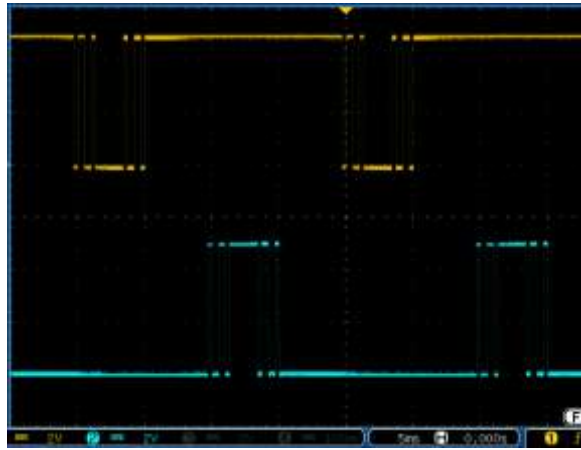
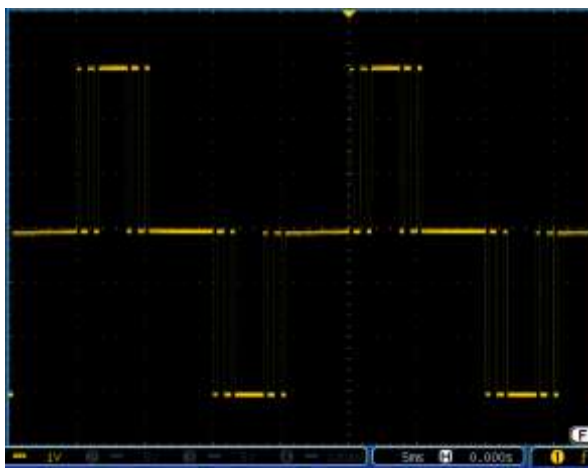
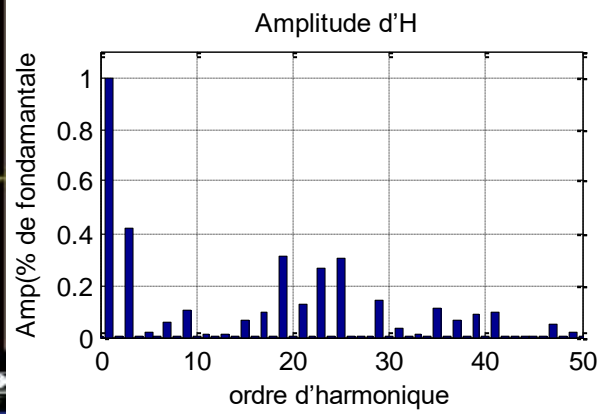


Figure.V.5. Mesure expérimentale de la commande des interrupteurs F_{11} et F_{12} de bras A de l'onduleur NPC à trois niveaux. Cas cinq angles ($r=0,7$)

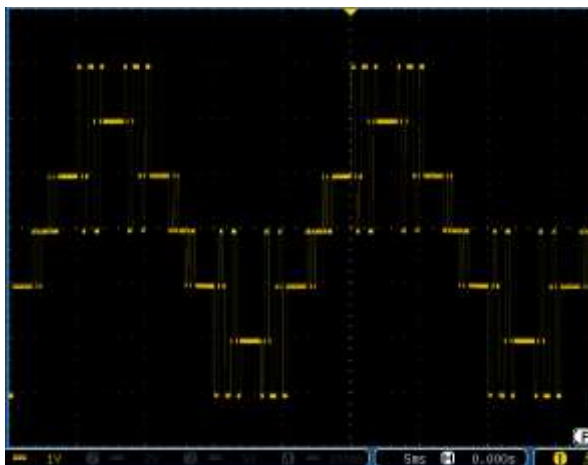


(a) la tension V_{am}

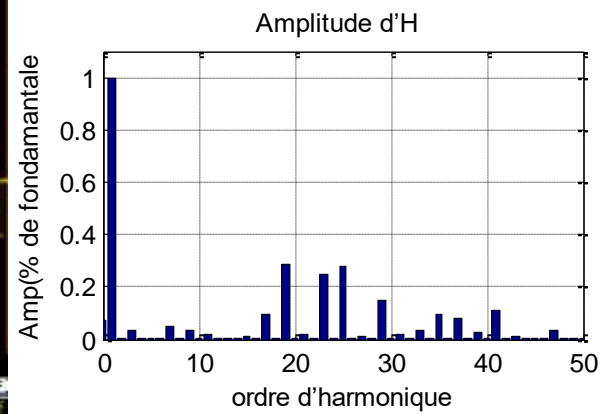


(b) spectre d'harmonique

Figure.V.6. Mesure expérimentale V_{am} pour cinq angles ($r=0.7$)



(a) la tension V_a

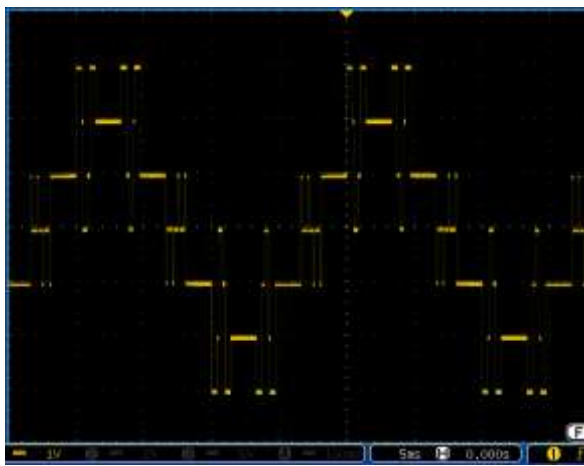


(b) spectre d'harmonique

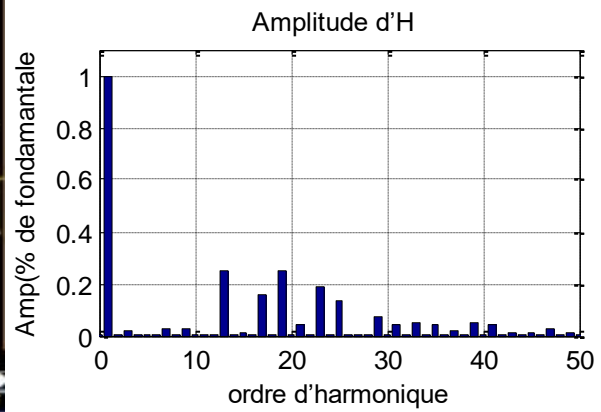
Figure.V.7. Mesure expérimentale de V_a pour cinq angles ($r=0.7$)



Figure.V.8. Mesure expérimentale des tensions V_a , V_b et V_c pour cinq angles ($r=0.7$)

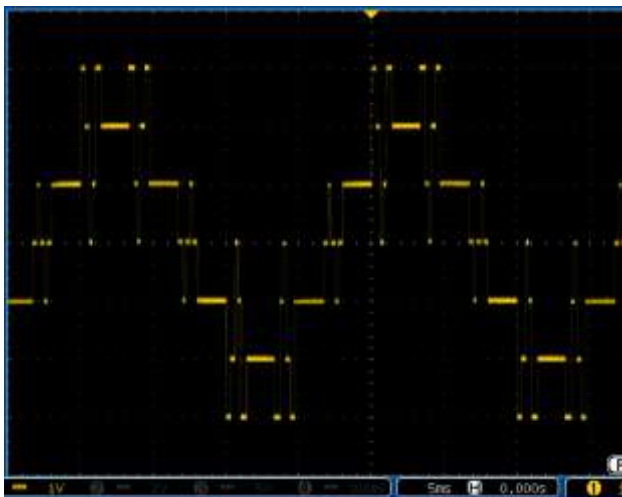


(a) la tension V_a

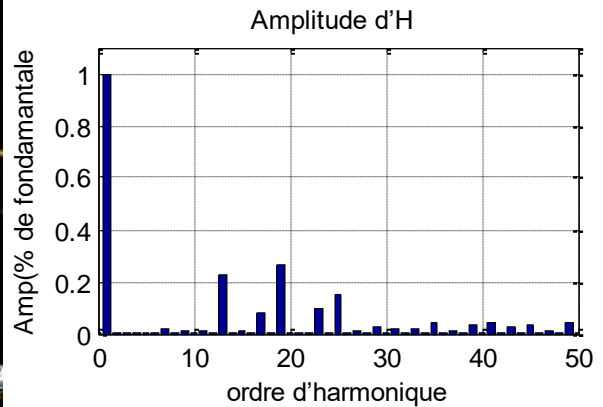


(b) spectre d'harmonique

Figure.V.9. Mesure expérimentale de V_a pour quatre angles ($r=0.7$)



(a) la tension V_a



(b) spectre d'harmonique

Figure.V.10. Mesure expérimentale de la tension V_a pour trois angles ($r=0.7$)

Les résultats expérimentaux dans le cas de la stratégie SPWM sont présentés par Figure.V.11 jusqu'à Figure.V.14. ces résultats sont obtenus pour les valeurs $m=15$ et $r=0.8$.

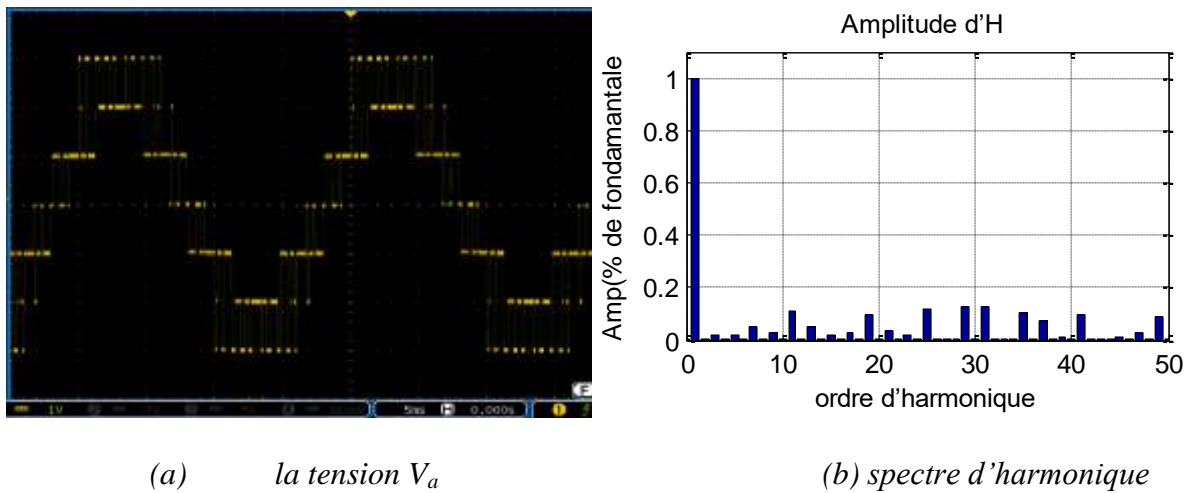


Figure.V.11. Mesure expérimentale de la tension V_a de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses triangulaire PH disposition ($m=15$)

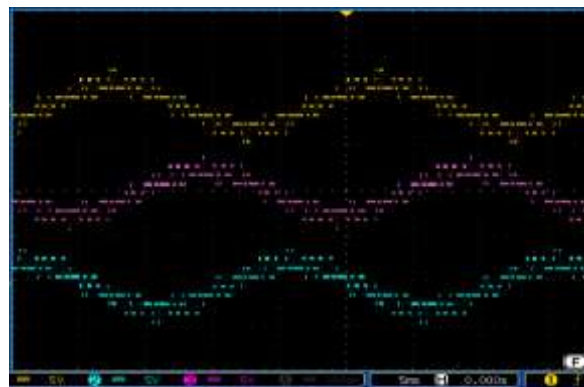


Figure.V.12. Mesure expérimentale des tensions V_a V_b et V_c pour la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses triangulaire PH disposition ($m=15$)

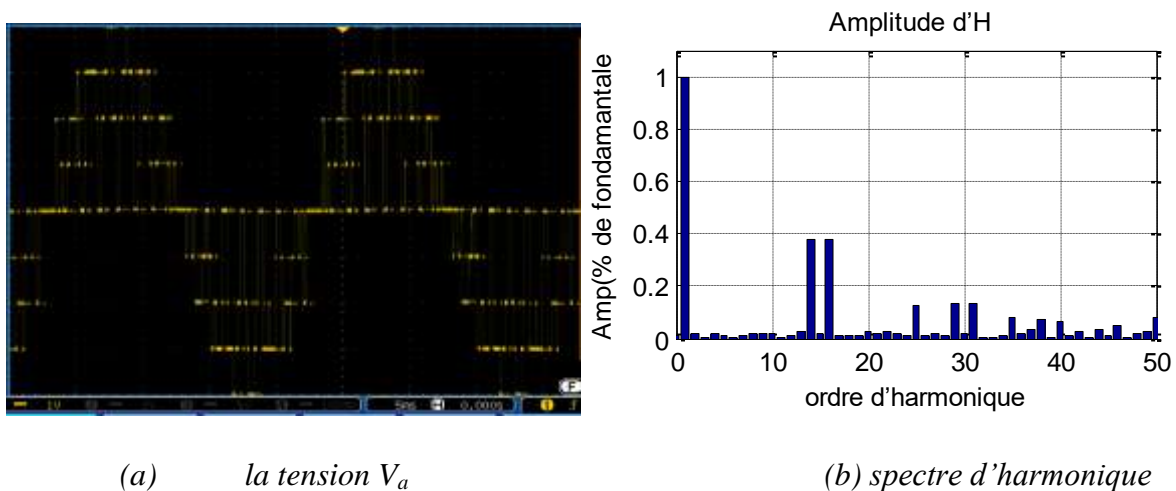
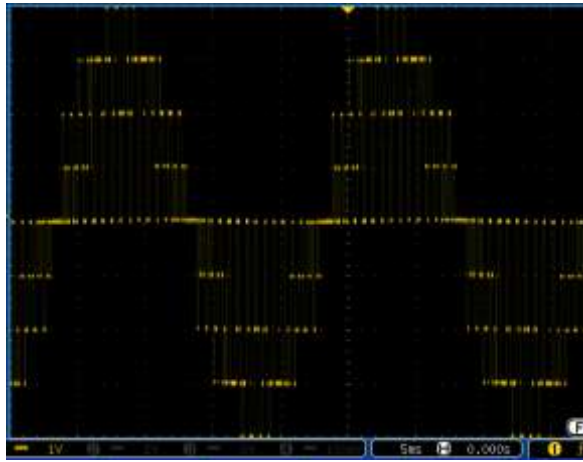
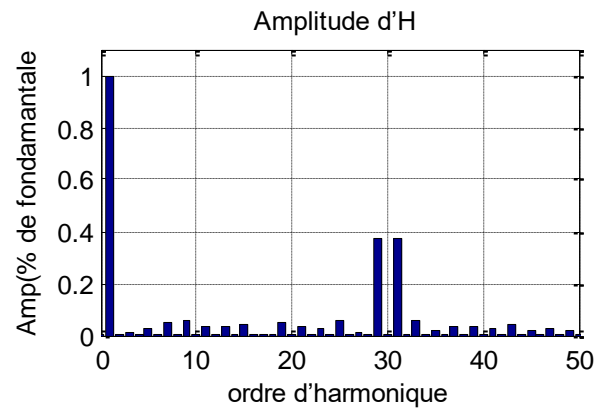
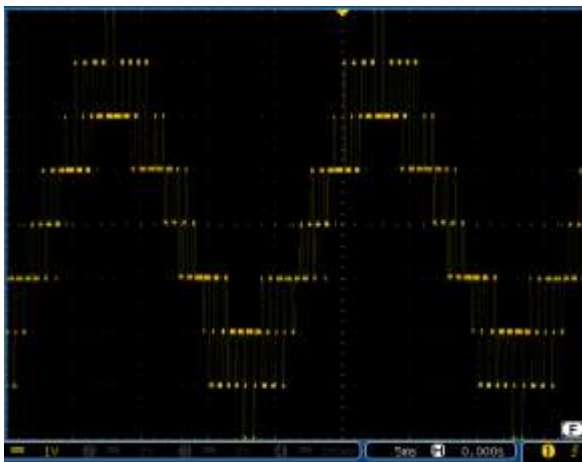
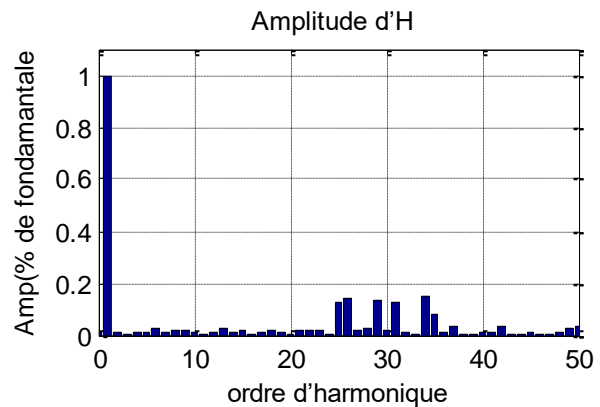


Figure.V.13. Mesure expérimentale de V_a de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses triangulaire PO disposition ($m=15$)

(a) la tension V_a 

(b) spectre d'harmonique

Figure.V.14. Mesure expérimentale de V_a de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses bipolaires triangulaire ($m=15$)

(a) la tension V_a 

(b) spectre d'harmonique

Figure.V.15. Mesure expérimentale de V_a (a) de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses bipolaires en dent de scie triangulaires ($m=15$)

• Interprétation

En comparant les résultats de simulation avec les résultats expérimentaux, on constate que les tensions ont les mêmes formes et les spectres sont identiques. Ça confirme les bonnes valeurs d'angles calculées par les algorithmes métaheuristiques.

Comme on peut le voir aux Figure.V.3 et Figure.V.4, les harmoniques h_5 , h_7 , h_{11} et les harmoniques multiples de trois sont égales à zéro. Les formes d'onde de tension et les spectres harmoniques dans les deux figures sont presque les mêmes avec une petite erreur. En fait, cette erreur résulte de plusieurs contraintes telles que l'erreur des instruments de mesure, la source DC non idéale, les caractéristiques IGBT.

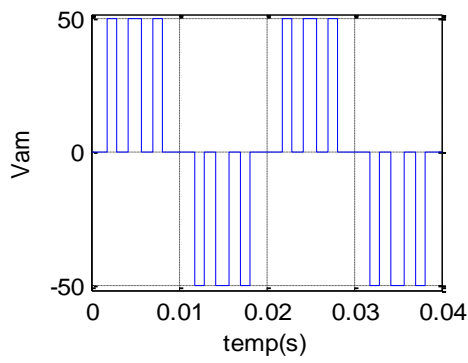
Pour ne pas avoir une redondance des figures dans ce travail on peut comparer les résultats de simulation (la forme de la tension V_a et son spectre) trouvés dans le premier chapitre avec les résultats expérimentaux mesuré dans ce chapitre on compare les résultats :

- de Figure.II.9 avec Figure.I.30 : les harmoniques h_5 , h_7 , h_{11} et les harmoniques multiples de trois sont égales à zéro. l'existence des harmoniques impairs seulement et les harmoniques qu'ils ont un amplitude plus importante sont les premières harmoniques qui suivent la dernière harmonique éliminée. Dans Figure.V.6 on constate l'existence des harmoniques multiple de trois mais dans Figure.V.7 ces harmoniques sont éliminées par le système triphasé, parce que on a un système triphasé équilibré. Pour la Figure.V.12 les trois tension sont identiques mais déphasées de $T/3$.
- de Figure.V.11 avec Figure.I.11.b : il y a des harmoniques paire et impaire pour la stratégie MLI cas PH. Dans Figure.V.12 les trois tensions ont la même forme avec un déphasage de $T/3$
- de Figure.V.13 avec Figure.I.14.b : la tension V_a ne présente que des harmoniques impaires. On remarque aussi que ces harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de mf ($15f$ et $30f$)
- de Figure.V.14 avec Figure.I.8.b : la tension V_a ne présente que des harmoniques impaires. On remarque aussi que ces harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de $2mf$ ($30f$)
- de Figure.V.15 avec Figure.I.22.b : on n'a aucune symétrie et donc en plus des harmoniques impaires, des harmoniques paires existent. harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de $2mf$ ($30f$)

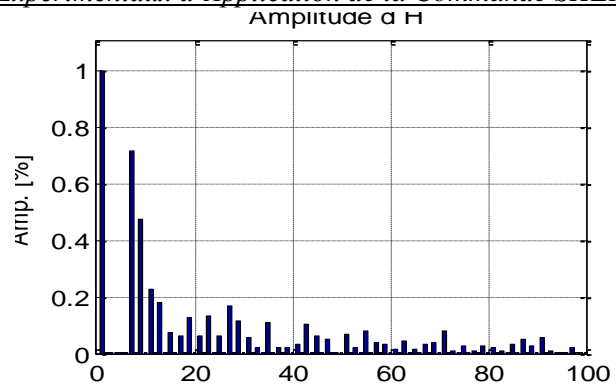
V.4 Implémentation de la SHEPWM sur un microcontrôleur

La carte dSpace DS1103 nécessite l'utilisation d'un PC, alors on a voulu implémenter la même technique SHEPWM sur un microcontrôleur. Pour cela on a utilisé la carte Arduino UNO et le même onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC. Avec trois angles on peut éliminer deux harmoniques pour le cas d'un onduleur monophasé à trois niveaux ; les harmoniques sont (h_3 et h_5), Figure.V.16 montre la tension V_{am} pour trois angles ($\alpha_1 = 35.0192$, $\alpha_2 = 53.4610$, $\alpha_3 = 75.6620$) (voir Annexes) avec ($r=0.6$) Ainsi que son analyse spectrale. Le banc d'essai est présenté dans Figure.V.17 et Figure.V.18 montre les résultats expérimentaux.

Arduino Uno : est une carte microcontrôleur basée sur l'ATmega328P (fiche technique). Il dispose de 14 broches d'entrée/sortie numériques (dont 6 peuvent être utilisées comme sorties PWM), de 6 entrées analogiques, d'un résonateur céramique 16 MHz (CSTCE16M0V53-R0), d'une connexion USB, d'une prise d'alimentation, d'un connecteur ICSP et d'un bouton de réinitialisation. Il contient tout le nécessaire pour prendre en charge le microcontrôleur



(a) la tension V_a



(b) spectre d'harmonique

Figure.V.16. Tension de sortie V_{am} pour trois angles, cas onduleur NPC à trois niveaux monophasé

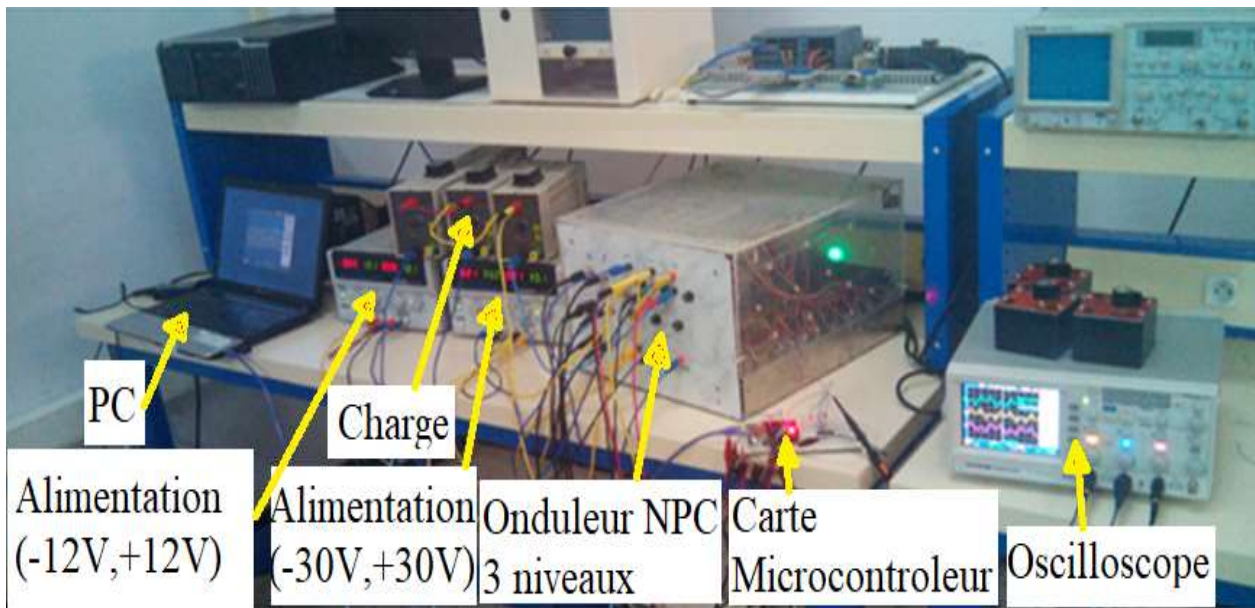
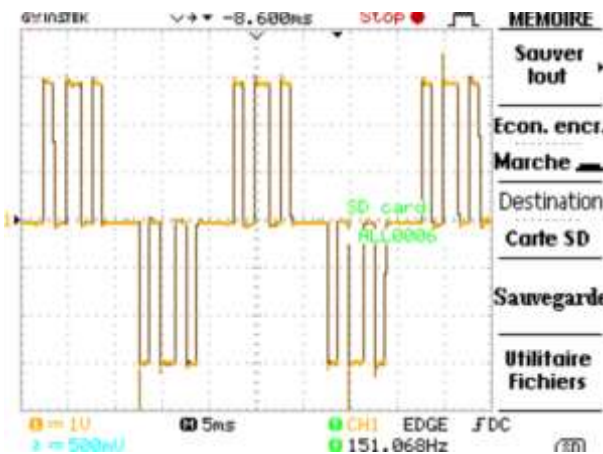
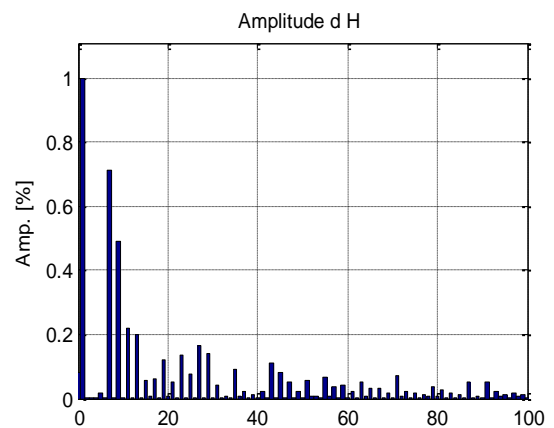


Figure.V.17. Banc d'essai avec le microcontrôleur



(a) la tension V_a



(b) spectre d'harmonique

Figure.V.18. Mesure expérimentale de V_{am} pour trois angles

• Interprétation

Pour Figure.V.16 et Figure.V.18 on peut constater la même chose que la partie V.3 pour la stratégie SHEPWM et les harmonique h_3 et h_5 sont nulles. Les erreurs c'est du à la puissance de calcul de microcontrôleur utilisé de Arduino Uno qui est un peu faible.

Figure.V.19 et Figure.V.20 donnent les résultats expérimentaux pour le cas deux et quatre angles on constate que l'harmonique h_3 est nulle dans Figure.V.19.b et h_3 , h_5 et h_7 sont nulles dans Figure.V.20.b.

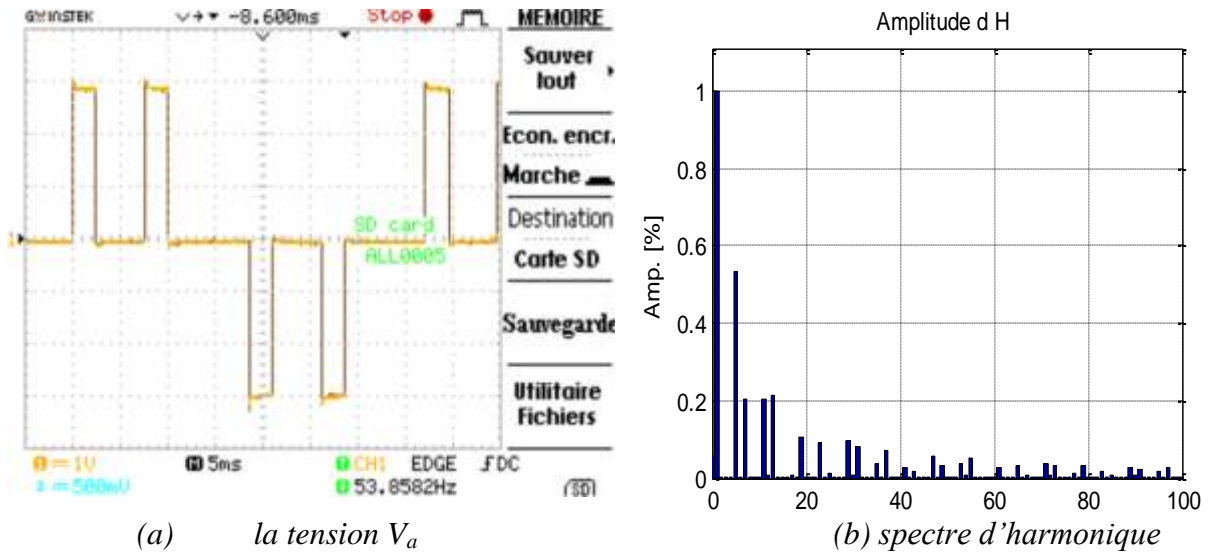


Figure.V.19 Mesure expérimentale de V_{am} pour deux angles ($r=0.6$)

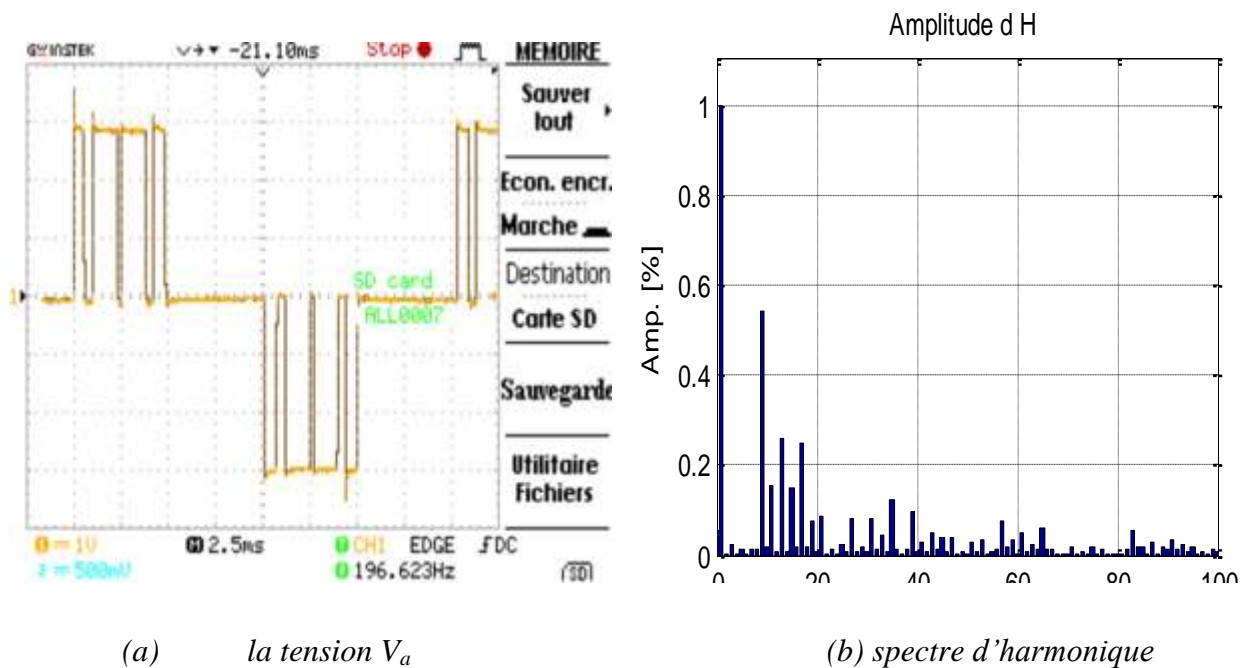


Figure.V.20. Mesure expérimentale de V_{am} pour quatre angles ($r=0.6$)

V.5 Conclusion :

L'implémentation de la stratégie MLI par élimination d'harmoniques sur une Carte DSP et un microcontrôleur pour le cas d'un onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC a permis de valider les calculs.

La stratégie MLI d'élimination d'harmoniques permette à réduire les pertes de commutation aux bornes des interrupteurs. Ceci a l'avantage d'augmenter leur durée de vie. D'où le choix de cette stratégie dans la commande d'un onduleur multiniveaux.

Les résultats expérimentaux pour la stratégie triangulo-sinusoïdale valident les résultats obtenus par simulation.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Le travail exposé dans la présente thèse concerne d'une part l'étude de la commande par la MLI basée sur l'élimination d'harmoniques des onduleurs à N niveaux en utilisant des méthodes métaheuristiques et d'autre part l'étude d'un système photovoltaïque qu'utilise un convertisseur multiniveaux.

Tout d'abord, nous avons déterminé la commande par MLI des onduleurs multiniveaux ($N=3,5$ et 7) basée sur plusieurs stratégies après on a fait une étude détaillée de la MLI par élimination d'harmoniques. L'étude approfondie de cette stratégie a montré que la détermination des instants de commutation des interrupteurs revient à la résolution de systèmes d'équations non linéaires du type trigonométrique. Il faut noter que leur complexité s'accroît avec l'augmentation du niveau d'onduleur et du nombre d'angles à calculer suivant le nombre d'harmoniques à éliminer. Les méthodes itératives sont souvent utilisées pour la résolution de ce genre de systèmes. Pour le cas d'un onduleur à deux ou trois niveaux, la méthode la plus utilisée est de Newton-Raphson. L'utilisation de cette méthode nécessite de choisir des valeurs initiales proches de la solution. Et ce n'est pas facile pour les cas de niveaux supérieurs. Aussi, dans notre cas et pour ces niveaux, nous avons exploité des méthodes basées sur les algorithmes métaheuristiques qui n'exigent pas des valeurs initiales et ils sont de type optimum global.

Les angles calculées par la résolution de systèmes d'équations non linéaires en utilisant les algorithmes génétiques (GAs) et l'Optimisation par Essaim Particulaire (PSO), sont les mêmes que ceux obtenues par Newton-Raphson puisque c'est le même système d'équations non linéaires. Ensuite, on a appliqué le nouvel algorithme Firefly qui a données les mêmes résultats avec une solution qui converge plus rapidement que les deux autres méthodes. Il faut noter que à l'inverse des GAs et PSO qu'ils sont des algorithmes de minimisation c.-à-d. ils cherchent à minimiser la fonction objectif, le FAs est un algorithme de maximisation. L'implémentation de la stratégie MLI par élimination d'harmoniques sur une Carte DSP et un microcontrôleur pour le cas d'un onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC a permis de valider les calculs.

La poursuite PPM par la méthode P&O est une technique relativement simple, rapide, n'utilisant qu'un nombre réduit de capteurs, s'adaptant assez bien au changement des conditions climatiques et à ceux de la charge. la méthode MPPT de conductance incrémentale, plus complexe à élaborer que la P&O, L'inconvénient majeur de ces méthodes vient des pertes de puissance engendrées par l'oscillation du point de fonctionnement du système photovoltaïque autour de sa position optimale. Ces pertes augmentent avec le pas d'incrémentalation du rapport cyclique du hacheur. Par ailleurs, un pas très faible augmentera le temps de réponse du système. Un compromis doit être adopté entre rapidité et perte de puissance.

Une autre méthode MPPT plus robuste et stable été étudié dans ce chapitre, c'est une

technique basée sur la commande par mode de glissement. L'avantage de cette dernière est qu'elle est adaptée pour les systèmes à structure variable. Les résultats obtenus montrent qu'elle est meilleure que les techniques classiques (PandO et IndCond) mais on a toujours des petites oscillations du point de fonctionnement.

L'emploi d'un dispositif MPPT basé sur la théorie des ensembles flous offre une solution très efficace car il assure un compromis entre rapidité en transitoire et stabilité en régime permanent. On observe l'absence des oscillations autour du PPM. Et une rapidité de réponse aux changements climatiques. Pour améliorer plus les performances de cette MPPT floue, on doit trouver les bonnes valeurs des gains d'entrée et sortie du contrôleur flou. Cette tâche n'est pas facile à résoudre par les méthodes empiriques, pour cela on a fait appel aux algorithmes métaheuristiques afin de trouver les valeurs optimales des gains. Dans ce travail on a élaboré une nouvelle approche pour la fonction objectif. Après le calcul, on a observé un perfectionnement net dans les performances de la MPPT floue.

Une autre technique intelligente très rapide et stable basée sur les réseaux de neurones artificiels (RNA), ces réseaux de neurones ont été entraînés pour reproduire les caractéristiques donnant le rapport cyclique relatives à chaque cas des conditions climatiques. L'entraînement est fait en basant sur les résultats obtenus par la MPPT floue. L'apprentissage est réalisée, en hors ligne. La MPPT basée sur RNA à montre une efficacité et une rapidité en transitoire et stabilité en régime permanent. Mais l'inconvénient majeur de cette MPPT et que les paramètres de system photovoltaïque se change on fonction de temps. Ce qu'il nécessite d'entraînés à nouveau les réseaux de neurones avec des nouvelle DATA.

Après l'étude des convertisseurs multiniveaux et leur commande MLI et les sources photovoltaïques avec leurs techniques MPPT, on a connecté la chaîne photovoltaïque-onduleur multiniveaux avec un réseau électrique de base tension afin d'injecter l'énergie électrique solaire produite dans ce réseau. L'onduleur utilisé est un onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC. Cet onduleur a le problème de déséquilibre de tensions ses entrées. Le problème d'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs formant du bus continu à l'entrée de l'onduleur a été également traité. Pour y parvenir, nous avons proposé d'exploiter les circuits auxiliaires capacitifs. Ils ont montré une efficacité envers la stabilité des tensions intermédiaires. Les performances obtenues par la chaîne proposée sont très prometteuses quant à l'utilisation de ce type de cascade dans des régions isolées ou un réseau électrique de base tension.

A la fin de notre travail, la simulation des techniques MLI est validé expérimentalement par l'implémentation des stratégies SHEPWM et SPWM sur une Carte dSpace DS1103 et on a aussi valides la stratégie SHEPWM par implémentation sur un microcontrôleur.

Pour un travail futur, on prévoit plusieurs voies :

- Adopter d'autres critères pour optimiser les caractéristiques de commande obtenues par

la stratégie d'élimination d'harmoniques en cas des tensions déséquilibrées.

- Combiner l'intelligence artificielle avec les algorithmes métaheuristiques pour optimiser les commandes MPPT.

Annexes

Annexe A : Les structures des onduleurs multiniveaux

On peut trouver dans le littérature plusieurs structures pour les onduleurs multiniveaux mais on va étudier brièvement uniquement les structures les plus connus [Gup-16].

A.A.1 Onduleur multiniveaux à diodes flottantes :

La structure du bras de tel onduleur à diodes flottantes à N niveaux composés des transistors avec des diodes antiparallèles. Chaque transistor est dimensionné de façon à bloquer la tension aux bornes d'une des sources du côté continu. Cette caractéristique permet l'augmentation de la tenue en tension de l'onduleur. Les diodes de liaison (clamping diodes) participent à la connexion de la borne de sortie aux niveaux intermédiaires de la tension continue d'entrée. La mise en série des diodes de liaison est indispensable pour avoir la même tension de blocage pour toutes les diodes [Bar-08]. Figure.A.1 représente un bras d'onduleur à trois niveaux à diodes flottantes.

Ce circuit possède deux sources de tension continues, avec deux diodes liées au point milieu. La tension de sortie de cet onduleur possède trois niveaux intermédiaires E_c , 0 et $-E_c$. Pour avoir le niveau E_c , on ferme les interrupteurs k_1 et k_2 . Le niveau 0 est obtenu quand (k_1 et k'_1) sont fermés. Quant au niveau $-E_c$, il faut fermer (k'_1 et k'_2) [Nab-81].

Le rôle des deux diodes est de partager la tension d'entrée entre les interrupteurs, pour assurer leur équilibrage en tension. Cette nouvelle structure peut être généralisée pour N niveaux de tension. Cela nécessite, en plus de (N-1) sources de tension continues, (N-2) diodes simples et (N-1) paires d'interrupteurs bidirectionnels à semi-conducteurs. Figure.I.2 représente l'architecture générale d'un onduleur à N niveaux à diode flottant.

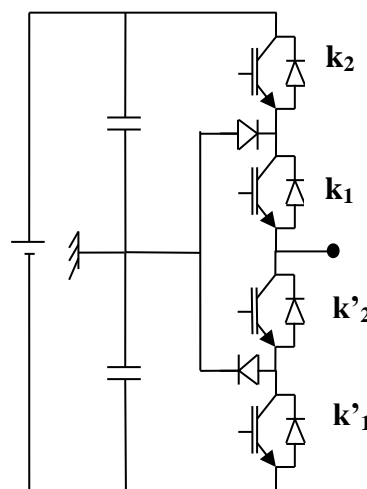


Figure.A. 1. Schéma d'un bras d'onduleur trois niveaux à diode flottante.

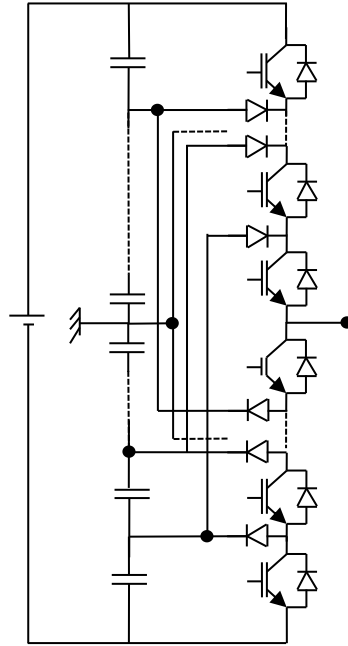


Figure.A. 2. Architecture d'un onduleur N niveaux à diode flottante.

La structure à diodes flottantes souffre de l'instabilité des tensions aux bornes des condensateurs du côté continu. Pour assurer une bonne répartition de la tension sur les interrupteurs et pour avoir une bonne qualité harmonique en sortie, les tensions aux bornes des condensateurs doivent être maintenues à leurs valeurs optimales. Le déséquilibre de ces tensions mène à la défaillance des composants de puissance et à une forte déformation de la tension aux bornes de la charge [Bar-08].

A.A.2 : Onduleur multiniveaux à cellules imbriquées :

Une source de tension flottante d'amplitude moitié de la source d'entrée permet également d'assurer l'équilibrage des tensions. C'est le principe des onduleurs multiniveaux à cellules imbriquées. Le schéma de base d'une cellule de commutation tripôle, cette structure est représentée à Figure.A.3.

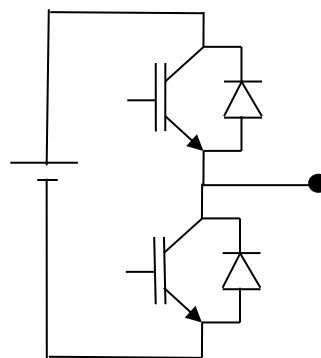


Figure.A. 3. Cellule de commutation type tripôle.

Les deux interrupteurs de commutation de cette cellule fonctionnent de façon complémentaire afin d'assurer la continuité énergétique entre les deux sources. Figure.A.4 illustre un bras d'onduleur à trois niveaux à cellules imbriquées.

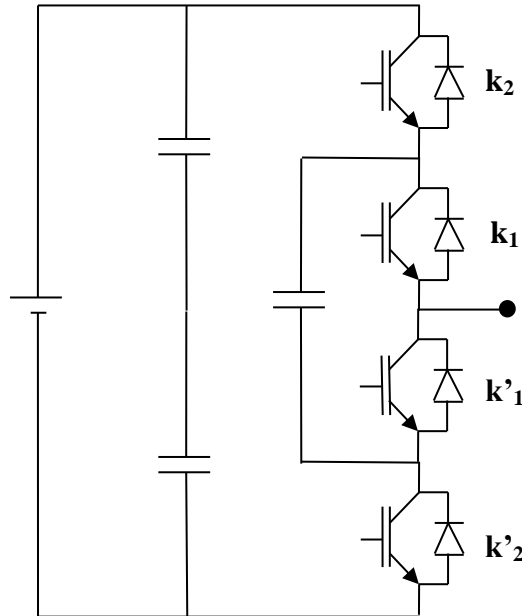


Figure.A. 4 : le schéma d'un bras d'onduleur trois niveaux à cellule imbriquée

L'application stricte des règles d'interconnexion des sources avec les interrupteurs, conduit aux conditions suivantes : à l'intérieur de chaque paire (k_1 et k'_1 , k_2 et k'_2), les interrupteurs doivent toujours être dans des états différents, ce qui impose directement l'existence d'une commutation commandée et d'une commutation spontanée. Chacune de ces paires forme une cellule de commutation. Cette nouvelle cellule de commutation peut alors être considérée comme l'imbrication de deux cellules de commutation élémentaires d'où le nom *onduleur à cellules imbriquées*.

En se basant, sur le principe et les conditions de fonctionnement présentés ci-dessus, la table d'excitation de cet onduleur est établie comme suit :

Table.A. 1. Table d'excitation d'un bras d'onduleur à trois niveaux à cellules imbriquées.

V_{aM}	B_{k1}	B_{k2}	B'_{k1}	B'_{k2}
E_c	1	1	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	0	1
$-E_c$	0	0	1	1

Pour des niveaux supérieurs Figure.A.5 représente l'architecture générale d'un onduleur à N niveaux à cellules imbriquées.

Dans le littérature on trouve d'autre structure qui s'appelle onduleur multiniveaux multicellulaire série et aussi un autre nom c'est onduleur multiniveaux à capacités flottantes qu'est presque identique à la structure de l'onduleur multiniveaux à cellules imbriquées [Ben-09].

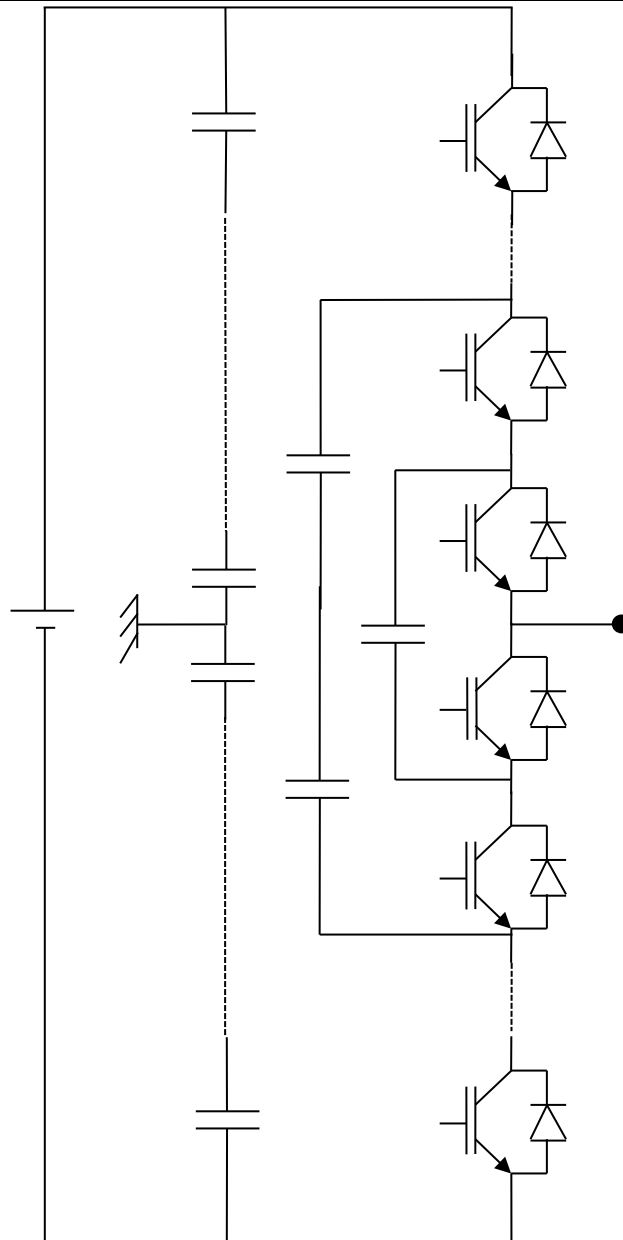


Figure.A. 5. l'architecture d'un onduleur N niveaux à cellules imbriquées.

A.A.3 : Onduleur Cellules en cascade (en H) :

Afin d'améliorer les performances des convertisseurs du point de vue puissance et tension, une nouvelle topologie est introduite récemment. L'onduleur à cellules en cascade (en H) constitué d'une mise en série de cellules de commutations de tension d'entrée et de topologies différentes. Ces onduleurs sont connus sous le nom onduleur multiniveaux en cascade (en H). Pour améliorer la résolution de ces convertisseurs sans augmenter le nombre de cellules, il est possible d'alimenter les cellules par des tensions d'entrées différentes.

Figure.A.6 donne le schéma de base d'une phase d'onduleur à N niveaux avec des cellules mises en cascade. Chaque cellule reçoit à son entrée une tension continue constante E_c . La tension à la sortie de l'onduleur est la résultante de toutes les sorties des cellules.

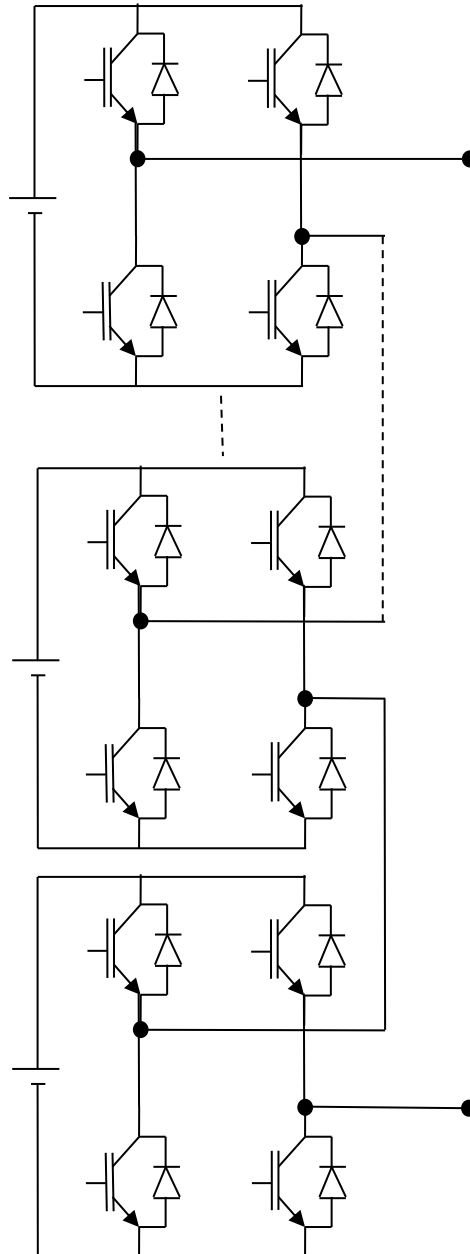


Figure.A. 6. Schéma d'onduleur N niveaux structure en cascade (H)

On peut résumer la commande des interrupteurs de tous les bras d'onduleurs en cascade de N niveaux de Figure.A.6 sur le tableau Table.A.2.

La structure H présente deux grandes particularités : La simplicité de configuration, quel que soit le nombre de niveaux de la tension désirée à la sortie du convertisseur, et l'existence de modules d'onduleurs standards sur le marché. Cependant, elle nécessite des sources d'alimentation isolées galvaniquement ce qui lui limite encore son expansion industrielle.

L'avantage de cette architecture est qu'elle possède un nombre inférieur d'interrupteurs à celui des autres structures. De plus, elle ne nécessite pas des diodes ou des capacités auxiliaires comme dans le cas des ondulateurs à diodes flottantes ou à cellules imbriquées.

Table.A. 2. Table d'excitation d'un bras d'onduleur en cascade à N niveaux.

Grandeurs électriques	Etats logiques des interrupteurs						
	Ond _q	Ond _(q-1)	Ond _(q-2)	...	Ond ₃	Ond ₂	Ond ₁
V_{AM}				...			
qE_c	1	1	1	...	1	1	1
$(q-1)E_c$	0	1	1	...	1	1	1
$(q-2)E_c$	0	0	1	...	1	1	1
...							
$3 E_c$	0	0	0	...	1	1	1
$2 E_c$	0	0	0	...	0	1	1
E_c	0	0	0	...	0	0	1
0	0	0	0	...	0	0	0
$- E_c$	0	0	0	...	0	0	-1
$-2 E_c$	0	0	0	...	0	-1	-1
$-3 E_c$	0	0	0	...	-1	-1	-1
...							
$-(q-2) E_c$	0	0	-1	...	-1	-1	-1
$-(q-1) E_c$	0	-1	-1	...	-1	-1	-1
$-q E_c$	-1	-1	-1	...	-1	-1	-1

Annexe B : Les différents effets des harmoniques

Les tensions et courants harmoniques superposés à l'onde fondamentale conjuguent leurs effets sur équipements utilisés. Ces grandeurs harmoniques ont des effets différents selon les récepteurs rencontrés [Sha-01]. Il est d'usage de dire que, dans les installations industrielles, les tensions harmoniques inférieures à 5% de la tension fondamentale ne produisent pas d'effets notables. Entre 5% et 7%, on commence à observer des effets, de 7% à 10% ces effets sont fréquents, et pour plus de 10%, les effets sont quasi certains [Fer-01].

Ces chiffres sont admis par la plupart des experts en compatibilité électromagnétique qui interviennent sur les problèmes d'harmoniques.

- soit des effets instantanés, effets à l'échauffement et des effets sur matériels

A.B.1 Les effets instantanés

Sur les systèmes électroniques, les tensions harmoniques peuvent perturber les dispositifs de régulation. Elles peuvent influencer les liaisons et les équipements “courants faibles”, entraînant des pertes d’exploitation. Les compteurs d’énergie présentent des erreurs supplémentaires en présence d’harmoniques.

A.B.2 Les effets à l’échauffement

En prendre comme un exemple en explique : l’échauffement des câbles et des équipements les pertes des câbles traversés par des courants harmoniques sont majorées, entraînant une élévation de température. Parmi les causes de pertes supplémentaires, l’élévation de la résistance apparente de l’âme avec la fréquence. Le tableau ci-dessous résume l’ensemble des matérielle électrique perturbés par la pollution harmonique.

Table. Annexe.1: Effets harmoniques surs quelques matériels

Nature du matériel électrique	Effet de la «pollution harmonique »
Machines tournantes, Moteurs triphasés, alternateurs	Echauffements supplémentaires (effet Joule) dans les enroulements statoriques. Couples oscillatoires. Augmentation du bruit
Transformateurs	Pertes supplémentaires dans le fer (par courants de Foucault) et dans les enroulements (par effet Joule). Risque de saturation en présence d'harmoniques pairs.
Câbles	Augmentation des pertes surtout dans le câble de neutre où s’ajoutent les harmoniques de rang 3 et multiples de 3. Pertes diélectriques supplémentaires.
Ordinateur	Dysfonctionnement lié aux couples pulsatiles des moteurs d’entraînement des supports magnétiques
compteur d’énergie	Erreurs de mesure
Téléviseurs	Déformation d’image
Dispositifs de protection (Fusibles .Disjoncteurs magnétothermiques...)	Fonctionnement intempestif

Annexe C : Algorithme de la méthode NEWTON-RAPHSON [Pat-74] [Oul-07].

Cette méthode est la plus utilisée pour la recherche de racines dans les problèmes à une dimension. Elle requiert cependant l’évaluation $f(x)$ et $f'(x)$. Elle est aussi applicable pour des problèmes à plusieurs dimensions. On peut faire l’implantation de l’algorithme de la méthode de Newton-Raphson selon les étapes suivantes :

- 1) Proposer un ensemble de valeurs initiales

$$\alpha^j = [\alpha_1^j, \alpha_2^j, K, \alpha_c^j]^T \quad (\text{A.1})$$

Avec $j=0$

2) Calculer la valeur de :

$$F(\alpha^j) = F^j \quad (\text{A.2})$$

Où :

F : forme vectorielle condensée des équations non linéaires du système de l'équation.

3) Linéariser l'équation (A.2) autour de α^j .

$$F^j + \left[\frac{\partial f}{\partial \alpha} \right]^j d\alpha^j = M \quad (\text{A.3})$$

Où :

M : amplitudes des harmoniques.

f : Fonctions liant les harmoniques aux angles de commutation.

Et

$$\left[\frac{\partial f}{\partial \alpha} \right]^j = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial \alpha_1} & \frac{\partial f_1}{\partial \alpha_2} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial \alpha_c} \\ \frac{\partial f_2}{\partial \alpha_1} & \frac{\partial f_2}{\partial \alpha_2} & \dots & \frac{\partial f_2}{\partial \alpha_c} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial f_c}{\partial \alpha_1} & \frac{\partial f_c}{\partial \alpha_2} & \dots & \frac{\partial f_c}{\partial \alpha_c} \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

$$d\alpha^j = [d\alpha_1^j d\alpha_2^j \dots d\alpha_c^j]^T \quad (\text{A.5})$$

4) Résoudre $d\alpha^j$ à partir de l'équation (II.14) par :

$$d\alpha^j = INV \left[\frac{\partial f}{\partial \alpha} \right]^j (M - F^j) \quad (\text{A.6})$$

Où

$INV \left[\frac{\partial f}{\partial \alpha} \right]^j$ Est la matrice inverse de $\left[\frac{\partial f}{\partial \alpha} \right]^j$

5) Changer les valeurs initiales à chaque étape par :

$$\alpha^{j+1} = \alpha^j + d\alpha^j \quad (\text{A.7})$$

6) Répéter le processus : de l'éq.A.2 à l'éq.A.7 jusqu'à ce que $d\alpha^j$ soit satisfaite pour le degré de précision désiré.

On peut résumer les étapes de cette méthode en un organigramme suivant :

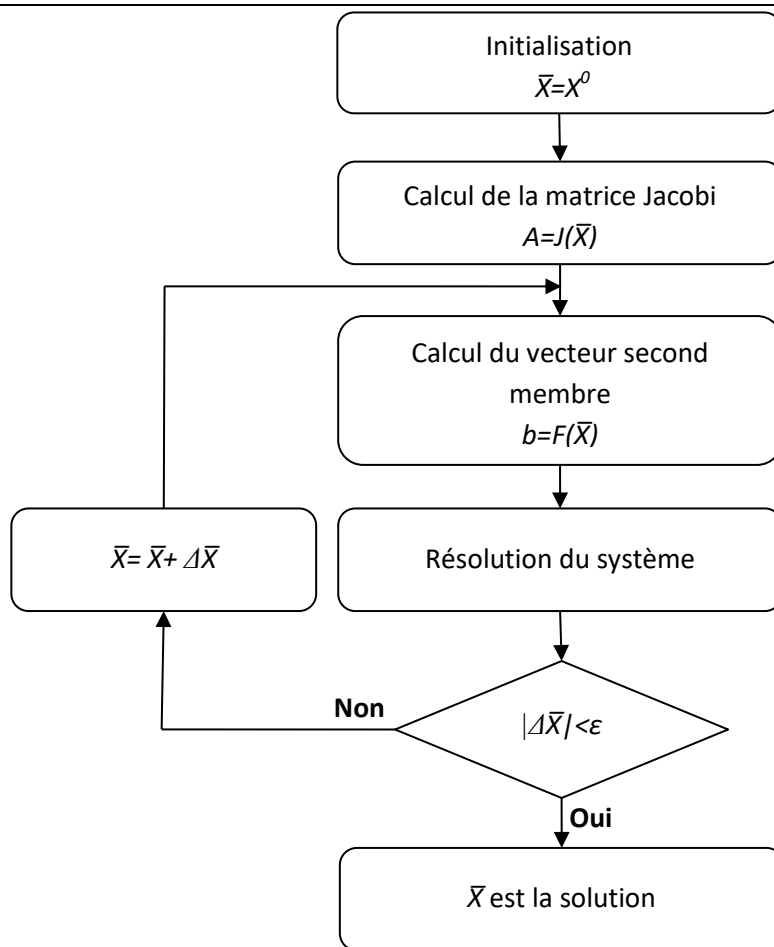


Figure.A.7 : Organigramme de l'algorithme de Newton–Raphson

Annexe D : Les lucioles (fireflies)

Les lucioles (fireflies) Leur population est estimée à environ deux mille espèces de lucioles. La plupart d'entre eux produisent des clignotes courts et rythmés. Leur lumière clignotante générée par un processus de bioluminescence peut servir d'élément de rituels de séduction ou des signaux [Yan-08] [Yan-09].

Les lucioles ont un mécanisme de type condensateur, qui se décharge lentement jusqu'à ce que certain seuil est atteint, ils libèrent l'énergie sous forme de lumière. La production de lumière chez les lucioles est due à un type de réaction chimique appelé bioluminescence. Ce processus se produit dans des organes électroluminescents spécialisés, généralement sur le bas-ventre de la luciole(Figure.A.8). L'enzyme luciférase agit sur la luciférine en présence d'ions magnésium, d'ATP (Adénosine-Triphosphate) et d'oxygène pour produire de la lumière.



Figure.A.8. luciole (Firefly) [Dic-18].

Annexe E : La cellule photovoltaïque

Le fonctionnement de la photopile est basé sur les propriétés électroniques acquises par le silicium quand des atomes étrangers en petit nombre (des impuretés) sont substitués dans un réseau cristallin. Cette action est appelée dopage. Si l'atome d'impureté contient plus d'électrons que le silicium, le matériau contiendra des électrons libres en excès : il sera dit de type N (exemple: silicium dopé au phosphore). Si au contraire, l'atome d'impureté contient moins d'électrons que le silicium, le matériau sera déficitaire en électrons: il sera dit de type P (exemple: silicium dopé au bore) [Amo-17].

La fabrication des cellules s'effectue à partir de lingots de silicium. Ces lingots sont découpés en fines couches de type P ou N en y diffusant du brome ou du phosphore.

Une cellule solaire est alors obtenue en constituant une jonction de deux zones de type opposé (jonction PN). Au voisinage de la jonction apparaît un champ électrique qui maintient la séparation des charges positives et négatives. Des contacts métalliques en formes de grille, contacts avant et arrière, sont déposés (Figure.A.8).

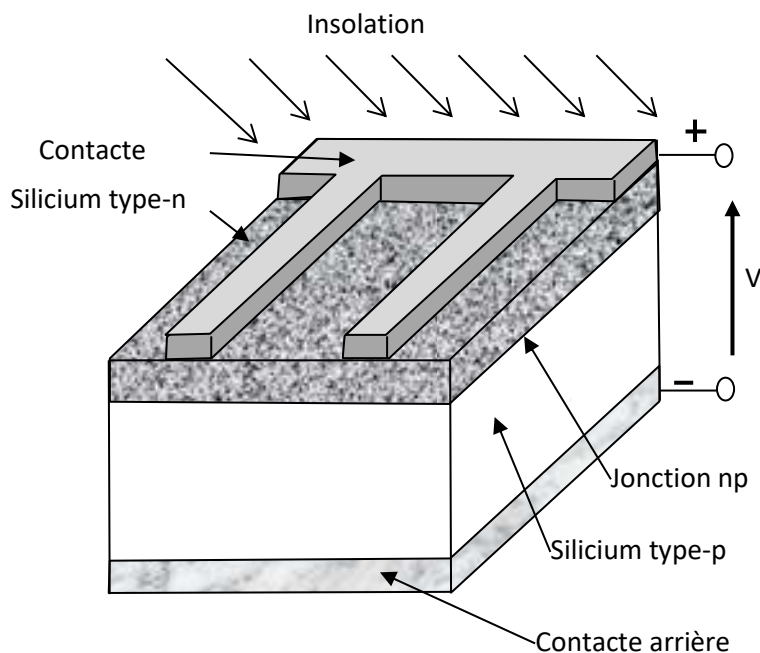


Figure.A.8: Représentation schématique d'une cellule solaire.

Une cellule photovoltaïque donc est un dispositif qui permet de transformer l'énergie solaire en énergie électrique. Cette transformation est basée sur les trois mécanismes suivants [Ric-97]: Absorption des photons (dont l'énergie est supérieure au gap) par le matériau constituant le dispositif ; Conversion de l'énergie du photon en énergie électrique, ce qui correspond à la création des paires électrons/trous dans le matériau semi-conducteur ; Collecte des particules générées dans le dispositif.

Le matériau constituant la cellule photovoltaïque doit donc posséder deux niveaux d'énergie et être assez conducteur pour permettre l'écoulement du courant: d'où l'intérêt des semi-conducteurs pour l'industrie photovoltaïque.

Afin de collecter les particules générées, un champ électrique permettant de dissocier les paires électrons / trous créés est nécessaire. Pour cela on utilise le plus souvent une jonction P-N [Cha-11].

On présente le schéma du circuit électrique par Figure.A.9 :

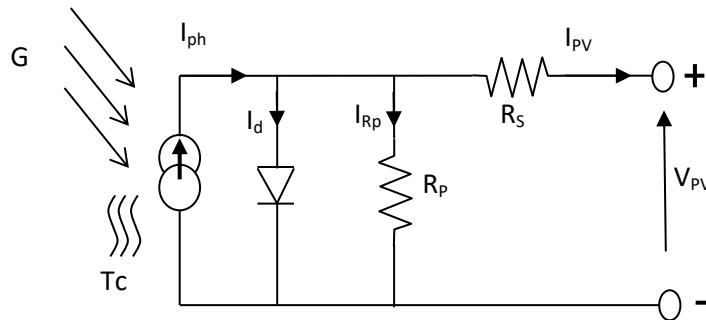


Figure.A.9 : Circuit électrique équivalent d'une cellule photovoltaïque

Dans Figure.III.2, les différents paramètres caractéristiques des cellules photovoltaïques sont:

I_{ph} : Les courants générés par les cellules solaires (A) .

R_s : Série de résistance (Ω) .

R_p : Résistance parallèle (Ω) .

G : Éclairement de la lumière du soleil (W/m^2) .

I_d : courant de diode (A) .

I : courant de sortie du PV (A) .

V : tension de sortie du PV (V) .

Le fabricant du module solaire donne d'autres paramètres requis pour modéliser les piles solaires. La fiche technique qui donne les caractéristiques électriques est calculée sous le STC. De condition normale d'essais quand la température T est $25^\circ C$ et l'irradiante G est $1000 W/m^2$. Les paramètres qui peuvent être trouvés à l'intérieur de la fiche technique sont :

V_{oc} : tension de circuit ouvert (V) .

I_{sc} : courant de court-circuit (A) .

P_{mp} : puissance au point de puissance maximum .

V_{mp} : tension au point de puissance maximum .

I_{mp} : courant au point de puissance maximum.

La cellule solaire est la première modèle, puis prolonge le modèle à un module de PV, et modèle finalement de PV. De Figure.A.9, le courant de sortie de la cellule de PV est :

$$I_{pv} = I_{ph} - I_d - I_{Rp} \quad (A.8)$$

Où :

Par équation de Shockley, l'identification de courant de diode est donnée par :

$$I_d = I_0 \left(e^{\frac{qV_d}{kT}} - 1 \right) \quad (A.9)$$

Où :

I_0 : Courant de saturation renversé de diode ;

q : Charge élémentaire d'électron (1.602×10^{-19} Cb) ;

V_d : Tension de diode ;

k : Constant de Boltzmann (1.381×10^{-23} J/K) ;

T : La température en Kelvin (°k).

La relation entre la tension et le résultat actuel en remplaçant le courant de diode :

$$I = I_{ph} - I_0 \left(e^{\frac{qV_d}{kT}} - 1 \right) - I_{Rp} \quad (\text{A.10})$$

Où V_d est la tension de rendement de la cellule de PV.

La saturation renversée I_0 est trouvée en employant l'équation ci-dessus. En plaçant l'égalité du courant I à zéro et le calcul à T_1 de la température [Vil-09] [Cha-11].

$$I_0(T_1) = \frac{I_{ph}(T_1)}{\left(e^{\frac{qV_{oc}}{kT}} - 1 \right)} \quad (\text{A.11})$$

Le courant produit par les piles solaires I_{pv} peut être rapproché avec l'ISC courant de court-circuit. Le courant produit peut être calculé pour l'autre irradiance. Le courant, la température et l'irradiance standard de la fiche technique sont employés pour déterminer le courant à l'état différent.

$$I_{sc} \approx I_{ph}$$

$$I_{sc}(T_1) = \left(\frac{G}{G_{nom}} \right) I_{sc}(T_{1,nom}) \quad (\text{A.12})$$

Où :

$I_{sc}(T_1)$: Courant au T_1 de la température ;

$T_{1,nom}$: La température de la cellule de la fiche technique au STC ;

G_{nom} : Irradiance de fiche technique au STC.

Après calcul, donne l'équation du PV.

$$I_{pv} = I_{ph} - I_0 \left[e^{q \left(\frac{V_{pv} + I_{pv} R_s}{akT} \right)} \right] - \left(\frac{V_{pv} + I_{pv} R_s}{R_p} \right) \quad (\text{A.13})$$

Où :

A : le facteur de qualité de diode entre 1 et 2 et doit être estimé. La valeur de « A » est égale à 1 pour la diode idéale.

V_{pv} : est la tension de cellules. Pour un module de PV, la tension de cellules est multipliée par le montant total des cellules en série.

Le courant de saturation renversé I_0 dépend de la température T. I_l est calculé par l'équation suivante :

$$I_0 = I_0(T_1) \left(\frac{T}{T_1}\right)^{\frac{3}{n}} \cdot e^{\frac{qV_q(T_1)}{ak\left(\frac{1}{T}-\frac{1}{T_1}\right)}} \quad (\text{A.14})$$

La valeur de la résistance série R_S est mesurée de la pente dV_{pv}/dI_{pv} de la courbe $I_{pv}-V_{pv}$ à la tension de circuit ouvert de point . L'équation de R_S est donnée par :

$$R_S = -\frac{dV_{pv}}{dI_{pv}} - \frac{akT/q}{I_0 \cdot e^{\left(\frac{qV_{OC}}{akT}\right)}} \quad (\text{A.15})$$

Le modèle est accompli en employant les équations récursives suivantes pour trouver les courants. L'équation récursive est employée pour calculer le courant pour p une cellule en parelle. Il est plus commode de résoudre numériquement. L'équation présente une méthode simplifiée pour calculer la série de résistance et pour négliger le résistance parallèle [Vil-09] [Cha-11].

$$I_{n+1} = I_n - \frac{I_{Ph} - I_n - I_0 \left[e^{q\left(\frac{V_{pv} + I_n \cdot R_S}{akT}\right)} - 1 \right]}{-1 - I_0 \left(\frac{q \cdot R_S}{akT}\right) e^{q\left(\frac{V_{pv} + I_n \cdot R_S}{akT}\right)}} \quad (\text{A.16})$$

A.E.1. Paramètres d'une cellule photovoltaïque

Ces paramètres peuvent être déterminés à partir des courbes courant-tension, ou de l'équation caractéristique.

Les plus utiles sont les suivantes:

- **Courant de court-circuit (I_{cc})**

C'est le courant pour lequel la tension aux bornes de la cellule ou du générateur PV est nulle. Dans le cas idéal (R_S nulle et R_P infinie), ce courant se confond avec le photo-courant I_{ph} dans le cas contraire, en annulant la tension V dans eq.A.13, on obtient:

$$I_{cc} = I_{ph} - I_{sat} \left[\exp\left(\frac{e(I_{cc} \cdot R_S)}{nkT}\right) - 1 \right] - \frac{(I_{cc} \cdot R_S)}{R_P} \quad (\text{A.17})$$

Pour la plupart des cellules (dont la résistance série est faible), on peut négliger le terme :

$$I_{sat} \left[\exp\left(\frac{e(I_{pv} \cdot R_{ser})}{nkT}\right) - 1 \right] \quad (\text{A.18})$$

Devant I_{ph} , l'expression approchée du courant de court-circuit est alors:

$$I_{CC} \cong \frac{I_{ph}}{\left(1 + \frac{R_S}{R_P}\right)} \quad (\text{A.19})$$

Quantitativement, il a la plus grande valeur du courant généré par la cellule (pratiquement ($I_{CC} = I_{ph}$))

- **Tension de circuit-ouvert (V_{co})**

C'est la tension V_{co} pour laquelle le courant débité par le générateur photovoltaïque est nul (c'est la tension maximale d'une photopile ou d'un générateur photovoltaïque).

$$0 = I_{cc} - I_{sat} \left[\exp\left(\frac{eV_{pv}}{nkT}\right) - 1 \right] \frac{V_{pv}}{R_p} \quad (\text{A.20})$$

Dans le cas idéal, sa valeur est légèrement inférieure à :

$$V_{CO} = V_T L_n \left[\frac{I_{ph}}{I_{sat}} + 1 \right] \quad (\text{A.21})$$

- **Rendement énergétique**

C'est le rapport entre la puissance électrique maximale fournie par la cellule $P_{max}(I_{opt}, V_{opt})$ et la puissance solaire incidente. Il est donné par :

$$\eta = \frac{P_{max}}{P_{inc}} = \frac{I_{opt} V_{opt}}{P_{inc}} \quad (\text{A.22})$$

- **Facteur de forme**

On appelle facteur de forme FF, dit aussi facteur de courbe ou facteur de remplissage (fill factor), le rapport entre la puissance maximum fournie par la cellule $P_{max}(I_{opt}, V_{opt})$ et le produit du courant de court-circuit I_{cc} par la tension de circuit-ouvert V_{co} (c'est-à-dire la puissance maximale d'une cellule idéale). Le facteur de forme indique la qualité de la cellule ; plus il s'approche de l'unité plus la cellule est performante, Il est de l'ordre de 0.7 pour les cellules performantes ; et diminue avec la température. Il traduit l'influence des pertes par les deux résistances parasites R_s et R_p il est défini par :

$$FF = \frac{P_{max}}{I_{cc} V_{co}} = \frac{I_{opt} V_{opt}}{I_{cc} V_{co}} \quad (\text{A.23})$$

Annexe F : Paramètres du convertisseur Boost :

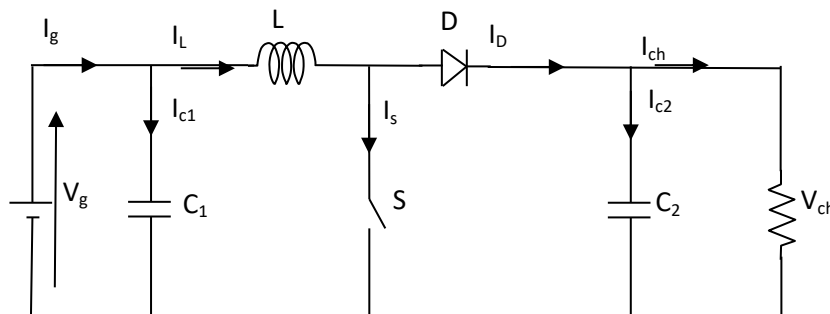


Figure.A.10: Circuit électrique de base du hacheur survolteur (boost).

Les paramètres du convertisseur Boost est :

- V_{pv} : 33.7 V
- V_{cha} : 54 V
- Puissance maximale PV : 120 W
- F_s : 10 kHz

- Maximum inductor current ripple: 10 %

L'équation de Calcul de l'inductance L

$$L \geq \frac{V_{cha} \cdot D_m \cdot (1 - D_m)}{f_s |\Delta I_{Lripple}|}$$

L'équation de Calcul de rapport de cyclique

$$\frac{V_0}{V_{pv}} = \frac{T}{t_{off}} = \frac{1}{1 - D}$$

$$D = 1 - \frac{V_{pv}}{V_{cha}}$$

$$D = 0.3759$$

L'équation de calcul du courant de sortie du hacheur

$$I_{cha} = \frac{P_{cha}}{V_{cha}}$$

Le courant de sortie du hacheur

$$I_{cha} = \frac{120}{54} = 2.22 \text{ A}$$

La résistance charge est

$$R_{cha} = \frac{54}{2.22} = 24.3 \text{ ohm}$$

L'inducteur L est

$$L \geq \frac{54 \times 0.3759 \times (1 - 0.3759)}{10000 \times 2 \times 3.56 \times 0.1}$$

$$L \geq 444 \text{ } \mu\text{H}$$

La capacité d'entrée C_{in} utilisée la relation

$$C_{in} \geq \frac{I_{om} \cdot D_m^2}{0.02(1 - D_m) f_s V_{mp}}$$

$$C_{in} \geq \frac{2.22 \times 0.3759^2}{0.02 \times (1 - 0.3759) \times 10000 \times 33.7}$$

$$C_{in} \geq 78.6 \text{ } \mu\text{F}$$

La capacité de sortie C_{out} utilisée la relation

$$C_{out} \geq \frac{V_{cha} \cdot D}{f_s \Delta V_{cha} R_{cha}}$$

$$C_{out} \geq \frac{540 \times 0.3759}{10000 \times 0.54 \times 24.3}$$

$$C_{out} \geq 154.69 \mu\text{F}$$

Annexe G : Datasheet BP MSX120



BP MSX 120

120-Watt Multicrystalline
Photovoltaic Module

BP Solar's MSX series is a premium line of PV modules with a 25-year performance warranty, tightly controlled electrical parameters, and labeling showing each module's tested electrical characteristics. Providing 120 watts of nominal maximum power, the MSX 120 is used primarily in large battery-equipped PV systems or—through an inverter—to provide AC power directly to a load. Typical applications include grid-supplemental residential and commercial systems, telecommunications, remote villages and clinics, pumping, and land-based navigation aids. Its attractive bronze-anodized frame also suits it well for architectural applications.

This product is available as a framed module or an unframed laminate, in 12V or 24V nominal configurations, with either:

- Dual high-volume junction boxes which allow on-site 12V/24V selection by rewiring (MSX 120);
- Installation-speeding DC-rated polarized connectors (MSX 120MC).

Proven Materials and Construction

BP Solar's quarter-century of field experience shows in every aspect of these module's construction and materials:

- 72 multicrystalline silicon solar cells configured as one series string or two 36-cell series strings (bypass diodes are included);
- Cells are laminated between sheets of ethylene vinyl acetate (EVA) and high-transmissivity low-iron 3mm tempered glass;
- Frame strength exceeds requirements of certifying agencies.



Weatherproof Connectors

MSX 120MC output is via heavy-duty (4mm²AWG #12) output cables with polarized weatherproof DC-rated connectors which provide reliable low-resistance connections, eliminate wiring errors, and speed installation. Asymmetrical cables enable side-by-side or end-to-end module placement in arrays.

High-Capacity Versatile Junction Box

The junction boxes of the MSX 120 are raintight (IP54 rated) and accept PG13.5 or 1/2" nominal conduit or cable fittings. Their volume (411cc, 25 cubic inches) and 6-terminal



Bronze Anodized Universal Frame

connection blocks enable most system array connections (putting modules in series or parallel) to be made right in the boxes. Options include:

- an oversize terminal block which accepts conductors up to 25mm² (AWG #4); standard terminals accept up to 6mm² (AWG #10);
- a Solarstate™ charge regulator.

Products with junction boxes may be rewired to provide 12V or 24V output.

Limited Warranties

- Power output for 25 years;
- Freedom from defects in materials and workmanship for 5 years.

See our website or your local representative for full terms of these warranties.

Individually Tested and Labeled

Each module tested and labeled with its actual output—voltage, current, and power at maximum power point (P_{max})—at Standard Test Conditions and Standard Operating Conditions.



BP MSX 120

MSX 120 laminates also qualify for the above listings and certifications; MSX 120MC laminates are UL-recognized. MSX 120 modules and laminates with junction boxes are also certified by PowerMark Corporation and approved by Factory Mutual Research for application in NEC Class 1, Division 2, Groups C & D hazardous locations.



Quality and Safety

MSX 120 and MSX 120MC modules are manufactured in our ISO 9001-certified factories, listed by Underwriter's Laboratories for electrical and fire safety (Class C fire rating), certified by TÜV Rheinland as Class II equipment, and comply with the requirements of IEC 61215 including:

- repetitive cycling between -40°C and 85°C at 85% relative humidity;
- simulated impact of 25mm (one-inch) hail at terminal velocity;
- a "damp heat" test, consisting of 1000 hours of exposure to 85°C and 85% relative humidity;
- a "hot-spot" test, which determines a module's ability to tolerate localized shadowing (which can cause reverse-biased operation and localized heating);
- static loading, front and back, of 2400 pascals (50 psf); front loading (e.g. snow) of 5400 pascals (113 psf).

Electrical Characteristics¹

	MSX 120	MSX 110 ⁴
Maximum power (P_{max}) ²	120W	110W
Voltage at P_{max} (V_{mp})	33.7V	33.6V
Current at P_{max} (I_{mp})	3.56A	3.3A
Minimum P_{max}	114W	105W
Short-circuit current (I_{sc})	3.87A	3.6A
Open-circuit voltage (V_{oc})	42.1V	41.6V
Temperature coefficient of I_{sc}	(0.065±0.015)%/°C	
Temperature coefficient of V_{oc}	-(80±10)mV/°C	
Temperature coefficient of power	-(0.5±0.05)%/°C	
NOCT ³	47±2°C	
Maximum system voltage	600V (U.S. NEC rating) 1000V (TÜV Rheinland rating)	

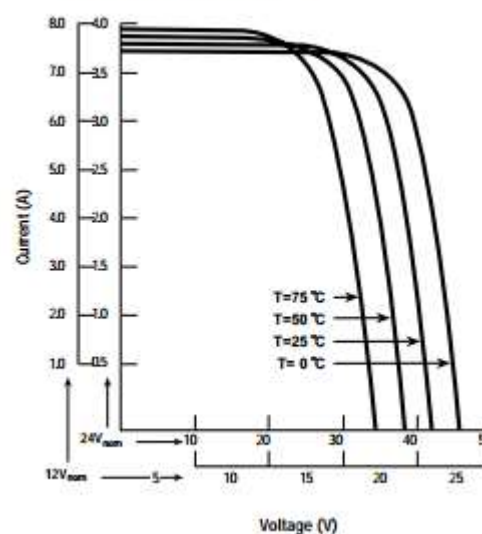
Maximum series fuse rating

20A

Notes

1. These data represent the performance of typical MSX 110 and MSX 120 products in 24V configuration. The data are based on measurements made in accordance with ASTM E1036 corrected to SRC (Standard Reporting Conditions, also known as STC or Standard Test Conditions), which are:
 - illumination of 1 kW/m² (1 sun) at spectral distribution of AM 1.5 (ASTM E892 global spectral irradiance);
 - cell temperature of 25°C.
2. During the stabilization process which occurs during the first few months of deployment, module power may decrease approximately 3% from typical P_{max} .
3. The cells in an illuminated module operate hotter than the ambient temperature. NOCT (Nominal Operating Cell Temperature) is an indicator of this temperature differential, and is the cell temperature under Standard Operating Conditions: ambient temperature of 20°C, solar irradiation of 0.8 kW/m², and wind speed of 1 m/s.
4. The power of solar cells varies in the normal course of production; the MSX 110 is assembled using cells of slightly lower power than the MSX 120.

MSX 120 I-V Curves



Annexe H : Les circuits auxiliaires pour le réglage de déséquilibre des tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux

Le premier circuit qu'on a étudié c'est à base des résistances, on le nomme aussi par le pont de Climping

A.D.a- circuit auxiliaire à base des résistances (pont de Climping)

On va shunter chaque condensateur par un transistor T_i et une résistance R_p d'une valeur de ($R_p=10 \Omega$) pour décharger ce condensateur en dissipant l'énergie qui est stockée dans le condensateur à trèverre cette résistance par l'effet Joule. Pour toutes les cascades utilisées, on définit

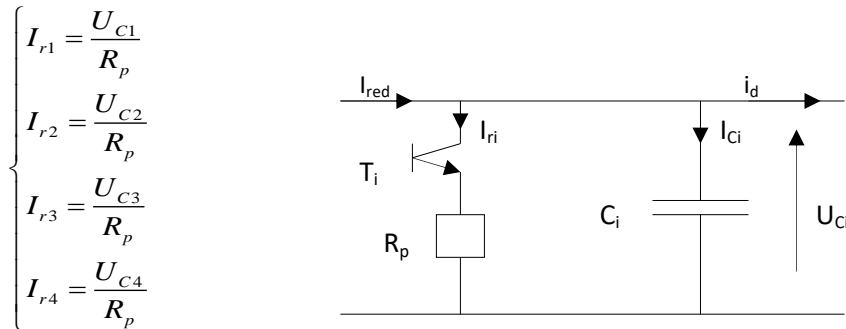


Figure.A.11 : Structure du circuit d'équilibrage résistif (pont de clamping)

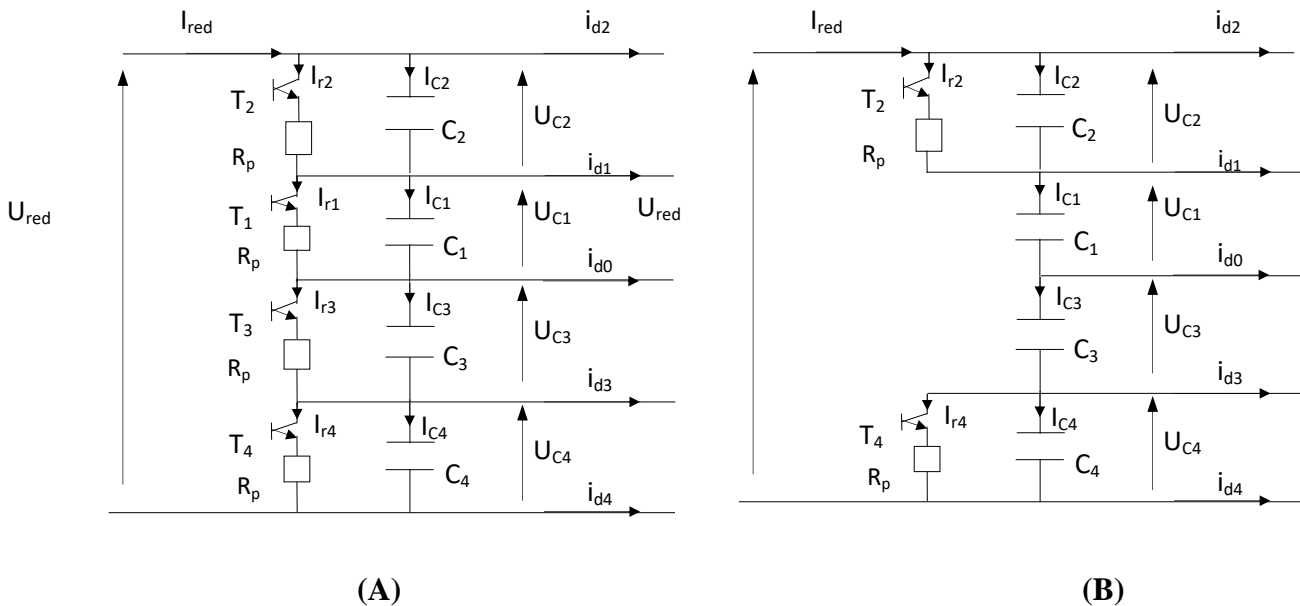


Figure.A.12 : Structure du circuit d'équilibrage résistif A: à quatre résistances B: circuit simplifier

L'algorithme de commande du pont (A) est le suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta U_{12} > 0 \Rightarrow I_{r1} = 0 \& I_{r2} \neq 0 \quad (T_1 = 0 \& T_2 = 1) \\ \Delta U_{12} < 0 \Rightarrow I_{r1} \neq 0 \& I_{r2} = 0 \quad (T_1 = 1 \& T_2 = 0) \end{array} \right. \quad \text{avec} \quad \Delta U_{12} = U_{C2} - U_{C1}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta U_{34} > 0 \Rightarrow I_{r3} = 0 \& I_{r4} \neq 0 \quad (T_3 = 0 \& T_4 = 1) \\ \Delta U_{34} < 0 \Rightarrow I_{r3} \neq 0 \& I_{r4} = 0 \quad (T_3 = 1 \& T_4 = 0) \end{array} \right. \quad \text{avec} \quad \Delta U_{34} = U_{C4} - U_{C3}$$

Le modèle du pont de clamping est comme suit :

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red} - I_{r1} - i_{d1} - i_{d2} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red} - I_{r2} - i_{d2} \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{red} - I_{r3} + i_{d4} + i_{d3} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = I_{red} - I_{r4} + i_{d4} \end{cases}$$

A.D.b- circuit auxiliaire à base des inductances

Le premier circuit qui utilise des résistances gaspi de l'énergie par effet de Joule dans le cas des sources photovoltaïques l'énergie à produire coûte très chère alors il faut éviter le gaspillage de l'énergie pour cela on a étudié un autre circuit où on a utilisé des inductances d'une valeur de (L=2 mH) pour transformer l'énergie stockée dans les condensateurs sous forme de tension à une énergie magnétique stockée dans les inductances.

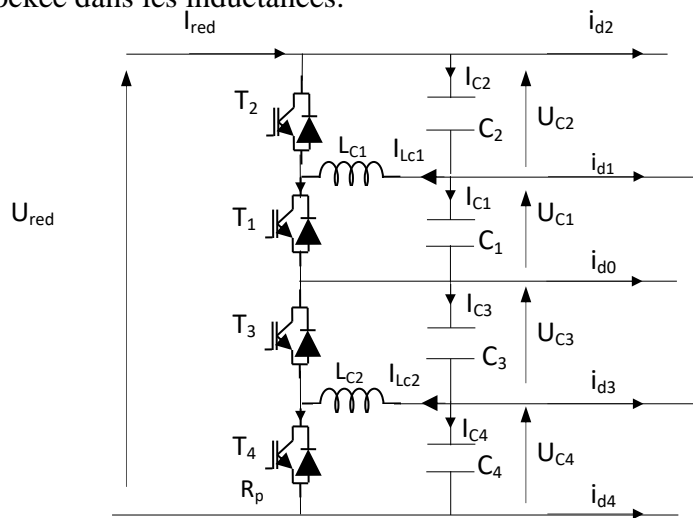


Figure.A.13 : Structure du circuit d'équilibrage inductif

L'algorithme de commande du pont est le suivant :

$$\begin{cases} \Delta U_{12} > 0 \Rightarrow I_{r1} = 0 \& I_{r2} \neq 0 \quad (T_1 = 0 \& T_2 = 1) \\ \Delta U_{12} < 0 \Rightarrow I_{r1} \neq 0 \& I_{r2} = 0 \quad (T_1 = 1 \& T_2 = 0) \end{cases} \quad \text{avec} \quad \Delta U_{12} = U_{c2} - U_{c1}$$

$$\begin{cases} \Delta U_{34} > 0 \Rightarrow I_{r3} = 0 \& I_{r4} \neq 0 \quad (T_3 = 0 \& T_4 = 1) \\ \Delta U_{34} < 0 \Rightarrow I_{r3} \neq 0 \& I_{r4} = 0 \quad (T_3 = 1 \& T_4 = 0) \end{cases} \quad \text{avec} \quad \Delta U_{34} = U_{c4} - U_{c3}$$

A.D.c- circuit auxiliaire à base des condensateurs

On a vu dans le cas des circuits inductifs que l'énergie stockée dans les condensateurs sous forme de tension se transforme sous forme de courant dans les inductances alors le courant augmente et pour cela il faut dissiper cette énergie en utilisant des résistances et de nouveau c'est le problème de gaspillage de l'énergie qui va coûter très chère à produire.

Pour résoudre ce problème on a proposé un nouveau concept pour les circuits auxiliaires qui nous permet de faire le transport de l'énergie stockée dans un condensateur surchargé vers un condensateur déchargé. On a proposé et étudié plusieurs circuits à base des condensateurs

On a voulu faire permuter chaque condensateur ($C=10\text{ mF}$) surchargé avec un condensateur déchargé c_à_d C_2 avec C_1 et C_4 avec C_3 . On a élaboré le circuit nécessaire qui est schématisé est présenté dans la figure suivante

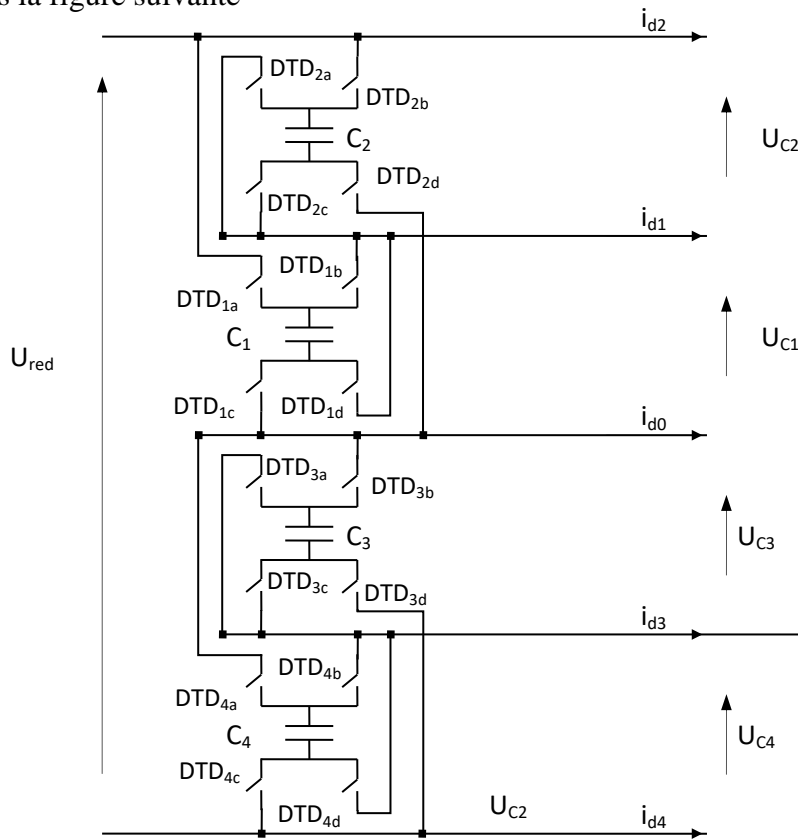


Figure.A.14 : Structure du circuit d'équilibrage capacitif

Ou les interrupteurs DTD_i sont commandable en courant et en tension et ils sont bidirectionnels. On a associé deux transistors avec deux diodes comme est présenté sur la figure suivante

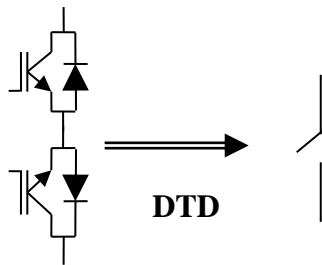


Figure.A.15 : Interrupteur à Deux transistors et Deux Diodes

On permute les condensateurs avec une fréquence en fonction des valeurs de condensateurs et le taux d'ondulation admit.

Les interrupteurs DTD_{ia} et DTD_{id} (i indice des condensateur $i= 1,2,3,4$) se ferment et s'ouvrent en même temps. Les interrupteurs DTD_{ib} et DTD_{ic} fonctionnent en complément avec les interrupteurs DTD_{ia} et DTD_{id}

Si on prend la fréquence de permutation des DTD est f_p et la période est T_p où la commande des interrupteurs DTD est F_{DTD} alors on aura l'algorithme suivant

$$\begin{aligned}
 \text{Si } 0 \leq t < T/2 \Rightarrow & F_{DTD_{ia}}=1; F_{DTD_{id}}=1; F_{DTD_{ib}}=0; F_{DTD_{ic}}=0 \\
 \text{Si } T/2 \leq t < T \Rightarrow & F_{DTD_{ia}}=0; F_{DTD_{id}}=0; F_{DTD_{ib}}=1; F_{DTD_{ic}}=1
 \end{aligned}$$

Bibliographies

Bibliographies

- [Abb-11] L. Abbassen, *Etude de la connexion au réseau électrique d'une centrale photovoltaïque.*, Mémoire de magistère, Département d'Electrotechnique, Université Mouloud MAMMERI, Tizi Ouzou , Mai 2011.
- [Abd-10] T. Abdelkrim, Berkouk. E, T. Benslimane, and K. Benamrane. "Feedback control of three-Level PWM rectifier: Application to the stabilization of DC Voltages of five-level NPC active power filter". *Archives of Control Sciences*, Vol 20, N.3, pp. 317-339, 2010.
- [Afg-13] H. Afghoul, D. Chikouche, F. Krim and A. Beddar, "A novel implementation of MPPT sliding mode controller for PV generation systems", in *proceeding of IEEE EuroCon 2013*, Zagreb, Croatia, 2013, pp. 789- 794.
- [AIM-03] M. Aime, *Evaluation et optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques: Application aux nouvelles structures multicellulaires.* Thèse de doctorat. l'institut national polytechnique de Toulouse, France. 2003.
- [Ait-07a] M.S. Aït Cheikh, C. Larbes, G.F. Tchoketch Kebir and A. Zerguerras, "Maximum Power Point Tracking Using a Fuzzy Logic Control Scheme", *Revue des Energies Renouvelables*, Vol. 10, N°3, pp. 387 – 395, 2007.
- [Ait-07b] M.S. Ait cheikh, *Etude, Investigation et conception d'algorithmes de commande appliqués aux systèmes photovoltaïques.* Thèse de doctorat, Ecole National Polytechnique El-Harrach, Alger, Algerie, 2007.
- [Aja-13] M. Ajaamoum, M. Kourchi, R. Alaoui and L. Bouhouch, "Fuzzy controller to extract the maximum power of a photovoltaic system," in *2013 International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC)*, Ouarzazate, 2013, pp. 141-146.
- [Ali-17] R. Alishah, S. Hosseini, E. Babaei and M. Sabahi, "Optimal Design of New Cascaded Switch-Ladder Multilevel Inverter Structure", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 3, pp. 2072-2080, 2017.
- [Amo-17] Z. Amokrane, M. Haddadi and **N. Ould cherchali**, "Nouveau Procédé de Traçage de la Caractéristique des Générateurs Photovoltaïques dans les Conditions de Fonctionnement Réelles", *Revue roumaine des Sciences Techniques Série Électrotechnique et Énergétique*, vol. 62, no. 03, pp. 276–281, 2017.
- [Aou-13] N. Aouchiche , M.S. Aït Cheikh et A. Malek. Poursuite du point de puissance maximale d'un système photovoltaïque par les méthodes de l'incrémentation de conductance et la perturbation & observation. *Revue des Energies Renouvelables*, 2013, vol. 16, no 3, p. 485-498.
- [Bar-08] S. Barkati, L. Baghli, E. Berkouk and M. Boucherit, "Harmonic elimination in diode-clamped multilevel inverter using evolutionary algorithms", *Electric Power Systems Research*, vol. 78, no. 10, pp. 1736-1746, 2008.
- [Bas-06] V. Badescu, "Simple optimization procedure for silicon-based solar cell interconnection in a series-parallel PV module", *Energy Conversion and Management*, vol. 47, no. 9-10, pp. 1146-1158, 2006.
- [Bel-14] A. Belkaid, J. Gaubert, A. Gherbi and L. Rahmani, "Maximum Power Point tracking for photovoltaic systems with boost converter sliding mode control," in *IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Istanbul, 2014, pp. 556-561.
- [Bel-17] R. Belkacem, R. Benzid and N. Bouguechal, "Multilevel inverter with optimal THD through the firefly algorithm", *Archives of Electrical Engineering*, vol. 66, no. 1, pp. 141-154, 2017. [Accessed 18 January 2019].
- [Ben-09] K. Benmansour, *Réalisation d'un banc d'essai pour la Commande et l'Observation des Convertisseurs Multicellulaires Série: Approche Hybride.* Thèse de doctorat, Cergy-Pontoise, France. 2009.
- [Ben-11] C. Ben Salah and M. Ouali, "Comparison of fuzzy logic and neural network in maximum power point tracker for PV systems", *Electric Power Systems Research*, vol. 81, no. 1, pp. 43-50, 2011.
- [Ben-16] I. Bentchikou, F. Boudjema, D. Boukhetala, A. Tlemçani and **N. Ould Cherchali**, "Investigation in the Technique of Adaptive Predictive Control Fed by a Hybrid Inverter Applied to a Permanent Magnetic Synchronous Machine", *Nonlinear Dynamics and Systems Theory*, vol. 16, no. 1, pp. 20–34, 2016.
- [Ber-10] D. Beriber, *Optimisation et Gestion d'Energie de Système de Production Photovoltaïque-Eolienne avec Stockage.* Thèse de doctorat, U.S.T.H.B , Alger, Algerie, 2010.
- [Ber-95] E. Berkouk, Y. BEN ROMDHANE, and G. MANESSE, "knowledge and control models for three-level voltage inverters", *Systems Analysis Modelling Simulation*, vol. 18, pp. 511-521, 1995.
- [Bid-17] M. Bidar, S. Sadaoui, M. Mouhoub and M. Bidar, "Improving firefly algorithm performance using fuzzy logic", *2017 IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics (SMC)*, 2017.

- [Bla-04] F. Blaabjerg, Z. Chen and S. Kjaer, "Power Electronics as Efficient Interface in Dispersed Power Generation Systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 5, pp. 1184-1194, 2004.
- [Bou-03] F. Bouchtouche cherfa *Etude et réalisation d'une centrale photovoltaïque connectée au réseau de distribution électrique BT*, Mémoire de magister, Ecole National Polytechnique Elharach, Alger, Algerie, 2004.
- [Boy-17] M. Bobby, S. Pramanick, R. Kaarthik, A. S, K. Gopakumar and L. Umanand, "Fifth- and Seventh-Order Harmonic Elimination With Multilevel Dodecagonal Voltage Space Vector Structure for IM Drive Using a Single DC Source for the Full Speed Range", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 1, pp. 60-68, 2017.
- [Buh-86] H. Buhler. *Réglage par mode de glissement*, Presses polytechniques romandes (Lausanne, 1986)
- [Cha-11] A. Chatterjee, A. Keyhani and D. Kapoor, "Identification of Photovoltaic Source Models," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 26, no. 3, pp. 883-889, Sept. 2011.
- [Chi-09] R. Chibani, E. Berkouk, S.M. Boucherit, "Inductive Clamping Circuit for DC Link Voltage Balancing of Five-Level NPC-VSI." *Journal of Electrical Engineering*, Vol. 60, no 4, pp. 185-191. 2009,
- [Cos-16] M. Cosson, *Stabilité du réseau électrique de distribution. Analyse du point de vue automatique d'un système complexe..* Thèse de doctorat de l'université Paris-Saclay, Paris, France, 2016.
- [Dah-15] M. Dahidah, G. Konstantinou and V. Agelidis, "A Review of Multilevel Selective Harmonic Elimination PWM: Formulations, Solving Algorithms, Implementation and Applications", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 8, pp. 4091-4106, 2015.
- [Dar-15] A. Darkawi, *Cours d'initiation au logiciel Dspace controldesk 2.6*, polycopie, Département Génie Electrique, Ecole polytechnique de l'Université de Nantes, 2015.
- [Dav-91] L. D. Davis, "*The Handbook of Genetic Algorithms*," Van Nostrand Reinhold, New York, 1991.
- [Deb-12] S. Debnath and R. Ray, "Harmonic elimination in multilevel inverter using GA and PSO: A comparison", *2012 IEEE Students' Conference on Electrical, Electronics and Computer Science*, 2012.
- [Def-98] T. Deflandre and P. Murras, *Les harmoniques sur les réseaux électriques*. Paris: Éd. Eyrolles, 1998.
- [Dek-19] L. Dekhici, R. Redjem, K. Belkadi and A. E. Mhamedi, "Discretization of the Firefly Algorithm for Home Care," in *Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 42, no. 1, pp. 20-26, winter 2019. .
- [Dic-18] F. Dictionary, "FIREFLY definition in the Cambridge English Dictionary", *Dictionary.cambridge.org*, 2018. [Online]. Available: <https://dictionary.cambridge.org/us/dictionary/english/firefly>. [Accessed: 08-Sept-2018].
- [Elg-12] A. Elgharbi, D. Mezghani, and A. Mami, "A Maximum power point tracking method based on artificial neural network for a PV system". *International Journal of Advances in Engineering & Technology*, 2012, vol. 5, no 1, p. 130.
- [Esr-07] T. Esumi and P. Chapman, "Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, no. 2, pp. 439-449, 2007.
- [Fer-01] P. Ferracci, "La qualité de l'énergie électrique.", *Cahier Technique Schneider Electric*, n° 199, p. 36, 2001.
- [Gho-03] E. Gholipour Shahraki, *Apport de l'UPFC à l'amélioration de la stabilité transitoire des réseaux électriques*. Thèse de doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy-I, France, Oct 2003.
- [Gho-18] J. Gholami and S. Mohammadi, "A Novel Combination of Bees and Firefly Algorithm to Optimize Continuous Problems", *2018 8th International Conference on Computer and Knowledge Engineering (ICCKE)*, 2018.
- [Gue-07] R. Guedouani, B. Fiala, E. Berkouk and M. Boucherit, "Control of Capacitor Voltage of Three Phase Five-Level NPC Voltage Source Inverter. Application to Inductor Motor Drive", in *International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics*, Bodrum, Turkey, 2007, pp. 794-799.
- [Gup-16] K. Gupta, A. Ranjan, P. Bhatnagar, L. Sahu and S. Jain, "Multilevel Inverter Topologies With Reduced Device Count: A Review", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 1, pp. 135-151, 2016.
- [Has-10] L. Hassaine, *Implementación de un control digital de potencia activa y reactiva para inversores*, Thèse de doctorat, Universidad Carlos III, Madrid, Espagne, 2010.
- [Ima-11] K. Imarazene, *Etude de la commande par élimination d'harmoniques des onduleurs multiniveaux avec équilibrage des tensions du bus continu*, Thèse de doctorat,.. Ecole nationale supérieure polytechnique, Alger, Algerie, 2011
- [Kah-98] J. Kahane and P. Lemarié-Rieusset, *Séries de Fourier et ondelettes*. Paris: Cassini, 1998.

- [Kar-17] R. Karasani, V. Borghate, P. Meshram, H. Suryawanshi and S. Sabyasachi, "A Three-Phase Hybrid Cascaded Modular Multilevel Inverter for Renewable Energy Environment", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 2, pp. 1070-1087, 2017.
- [Kar-19] B. Karanayil, S. Ceballos and J. Pou, "Maximum Power Point Controller for Large-Scale Photovoltaic Power Plants Using Central Inverters Under Partial Shading Conditions", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 4, pp. 3098-3109, 2019.
- [Ken-95] J. Kennedy and R. Eberhart, "Particle swarm optimization", *Proceedings of ICNN'95 - International Conference on Neural Networks*, 27 Nov.-1 Dec. 1995, Perth, WA, Australia.
- [Kja-05] S. B. Kjaer, et al., "A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, pp. 1292-1306, Sep-Oct 2005.
- [Kol-14] S. K. Kollimalla and M. K. Mishra, "Variable Perturbation Size Adaptive P&O MPPT Algorithm for Sudden Changes in Irradiance," in *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 5, no. 3, pp. 718-728, July 2014.
- [Kou-10] A. Kouzou, M. Mahmoudi and M. Boucherit, "Application of SHE-PWM for seven-level inverter output voltage enhancement based on Particle Swarm Optimization", *2010 7th International Multi- Conference on Systems, Signals and Devices*, 27-30 June 2010, Amman, Jordan.
- [Lar-09] C. Larbes, S.M. Ait Cheikh, T. Obeidi, et al. "Genetic algorithms optimized fuzzy logic control for the maximum power point tracking in photovoltaic system", *Renewable energy*, 2009, vol. 34, no 10, p. 2093-2100.
- [Mam-17] S. Mamilla, S. Anisetty and K. Gowri, "A new generalized cascaded multilevel structure for single phase H bridge inverter", *2017 International Conference on Energy, Communication, Data Analytics and Soft Computing (ICECDS)*, 2017.
- [Mem-18] M. Memon, S. Mekhilef, M. Mubin and M. Aamir, "Selective harmonic elimination in inverters using bio-inspired intelligent algorithms for renewable energy conversion applications: A review", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 82, pp. 2235-2253, 2018.
- [Mes-11] A. Messai, A. Mellit, A. Guessoum, et al. "Maximum power point tracking using a GA optimized fuzzy logic controller and its FPGA implementation". *Solar energy*, 2011, vol. 85, no 2, p. 265-277.
- [Nab-81] A. Nabae, I. Takahashi and H. Akagi, "A New Neutral Point Clamped PWM Inverter", *IEEE Trans. on IA*, Vol. IA-17, No. 5, pp. 518-523, Sept/Oct 1981
- [Naz-18] A. Nazemi Babadi, O. Salari, M. Mojibian and M. Bina, "Modified Multilevel Inverters With Reduced Structures Based on PackedU-Cell", *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6, no. 2, pp. 874-887, 2018.
- [Nik-14] A. Niknam Kumle, S. Fathi and S. Heidary Yazdi, "A novel memetic algorithm approach for selective harmonic elimination in multi-level inverters", *The 5th Annual International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC 2014)*, 2014.
- [Oul-05] **N. Ould cherchali**, S. Boulkhrachef and M. Boucherit, "Technique d'Elimination d'Harmoniques Appliquée Aux Onduleurs de Tension à Cinq Niveaux Triphasés", in *Séminaire International sur les Systèmes Electromécaniques (SISEM'05)*, Annaba, Algeria, 22-23 Nov 2005.
- [Oul-07] **N. Ould cherchali**, S. Boulkhrachef M. Boucherit, and L. Barazane "Technique d'Elimination d'Harmoniques Appliquée aux Onduleurs de Tension à Cinq Niveaux Asymétriques Triphasés", in *5èmes Conférence sur le Génie Electrique (CGE'05)*, EMP, Alger, Algeria, 16-17 Avr 2007.
- [Oul-08] **N. Ould cherchali**, N. Hanini, S. Boulkhrachef, L. Barazane and M. Boucherit, "Contribution of SHEPWM in the Control of NPC Five Levels Inverter; Application to Induction Machine", in *2nd International Conference on Electrical & Electronics Engineering (ICEEE'08)*, Laghouat, Algeria, 21-23 Avr 2008.
- [Oul-09a] **N. Ould cherchali**, A. Tlemçani, L. Barazane and M. Boucherit, "Application des Algorithmes Génétiques sur la technique d'Elimination d'harmoniques. Commande des Onduleurs de Tension à cinq niveaux", in *6èmes Conférence sur le Genie Electrique (CGE'06)*, EMP, Alger, Algeria, 13-14 Avr 2009.
- [Oul-09b] **N. Ould Cherchali**, B. Bentchikou, A. Tlemçani, L. Barazane and M. Boucherit, "Contribution dans l'Application des Algorithmes Génétiques pour Commander des Onduleurs de Tension à Cinq Niveaux par la Technique d'Elimination d'Harmoniques", in *3rd Conference on Electrical Engineering*, Alger, Algeria, 19-21 Mai 2009.
- [Oul-11a] **N. Ould Cherchali**, A. Tlemçani, M. Boucherit and L. Barazane, "Comparative Study between Different Modulation Strategies for Five Levels NPC Topology Inverter", *Energy and Power Engineering*, vol. 03, no. 03, pp. 276-284, 2011.

- [Oul-11b] **N. Ould Cherchali**, A. Tlemçani, L. Barazane and M. Boucherit, "A Five Level NPC Inverter Controlled by Using SHEPWM Strategy", *Advances in Electrical and Electronic Engineering*, vol. 9, no. 3, pp. 109-117, 2011.
- [Oul-11c] **N. Ould Cherchali**, A. Tlemçani, M. Boucherit and L. Barazane, "Etude Comparative Entre Diverses Stratégies de Modulation pour Onduleur à Cinq Niveaux à Structure NPC", in *The International Conference on Electronics & Oil: From Theory to Applications (ICEO'11)*, Ouargla, Algeria, 01-02 Mars 2011.
- [Oul-13a] **N. Ould Cherchali**, A. Morsli, M. Boucherit and L. Barazane, "Application of Fuzzy Robust Controller for Photovoltaic Systems", in *International Renewable and Sustainable Energy Conference*, Ouarzazate, Morocco., 2013.
- [Oul-13b] **N. Ould Cherchali**, A. Morsli, M. Boucherit, L. Barazane and A. Tlemçani, "Analyse et Commande d'une Cascade de Deux Source photovoltaïque_Onduleur à Cinq Niveaux", in *International Conference on Electrical Engineering (CIGE'2013)*, Bechar, Algeria, 17-19 Nov 2013.
- [Oul-13c] **N. Ould Cherchali**, A. Morsli, M. Boucherit, L. Barazane and A. Tlemçani, "Application de la Logique Floue pour la Poursuite du Point de Puissance Maximale d'un Système Photovoltaïque", in *International Conference on Electronics and Oil From Theory to Applications*, Ouargla, Algeria, 05-06 Mars 2013.
- [Oul-13d] **N. Ould Cherchali**, A. Morsli, M. Boucherit, L. Barazane and A. Tlemçani, "Analyse et Commande d'une Cascade Source photovoltaïque_Onduleur à Cinq Niveaux.", in *The International Conference on Electronics & Oil: From Theory to Applications*, Ouargla, Algeria, 05-06 Mars 2013.
- [Oul-14a] **N. Ould Cherchali**, A. Morsli, M. Boucherit and L. Barazane, "Robust Controller to Extract the Maximum Power of a Photovoltaic System", *Journal of Electrical and Electronics Engineering*, vol. 7, no. 1, pp. 117-122, 2014.
- [Oul-14b] **N. Ould Cherchali**, A. Morsli, M. Boucherit, L. Barazane and A. Tlemçani, "Comparison of two maximum power point trackers for photovoltaic systems using robust controllers", in *3rd International Symposium on Environmental Friendly Energies and Applications (EFEA)*, Paris, France, 19-21 Nov 2014.
- [Oul-14c] **N. Ould Cherchali**, A. Tlemçani, A. Morsli, M. Boucherit and L. Barazane, "Application of Firefly Algorithm on the SHEPWM strategy for the multilevel inverters", in *International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM)*, Tunis, Tunisia, 3-6 Nov 2014.
- [Oul-14d] **N. Ould cherchali**, A. Tlemçani, M. Boucherit, L. Barazane and K. Sebaa, "Application de l'Algorithme de Firefly sur la Stratégie SHEPWM pour la Commande des Onduleurs de Tension Multiniveaux", in *Third International Conference on Power Electronics and Electrical Drives (ICPEED'14)*, Oran, Algeria, 10-11 Dec 2014.
- [Oul-14e] **N. Ould cherchali**, B. Bentchikou, A. Tlemçani, M. Boucherit, L. Barazane and A. Morsli, "Comparison of Maximum Power Point Trackers using two Robust Controllers for Photovoltaic Systems", in *The International Renewable and Sustainable Energy Conference (ENTECH'14)*, Istanbul, Turkey, 22-24 Dec 2014.
- [Oul-15a] **N. Ould Cherchali**, M. Boucherit, L. Barazane and A. Tlemçani, "Using of Firefly Algorithm for Selective Harmonic Eliminated Pulse Width Modulation Strategy in the Multilevel Inverters", *The Mediterranean Journal of Measurement and Control*, vol. 11, no. 1, pp. 331-336, 2015.
- [Oul-15b] **N. Ould cherchali**, M. Boucherit, L. Barazane and A. Morsli, "Study of Two MPPTs for Photovoltaic Systems Using Controllers Based in Fuzzy Logic and Sliding Mode", in: *17th International Conference on Electric Machines and Drive Systems (ICEMDS 2015)*, Dubai, UAE, 19-20 May 2015.
- [Oul-15c] **N. Ould cherchali**, A. Morsli, M. Boucherit, L. Barazane, B. Bentchikou and A. Tlemçani, "Cascaded NPC Multilevel Inverter Topology for Grid Interactive Transformerless Photovoltaic Power System", in *International Conference on Automatic Control, Telecommunication and Signals (ICATS'15)*, Annaba, Algeria, 16-18 Nov 2015.
- [Oul-15d] **N. Ould cherchali**, A. Morsli, M. Boucherit and L. Barazane, "Artificial Neural Network based MPPT Technique for PV Systems", in *International Conference on Automatic Control, Telecommunication and Signals (ICATS'15)*, Annaba, Algeria, 16-18 Nov 2015.
- [Oul-18] **N. Ould cherchali**, M. Boucherit, L. Barazane, Z. Amokran, A. Morsli, and A. Tlemçani, "A Multilevel Inverter for Photovoltaic Systems With Fuzzy Logic Control for Grid Connected PV Systems", in *2018 2nd International Conference on Green Energy (ICOG E 2018)*, Kuala Lumpur, Malaysia, 12-14 Aug 2018.
- [Pan-06] Y. Pankow, *Etude de l'intégration de la Production décentralisée dans un réseau basse tension*. Thèse de doctorat de l'Institut National supérieure des sciences Appliquées, Toulouse, France, 2006.

- [Par-17] J. Prasanth Ram and N. Rajasekar, "A Novel Flower Pollination Based Global Maximum Power Point Method for Solar Maximum Power Point Tracking", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 11, pp. 8486-8499, 2017.
- [Pat-74] H. Patel and R. Hoft, "Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part II --- Voltage Control Techniques", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. -10, no. 5, pp. 666-673, 1974.
- [Qi-17] X. Qi, S. Zhu and H. Zhang, "A hybrid firefly algorithm", 2017 IEEE 2nd Advanced Information Technology, Electronic and Automation Control Conference (IAEAC), 2017.
- [Rak-18] M. Rakhshan, N. Vafamand, M. Khooban and F. Blaabjerg, "Maximum Power Point Tracking Control of Photovoltaic Systems: A Polynomial Fuzzy Model-Based Approach", *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6, no. 1, pp. 292-299, 2018.
- [Ren-94] J.M. Renders. *Algorithmes génétiques et réseaux de neurones*. Paris : Hermès, 1994.
- [Ric-97] A. Ricaud, *Photopiles solaires- De la physique de la conversion photovoltaïque aux filières, matériaux et procédés*, Lausanne: Presses polytechniques et universitaires romandes, 1997.
- [Rou-18] R. Rout, T. Roy, T. Choudhury and B. Nayak, "A Novel Structure of Cascaded Multilevel Inverter with High Voltage Level Generation Capability using Reduced Components", *2018 National Power Engineering Conference (NPEC)*, 2018.
- [Sah-18] B. Sahmadi, D. Boughaci, and R. Rahmani, "A modified firefly algorithm with support vector machine for medical data classification.", in *Computational Intelligence and Its Applications: 6th IFIP TC 5 International Conference*, Oran, Algeria, 2018, pp. 232-243.
- [Saj-17] S. Sajadian and R. Ahmadi, "Distributed Maximum Power Point Tracking Using Model Predictive Control for Photovoltaic Energy Harvesting Architectures Based on Cascaded Power Optimizers", *IEEE Journal of Photovoltaics*, vol. 7, no. 3, pp. 849-857, 2017.
- [Sar-15] S. Saravanan, S. Babu, and N. Ramesh. Maximum power point tracking algorithms for photovoltaic system—A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2016, vol. 57, p. 192-204.
- [Sel-19] S. Selvakumar, M. Madhusmita, C. Koodalsamy, S. Simon and Y. Sood, "High-Speed Maximum Power Point Tracking Module for PV Systems", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 2, pp. 1119-1129, 2019.
- [Sha-01] S. Shahalami, *Filtrage hybride des perturbations harmoniques produites par des systèmes d'entraînement asynchrone à vitesse variable*. Thèse de doctorat: Université Henri Poincaré-Nancy 1, 2001.
- [Sid-19] M. Siddique, S. Mekhilef, N. Shah and M. Memon, "Optimal Design of a New Cascaded Multilevel Inverter Topology With Reduced Switch Count", *IEEE Access*, vol. 7, pp. 24498-24510, 2019.
- [Sin-18] S. Singhai, A. Pandey and V. Singh, "New Topology of Asymmetrical Multilevel inverter [15/29 Level]", *2018 International Conference on Current Trends towards Converging Technologies (ICCTCT)*, 2018.
- [Sri-17] R. Srikakulapu and U. Vinatha, "Combined approach of firefly algorithm with travelling salesmen problem for optimal design of offshore wind farm", *2017 IEEE Power & Energy Society General Meeting*, 2017.
- [Tes-17] D. Teshome, C. Lee, Y. Lin and K. Lian, "A Modified Firefly Algorithm for Photovoltaic Maximum Power Point Tracking Control Under Partial Shading", *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 5, no. 2, pp. 661-671, 2017.
- [Vil-09] M. G. Villalva, J. R. Gazoli and E. R. Filho, "Modeling and circuit-based simulation of photovoltaic arrays," in *2009 Brazilian Power Electronics Conference*, Bonito-Mato Grosso do Sul, 2009, pp. 1244-1254.
- [Web-1] www.dspace.com. 2018.
- [Yan-08] X. Yang, *Nature-inspired metaheuristic algorithms*. Frome, U.K.: Luniver Press, 2008.
- [Yan-09] Yang X. "Firefly Algorithms for Multimodal Optimization". In: Watanabe O., Zeugmann T. (eds) *Stochastic Algorithms: Foundations and Applications*. SAGA 2009. Lecture Notes in Computer Science, vol 5792. Springer, Berlin, Heidelberg, 2009.
- [Yoa-08] W. Yao, H. Hu and Z. Lu, "Comparisons of Space-Vector Modulation and Carrier-Based Modulation of Multilevel Inverter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 1, pp. 45-51, 2008
- [You-17] A. Youssef, M. El-telbany, and A. Zekry. "The role of artificial intelligence in photo-voltaic systems design and control: A review ". *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2017, vol. 78, p. 72-79.